[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl[7]
H02M 7/537
H02M 7/00

[12]发明专利说明书

[21] ZL 专利号 96116729.7

[45]授权公告日 2002 年 5 月 1 日

[11]授权公告号 CN 1084079C

[22]申请日 1996.12.20 [24]颁证日 2002.5.1
[21]申请号 96116729.7
[30]优先权
[32]1996.2.26 [33]JP [31]37693/96
[73]专利权人 松下电器产业株式会社
地址 日本国大阪府
[72]发明人 高田和幸 八十原正浩 江村真一
[56]参考文献
JP 昭 59-17890A 1984.10.11 H02M7/537
US 4934822A 1990. 6.19 H02M5/451
审查员 李 超

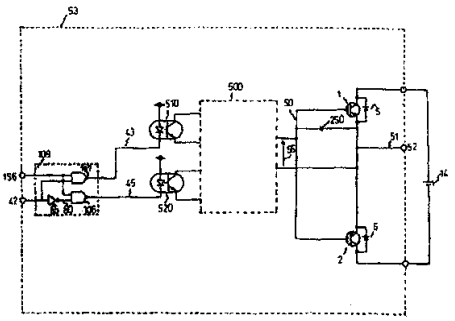
[74]专利代理机构 上海专利商标事务所
代理人 沈昭坤

权利要求书 5 页 说明书 36 页 附图页数 10 页

[54]发明名称 脉宽调制逆变器输出电路

[57]摘要

本发明提供一种电动机绕组电压控制误差极小且绕组端能瞬时从主电源脱 离的 PWM 逆变器输出电路。该电路备有:输入电极和基准电极分别互连的 N 型第 1 功率元件和 P 型第 2 功率元件,控制各功率元件的共同输入电极相对于 其共同基准电极的电压的输入电极控制手段,第 1 和第 2 光耦合器或电流产生 手段;其中,输入电极控制手段控制各功率元件的导通状态,在光耦合器输入部 分发光元件均熄灭或电流产生手段输出电流均为零时,瞬时切断各功率元件导 通。



ISSN1008-4274

权　利　要　求　书

1．一种ＰＷＭ逆变器输出电路，其特征在于包括：

直流主电源；

具有输入电极、基准电极、输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为正电压，则所述输出电极和所述基准电极为导通状态的Ｎ型第１功率元件；

具有输入电极、基准电极、输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为负电压，则所述输出电极与基准电极为导通状态的Ｐ型第２功率元件，所述第２功率元件的输入电极连接所述第１功率元件的输入电极，形成共同输入电极，所述第２功率元件的基准电极连接所述第１功率元件的基准电极，形成共同基准电极；

具有连接所述共同输入电极的第１输出端及连接所述共同基准电极的第２输出端的输入电极控制装置，该输入电极控制装置把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制成正或负或大致为零值；

具有输入发光器件的第１光耦合器；

具有输入发光器件的第２光耦合器；

所述输出电路的构成使：当第１光耦合器的输入发光器件为点亮状态且所述第２光耦合器的输入发光器件为熄灭状态时，所述输入电极控制装置，把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制为正值，把所述第１和第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压，控制为正值；当所述第１光耦合器的输入发光器件为熄灭状态且所述第２光耦合器的输入发光器件为点亮状态时，所述输入电极控制装置，把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制为负值，把所述第１及第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制为负值；当所述第１光耦合器的输入发光器件和所述第２光耦合器的输入发光器件均为熄灭状态时，所述输入电极控制装置，把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制成大致为零，把所述第１和第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压，控制成大致为零，由此，切断所述第１功率元件的输出电极与基准电极及所述第２功率元件的输出电极与基准电极的导通。

