



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03132898.9

[43] 公开日 2004 年 2 月 25 日

[11] 公开号 CN 1477771A

[22] 申请日 2003.7.25 [21] 申请号 03132898.9

[30] 优先权

[32] 2002.7.26 [33] JP [31] 218674/2002

[71] 申请人 三菱电机株式会社

地址 日本东京都

[72] 发明人 望月浩一

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

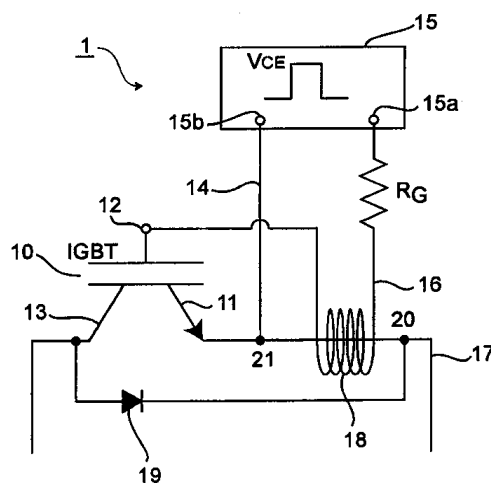
代理人 刘宗杰 叶恺东

权利要求书 2 页 说明书 10 页 附图 4 页

[54] 发明名称 功率组件的栅极驱动电路

[57] 摘要

提供一种抑制使用 IGBT 的功率组件的负载短路等时的过电流,防止功率组件内的 IGBT 的热破坏的栅极驱动电路。将在主电流电路布线 17 的周围呈电气绝缘状态缠绕的线圈部 18 组装连接在 IGBT10 的栅极布线 16 的一部分上,将线圈部的一端连接在栅极端子 12 上,将另一端通过栅极驱动电流抑制用电阻 R_G 连接在栅极偏压电源 15 上,只基于 IGBT 的主电流产生感应电动势构成线圈部 18,通过使用对应于主电流随时间变化的线圈部的电动势控制栅极,在负载短路等时实时地抑制主电流随时间的变化。



1. 一种栅极驱动电路，它是将偏压从栅极偏压电源通过栅极布线供给功率开关元件的栅极端子，进行栅极驱动控制的栅极驱动电路，其特征在于：

5 有连接上述功率开关元件的发射极端子和外部负载的主电流电路布线；以及

上述栅极布线的一部分在上述主电流电路布线周围呈电气绝缘状态被缠绕形成的电动势感应线圈部，

10 上述电动势感应线圈部的一端连接在上述栅极端子上，另一端通过栅极驱动电流抑制电阻连接在上述栅极偏压电源上，上述电动势感应线圈部只基于上述功率开关元件的主电流，产生感应电动势。

2. 根据权利要求 1 所述的栅极驱动电路，其特征在于：上述功率开关元件有连接在集电极·发射极之间的续流二极管，该续流二极管的阴极端子侧布线和上述主电流电路布线上的连接点位于比上述电动势感应线圈部的线匝位置更靠近外部负载一侧。

3. 根据权利要求 1 所述的栅极驱动电路，其特征在于：有连接在上述栅极偏压电源和上述发射极端子侧的上述主电流电路布线之间，成为上述栅极偏压基准的栅极偏压基准布线，该栅极偏压基准布线和上述主电流电路布线上的连接点位于比上述电动势感应线圈部的线匝位置更靠近上述发射极端子侧的位置。

4. 一种安装在功率开关元件芯片上的功率组件的栅极驱动电路，其特征在于：

有连接将偏压从栅极偏压电源供给功率开关元件的栅极端子用的栅极布线的栅极焊垫；

25 连接用来连接上述功率开关元件的发射极端子和外部负载的主电流电路布线的发射极焊垫；以及

上述栅极布线的一部分在上述发射极焊垫周围呈电气绝缘状态配置构成的电动势感应部，

30 上述电动势感应部的一端连接在上述栅极端子上，另一端连接在上述栅极焊垫上，上述电动势感应部只基于上述功率开关元件的主电流，产生感应电动势。

5. 根据权利要求 4 所述的栅极驱动电路，其特征在于：上述功

率开关元件有连接在集电极·发射极之间的续流二极管，该续流二极管的阴极端子侧布线和上述主电流电路布线上的连接点位于比上述发射极焊垫位置更靠近外部负载一侧。

5 6. 根据权利要求 4 所述的栅极驱动电路，其特征在于：上述电动势感应部有在上述发射极焊垫的一部分周围呈电气绝缘状态缠绕配置的线圈部。

10 7. 根据权利要求 4 至权利要求 6 中的任意一项所述的栅极驱动电路，其特征在于：有连接在上述栅极偏压电源和上述发射极端子侧的上述主电流电路布线之间，成为上述栅极偏压基准的栅极偏压基准布线，该栅极偏压基准布线和上述主电流电路布线上的连接点位于比相当于构成上述电动势感应部的栅极布线的线匝位置的发射极焊垫位置更靠近上述发射极端子侧的位置。

