

[51] Int. Cl⁷

H02H 3/08

[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 93119033.9

[45]授权公告日 2000 年 2 月 23 日

[11]授权公告号 CN 1049770C

[22]申请日 1993.9.21 [24]颁证日 1999.11.27

[21] 申请号 93119033.9

[30] 优先权

[32]1992.9.21 [33]JP[31]250308/1992

[32]1993.4.9 [33]IP[31]82332/1993

[73]专利权人 株式会社东芝

地址 日本神奈川县

共同专利权人 东芝工厂自动化系统工程株式会社

[72]发明人 冈土千寻 秀岛诚

审查员 龚海军

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

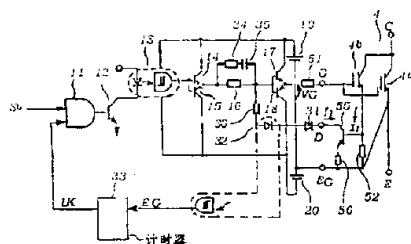
代理人 程天正 张志醒

权利要求书 5 页 说明书 21 页 附图页数 12 页

[54]发明名称 功率晶体管过电流保护电路

[57]摘要

用于功率晶体管的过电流保护电路,根据由栅极电路产生的栅极驱动电压在功率晶体管中流过主电流。该过电流保护电路包括:电流检测装置,用于检测在功率晶体管中流动的主电源来产生对应于该主电流的检测电压;被连接来接收该检测电压的电平检测电路,用于当检测电压超过规定值时对应于在检测电压和该规定值之间的一差值为产生控制电流。该过电流保护电路还包括电流控制电路和驱动指令控制电路。



ISSN 1008-4274

权利要求书

1.一种用于功率晶体管的过电流保护电路,该晶体管中流过随栅极电路产生的栅极驱动电压而变化的主电流,其特征在于该过电流保护电路包括:

电流检测装置,它用于检测在所述功率晶体管中流动的所述主电流,以产生一个对应于所述主电流的检测电压;

连接到电流检测装置接收所述检测电压的电平检测装置,它用于当所述检测电压超过一个规定的值时,产生对应于所述检测电压和所述规定的值之间的差值的控制电流;

被连接来接收所述控制电流的电流控制器装置,它根据所述控制电流通过调整所述栅极驱动电压来限制所述主电流,和

被连接来接收所述控制电流的驱动指令控制装置,它用于根据所述控制电流,通过控制所述栅极驱动电压到一个关断状态来使所述主电流为零。

2.根据权利要求1所述的过电流保护电路,其特征在于:所述电平检测装置产生所述控制电流,该控制电流的值与所述差值成正比;

所述电流控制装置把所述控制电流从所述栅极电路分流到所述电平检测装置,以便于通过降低所述栅极驱动电压来限制所述主电流;以及

所述电流控制装置进一步包括一个稳定电路,该电路用于当通过降低所述栅极驱动电压来限制所述主电流时延迟一段时间;

所述稳定电路包括一个由一个电阻和一个电容器串联的电路。

3.根据权利要求1所述的过电流保护电路,其特征在于:所述驱动指令控制装置根据所述控制电流产生一个异常信号,并且在产生所

述异常信号以后的一个规定的时间内通过控制所述栅极驱动电压到所述关断状态来使所述主电流为零。

4.根据权利要求1所述的过电流保护电路,其特征在于:所述电流检测装置包括一个电阻和一个电压驱动型晶体管,该晶体管的一个栅极和一个集电极分别地与所述的功率晶体管的一个栅极和一个集电极连接,所述电阻与所述电压驱动型晶体管的一个发射极连接并在所述电压驱动型晶体管的所述发射极上产生所述检测电压。

5.根据权利要求4所述的过电流保护电路,其特征在于:在所述电流检测装置中所述电压驱动型晶体管的所述栅极一个阈值电压被设置到低于所述功率晶体管的所述栅极的一个阈值电压。

6.根据权利要求4所述的过电流保护电路,其特征在于:

所述电平检测装置包括一个晶体管,该晶体管的一个基极被连接来接收所述检测电压;和

在所述电平检测装置中所述规定值与所述晶体管的一个基极的一个阈值电压相对应。

7.根据权利要求1所述的过电流保护电路,其特征在于:所述电流检测装置和所述电平检测装置与所述功率晶体管一起封装在一个单独的组件中。

8.根据权利要求7所述的过电流保护电路,其特征在于:在所述电平检测装置中,根据所述功率晶体管的温度来确定所述被降低的规定值。

9.根据权利要求1所述的过电流保护电路,其特征在于,它进一步包括:被连接来接收所述控制电流的电流切断装置,它用于当被产生的所述控制电流持续一个规定时间时通过逐渐地降低所述驱动电压来使所述主电流变为零。

10.一种用于功率晶体管的过电流保护电路,该功率晶体管中流过

随栅极电路产生的栅极驱动电压而变化的主电流，其特征在于该过电流保护电路包括：

电流检测装置，它用于检测在所述功率晶体管中流动的所述主电流，以产生一个对应于所述主电流的检测电压；

被连接来接收所述检测电压的电平检测电装置，它用于当所述检测电压超过一个规定值时产生一个对应于在所述检测电压和所述规定值之间的一个差值的控制电流；

电流控制装置，它用于把所述控制电流从所述栅极电路分流到所述电平检测装置，以便于通过降低所述栅极驱动电压来限制所述主电流；

强制关断装置，它用于当所述控制电流持续一个规定时间时关闭和自保持，也用于在其中逐渐地分流所述控制电流，并且用于降低所述栅极驱动电压强迫使所述功率晶体管关断；

由此所述栅极驱动电压受到控制，首选它由所述电流控制装置来控制，然后由所述电流控制装置和所述强迫关断装置来控制，以致于流到所述电平检测装置的所述控制电流减小而在所述强迫关断装置中分流的电流增加，最后由所述强迫关断装置以一种软方式来切断所述主电流。

11.根据权利要求 10 所述的过电流保护电路，其特征在于进一步包括：被连接来接收所述功率晶体管和所述控制电流的驱动指令的驱动指令控制装置，该装置用于当接收到所述控制电流时保持所述驱动指令的一种状态，并且当所述控制电流持续一个规定时间时使所述驱动指令进入关断状态。

12.根据权利要求 11 所述的过电流保护电路，其特征在于：所述强制关断装置与所述驱动指令控制装置相连接以致于所述强制关断装置的所述自保持通过所述关断状态的驱动指令被重新设定。

13.根据权利要求 10 所述的过电流保护电路, 其特征在于: 所述电平检测装置产生所述控制电流, 该控制电流的一个值与所述差值成正比。

14.根据权利要求 10 所述的过电流保护电路, 其特征在于: 所述电流检测装置包括一个电阻和一个电压驱动器型晶体管, 该晶体管的一个栅极和一个集电极分别地与所述功率晶体管的一个栅极和一个集电极相连接, 所述电阻与所述电压驱动型晶体管的一个发射极连接, 并且在所述电压驱动型晶体管的所述发射极上产生所述检测电压。

15.根据权利要求 14 所述的过电流保护电路, 其特征在于:

所述电平检测装置包括一个晶体管, 该晶体管的一个基极被连接来接收所述检测电压; 和

在所述电平检测装置中所述规定值对应于所述晶体管的基极的一个阈值电压。

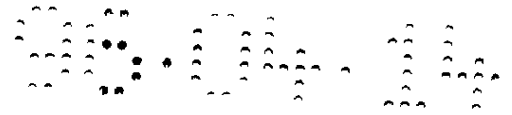
16.根据权利要求 10 所述的过电流保护电路, 其特征在于: 所述电流检测装置包括: 一个由一个电阻和一个二极管的串联电路, 和一个电压驱动型晶体管, 该晶体管的一个栅极和一个集电极分别地与所述功率晶体管的一个栅极和一个集电极连接, 所述串联电路与所述电压驱动型晶体管的发射极连接, 并且在所述电压驱动型晶体管的发射极上产生所述检测电压。

17.根据权利要求 16 所述的过电流保护电路, 其特征在于:

所述电平检测装置包括一个晶体管, 它的基极被连接来接收所述检测电压; 和

在所述电平检测装置中所述规定值对应于所述晶体管的基极的一个阈值电压。

18.根据权利要求 10 所述的过电流保护电路, 其特征在于: 所述电流检测装置和所述电平检测装置与所述功率晶体管一起封装在一个



单独的组件中。

19.根据权利要求 10 所述的过电流保护电路，其特征在于：在所述电平检测装置中，根据所述功率晶体管的温度来确定被降低的所述规定值。

20.根据权利要求 10 的过电流保护电路，其特征在于：

所述电平检测装置包括一个晶体管和一个与所述晶体管的发射极串联连接的稳压二极管，所述晶体管的基极被连接来接收所述检测电压，和

在所述电平检测装置中所述规定值与所述晶体管的基极的一个阈值电压和所述稳压二极管的击穿电压相对应。

功率晶体管过电流保护电路

本发明涉及一种功率晶体管过电流保护电路，特别是涉及一种电压驱动型功率晶体管的过电流保护电路，例如是一种IGBT(绝缘栅双极型晶体管)，或是一个MOSFET(MOS场效应晶体管)。该保护电路对由负载短路等产生的过电流提供快速限制，从而在一个安全工作范围内切断电路实现保护。

IGBT。(绝缘栅双极型晶体管)，被广泛称之为电压驱动型晶体管。由于它们的低开启电压，和MOS管栅极结构一样的小的驱动功率，较快的开关特性，IGBT的应用领域已迅速扩大。开启电压和开关速度特性是彼此对立的，不断努力研究的目的在于在两者之间做出较好的折衷选择，以便提供更好的元件特性。

图9a中特性曲线c是这些研究预测得到的第三代或以后的IGBT的开启电压特性曲线，为比较图中也示出了第一代IGBT的开启电压特性曲线A。普遍使用的第二代IGBT的开启电压特性曲线B也示出了。集电极电流 I_c 用一个百分比来表示，取各自的IGBT的额定电流为100%。