2．如权利要求１所述的ＰＷＭ逆变器输出电路，其特征在于，所述输入电极控制装置包括：

负端连接第１及第２功率元件共同基准电极的第１直流电源；

正端连接所述第１及第２功率元件的共同基准电极的第２直流电源；

由第 1 光耦合器控制基极端、集电极端连接所述第 1 直流电源正端、发射极端连接所述第 1 及第 2 功率元件的共同输入电极的 NPN 型第 1 晶体管；

由第 2 光耦合器控制基极端、集电极端连接所述第 2 直流电源的负端、发射极端连接所述第 1 和第 2 功率元件的共同输入电极的 PNP 型第 2 晶体管；

所述第 1 晶体管和第 2 晶体管的基极端互连，构成公同基极端，连接在该共同基极端与所述第 1 及第 2 功率元件的共同基准电极间的电阻。

3 . 如权利要求 1 所述的ＰＷＭ逆变器输出电路，其特征在于，所述输入电极控制装置包括：

直流电源；

连接在所述直流电源的正端和所述第 1 和第 2 功率元件的共同输入电极间的第 1 切换装置；

连接在所述直流电源负端及所述第 1 和第 2 功率元件的共同输入电极间的第 2 切换装置，在第 1 光耦合器的输入发光器件为点亮状态时，第 1 切换装置接通，第 2 切换装置断开；

连接在所述直流电源正端及第 1 和第 2 功率元件的共同基准电极间的第 3 切换装置；

连接在所述直流电源负端和所述第 1 及第 2 功率元件共同基准电极间的第 4 切换装置，在第 2 光耦合器的输入发光器件为点亮状态时，所述第 3 切换装置接通时，所述第 4 切换装置断开；

把偏置信号提供给所述第 2 切换装置，以使第 1 光耦合器的输入发光器件为熄灭状态时，所述第 1 切换装置断开而所述第 2 切换装置接通的第 1 电阻；

把偏置信号提供给第 4 切换装置，以便第 2 光耦合器的输入发光器件为熄灭状态时，第 3 切换装置断开而第 4 切换装置接通的第 2 电阻。

4 . 如权利要求 1 所述的ＰＷＭ逆变器输出电路，其特征在于，所述输入电极控制装置包括：

直流电源；

连接在所述直流电源正端和第 1 及第 2 功率元件共同输入电极间的第 1 切换装置；

连接在所述直流电源负端和第 1 及第 2 功率元件共同输入电极间的第 2 切换装置，所述第 1 和第 2 切换装置构成为使：在第 1 光耦合器输入发光器件为点亮状态时，所述第 2 切换装置接通而第 1 切换装置断开；

连接在所述直流电源正端及第 1 和第 2 功率元件共同基准电极间的第 3 切换装置；

连接在所述直流电源负端和第 1 及第 2 功率元件共同基准电极间的第 4 切换装置，第 3 和第 4 切换装置构成为使：在第 2 光耦合器输入发光器件为点亮状态时，所述第 4 切换装置接通而第 3 切换装置断开；

把偏置信号提供给第 1 切换装置，以使第 1 光耦合器输入发光器件为熄灭状态时，所述第 2 切换装置断开而第 1 切换装置接通的第 1 电阻；

把偏置信号提供给第 3 切换装置，以使所述第 2 光耦合器输入发光器件为熄灭状态时，所述第 4 切换装置断开而第 3 切换装置接通的第 2 电阻。

5．一种ＰＷＭ逆变器输出电路，其特征在于包括：

直流主电源；

具有输入电极、基准电极、输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为正电压，则所述输出电极和所述基准电极为导通状态的 N 型第 1 功率元件；

具有输入电极、基准电极、输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为负电压，则所述输出电极与基准电极为导通状态的 P 型第 2 功率元件，所述第 2 功率元件的输入电极连接所述第 1 功率元件的输入电极，形成共同输入电极，所述第 2 功率元件的基准电极连接所述第 1 功率元件的基准电极，形成共同基准电极；

具有连接所述共同输入电极的第 1 输出端及连接所述共同基准电极的第 2 输出端的输入电极控制装置，该输入电极控制装置把所述第 1 输出端相对于第 2 输出端的电压控制成正或负或大致为零值；

第 1 电流产生装置；

第 2 电流产生装置；

所述输入电路的构成使：所述第 1 电流产生装置产生电流且所述第 2 电流产生装置产生的电流大致为零时，所述输入电极控制装置把所述第 1 输出端相对于第 2 输出端的电压控制为正值，把所述第 1 和第 2 功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制为正值；所述第 1 电流产生装置产生的电流大致为零且所述第 2 电流产生装置产生电流时，所述输入电极控制装置把所述第 1 输出端相对于第 2 输出端的电压控制为负值，把所述第 1 和第 2 功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制为负值；所述第 1 电流产生装置和第 2 电流产生装置产生的电流均大致为零时，所述输入电极控制装置把所述第 1 输出端相对于第 2 输出端的电压控制为大致为零，把所述第 1 和第 2 功率元件的共同输入电极相对于其共