功率组件的栅极驱动电路

技术领域

5 本发明涉及功率组件的栅极驱动电路，特别是涉及在使用绝缘栅型双极性晶体管（Insulated Gate Bipolar Transistor：以下简称“IGBT”）等的功率开关元件的功率组件中，对应于主电流的时间变化，实时地使栅偏压变化，抑制负载短路时的过流，改善了功率组件的耐量的栅极驱动电路。

10 背景技术

一般说来，在驱动电动机的电动机控制电路等功率电子装置中，作为开关元件，在额定电压为 300V 以上的区域，根据其特性，主要使用 IGBT 等功率用半导体元件。另外，IGBT 或二极管等功率半导体元件安装在一个外壳内，作为功率组件多半被用于功率变换装置等

15 中。

一般说来，功率开关元件用高开关频率对高电压·高电流进行通
电控制，所以希望开关时间、开关损失小。可是，如果促进开关元件
的高速化，则在导通·截止响应速度快的开关元件中，导通·截止时
电流随时间的变化 di/dt 增大，因此所发生的浪涌电压有时成为元件
20 破坏或误工作的原因。

即，在作为开关元件的 IGBT 进行导通/截止工作的情况下，并联
连接在截止侧的元件上的续流二极管（FWD）反向恢复时，生成非常
高的电压随时间的变化 dv/dt 。该 dv/dt 电压时间变化时，流过使集
电极·栅极之间的耦合电容充电的电流将栅极·发射极之间的电压提
25 高到栅压阈值以上而发生误工作，往往引起元件的串联短路。

另外，在将开关元件组装到各种装置中使用的情况下，有必要使
元件的导通速度等工作特性适合于应用装置的工作条件。

图 5 表示现有的功率组件的栅极驱动电路的电路结构例。在该图
所示的栅极驱动电路中，50 是 IGBT，51 是作为 IGBT 的主端子之一的
30 发射极端子，52 是输入控制信号的栅极端子，53 是作为 IGBT 的主端
子之一的集电极端子，54 是连接在成为栅偏压的基准的发射极端子侧
和栅极偏压电源 55 之间的引线，56 是有栅极电流抑制电阻 R_G 的栅极

布线, 57 是并联连接在集电极·发射极之间的续流二极管 (FWD)。

如图 5 所示, 在现有的功率组件中, 以 IGBT50 的发射极端子 51 一侧的电位为基准, 相对于该基准电位, 将偏压从栅极偏压电源 55 通过栅极布线 56 的栅极电流抑制电阻 R_g 供给栅极端子 52, 将电荷填充在 IGBT50 的栅极氧化膜 (图中未示出) 中, 通过进行电荷的放电, 进行 IGBT 的导通/截止控制。

这样迄今, 流过发射极端子 51 一侧的主电流随时间的变化 di/dt 主要由栅极电流抑制电阻 R_g 的电阻值的大小决定。可是, 在这样的结构中, 能降低导通电压的另一面, 存在栅极电容及短路电流增大的问题。即, 即使在功率组件的负载短路等时主电流随时间的变化大的情况下, 由于也进行与通常相同的栅极控制, 所以 IGBT 在激活区中根据自己所具有的传导特性, 使主电流流到发射极端子一侧。因此, 在作为主电流 (I_c) 和电源电压 (V_{CE}) 的积的时间积分算出的发热量超过了 IGBT 的耐热量的极限的情况下, 存在功率组件的 IGBT 本身导致的热破坏的课题。

发明内容

本发明就是为了解决上述课题而完成的, 目的在于提供一种能控制栅极电容和短路电流, 抑制使用 IGBT 的功率组件的负载短路等时的过电流, 防止功率组件内的 IGBT 的热破坏的栅极驱动电路。

为了达到上述目的, 本发明的栅极驱动电路从栅极偏压电源通过栅极布线将偏压供给功率开关元件的栅极端子, 进行栅极驱动控制, 有: 连接功率开关元件的发射极端子和外部负载的主电流电路布线; 以及栅极布线的一部分在主电流电路布线周围呈电气绝缘状态被缠绕形成的电动势感应线圈部。特征在于: 该电动势感应线圈部的一端连接在栅极端子上, 另一端通过栅极驱动电流抑制电阻连接在栅极偏压电源上, 电动势感应线圈部只基于功率开关元件的主电流, 产生感应电动势。