正如从这些特性曲线所能看到的，当在负载短路情况下集电极电压 V_{ce} 上升时，一个比额定电流大得多的集电极电流 I_c 就产生了。在第一代IGBT的情况下，这个过电流大致是额定电流的6至8倍，而在第二代IGBT的情况下，它是额定电流的10至12倍左右。

第三代和以后的IGBT，目前正在研究中并且具有上述DRAM类图案，和其他的改进。这些IGBT形成一个15至20倍左右于额定电流

的过电流特性曲线C。

对于这样大的一个过电流，快速电流限制和切断是困难的，该元件的过电流保护也困难。因此，对于这样一个大的过电流，即使高速电流限制和电路切断被进行，还会产生过大的冲击电压，该冲击电压使安全保护变为困难，也使元件的过流保护变得困难。

下面将描述在负载短路时常用的IGBT_s的保护。图9b示出了IGBT_s的一种典型的主电路布置。在这种装置中，一个电动机3通过从一个DC电压源1的DC电压变换来的AC电压来驱动，这种变换是利用一个由IGBT_s21至26组成的桥式变换器(逆变器)来进行的。在这样一种装置中，当短路发生在负载(电动机)两端时，一个短路电流经过正边和负边的IGBT_s。如果一个开启信号(由于噪声或该操作)同时输入给相同桥臂中的正边和负边的IGBT_s，短路电流也会产生。

在现有的IGBT_s的情况下，在电压为该元件的额定电压的80%时，一个IGBT能够承受这样一个短路状态的时间是10至20 μ s。这就是说，必须设置短路保护，以使在7.5至10 μ s内对过电流进行检测，限制和切断电路。

图10b是一种IGBT的短路承受容量的一个特性曲线图，它示出了在固定集电极-发射极电压VCE的情况下，在短路点上流动的一个集电极电流和一个承受时间tw之间的关系曲线。在图10a也示出了试验电路。正如从特性曲线中所见，集电极电流IC和承受时间tw实际上具有一个恒功率关系。因而如果由于负载短路等使集电极电流IC增加，则承受时间tw将变短，因此需要一个快速保护操作。

因此提出了各种方法，通过限制短路电流延长视在短路承受时间，当由于负载短路等产生的过电流被检出时(日本专利公开号P61

—251323, 1986, 11.8), 通过降低IGBT栅极电压来利用IGBT的晶体管作用。

图11a所示的电路在一个学术会(日本电气工程师学会第470次全国会议, 1992年)上公开了。设置一个电流检测IGBT_{4c}来检测IGBT_{4a}的电流。当它超过一个特定的电流时, 通过一个NLV(非闭锁)电路50, 使IGBT的栅压降低, 抑制了短路电流。

在图11d中示出了NLU电路50的一个例子, 其中52和53是电阻, 54是一个MOSFET。在图11d中, 当由电流感应IGBT_{4b}的发射极电流产生的电阻52上的电压降超过MOSFET₅₄的栅极阈电压时, 电流经过一个栅极电阻53流到MOSFET₅₄的漏极, 由此降低了IGBT_{4a}的栅极电压。另外, NLU电路50也可能是图11e所示的电路。在这个电路中, MOSFET₅₄已被双极型晶体管55代替。

用这样一种电路结构能够限制短路电流, 如在图11c中所示。如图11b所示, 通过在过电流时降低IGBT的栅极电压来使IGBT的导通电阻增加, 能够使短路承受时间明显延长。

显然通过图11所示现有技术方法增加了IGBT的短路承受容量, 但是它存在下列问题。当检测一个短路故障时, 需要一个单独的电路来关断用于驱动IGBT桥路的信号。特别是, 当设计短路电流被限制到大致200%额定值时, 用上述过电流检测来进行短路故障检测是困难的。

必须借助于一个单独的短路故障检测电路或类似电路来加上一个电路使驱动信号关断, 该检测电路检测例如IGBT的电压VCE, 不考虑加一个开启信号而保持高值的情况。这就使该电路进一步复杂。

同时, 由于即使对于图11d的FET₅₄的同一漏极电流, 栅压随栅



电阻 51 的值 R_g 变化,而不同,限流值 ICL 也就随值 R_g 的大小而变化,如图12所示。

根据图11d,通过增加漏极电流对检测电流的放大率,能够使电流限制值 ICL 的变化减小。然而,能够达到的范围是有限的,因为,如果该放大率增得太大,则MOSFET $_{54}$ 就执行一个开关作用,而不是一个模拟作用,结果IGBT $_4$ 的栅极电压降到大约为零左右,IGBT的电流在接通和关断之间振荡,这就是图12中的特性曲线。

因此一个缺点是,如果为了使IGBT的开关加快而使值 R_g 变小,那么短路电流限制值 ICL 上升,减少了短路承受时间。

进一步的问题是当IGBT $_5$ 被并联连接时产生振荡。特别是,如果在每个IGBT $_5$ 的电流限制作用的工作电压中有一些不同,那么当触发一个IGBT的电流限制作用时,被限制的那个电流会转移到另一个IGBT上,而触发该IGBT的电流限制作用。这一过程重复发生,导致振荡,使IGBT $_5$ 可能损坏。

同样,虽然在图11a中所示电路IGBT的电流限制作用的工作是非常快的,但是当一个IGBT被用来与一个二极管反相并联连接时存在下列问题。

尤其是如图13电路所示,放电电流 i_D 从负载电感 $3L$ 流到二极管21D上,并且当IGBT $_{24}$ 导通时,如由图13的波形图所示、一个大约1.5至2倍于负载电流 i_D 的峰值电流出现在IGBT $_{24}$ 的电流 I_c 的上升部分中。该电流波形的阴影部分是二极管21D的恢复电流,并且随着二极管的耐压增加,恢复电流也增加,此外它还随着温度上升而增加。如果电流限制值低于这个峰值电流,那么IGBT的接通失败就明显增加。因此,假设放电电流 i_D 最高达到IGBT的额定电流,则峰值电流

变为大约200%的额定电流。考虑到需要一个限界，因此电流限制值必须设置在至少在250%的额定电流。这就导致了短路承受时间被缩短的问题。

同样，如果为了加速开关动作使栅极电阻 R_g 的阻值 R_g 变小。那么可能需要大约500%至600%的额定电流的一个电流限制值。这就造成保护难于调整的缺点。

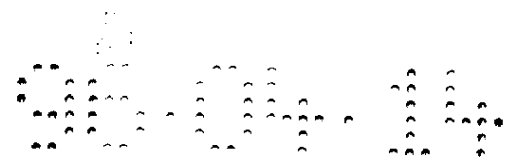
进一步的问题是：即使在如图11中所示的系统中，其中设置了NLU电路，虽然限制了电流的峰值，但是由于漏感 L_0 产生的冲击电压，电流的快速切断导致IGBT超过了它的安全工作范围，有损坏该元件的危险。

图10c示出了一个IGBT的安全工作区的例子。当电流 I_C 增加时 I 必须降低冲击电压 V_{eEP} 。尤其是如果交换器的容量增加，故障电流也变大，但由于结构上条件限制了漏感被减少，则冲击电压相应地趋于增加。

因此，为了降低冲击电压，唯一有利的办法是降低电流的变化率 di/dt 。

最后，已经限制到250%至500%的额定电流的电流，通过关断驱动信号必须承受一个断路操作。由此产生的冲击电压由 $-L_0 \cdot di/dt$ 确定。如果冲击电压超出晶体管的反向偏压安全工作范围，则晶体管将永久性地损坏。在切断一千200%的额定电流的电流情况下，该IGBT的安全工作区域下降到大约它的额定电压的80%。

尤其是，如果变换器的容量被增加，漏感 L_0 也趋于增加，并且由于电流与电容量成正比，则冲击电压显著地增加。这就导致缓冲电路（冲击电压吸收电路）占据更多的面积，并且比晶体管主元件需



要更多的费用。

因此，本发明的一个目的是提供一种用于功率晶体管过电流保护的电路，该电路能够以高速度检测和限制晶体管的过电流，能够高可靠性地切断过流电路。

本发明的另一个目的是提供一种用于功率晶体管过流保护的电路，该电路能够以高速度检测和限制晶体管的过电流，并且然后能够高可靠性地切断过电流，同时使切断过电流时产生的冲击电压被抑制。

本发明的这些和其它的目的通过设置一个用于功率晶体管的过电流保护电路来实现，该功率晶体管响应一个栅极电路产生的栅极驱动电压而产生一个主电流。该过流保护电路包括：一个用于检测流过功率晶体管的主电流以产生一个与该主电流相对应的检测电压的电流检测电路，一个被连接来接收检测电压的电平检测电路，当检测电压超过一个规定的值时，该电平检测电路对应于在检测电压和一个规定值之间的一个差值产生一个控制电流。该过电流保护电路进一步包括：一个被连接来接收控制电流的电流控制电路，该电路根据控制电流通过调正栅极驱动电压来限制主电流，一个被连接来接收控制电流的驱动指令控制电路，该电路根据控制电流通过把栅极驱动电压控制到一个断开状态来使主电流为零。

根据本发明的一个目的，提供一个用于功率晶体管的过电流保护电路，该功率晶体管根据由一个栅极电路产生的一个栅极驱动电压而产生一个主电流，该过电流保护电路包括：一个用于检测在功率晶体管中流动的主电流（以不生一个相应于主电流的检测电压的电流检测电路，一个被连接来接收检测电压的电平检测电路，当检测

电压超过一个规定值时，该电平检测电路对应于在检测电压和一个规定值之间的一个差值而产生一个控制电流。该过电流保护电路进一步包括：一个电流控制电路，该电路用于把从栅极电路到电平检测电路控制电流分流以便通过降低栅极驱动电压来限制主电流，一个强制关断电路，当控制电流持续一个用于使控制电流逐渐地分流的規定时间时该强制关断电路用于闭锁和自保持，并且用于降低栅压以使功率晶体管强制关断。栅极控制电压首先由电流控制电路来控制，然后由电流控制电路和强制关断电路来控制，从而流到电平检测电路的控制电流时小而所述强制关断电路中分流电流增加，最后由强制关断电路以软方式切断主电流。