同基准电极的电压控制成大致为零，由此，切断所述第 1 功率元件的输出电极与基准电极及所述第 2 功率元件的输出电极和基准电极的导通。

6．如权利要求 5 所述的ＰＷＭ逆变器输出电路，其特征在于，所述输入电极控制装置包括：

负端连接第 1 及第 2 功率元件共同基准电极的第 1 直流电源；

正端连接所述第 1 及第 2 功率元件的共同基准电极的第 2 直流电源；

由第 1 电流产生装置控制基极端、集电极端连接所述第 1 直流电源正端、发射极端连接所述第 1 及第 2 功率元件的共同输入电极的 NPN 型第 1 晶体管；

由第 2 电流产生装置控制基极端、集电极端连接所述第 2 直流电源的负端、发射极端连接所述第 1 和第 2 功率元件的共同输入电极的 PNP 型第 2 晶体管；

所述第 1 晶体管和第 2 晶体管的基极端互连，构成共同基极端，连接在该共同基极端与所述第 1 及第 2 功率元件的共同基准电极间的电阻。

7．如权利要求 5 所述的ＰＷＭ逆变器输出电路，其特征在于，所述输入电极控制装置包括：

直流电源；

连接在所述直流电源的正端和所述第 1 和第 2 功率元件的共同输入电极间的第 1 切换装置；

连接在所述直流电源负端及所述第 1 和第 2 功率元件的共同输入电极间的第 2 切换装置，在第 1 电流产生装置产生电流时，第 1 切换装置接通而第 2 切换装置断开；

连接在所述直流电源正端及第 1 和第 2 功率元件的共同基准电极间的第 3 切换装置；

连接在所述直流电源负端和所述第 1 及第 2 功率元件共同基准电极间的第 4 切换装置，在第 2 电流产生装置产生电流时，所述第 3 切换装置接通而所述第 4 切换装置断开；

把偏置信号提供给所述第 2 切换装置，以使第 1 电流产生装置产生的电流大致为零时，所述第 1 切换装置断开而所述第 2 切换装置接通的第 1 电阻；

把偏置信号提供给第 4 切换装置，以使第 2 电流产生装置产生的电流大致为零时，第 3 切换装置断开而第 4 切换装置接通的第 2 电阻。

8．如权利要求 5 所述的ＰＷＭ逆变器输出电路，其特征在于，所述输入电极控制装置包括：

直流电源；

连接在所述直流电源正端和第 1 及第 2 功率元件共同输入电极间的第 1 切换装置；

连接在所述直流电源负端和第 1 及第 2 功率元件共同输入电极间的第 2 切换装置，所述第 1 和第 2 切换装置构成为使：在第 1 电流产生装置产生电流时，所述第 2 切换装置接通而第 1 切换装置断开；

连接在所述直流电源正端及第 1 和第 2 功率元件共同基准电极间的第 3 切换装置；

连接在所述直流电源负端和第 1 及第 2 功率元件共同基准电极间的第 4 切换装置，第 3 和第 4 切换装置构成为使：在第 2 电流产生装置产生电流时，所述第 4 切换装置接通而第 3 切换装置断开；

把偏置信号提供给第 1 切换装置，以使第 1 电流产生装置产生的电流大致为零时，所述第 2 切换装置断开而第 1 切换装置接通的第 1 电阻；

把偏置信号提供给第 3 切换装置，以使所述第 2 电流产生装置产生的电流大致为零时，所述第 4 切换装置断开而第 3 切换装置接通的第 2 电阻。

说　　明　　书

脉宽调制逆变器输出电路

本发明涉及PWM控制电动机线圈电压的PWM逆变器电源电路。

PWM是Pulse Width Modulation（脉冲宽度调制）的缩写，它是一种广泛用于电动机控制领域的技术。

近来，PWM逆变器快速普及，广泛用于电动机控制。

图9是表示通常的PWM逆变器构成的略图，它以三相PWM逆变器为例加以表示。通常，虽然根据PWM逆变器中使用的电动机相数，PWM逆变器输出电路53数目不同，但其基本动作相同。