如果采用本发明, 则由于使用对应于主电流随时间变化的线圈的电动势控制栅极, 所以负载短路等时能实时地抑制主电流随时间变化。因此, 能抑制短路时 IGBT 本身发热, 提高了短路的耐量。另外, 通过使主电流电路从线圈中通过, 使得在线圈中发生的电动势不影响主电路和线圈的距离, 由线圈的匝数、直径决定, 所以能获得稳定的

电动势。

附图说明

图 1 是本发明的实施形态 1 的栅极驱动电路的电路图

图 2 是对使用本发明的实施形态 1 的栅极驱动电路时和使用现有
5 结构时的时间变化的工作特性进行比较的波形图

图 3 是模式地表示本发明的实施形态 2 的功率组件的栅极驱动电
路结构的平面图

图 4 是模式地表示本发明的实施形态 3 的功率组件的栅极驱动电
路结构的平面图

10 图 5 是现有的功率组件的栅极驱动电路的电路图。

具体实施方式

电动机控制电路等中使用的、安装了 IGBT 的本发明的功率组件
的栅极驱动电路，将在主电流电路布线周围与主电流电路布线呈电气
绝缘状态被缠绕的线圈部组装连接在将偏压供给 IGBT 的栅极的栅极
15 布线的一部分上，将上述线圈部的一端连接在 IGBT 的栅极端子上，
将另一端通过栅极布线的栅极驱动电流抑制电阻连接在栅极偏压电源
上。

这样，由于将在 IGBT 的发射极端子侧的主电流电路布线周围与
主电流电路布线呈电气绝缘状态配置的线圈部组装在栅极布线上，所
20 以是一种通过将功率组件的负载短路等时的主电流随时间的变化变换
成线圈部中发生的感应电压来抑制上述的变化，实时地改变栅极偏压
的结构。因此，能抑制功率组件的负载短路等时的过电流，改善组件
的耐量，防止功率组件内的 IGBT 的热破坏。

另外，IGBT 有连接在集电极·发射极之间的续流二极管，续流二
25 极管的阴极端子侧布线和主电流电路布线上的连接点位于比电动势感
应线圈部的线匝位置更靠近外部负载一侧。

通过这样构成，续流二极管（FWD）的阴极和主电流电路布线上
的连接点位于比电动势感应线圈部的线匝位置更靠近外部负载一侧、
即位于与发射极端子相反一侧，所以只基于 IGBT 的主电流，感应出
30 线圈中发生的感应电动势。因此，对二极管（FWD）的电流没有影响，
能获得更稳定的感应电动势。

另外，成为栅极偏压的基准的发射极端子侧的引线是连接在主电

流电路布线上的接合点（以下也称“发射极辅助端子”）和栅极偏压电源端子之间的栅极偏压基准布线，它和主电流电路布线上的接合点
在主电流电路布线上位于线圈的线匝位置和 IGBT 的发射极端子之间。
通过这样构成，使栅极的基准偏压更稳定，所以能可靠地防止功率组
5 件内的 IGBT 的误工作。

以下，用图 1 至图 4 说明本发明的实施形态。但是，在本发明的
实施形态中，作为功率开关元件虽然以使用 IGBT 的情况为例进行了
说明，但本发明不限于此，也能适用于使用其他 MOS 晶体管等元件的
情况。另外，各图中相同的要素标以相同的标号，重复的说明从略。

10 （实施形态 1）

图 1 是本发明的实施形态 1 的栅极驱动电路 1 的电路图，图 2 表
示对使用本发明的实施形态 1 的栅极驱动电路时和使用图 5 所示的现
有结构时的时间变化的工作特性进行比较的波形图。

在图 1 所示的栅极驱动电路 1 中，10 是 IGBT，11 是 IGBT10 的发
15 射极端子（主端子），12 是栅极端子，13 是集电极端子，14 是连接在
成为栅极偏压基准的作为发射极端子侧的连接点的发射极辅助端子 21
和栅极偏压电源 15 之间的引线，15a 及 15b 是栅极偏压电源端子，16
是有栅极电流抑制电阻 R_G 的栅极布线，17 是连接在发射极端子 11 一
侧和外部负载（图中未示出）之间、流过主电流的主电流电路布线，
20 18 是组装在栅极布线上的线圈部，19 是连接在集电极端子 13 和主电
流电路布线 17 的连接点 20 之间的续流二极管（FWD），该主电流电路
布线 17 上的连接点 20 位于比线圈部 18 的线匝位置更靠近外部侧（离
发射极端子 11 远的一侧）。