当主电流出现在晶体管中时，电流检测电路输出一个与主电流成正比的检测电压。当这个检测电压超过电平检测电路的设定电压时，对这个差值的一个控制电流被输出。根据这个控制电流，电流控制电路通过降低晶体管的驱动电压来达到电流限制控制以便于抑制主电流。当控制电流被输出时，驱动指令控制电路控制驱动电压到关断状态，由此使晶体管的主电流为零。

当流到功率晶体管的过电流超过一个规定值时，对应于该电流的一个控制电流从栅极电路中流出，使栅压降低。当栅压下降时，功率晶体管的导通电阻增加，起着一个电流控制环的作用，从而抑制了过电流，因此过电流能够实际上被保持在規定值附近。当控制电流流动时，功率晶体管的驱动信号被保持在开启状态，并且驱动信号不能执行关断作用。如果该控制电流持续一个規定的时间，在强制关断电路中的規定电路被关闭并且自保持被实现。控制电流然后逐渐地分流到規定的电路。当随着被分流的电流逐渐增加由所述

电流控制环产生的控制电流是零时，产生一个转换，通过强制关断电路断开环路，此外栅极电压进一步下降，功率晶体管中的电流慢慢被切断。如果控制电流持续一个固定的时间（包括直到功率晶体管的电流变为零为止的这段时间），驱动信号返回到关断状态，自保持状态被释放并且返回到初始状态。

当参考附图详细说明本发明时，容易得到对本发明的一个完整的了解和许多附加的优点。

图1是根据本发明的第一个实施例，示出了一个用于功率晶体管的过电流保护电路的电路图。

图2是一个说明第一个实施例的动作的曲线图；

图3是说明第一实施例的另一种动作的曲线图；

图4是根据本发明的第二个实施例的一个电路图，它示出了一种功率晶体管的过电流保护电路。

图5是根据本发明的第三个实施例的一个电路图，它示出了一种功率晶体管的过电流保护电路；

图6示出了说明第三种实施例动作的波形图；

图7是根据本发明的第四种实施例的一个电路图；它示出了一种功率晶体管的过电流保护电路；

图8是根据本发明的第5种实施例的一个电路图，它示出了一种功率晶体管的过电流保护电路；

图9是说明本发明的技术背景的一组图；

图10是说明一种功率晶体管的过电流承受能力的图；

图11是说明现有技术中装配有一种过电流保护功能的IGBT的一组图；

图12是说明关于现有技术的疑难类的一个特性曲线；

图13是说明使用IGBT的一种主电路在工作中的问题的一组图。

现在参考附图描述本发明的实施例，其中在所有的图中相同的符号代表相同的或对应的部分。

在图1中示出了本发明的第一种实施例，在图1a中，IGBT₄是由控制主电流的IGBT_{4a}和用于电流检测的检测IGBT_{4b}所组成，他们各自的栅极和集电极被并联连接在一起，而它们的发射极各自构成独立端，“与”门电路11根据驱动信号S0使晶体管12导通或关断。在光电耦合器13中，根据晶体管12是否导通或关断电流在发光二极管中流动。光电耦合器13进一步设置一个隔离光电晶体管，该光电晶体管由栅极电源19和20来驱动。被互补地连接在一起的晶体管14和15借助于光电耦合器13，根据晶体管12被导通或关断，也被导通或关断。它们的输出电压通过一个电阻16和一个电阻34与一个电容器35的串联电路供给互补连接在一起的晶体管17、18的控制极，并且该输出电压由此被功率放大。晶体管17和18的输出电压VG通过一个电阻51供给IGBT_{4a}和4b的控制极作为IGBT_{4a}和4b的驱动电压。在晶体管55中，当传感IGBT_{4b}的发射极电流I₁产生的电阻52上的压降超过其基极和发射极之间的阈值电压时，电流开始向基极流动，并且一个与差值成比例的电流I₂流向集电极，如在图1b中所示的。主要从互补连接的晶体管14和15的发射极和从互补连接的晶体管17和18的基极来的电流I₂流过一个电阻36，一个光电耦合器32和一个三极管31。光电耦合器32具有一个光电晶体管，当电流I₂流过时，该光电晶体管由一个隔离的控制电源来驱动，并输出一个异常状态信号EG。计时器33输出信号LK，该信号LK正常情况下是“1”，并

且如果对于一个规定的时间异常信号EG连续被输出，那么在时间已到时它使输出信号LK为“0”。

在上述的结构中，当驱动指令S0变为“1”时，晶体管12由“与”门电路11的输出来开启电压，使得互补连接的晶体管14通过光电耦合器13被导通。栅极电源19的电压因此通过电阻16和由电阻34与电容器35组成的串联电路提供给互补连接的晶体管17和18的控制极，并被功率放大，晶体管17和18的输出电压VG经过电阻51供给IGBT4a和4b的栅极，使IGBT4a和4b都导通。并且当驱动指令S0变为“0”时，晶体管12关断，借助于光电耦合器13的输出使晶体管14关断，因此使晶体管15导通，使晶体管17关断，使晶体管18导通，使负偏在供给IGBT4a和4b的栅极上并使IGBT4a和4b都关断。在这种情况下，电阻34和电容器35组成的串联电路作为一个超前电路使栅极电压迅速改变。

当IGBT4a和4b是导通状态而过电流在IGBT4a中流过时，并且驱动指令S0是在“1”的情况下，IGBT4b的发射极电流 I_1 通过图1b中所示的点“Q”（晶体管55的基极—发射极的阈值电压），使电流 I_2 流进晶体管55的集电极。由电流 I_2 产生的电阻16上的电压降低于互补连接的晶体管17和18的栅极电压，由此降低了IGBT4a和4b的栅极电压。

图2a是IGBT特性曲线，并且示出了集电极—发射极的电压VCE和集电极电流 I_c 之间的关系，把栅极电压作为一个参数。正如从图2a中所看到的，IGBT的集电极电流对应于栅极电压来变化。通常为了使IGBT的导通电压小，由一个大的栅极电压来使IGBT导通。其结果是，当短路电流发生时，有一个大的过电流出现。

然而，在该实施例中，如上所述，当过电流在IGBT4a和4b中流动时，IGBT4a和4b的栅极电压下降，使IGBT4a的导通电压上升，结果，过电流被限制在一个规定的范围内。

在图1b中，取电流 I_2 为 I_{2L} ，在该电流 I_2 时，栅压降到一个使IGBT4a的电流是电流受控的值，并取对应于该电流的IGBT4b的电流 I_1 为点b，控制被实现，以使借助在图1a中所示电路中的一个电流控制环使电流 I_1 保持在点b上。

因此，当电流控制作用开始时，靠电流 I_{2L} 从光电耦合器输出一个异常状态信号EG，计时器33起动时间计时。如果对于一个规定的时间持续该电流控制作用，那么计时器33达到“计时终了”计时器33的输出信号LK变为“0”，由此关闭了“与”门电路11的控制极，从而即使当驱动指令S0是“1”的情况下，晶体管12被强制关断。利用这种装置，IGBT4a和4b的栅极电极被负偏压，并且过电流被切断。

图2b示出了对于驱动指令S0为“1”并且负载被短路情况下的一个时间曲线，在时间为 t_1 时，驱动指令S0从“0”变为“1”，于是栅极电压VG从负变为正并且IGBT4a和4b被导通。一个短路电流开始在IGBT4a中流动并且IGBT4b的发射极电流 I_1 迅速上升，使电流 I_2 在晶体管55的集电极中流动。这就启动了电流控制作用。通过该电流控制作用，在时间点 t_2 时栅极电压VG被控制到一个低值，而电流 I_1 被控制到一个规定值。如果对于一个规定的时间持续这种情况，在时间 t_3 时，计时器33的输出信号LK从1变为“0”，使栅压VG返回到负极，结果是IGBT4a和4b的电流变为零而电流 I_1 也变为零。

根据这个实施例，如上所述，一个过电流被检测并快速被限制

到一个规定电流。一个异常状态信号同时输出。如果这种状态持续一个规定的时间，那么通过把IGBT的驱动电压变为关断状态使电流变为零。因此能够实现IGBT的可靠的过电流保护。

在该实施例中，在异常信号输出之后在一个规定的时间上使电流为零。设置该规定的时间是为了避免过电流保护电路由于噪声或其它原因引起的误动作。本发明不限于该实施例。理论上，即使规定的时间很小或是零，本发明的过电流保护电路能够很好地工作。

应该指出当进行电流限制作用时，并当晶体管55的增益系数($\Delta I_2 / \Delta I_1$)变大和在图1b中的距离a—b变小时，电阻34和电容器35作为防止振荡的一个延时电路，能使电路工作稳定，如图2b中所示，它起到了延迟时间点 t_2 的作用，在时间点 t_2 上栅压VG下降。通过该延时电路的作用和通过电栅极电阻51与IGBT_{4a}和_{4b}的栅极—发射极电容构成的延时电路的作用，使电流 I_1 超调，直到它达电流限制值为止。在应用一个实际的IGBT电路中，该超调电流起着有利作用。尤其是由于恢复电流在上述图13的电路中的二极管21D中流动，该超调电流起着补偿电流增加量的作用。用这种方法，在该实施例中，通过正确使用由电流限制控制环产生的电流的超调能够把电流限制值设置到一个较低值。如果与IGBT反相并联连接的二极管的恢复电流是小的，那么能够省去图1中的电阻34和35。

IGBT的温度TC和短路承受时间 t_w 之间的关系在图3a中示出了。当温度 T_e 上升时，承受时间 t_w 变得更短，例如，当温度 T_e 是125°C时，承受时间 t_w 实际减小到当温度 T_e 是25°C时的承受时间 t_w 的一半。

因此，利用晶体管55的阈值电压随温度增加而减小的特性，如图3b中所示，通过随IGBT的温度上升而减小短路电流(电流限制值)，

并且通过在靠近IGBT温度的一个地方安排双极型晶体管55(例如,在发射极的焊接位置是理想的,但离这个位置要有一个小的绝缘垫片厚的距离才是可以接受的),能使视在短路承受时间被延长。