说明图9中一般的三相PWM逆变器的构成。

首先，在频率电压设定装置58中设定提供电动机60的三相交流电压波形的基本频率和有效电压值。然后，PWM控制电路59根据频率电压设定装置58中设定的信息，在内部产生三相PWM信号，输出作为切换指令信号42、61和62。该切换指令信号42、61和62是指令电动机绕组端子52、63及64各自连接直流主电源14的正端或负端的二值信号。又，该切换指令信号42、61或62的频率称为PWM载波频率，通常取为提供给电动机60的三相交流电压波形的基频的10倍以上的值。一般，提供给电动机的三相交流电压波形的基频为0Hz至200Hz左右，PWM载波频率多为约2KHz至20KHz。电动机释放信号156是指令是否使电动机为自由运转状态的二值信号。所谓自由运转状态是电动机绕组端子52、63或64全部既不连至直流主电源14的正端，也不连至其负端的状态，在某种故障产生时，通常使之成为该状态以保护电动机和控制装置。PWM逆变器输出电路53是根据切换指令信号42、61或62，控制把电动机绕组52、63或64连至直流主电源14的正端或负端的半导体开关电路。又，上述构成使当电动机释放信号156指令自由运转状态时，不管指令切换信号42、61或62如何，电动机绕组端子52、63或64既不连至直流主电源14的正端，也不连至其负端。一般，直流主电源多数为整流、平滑AC100V后的直流（DC）140V左右或整流、平滑AC200V后的直流（DC）280V左右。

下文，对以往的PWM逆变器输出电路进行说明。

图10示出以往的PWM逆变器输出电路的构成。

图１０中，６５是逻辑“非”装置，使切换指令信号４２的正负逻辑反相并输出反相切换信号８０。１５７和１５８是逻辑乘装置，它把电动机释放信号１５６和切换指令信号４２的逻辑“与”的结果作为上臂切换信号１５９加以输出；把电动机释放信号１５６和反相切换信号８０的逻辑“与”的结果，作为下臂切换信号１６０输出。６６和６７是导通（上升沿）延迟电路，它使上臂切换信号１５９和下臂切换信号１６０的上升沿各延迟一导通时延 TD，并输出上臂控制信号８１或下臂控制信号８２。６８和６９是基极驱动电路，做成６８根据上臂控制信号８１使功率晶体管７０导通或截止，６９则根据下臂控制信号８２使功率晶体管７１导通或截止。即，若上臂控制信号８１为“H”电平，则光电耦合器７２的输出晶体管导通，由此，晶体管７４导通，晶体管７６截止，从而功率晶体管７０导通。反之，若上臂控制信号８１为“L”电平，则光耦合器７２的输出晶体管截止，由此，晶体管７４也截止，晶体管７６导通，从而功率晶体管７０截止。

基极驱动电路６９也完全同样地动作。

这种基板驱动电路另外还有实开昭５７－４２５８９号公报和特开昭５９－１７８９８０号公报中记载的类型，但基本上与图１０所示的基板驱动电路６８和６９起同样作用，可进行置换。

对于上述构成的 PWM 逆变器输出电路，下文说明其动作。

首先，考察电动机释放信号１５６为“L”电平、即指令自由运行状态的情况。显然，这时不管切换指令信号４２是“L”电平或“H”电平，功率晶体管７０及功率晶体管７１均为截止状态。

下面，对电动机释放信号１５６为“Ｈ”电平，即指令非自由运转状态的情况作说明。

图１１表示图１０的ＰＷＭ逆变器输出电路的内部信号。首先，若切换指令信号４２从“Ｌ”电平变化至“Ｈ”电平，则导通延迟电路６６延迟一导通时延 TD，使上臂控制信号８１自“Ｌ”电平变为“Ｈ”电平。一旦上臂控制信号８１为“Ｈ”电平，功率晶体管７０导通，该过程存在基极驱动电路６８和功率晶体管７０的动作延迟时间 TX１。此动作延迟时间 TX１随功率晶体管７０的温度和流过集电极的电流值的变化而变动，且，也因构成基极驱动电路的部件和功率晶体管的性能偏差和长期慢变而变化。

若切换指令信号４２自“Ｌ”电平变化为“Ｈ”电平，则反相切换信号８０自“Ｈ”电平变化为“Ｌ”电平，导通延迟电路６７几乎没有时间延迟地使下臂控

制信号８２为“Ｌ”电平。一旦下臂控制信号８２为“Ｌ”电平，功率晶体管７１截止，该过程存在基极驱动电路６９和功率晶体管７１的动作延迟时间 TY２。此动作延迟时间 TY２因功率晶体管７１的温度和流过集电极的电流值的变化而变动，且，也因构成基极驱动电路的部件和功率晶体管的性能偏差和长期慢变而变化。