如图 1 所示，在本实施形态 1 的栅极驱动电路 1 中，将线圈部 18
25 组装在将偏压从栅极偏压电源 15 供给 IGBT10 的栅极端子 12 的栅极
布线 16 的规定位置，线圈部 18 被缠绕在发射极端子 11 一侧的主电
流电路布线 17 的规定部的周围，与主电流电路布线呈电气绝缘状态
互相感应地配置。将线圈部 18 的一端连接在 IGBT 的栅极端子 12 上，
将线圈部的另一端通过栅极电流抑制用电阻 R_G ，连接在栅极偏压电源
30 15 的电源端子 15a 上。这样流过主电流的主电流电路布线 17 贯通线
圈部 18 的各匝中心部绝缘地配置，线圈部 18 中发生的感应电动势的
大小与上述流过外部负载电阻的电流大小成正比。

这里，成为栅极偏压基准的发射极端子侧的引线 14 是连接在栅极偏压电源 15 的电源端子 15b 和作为主电流电路布线 17 上的接合点的发射极辅助端子 21 之间的布线，在本实施形态中，上述接合点（发射极辅助端子）21 在主电流电路布线 17 上位于比线圈部 18 的线匝位置更靠近 IGBT 的发射极端子 11 一侧的地方。因此，栅极的基准偏压更稳定，具有能可靠地防止功率组件内的 IGBT 的误工作。

另外，由于续流二极管（FWD）19 和主电流电路布线 17 上的连接点 20 位于比线圈部 18 的线匝位置更靠近外部侧、即位于与发射极端子 11 相反的一侧，所以只基于 IGBT 的主电流，感应出线圈中发生的感应电动势，不会影响二极管（FWD）19 的电流。

在上述结构中，作为在供给 IGBT10 的栅极偏压的栅极布线 16 中附加的线圈部 18，可以使用例如各匝的直径为 1 微米左右、匝数为 4 匝、用乙烯等绝缘材料被覆的线圈。通过这样将线圈部 18 组装在栅极布线 16 中，利用基于流过主电流电路布线 17 的主电流在线圈中发生的感应电动势，实时地改变栅极偏压。

其次，用图 2 说明线圈部 18 中发生的感应电动势的作用。在比较图 2 所示的工作特性的波形图中，示出了主电流、栅极电压、以及（主电流 × 电源电压）的时间积（=发热量）的波形变化，实线表示现有结构的情况，虚线表示本发明的结构中的各波形。这里，假设线圈中发生的感应电动势为 V_L ，发射极电流（主电流）为 i ，电感为 L ，能表示为 $V_L = L \cdot di/dt$ 。另外，栅极偏压电源 15 的电源电压 V_{CE} 是作为控制信号从外部加在栅极端子 12 和发射极辅助端子 21 之间的呈阶梯状的驱动电压。栅极偏压 V_{GE} 是从栅极偏压电源 15 通过栅极布线 16 加在 IGBT 的栅极端子 12 上的电压。

在 IGBT10 进行开关工作的情况下，流过集电极端子 13 和发射极端子 11 两个主端子的主电流变化时，在供给栅极偏压的栅极布线 16 中的线圈 18 中产生感应电动势，该感应电动势的作用是降低被输入栅极端子 12 中的栅极控制信号（栅极偏压 V_{GE} ）的急剧上升及下降的斜率。

导通时将急剧上升的呈阶梯状的驱动电源电压 V_{CE} 加在栅极端子 12 和发射极辅助端子 21 之间，一旦开始流过集电极·发射极电流（主电流） i ，便在线圈 18 中产生感应电动势 V_L ，对驱动电源电压 V_{CE} 沿

反向作用。因此，加在栅极端子 12 上的栅极偏压 V_{GE} 的上升斜率减缓，能与其成正比地抑制集电极·发射极电流（主电流） i 随时间的变化 di/dt 。另外，截止时通过与其相反的作用，减缓集电极·发射极电流（主电流） i 的急剧下降。

5 在用这样的栅极驱动电路在负载短路状态下将 IGBT10 导通工作的情况下，与在栅极布线中不设置线圈部的现有例（示于图 5）的情况相比，从图 2 中的特性比较可知，在主电流 V_C 增加期间（ $t1 \sim t2$ 期间）栅极偏压 V_{GE} 变小，能抑制主电流随时间的变化。因此 IGBT 导通工作后能抑制约 3 微秒内的（主电流 $\times$ 电源电压）的时间积 $\int (I_C \times V_{CE})$ 、即发热量被抑制 10% 左右。这样，如果采用本实施形态，则能抑制功率开关元件内的过大的浪涌电压，具有防止元件的破坏、误工作的效果。

另外，通过根据线圈的匝数，调整线圈的电感，能调整栅极偏压的增减，能调整与其相伴随的主电流随时间的变化。另外，由于用通常的电感负载开关方式，主电流随时间的变化小，栅极偏压不减小，所以未发现由线圈的影响引起的开关速度的迟缓或导通工作时损失（导通损失）的增加。