图3C示出了一个MOSFET被用作为晶体管55的一种情况,它给出了一个不受温度影响的固定的电流特性。然而,在这种情况下,通过在靠近IGBT温度的一个位置上安排一个电阻52和利用一个具有正温度系数的电阻也能够实现在图3b中所示的特性。

应该指出:如果IGBT4a和IGBT4b各自由单独的芯片构成,可能发生IGBT4b的栅极电压低到电阻52的压降范围,在IGBT4a中流动的主电流和在IGBT4b中流动的检测电流之间就不能获得一个比例关系。在这样的情况下,通过把IGBT4b的栅极阈值电压设置低于当电流限制作用发生时与电阻52的压降相匹配的一个数值,在主电流和在电流限制作用的范围内的检测电流之间可以建立一个比例关系。

图4示出了本发明的第二种实施例,图4a是主要元件的一个电路图,而图4b是解释其作用的一个波形图。按施加的一个驱动指令使栅极电压VG在时间点 t_1 以负变为正而IGBT的负载短路的情况下,一个短路电流在IGBT中出现,并且一个与短路电流成正比的检测电流 I_d 也出现,结果,当电流 I_d 通过二极管31和稳压管44流入晶体管55的集电极,在电阻16上产生一个电压降,使栅极电压VG在时间点 t_2 上降到一个值,在该值上短路电流被抑制到电流限制值。同样在电流限制作用开始的同时,电流流过电阻37和38并且晶体管39导通,使时间延迟电路的时间计时作用开始。在经过一个规定的时间周期之后在时间点 t_3 上,从时间延迟电路40输出一个控制信号C,使正电压通过电阻41供给MOSFET43的栅极。在MOSFET43的栅极上设置有

一个电容器42。在一个延迟时间以后MOSFET43的栅极电压上升。在时间点 t_4 时，MOSFET43逐渐开始导通，结果是IGBT的栅极电压VG逐渐下降到比零高一点的一个值。因此IGBT的电流也逐渐减小到零并且它的检测电流 I_1 如在图中所示也逐渐减小直到它变为零。通过在MOSFET43中流动的电流来激励光电耦合器32以便输出一个异常信号EG。该信号EG使驱动指令的输出被切断以致于在时间点 t_5 时栅极电压VG被反偏。

根据第二种实施例，在过电流已经持续一规定的时间以后，它逐渐地被减小，因此能够使冲击电压具有一个较低的值。

应该指出的是，设置稳压二极管44仅仅是为了完成一个限制作用的目的以致于栅极电压下降不太大。因此它能够由一个电阻代替或者被省略。

同样地一个用调整超调量的延迟电路通过在晶体管55的输出上设置一个放大器电路等能够被加到晶体管55的输出侧(下游)。

此外，根据本发明一种IGBT组件可以被采用，在该组件中IGBT_{4a}和4b，电阻52和由晶体管55与电阻5b构成的电压检测单元被封装在一个管壳内。通过使用这样的IGBT组件，能够提供主电路高自由度的布置和应用。当这样的IGBT组件被并联连接使用时，能够设置利用电压检测单元的输出信号来提供过电流保护，该电压检测单元被驱动以最快的速度抑制所有并联连接的IGBT_{4a}栅极电压。用这种方法，即使当使用一个大容量装置时，能够容易地实现过电流保护。

在图5中示出了本发明的第三个实施例，在图5中，IGBT_{4A}一般地通过负载与DC电源1A相连接，然而在这个实施例中，注意到当负载短路时的保护，该图示出了负载阻抗是零的情况。一个由晶体管

12A和电阻13A组成的射极跟随器电路被构成，其中在IGBT4A的发射极侧上的部分电流通过电阻11A被转换成电压。

在IGBT4A的栅极驱动电路中，直流电源14A和15A是驱动电源。通过栅极电阻34A由正的和负的栅极驱动电压来实现IGBT4A的栅极驱动，所述栅极驱动电压是利用由放大器17A放大的一个驱动信号返过电阻18A来驱动晶体管32A和33A所获得的，该驱动信号通过光电耦合器16A被隔离。IGBT4A的发射极是起De电源14A和15A的串联连接多的电位上，因此，当晶体管32A被导通时，栅极驱动电压变为正，而当晶体管33A导通时，栅极驱动电压变为负。

一个电阻18A通过一个光电耦合器的发光二极管19A和一个二极管20A与晶体管12A的集电极侧连接。二极管20A的负极侧通过电阻21A连接到晶体管23A的基极，而电阻22A连接在晶体管23A的发射极和基极之间。晶体管23A的发射极连接DC电流14A的正极端。电容器25A从晶体管23A的集电极经过电阻24A被充电。电阻24A和电容器25A的连接点连接到晶体管26A的基极。晶体管26A的发射极通过电阻27A连接到DC电流14A和15A的串联连接点上，和连接到电容器25A的另一端上。晶体管26A的集电极连接到二极管28A的负极上。二极管28A与电容25A并联连接以致于过大的反相电压不能供给晶体管26A。晶体管32A、33A的基极通过电阻29A和二极管30A连接到晶体管26A的基极是有效的。晶体管26A的基极通过电阻31A也被连接到DC电流15A的负极侧上。

光电耦合器的一个光电检测器晶体管35A和电阻36A串联连接。当电流流入光电耦合器的发光二极管19A中时，通过串联电路由故障检测电路37A来检测该电流。故障检测电路37A的输出信号 V_{37} 使

一个PWM信号(脉冲宽度调制信号)由一个保持电路38A来保持。PWM信号通过切断电路39A输入给光电耦合器16A。故障检测电路37A输出信号 V_{37} 与计时器电路40A连接以便于通过计时器电路40A驱动切断电路39A。

该实施例的结构上面已作说明,现在参考图6来说明它的作用。当PWM信号被置为“1”时,光电耦合器16A由切断电路39A的输出电压 V_{39} 来驱动,可是通过放大器17A和电阻18A使晶体管33A关断而使晶体管32A导通,栅极驱动电压VG从负到正翻转。

当正电压被供给IGBT4A的栅极时,IGBT4A被导通。在负载被短路的状态下,在IGBT4A的集电极和发射极之间供给DC电源1A,使IGBT导通,因此它的内阻下降,当这种情况发生时,IGBT4A的集电极电流 I_e 迅速上升,上升的斜率受该电路的杂散电感的限制。该电流的一部分由电阻11A来检测作为一个电压信号。在时间点 t_2 时,一个电流 I_2 流到晶体管12A的集电极;电流 I_2 与来自这个被检测的电压超过在晶体管12A的基极和发射极之间的阈电压那点的电流 I_e 的增量成正比。该电流 I_2 在由电阻18A,光电耦合器19A和二极管20A组成的电路中流动,增加了电阻18A的电压降,结果是栅极驱动电压VG开始下降。

另一方面,部分电流 I_2 也被分流到由电阻22A和21A组成的电路中,因此在时间点 t_3 时晶体管23A导通并输出一个电压 V_{23} ,该电压 V_{23} 通过电阻24A开始向电容器25A充电。该充电电压 V_e 从负向正上升,并且在时间点 t_4 时超过晶体管26A的基极发射阈值电压。在时间点 t_4 之后由于晶体管26A和电阻27A的射极跟随作用,晶体管26A流过一个与部分电压 V_e 成正比的电流 I_3 ,电压 V_e 大于阈值电压,同

样当电流 I_3 流过时，晶体管23A须经过自保持，因此，即使电流 I_2 变为零，这种状态被保持。

在时间点 t_2 至 t_4 的间隔中，当IGBT $4A$ 的电流 I_e 超过一个固定的值时，电流 I_2 流动，降低了IGBT $4A$ 的栅极电压，因此增加了IGBT $4A$ 的导通阻抗并减小了电流 I_e 。从而完成了一个控制环的作用，因此短路电流被控制到一个实际的固定值。

接下来，在时间点 t_4 至 t_6 之间的这段时间中，逐渐增加的电流 I_3 作为一个外部故障被输入。通过减小电流 I_2 来达到平衡、其结果是电流 I_3 增加，并在时间点 t_6 时电流 I_2 变为零。从 t_4 到 t_6 这段时间是这样一个期间，即在这段时间中具有重叠的恒定IC电流控制和一个强制关断控制，强制降低栅极电压并由此降低了 I_e 。因此恒定IC控制环的作用在这期间内稍微地减小了电流IC。

接下来在时间点 t_6 时，电流 I_2 变为零。在时间点 t_6 以后，电阻18A的电压降随着电流 I_3 的增加而增加，在电压VG中导致了一个平缓的下降(但无论如何也比在 t_4 至 t_6 期间下降的更快)。因而，电流 I_e 也以较软方式被切断，并在时间点 t_7 时完全地被切断。跨在IGBT $4A$ 的集电极和发射极之间的冲击电压由此能够被减小。用这种方法，如果在时间点 t_4 之后持续一个过电流状态，那么IGBT $4A$ 在安全操作的范围内具有高可靠性的被完全切断。

构成这种电路的结果是：如果在时间点 t_4 到达之前过电流被消除并且电流 I_2 变为零，那么晶体管23A被关断以致于电容器电压 V_e 通过电阻31A来放电。该电路的目的是为了避免由于短时的过电流，例如在桥式连接上的二极管的反相恢复电流，或由于噪声使晶体管23A自保持所引起的IGBT $4A$ 被关断。

接下来在时间点 t_5 时PWM信号被关断。然而，光电耦合器19检测电流 I_2 和 I_3 ，并且光电耦合器16A的信号 V_{39} 通过光电耦合器35A由故障检测电路37A和保持电路38A来保持。

在时间点 t_7 之后的一个时间点 t_6 上计时器电路40借助于开关电路39使驱动信号 V_{39} 关断在时间点 t_7 上IGBT4A的电流 I_4 被软切断，并且计时器电路40迅速地使电压 V_6 为一个负压，而同时借助于二极管30A和电阻29A为电容器25A提供反相偏压。因此光电耦合器19A的电流变为零而故障信号被重新设置。