然后，若切换指令信号４２自“Ｈ”电平变化为“Ｌ”电平，导通延迟电路６６几乎无时间延迟地使上壁控制信号８１为“Ｌ”电平，功率晶体管７０截止，该过程存在基极驱动电路６８和功率晶体管７０的动作延迟时间 TY１。

若切换指令信号４２从“Ｈ”电平变化为“Ｌ”电平，则反相切换信号８０自“Ｌ”电平变为“Ｈ”电平，导通延迟电路６７延迟一导通时延 TD，使下臂控制信号８２由“Ｌ”电平变为“Ｈ”电平。一旦下臂控制信号８２为“Ｈ”电平，功率晶体管７１导通，该过程存在基极驱动电路６９和功率晶体管７１的动作延迟时间 TX２。

这里，若把动作延迟时间 TY１或动作延迟时间 TY２与动作延迟时间 TX１或动作延迟时间 TX２进行比较，则一般动作延迟时间 TY１或 TY２有比动作延迟时间 TX１或 TX２长的倾向。设动作延迟时间 TX１及动作延迟时间 TX２考虑最恶劣条件后的最短值为 TXW，动作延迟时间 TY１及动作延迟时间 TY２考虑最恶劣条件后的最长值为 TYW。通常，导通时延 TD 设定为 TYW 减去 TXW 后所得的值加上一定余量的时间。通常，导通时延 TD 在使用双极型功率晶体管时，设定为约１０至５０微秒，使用 IGBT（绝缘栅双极晶体管）时为约５至３０微秒，使用 MOS 型 MOS-FET 功率晶体管时约２至１０微秒。由此，防止切换指令信号４２自“Ｈ”电平变化为“Ｌ”电平或自“Ｌ”电平变化为“Ｈ”电平时，功率晶体管７０和功率晶体管７１同时为导通状态，直流主电源１４的正端与负端成为短路状态。

据上文所述，若着眼于切换指令信号４２和电动机绕组端子电压５１的状态进行考察，当切换指令信号４２固定于“Ｌ”电平时，功率晶体管７０变为截止状态，功率晶体管７１为导通状态，所以电动机绕组端子５２连接直流主电源１４的负端，而当切换指令信号４２固定在“Ｈ”电平时，功率晶体管７０为导通状态，功率晶体管７１为截止状态，所以电动机绕组端子５２连接至直流主电源１４的正端。

但在上述现有技术的构成中，当电动机释放信号１５６为“Ｈ”电平，即，指令非自由运转状态时，切换指令信号４２自“Ｌ”电平变为“Ｈ”电平或自“Ｈ”电平变为“Ｌ”电平，则某个时间，功率晶体管７０和７１均为截止状态，从而形

成对电动机绕组端子５２进行电压控制上的控制误差。这种控制误差具有招致电动机产生的转矩和旋转速度变动，而且存在电动机噪声振动变大的缺陷。

对此作更详细的说明。

在图１０和图１１中，在切换指令信号４２自“Ｌ”电平变化为“Ｈ”电平时和从“Ｈ”电平变化为“Ｌ”电平时，首先使已导通的功率晶体管截止后，再使已截止的功率晶体管导通，因而，在某个时间，功率晶体管７０和功率晶体管７１两者均为截止状态，该状态称为浮动（不确定）（フロ—テ，ング）状态，该时间称为浮动时间TZ。一般，浮动时间TZ多为导通时延TD的约１／２至２／３。

通常，电动机的PWM控制应该是要让电动机绕组交替连接直流主电源的正端和负端，并根据连接正端的时间和连接负端的时间的比率，控制电动机绕组的平均电压。因而，在直流主电源１４的电压恒定时，理想的情况是，根据切换指令信号４２的“Ｈ”电平和“Ｌ”电平的时间比率，能唯一地控制电动机绕组５２的平均电压。