这样，如果采用本实施形态 1，则能解决在负载短路等时主电流随时间变化大的情况下，作为主电流和电源电压的积的时间积分算出的发热量超过 IGBT 的耐热量的极限而导致破坏的现有的问题，能有效地抑制耐压短路的发生等。

（实施形态 2）

图 3 是模式地表示本发明的实施形态 2 的栅极驱动电路结构的平面图。如图 3 所示，在 IGBT 芯片 30 上备有：连接在栅极偏压电源上用的栅极焊垫 31、栅极布线 32、以及 IGBT 的发射极端子（11）侧的电路布线连接用的发射极焊垫 33，发射极焊垫 33 被分割成多个并列配置。栅极布线 32 从栅极焊垫 31 开始与配置在 IGBT 芯片内的各单元的栅极端子 12（参照图 1）相连接，同时栅极布线 32 的一部分在发射极焊垫 33 的周围有呈电气绝缘状态缠绕成的线圈部 34，构成电势感应部。即，该电势感应线圈部 34 的一端连接在 IGBT 的栅极端子（12）上，另一端连接在栅极焊垫 31 上。

另外，电势感应线圈部 34 在 IGBT 的发射极电流（主电流）流

过时，只基于 IGBT 的主电流产生感应电动势。即，在上述的实施形态 1 中，如参照图 1 所述，IGBT 的续流二极管 (FWD) 19 和主电流电路布线 17 上的连接点 20 位于比线圈部 34 的线匝位置更靠近外部侧 (与发射极端子 11 相反一侧)，所以只基于 IGBT 的主电流，感应出
5 线圈中发生的感应电动势，对二极管 (FWD) 19 的电流没有影响。

在优选实施形态中，在 IGBT 芯片 30 上的栅极驱动电路中，将薄膜状的线圈部 34 设置在芯片上，将该线圈部 34 组装配置在将偏压供给 IGBT 的栅极端子的栅极布线 32 的一部分上，构成电动势感应部。
也可以将该线圈部 34 以与主电流电路布线呈电气绝缘状态缠绕配置
10 在连接在发射极电极侧的作为发射极电流路径的主电流电路布线 (17) 的周围，将线圈部 34 的一端连接在 IGBT 的栅极端子 12 上，将另一端连接在栅极焊垫 31 上。

采用图 3 所示结构的 IGBT 芯片，一旦在负载短路状态下导通工作，如在上述的实施形态 1 中用图 2 说明的那样，与以往相比，在主
15 电流增加期间栅极偏压减小，能在各 IGBT 芯片中抑制主电流随时间的变化。因此，提高了芯片并列安装的情况下的短路耐量。另外，在通常的电感负载的开关中，主电流随时间的变化小，栅极偏压不减小，所以未发现由线圈的影响引起的开关速度的迟缓或导通工作时损失 (导通损失) 的增加。

20 (实施形态 3)

图 4 是模式地表示本发明的实施形态 3 的栅极驱动电路结构的平面图。本实施形态 3 的基本结构与上述的实施形态 2 相同，在本实施形态 3 中不同点如图 4 所示，在 IGBT 芯片 40 上设有栅极焊垫 41、以及从栅极焊垫 41 开始配置在 IGBT 芯片内的与各单元的栅极端子连接的
25 的栅极布线 42，栅极布线 42 被分割成多条，分别绝缘地配置在并列配置的发射极焊垫 43 的周围，同时栅极布线 42 的一部分成线圈状绝缘地配置在分离配置的一个发射极焊垫 43' 的周围。

具体地说，栅极布线 42 的一部分，在 IGBT 的发射极端子 (11) 一侧连接用的发射极焊垫 43 的一个焊垫 43' 的周围有呈电气绝缘状态
30 配置的电动势感应线圈部 44，电动势感应线圈部 44 的一端连接在 IGBT 的栅极端子 (12) 上，另一端连接在栅极焊垫 41 上。

另外，如在上述的实施形态 1 中参照图 1 说明的那样，IGBT 的续

流二极管 (FWD) 19 和主电流电路布线 17 上的连接点 20 位于比线圈部 44 的线匝位置更靠近外部侧 (与发射极端子 11 相反一侧), 所以只基于 IGBT 的主电流, 感应出线圈中发生的感应电动势, 对二极管 (FWD) 19 的电流没有影响。

5 这样, 在本实施形态中, 在 IGBT 芯片 40 内的栅极驱动电路中, 电动势感应线圈部 44 是呈电气绝缘状态缠绕配置在发射极焊垫的一部分 43' 的周围的线圈。