用该实施例，通过采用一种IGBT恒流控制环的设置来使短路电流降低到 $1/4$ 至 $1/5$ 就能够延长在短路状态下的安全工作时间。通过从该恒定电流控制环到一个强制关断电路实现一个平稳的转换和实际上逐渐地减小栅极电压，使IGBT的电流变化到减小。结果是冲击电压被减少并且在IGBT的安全工作范围内能够高可靠性地实现电流断开。

设计该过电流流动这段时间，以致于栅极驱动信号被保持并且故障电流不被快速切断。在防止冲击电压变大时这是很有效的。因为特别是当交换器容量变大时电流值增加而不减小杂散的电感。

本发明不限于以上精确的描述的第三种实施例的电路结构。通过具有少数方框电路组成的一个电路能够实现本发明，其中每个方框电路都完成与在第三种实施例中各自对应的电路部分相同的功能。在图7中示出了本发明的第4种实施例，它是实施例中的一种。和图中相同的部分的叙述省去。在该实施例中，为了IGBT4A的栅极驱动对于DC电流14A反使用正电压。

同样的，为了IGBT4A的电流检测而不是分流主电流，直接检测

IGBT4A的内部电压。同样地即改在利用一个Hall电流装置或类似装置来检测电流的情况下操作也是相同的。一个FET(场效应晶体管)也能够被用于晶体管12A。

因此，通过一个靠检测晶体管12A的集电极电流 I_1 被启动时间延迟装置42A和一个在该时间延迟后实现自保持的保持电路43A，而提供一个减增电路44A来增加电流 I_3 。当放大器17A的输出为零时返过重新设定电路45A使渐增电路44A被重新设定。

如上所述的第4种实施例，它具有与第三种实施例相同的功能，因此对于它的功能的详细说明被省略了。

图8示出了本发明的第五种实施例。在图8中，加到在图5中所示电路上的部分是：一个二极管50A，一个电阻51A，一个稳压管52A，一个电阻53A，一个晶体管54A，一个电阻55A，一个晶体管56A和一个电阻57A。

接下来在下面将描述该实施例的作用。通过与电阻11A串联连接的二极管50A取消了晶体管12A的基极和发射极的二极管特性。与电流 I_1 成正比的电流 I_5 流到晶体管12A的集电极。当由电流 I_5 引起的电阻51A的电压降超过稳压二极管52A的电压和晶体管54A的基极与发射极之间的电压时，通过晶体管54A和电阻53A的射极跟随器的作用电流 I_4 流过晶体管54A的集电极。由电流 I_4 引起的电阻55A的电压降使由晶体管56A和电阻57A组成的射极跟随电路的电流 I_2 流到晶体管56A的集电极。

流到晶体管56A的集电极电流 I_2 起着与在图5中流到晶体管12A的集电极的电流 I_2 相同的作用。因此下面描述的该实施例的作用可以被省略。

在这个实施例中，通过从外部改变稳压二极管52A的击穿电压能够很容易地改变过电流保护值。

上面已经对功率晶体管是一种IGBT的情况进行描述。然而，它也可以被应用到一个具有象MOSFET这样的晶体管作用的电压驱动元件。

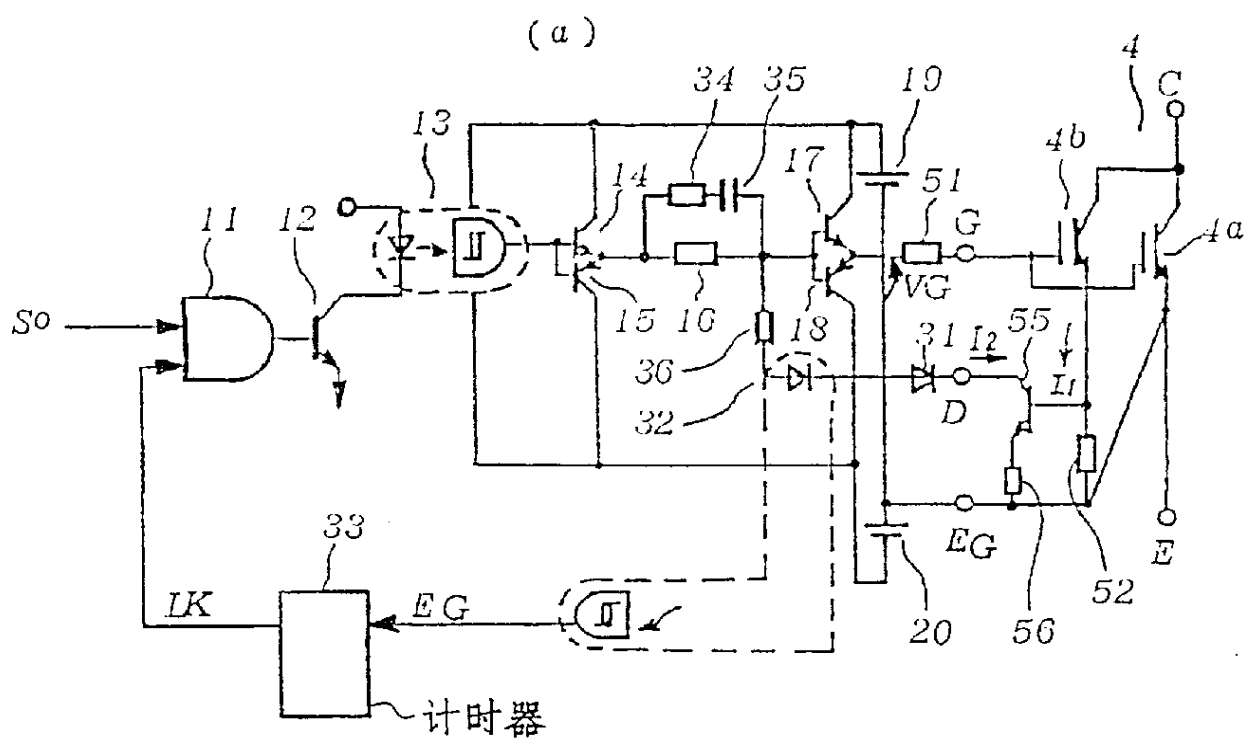
根据本发明，由于负载短路一个过电流流入到一个晶体管中，该过电流以很高的速度被检测并被限制到一个规定的电流。如这种状态持续一个规定的时间，那么通过使该晶体管的驱动电压进入到断开状态来使该电流为零。因此达到该晶体管的可靠的过电流保护。

同样地，如果通过第二个晶体管来检测在功率晶体管中流动的主电流，就能够改进在电流限制区内的关于主电流的比例关系。此外，增加了主电路布置的自由度，并且即使当该装置是由并联连接的晶体管所组成的大容量设备，也能够很容易地实现过电流保护。因此即使当晶体管的温度上升，仍然能够实现可靠的过电流保护。并且通过当一个过电流被切断时产生的冲击电压，能够提供一种更高可靠性的保护功能。

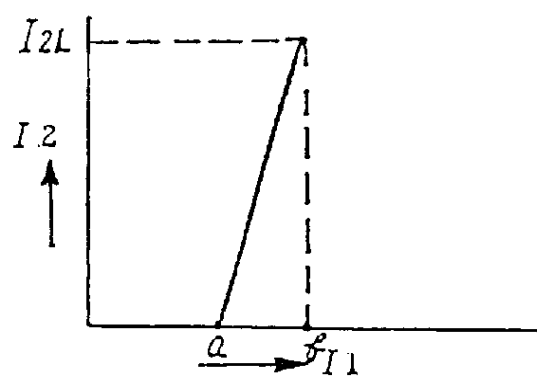
此外，根据本发明，设置了一个自动控制环，如果在功率晶体管中的电流超过一个规定值，那么栅极电压被降低而功率晶体管的电流被限制。进一步设置一个控制电路，通过检测栅极电压和如果这种限制作用持续超过一个固定时间将保持该栅极电压，该控制电路逐渐地减小栅压并且以软方式切断电流。因此能够提供一个功率晶体管的过电流保护电路，该电路在一个安全工作区内能够具有高可靠性工作，并用软方式切断电流，在这一系列工作，保持栅极驱

动信号，延长晶体管短路承受时间，同时降低了冲击电压。

很明显，根据上述的技术指教本发明的许多改进和变型是可能的。因此可以理解在所附权利要求的范围之内，除了在此已特别描述的内容外，本发明可以实施。



(b)