但是，在以往的ＰＷＭ逆变器输出电路中，由于存在浮动状态，根据流过电动机绕组的电流方向，电动机绕组的平均电压变动。即，若在电流自电动机绕组端子５２流入ＰＷＭ逆变器输出电路５３的状态中，变为浮动状态，则二极管７８导通，电动机绕组端子５２为连至直流主电源１４正端的状态。示于图１１的电动机绕组端子电压５１Ａ的波形表示该状态。相反，若在不确定状态中，电流自ＰＷＭ逆变器输出电路５３流出至电动机绕组端子５２，则二极管７９导通，电动机绕组端子５２为连至直流主电源１４负端的状态。图１１中电动机绕组端子电压５１Ｂ的波形表示该状态。又，在浮动状态中，电源不流过电动机绕组端子５２时，电动机绕组端子５２的电压为由电动机６０内部产生的感应电压等确定的电压。

根据上文所述，由于具有浮动状态，切换指令信号４２和电动机绕组端子５２的平均电压不能唯一地确定，因而产生控制误差。通常，流过电动机绕组端子５２的电流为交流电，其电流方向是变化的，与此相应，控制误差也会变化，使电动机６０产生制动转矩和旋转速度变化。虽然通过消除浮动状态，使浮动时间为零，能解决上述问题，但在以往的ＰＷＭ逆变器输出电路中，出现直流主电源１４的正端和负端的短路状态，因而实际上不可能。

再者，功率晶体管导通或截止时，产生电噪声，尤其在想使该噪声减小的用途中，采用在功率晶体管的基极和发射极间连接电容器之类的方法，往往发生切换速度变慢。但是，这样会使动作延迟时间TX１、TX２、TY１及TY２的数值偏差变

得非常大，浮动时间不得不变得更大，从而控制误差变大，结果，切换速度不怎么能减慢。

虽然也有把图１０的功率晶体管７０和７１分别置换成 MOS-FET 功率晶体管或 IGBT 的已有技术的ＰＷＭ逆变器输出电路，但其动作与示于图１０的ＰＷＭ逆变器输出电路完全相同，也有浮动状态。

本发明的目的在于解决上述问题，廉价提供一种实质上没有浮动状态，浮动时间为零、由于切换指令信号和电动机绕组端子的平均电压唯一地确定而不产生控制误差、在自由运转状态时电动机绕组端可瞬时脱离直流主电源、耗电少的ＰＷＭ逆变器输出电路。

为了达到上述目的，本发明的ＰＷＭ逆变器输出电路包括：直流主电源；具有输入电极、基准电极、输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为正电压，则所述输出电极和所述基准电极为导通状态的Ｎ型第１功率元件；具有输入电极、基准电极、输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为负电压，则所述输出电极与基准电极为导通状态的Ｐ型第２功率元件，所述第２功率元件的输入电极连接所述第１功率元件的输入电极，形成共同输入电极，所述第２功率元件的基准电极连接所述第１功率元件的基准电极，形成共同基准电极；具有连接所述共同输入电极的第１输出端及连接所述共同基准电极的第２输出端的输入电极控制装置，该输入电极控制装置把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制成正或负或大致为零值；具有输入发光器件的第１光耦合器；具有输入发光器件的第２光耦合器；所述输出电路的构成使：当第１光耦合器的输入发光器件为点亮状态且所述第２光耦合器的输入发光器件为熄灭状态时，所述输入电极控制装置，把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制为正值，把所述第１和第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压，控制为正值；当所述第１光耦合器的输入发光器件为熄灭状态且所述第２光耦合器的输入发光器件为点亮状态时，所述输入电极控制装置，把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制为负值，把所述第１及第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制为负值；当所述第１光耦合器的输入发光器件和所述第２光耦合器的输入发光器件均为熄灭状态时，所述输入电极控制装置，把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制成大致为零，把所述第１和第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压，控制成大致为零，由此，切断所述第１功率元件的输出电极与基准电极及所述第２功率元件的输出电极与基准电极的导通。