在优选实施形态中, 也可以在 IGBT 芯片 40 内的栅极驱动电路中, 将薄膜状的线圈部 44 组装配置在栅极布线 42 的一部分上, 将该线圈部 44 以与主电流电路布线呈电气绝缘状态缠绕配置在连接在发射极
10 电极侧的主电流电路布线 17 的一部分的周围, 将上述线圈部 44 的一端连接在 IGBT 的栅极端子 12 上, 将另一端连接在栅极焊垫 41 上。

采用上述结构, 能任意地选定主电流随时间的变化, 所以增大了线圈组装的自由度。另外, 使用这样的 IGBT 芯片一旦在负载短路状态
15 下导通工作, 如图 2 所示, 与以往相比, 在主电流增加期间栅极偏压减小, 能抑制主电流随时间的变化。另外, 在通常的电感负载的开关中, 主电流随时间的变化小, 栅极偏压不减小, 所以未发现由线圈的影响引起的开关速度的迟缓或导通工作时损失 (导通损失) 的增加。

(实施形态 4)

20 在上述的实施形态 2 及实施形态 3 中, 成为栅极偏压基准的发射极端子侧的引线 14 (参照图 1) 被连接在栅极偏压电源 15 的电源端子 15b 和作为主电流电路布线 17 上的接合点的发射极辅助端子 21 之间, 在本实施形态中, 上述接合点 21 在主电流电路布线 17 上位于比线圈部 18 的线匝位置更靠近 IGBT 的发射极端子一侧的地方。因此,
25 栅极的基准偏压能更稳定, 具有能可靠地防止功率组件内的 IGBT 的误工作。

另外, 如在上述的实施形态 1 中参照图 1 所述, 由于 IGBT 的续流二极管 (FWD) 19 和主电流电路布线 17 上的连接点 20 位于比线圈部 34 的线匝位置更靠近外部侧 (与发射极端子 11 相反的一侧), 所以只基于 IGBT 的主电流, 感应出线圈中发生的感应电动势, 不会影
30 响二极管 (FWD) 19 的电流。

另外, 在本发明的实施例 1~4 中, 虽然以 CSTBT 作为代表例进行

了说明，但本发明不限于此，只要变更屏蔽的设计，就能容易地应用于有沟道栅极的 TIGBT 或 MOSFET 等中。

如上所述，如果采用本发明的第一形态，则由于使用对应于主电流随时间变化的线圈的电动势控制栅极，所以负载短路等时能实时地抑制主电流随时间的变化。因此短路时能抑制 IGBT 自行发热，提高短路耐量。另外，通过使主电流电路从线圈中通过，使得在线圈中发生的电动势不影响主电路和线圈的距离，由线圈的匝数、直径决定，所以能获得稳定的电动势。

在上述第一形态中，续流二极管的阴极端子侧布线和主电流电路布线上的连接点位于比电动势感应线圈部的线匝位置更靠近外部负载一侧，只基于 IGBT 的主电流感应出线圈中发生的感应电动势，对二极管（FWD）的电流没有影响，能获得更稳定的感应电动势。

另外，在上述第一形态中，栅极偏压基准布线和主电流电路布线上的连接点位于比电动势感应线圈部的线匝位置更靠近发射极端子一侧的位置，栅极的基准偏压更稳定，所以具有能可靠地防止功率组件内的 IGBT 的误工作。

如果采用本发明的第二形态，则由于栅极布线的一部分在发射极焊垫的周围有呈电气绝缘状态配置构成的电动势感应线圈部，电动势感应部的一端连接在栅极端子上，另一端连接在栅极焊垫上，电动势感应部只基于 IGBT 的主电流，产生感应电动势，能在每个 IGBT 芯片中抑制主电流随时间的变化，所以提高了芯片并列安装的情况下的短路耐量。

在上述第二形态中，由于续流二极管的阴极端子侧布线和主电流电路布线上的连接点位于比发射极焊垫位置更靠近外部负载一侧，只基于 IGBT 的主电流感应出线圈中发生的感应电动势，对二极管（FWD）的电流没有影响，能获得更稳定的感应电动势。

另外，在上述第二形态中，由于电动势感应部在发射极焊垫的一部分的周围有呈电气绝缘状态缠绕配置的线圈部，能任意地选择主电流随时间的变化，所以在电路设计·制作中能增大线圈部在栅极布线内的组装自由度。