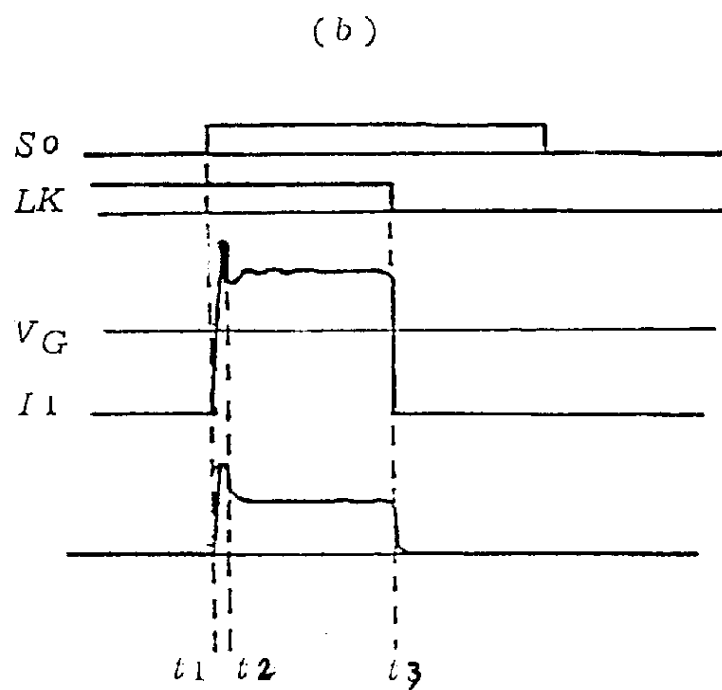
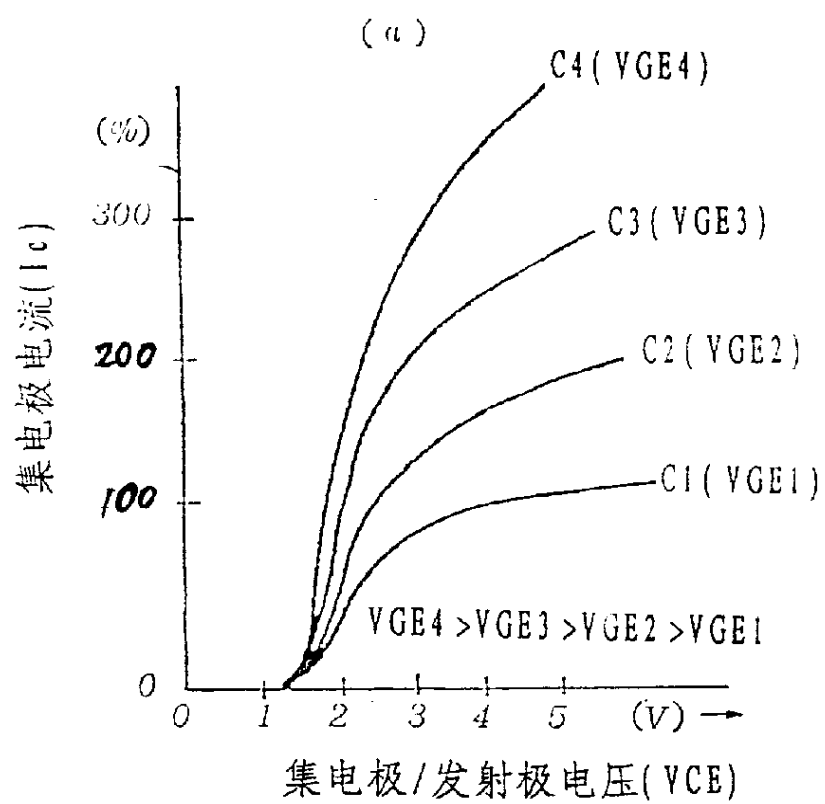
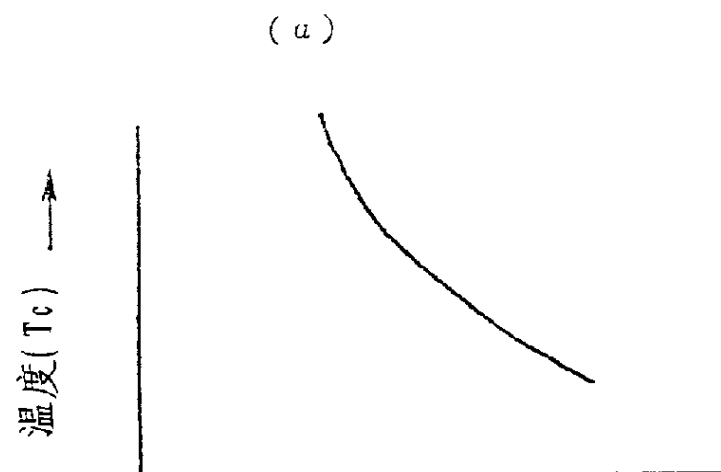


图 2



(a) 短路承受时间(t_w)

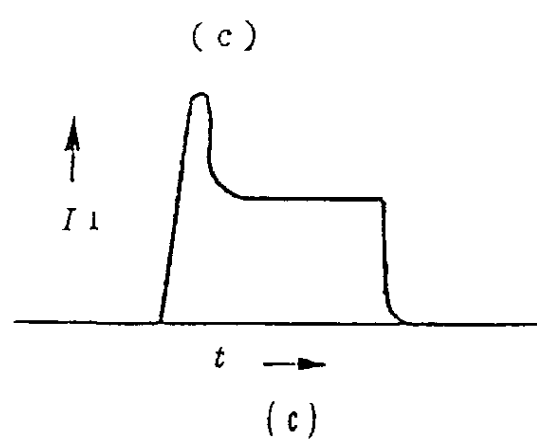
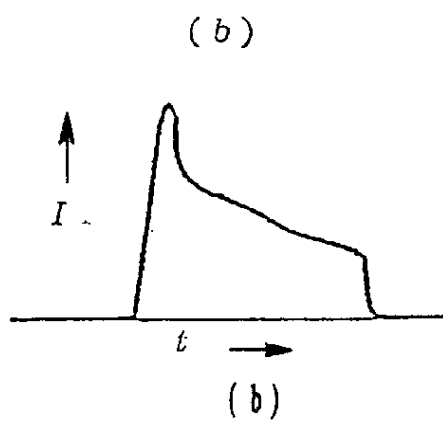