另外，在上述第二形态中，由于栅极偏压基准布线和主电流电路布线上的连接点位于比相当于构成电动势感应部的栅极布线的线匝位

置的发射极焊垫位置更靠近发射极端子一侧的位置，栅极的基准偏压更稳定，所以具有能可靠地防止功率组件内的 IGBT 的误工作。

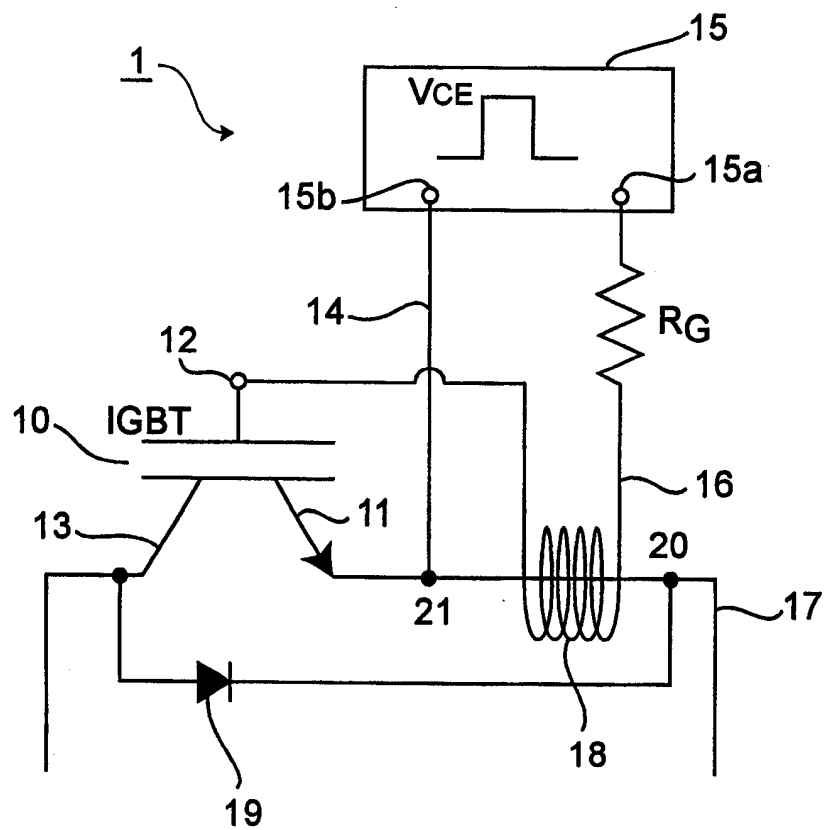


图 1

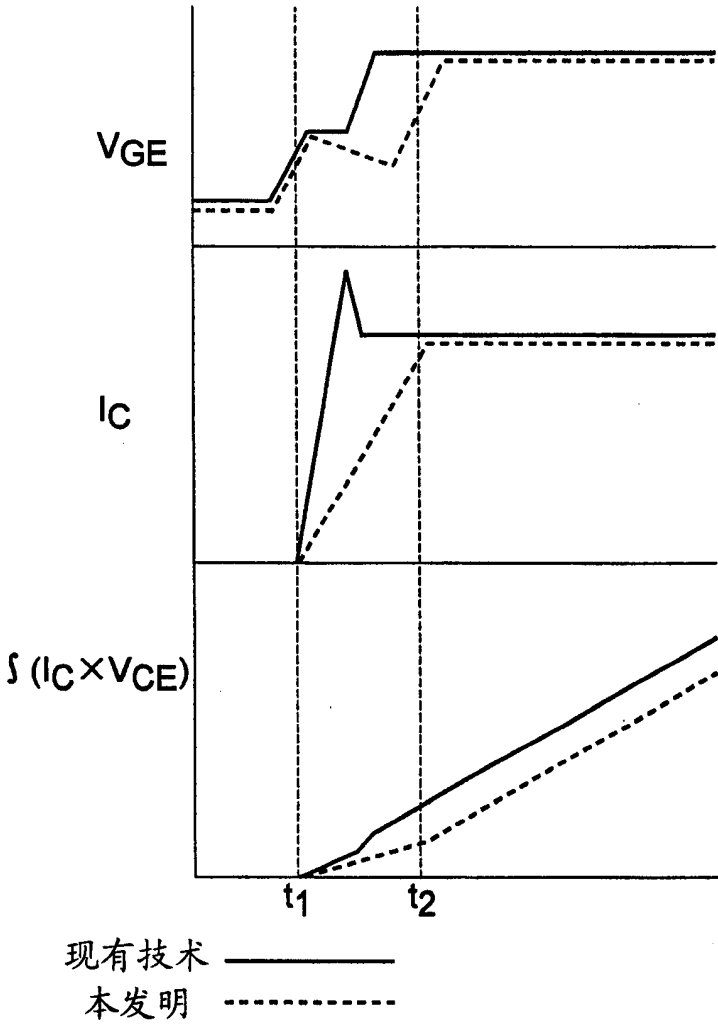
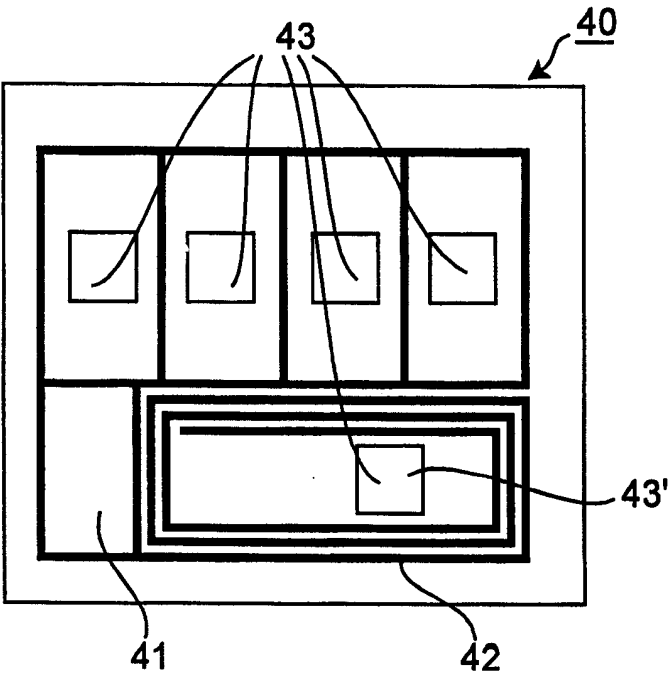
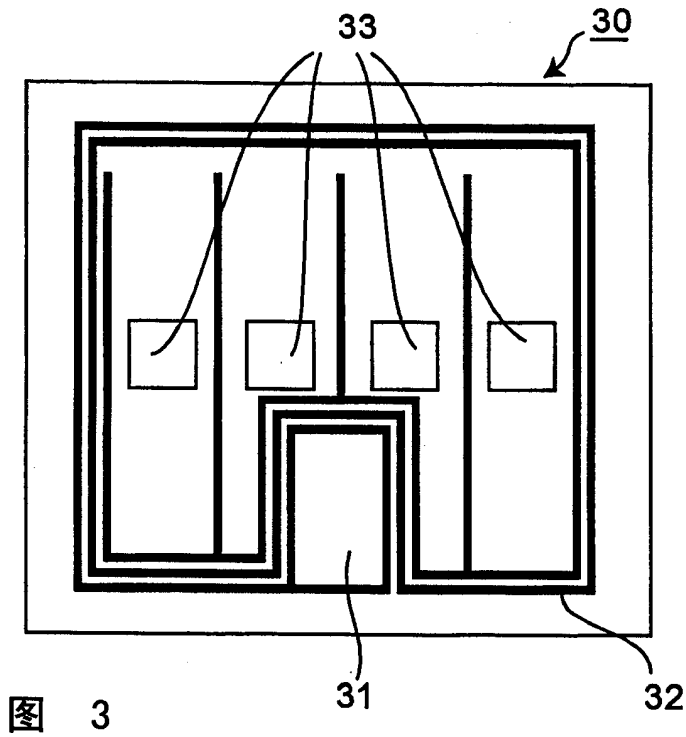


图 2



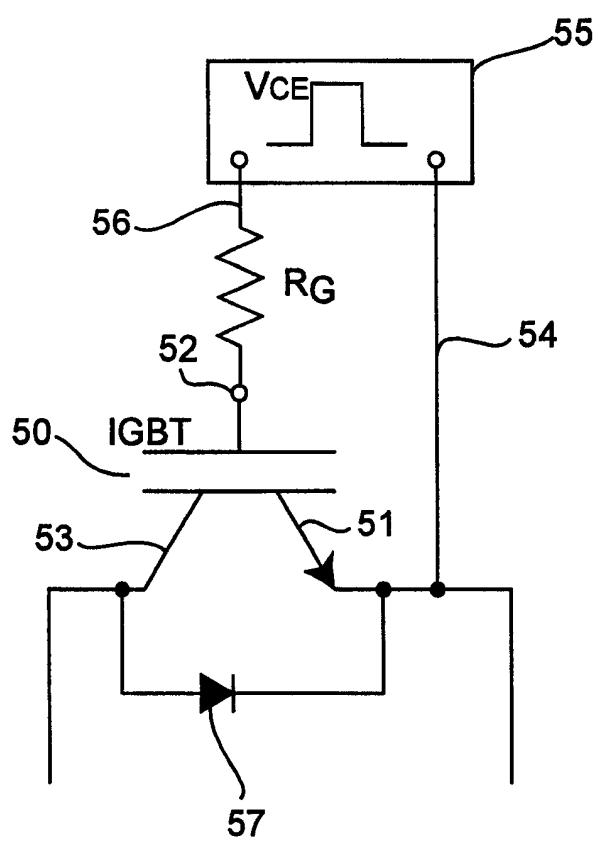


图 5