图 3

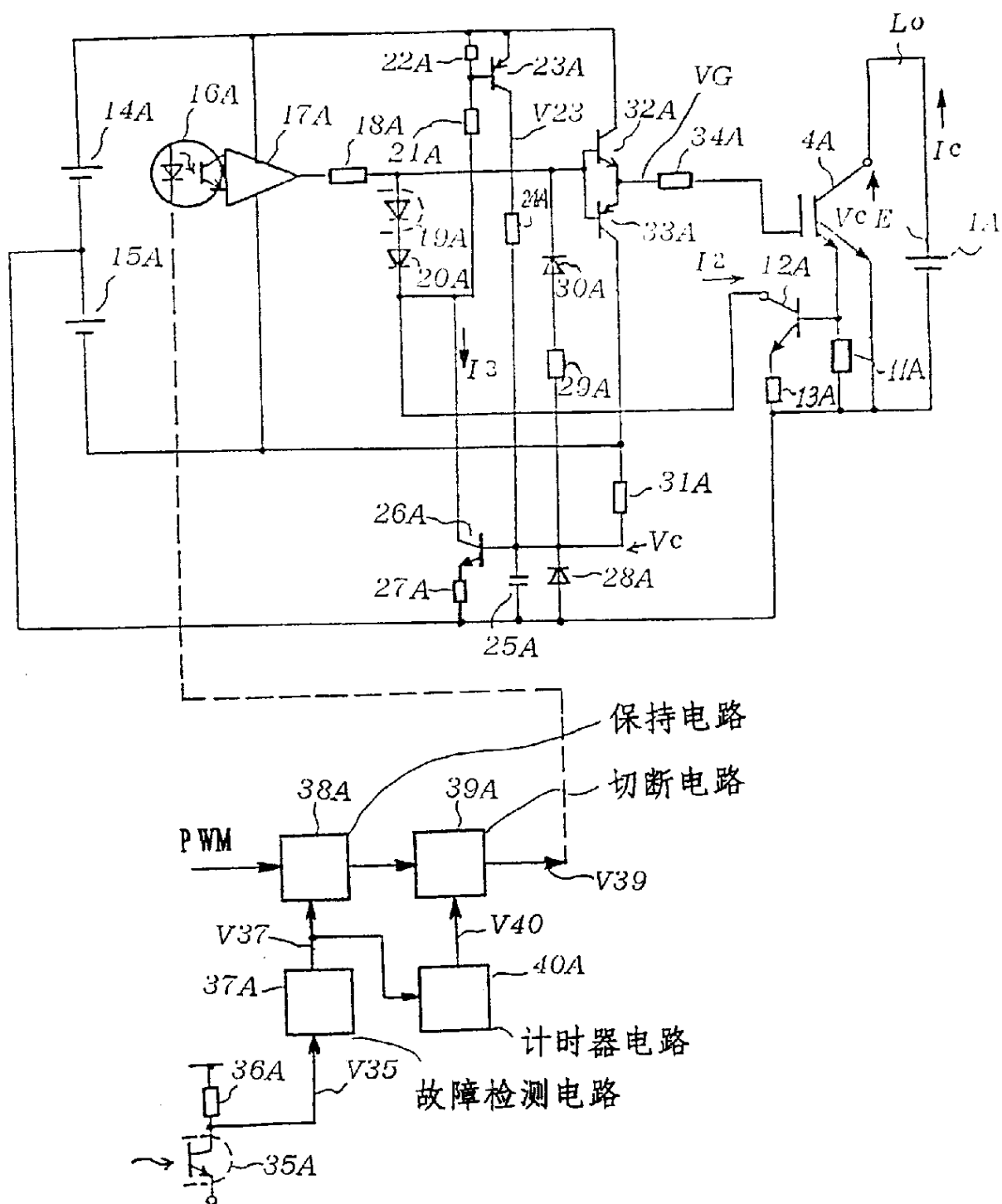


图 5

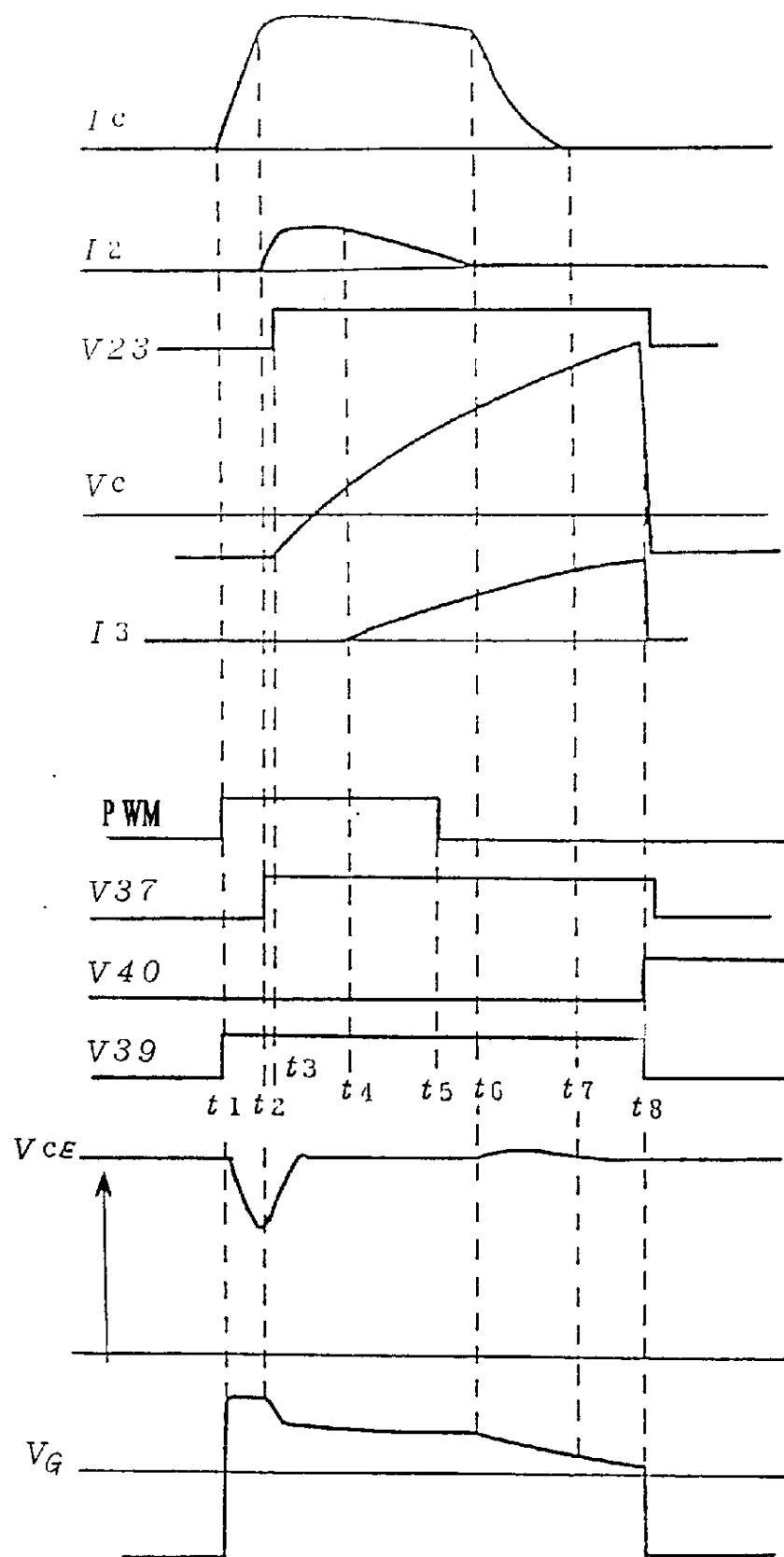


图 5

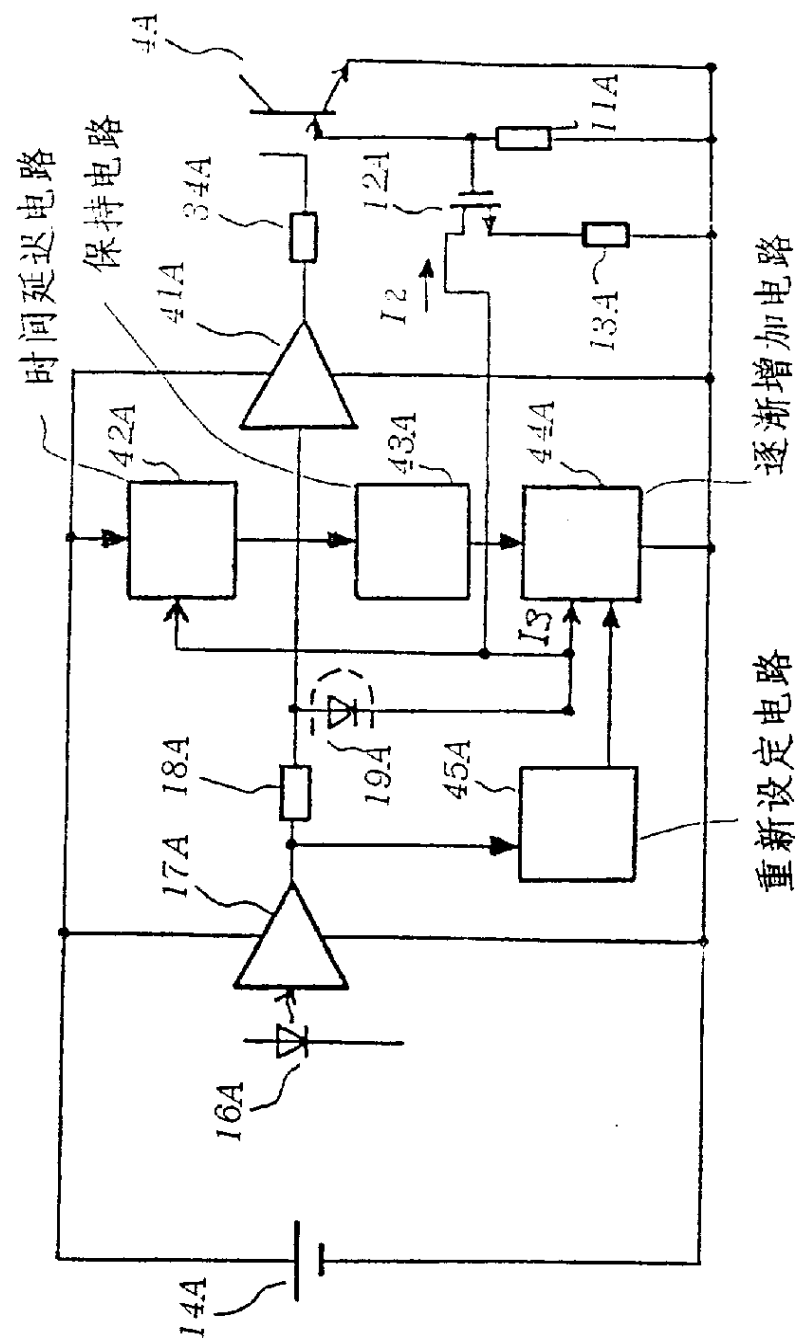


图 7

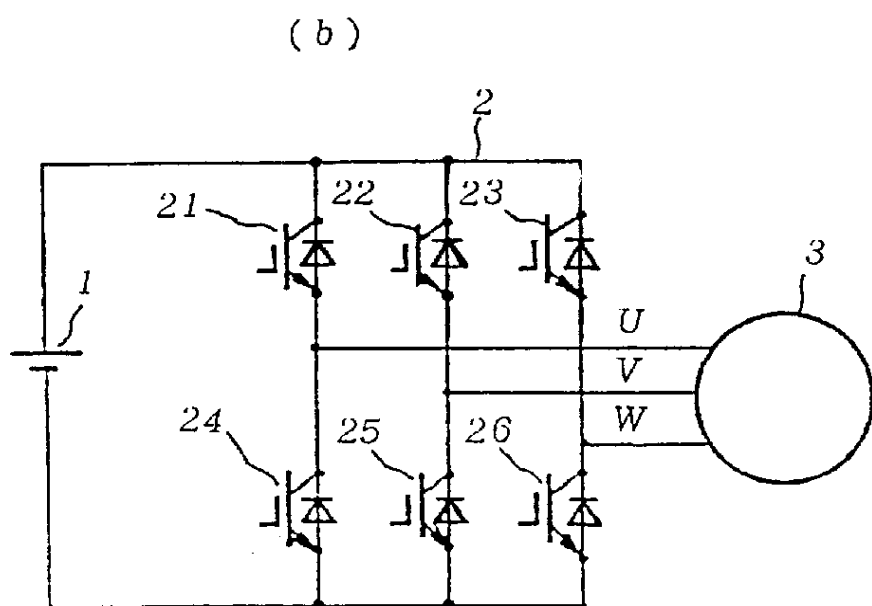
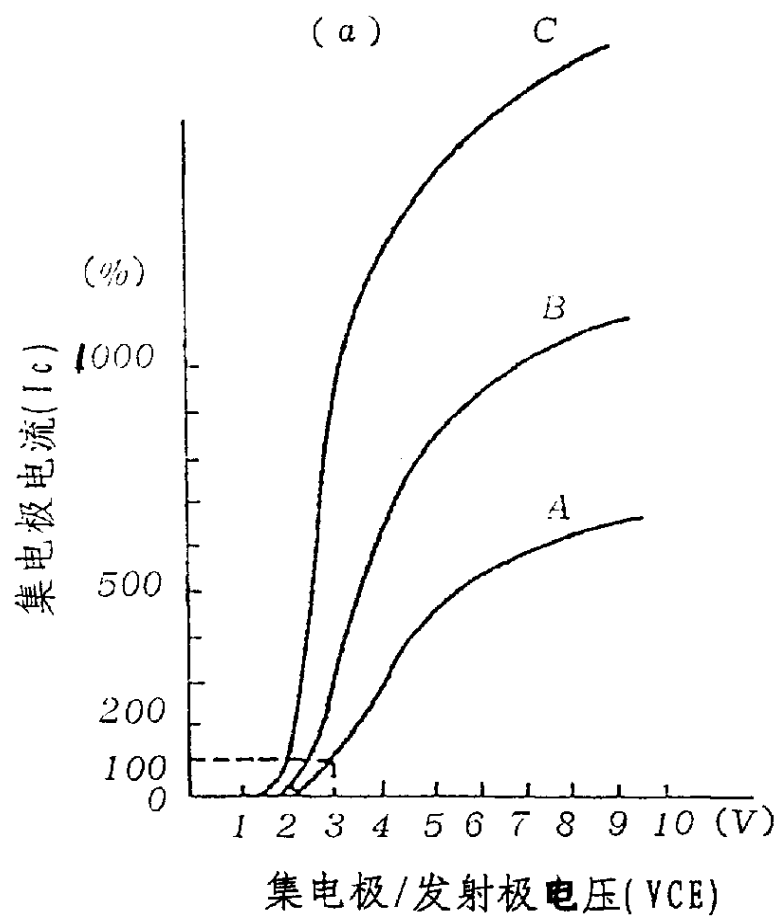


图 9

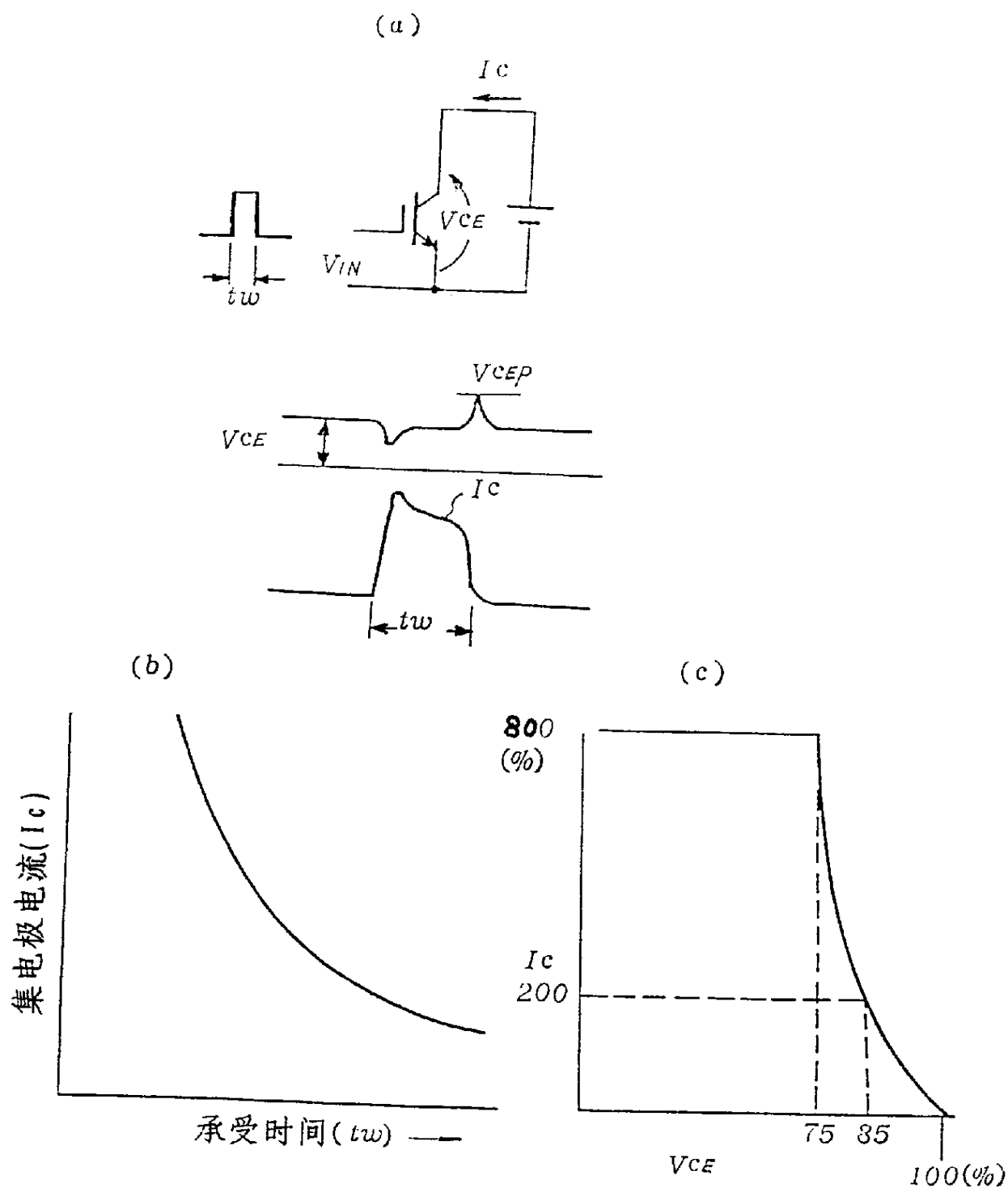
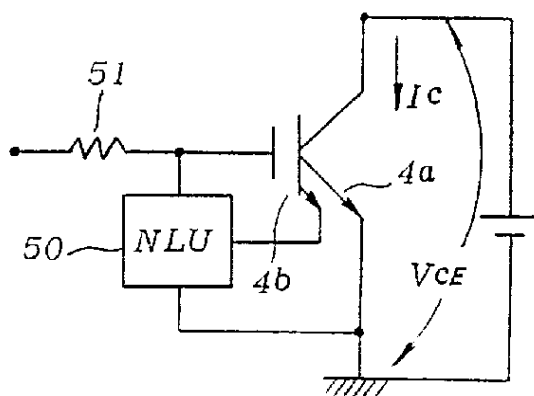
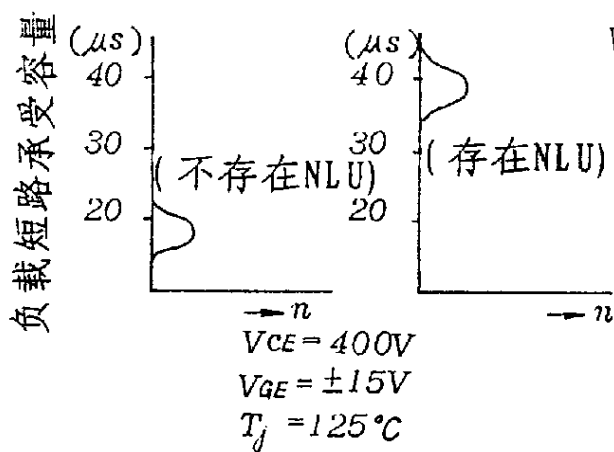
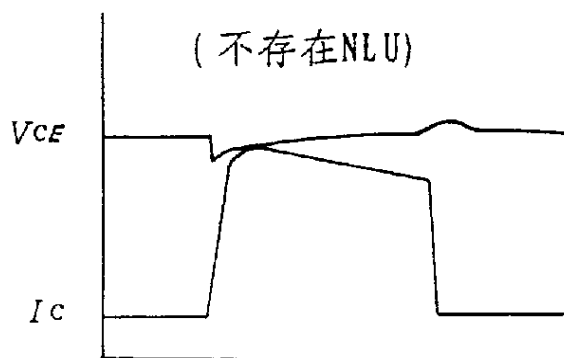


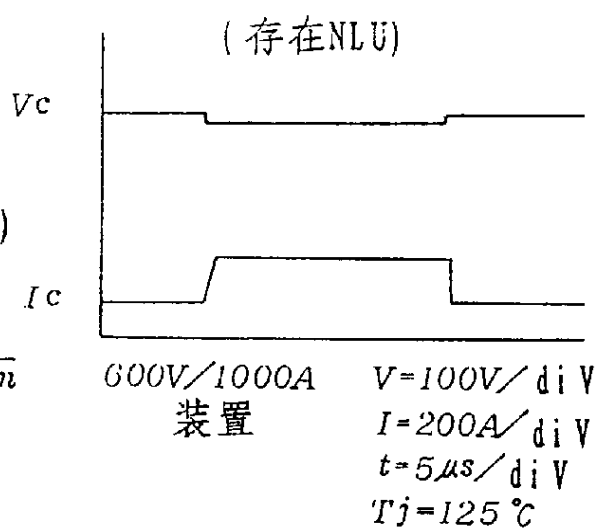
图 10



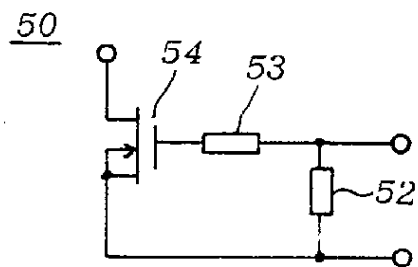
(a) 电路图



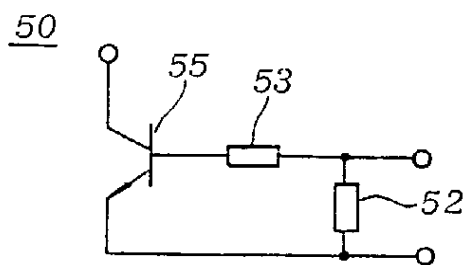
(b) 负载短路承受容量的分布



(c) 负载短路试验的波形



(d)



(e)

图 11

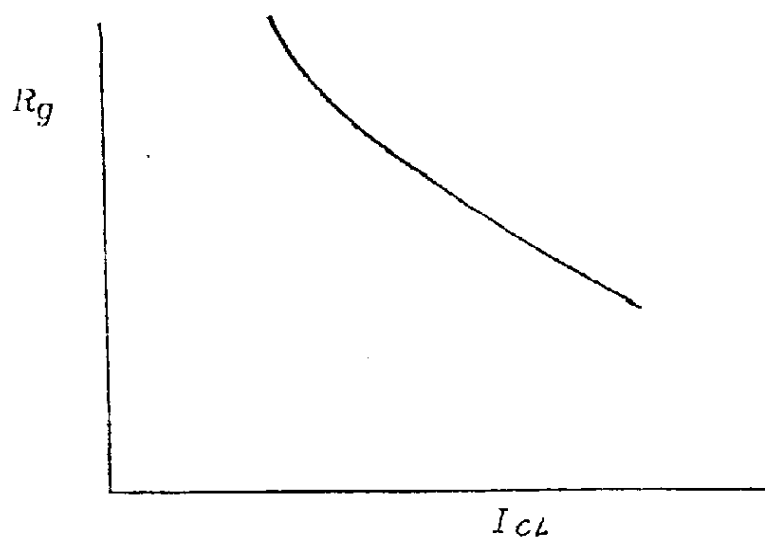


图 12

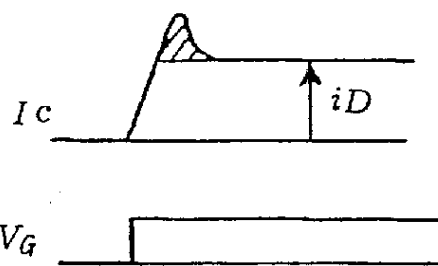
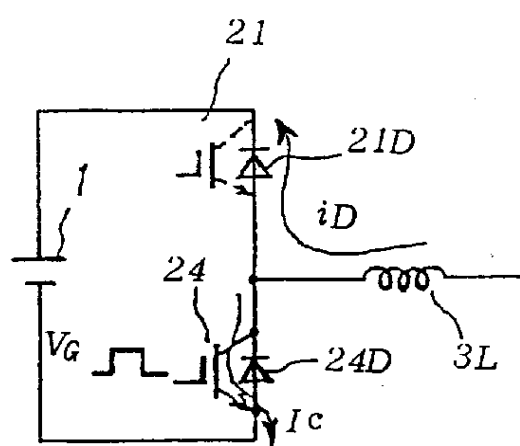


图 13