本发明的ＰＷＭ逆变器输出电路包括：直流主电源；具有输入电极、基准电极、输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为正电压，则所述输出电极和所述基准电极为导通状态的Ｎ型第１功率元件；具有输入电极、基准电极、输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为负电压，则所述输出电极与基准电极为导通状态的Ｐ型第２功率元件，所述第２功率元件的输入电极连接所述第１功率元件的输入电极，形成共同输入电极，所述第２功率元件的基准电极连接所述第１功率元件的基准电极，形成共同基准电极；具有连接所述共同输入电极的第１输出端及连接所述共同基准电极的第２输出端的输入电极控制装置，该输入电极控制装置把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制成正或负或大致为零值；第１电流产生装置；第２电流产生装置；所述输入电路的构成使：所述第１电流产生装置产生电流且所述第２电流产生装置产生的电流大致为零时，所述输入电极控制装置把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制为正值，把所述第１和第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制为正值；所述第１电流产生装置产生的电流大致为零且所述第２电流产生装置产生电流时，所述输入电极控制装置把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制为负值，把所述第１和第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制为负值；所述第１电流产生装置和第２电流产生装置产生的电流均大致为零时，所述输入电极控制装置把所述第１输出端相对于第２输出端的电压控制为大致为零，把所述第１和第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制成大致为零，由此，切断所述第１功率元件的输出电极与基准电极及所述第２功率元件的输出电极和基准电极的导通。

通过上述构成，能实现一种ＰＷＭ逆变器输出电路，其第１和第２功率元件根本不会同时导通，工作安全，而且浮动时间实质上为零，所以控制误差小，又在作为自由运转状态时，第１及第２功率元件快速截止，电动机绕组端子能瞬时释放，耗电也少。

图１是本发明第１实施例的ＰＷＭ逆变器输出电路的构成图。

图２表示本发明第１实施例的ＰＷＭ逆变器输出电路的动作。

图３是本发明第１实施例输入电极控制装置的电路构成图。

图４是本发明第１实施例的输入电极控制装置其它电路构成图。

图５是本发明第２实施例的ＰＷＭ逆变器输出电路的构成图。

图６表示本发明第２实施例的ＰＷＭ逆变器输出电路的动作。

图 7 是本发明第 2 实施例的输入电极控制装置的电路构成图。

图 8 是本发明第 2 实施例的输入电极控制装置其它电路构成图。

图 9 表示一般ＰＷＭ逆变器的构成。

图１０是已有技术ＰＷＭ逆变器输出电路的构成图。

图１１表示已有技术的ＰＷＭ逆变器输出电路的动作。

图中，１是第 1 功率元件，２是第 2 功率元件，１４是直流主电源，４００、５００是输入电极控制装置，４１０是第 1 电流产生装置，４２０是第 2 电流产生装置，５０１、４３１是第 1 直流电源，５０２、４３２是第 2 直流电源，５０３、４３３是第 1 晶体管，５０４、４３４是第 2 晶体管，５０５、４３５是电阻，５１０是第 1 光耦合器，５２０是第 2 光耦合器，５５０、４５０是直流电源，５５１、４５１是第 1 切换装置，５５２、４５２是第 2 切换装置，５５３、４５３是第 3 切换装置，５５４、４５４是第 4 切换装置，５５５、４５５是第 1 电阻，５５６、４５６是第 2 电阻。

下面，参照图 1 至图 8 说明本发明的实施例。

实施例 1

图 1 是本发明第 1 实施例的ＰＷＭ逆变器输出电路的构成图。

图中，１是Ｎ型（即Ｎ沟道型）第 1 功率元件，２是Ｐ型（即Ｐ沟道型）第 2 功率元件，上述第 1 及第 2 功率元件是例如由 IGBT 或 MOS-FET 功率晶体管之类元件构成。

图 1 中，示出第 1 和第 2 功率元件为 IGBT 的场合，下面，对由 IGBT 构成上述功率元件的场合作说明。

上述第 1 IGBT 1 的基准电极（即发射极端）与上述第 2 IGBT 2 的基准电极（即发射极端）相互连接，第 1 IGBT 的输入电极（即栅极端）与第 2 IGBT 的输入电极（即栅极端）相互连接。

５、６是二极管，分别相对于 IGBT 导通方向为反方向地并连在第 1 和第 2 IGBT 1 和 2 的输出电极（即集电极端）与基准电极（即发射极端）之间。

５００是输入电极控制装置，其一个输出端连接第 1 和第 2 IGBT 1 及 2 的共同栅极端，另一输出端连接第 1 和第 2 IGBT 1 及 2 的共同发射极端。

５１０是第 1 光耦合器、５２０是第 2 光耦合器，其输出分别输入至上述输入电极控制装置５００。１０９是信号处理装置，其输出连接成分别驱动第 1 和第 2 光耦合器５１０和５２０的输入部分发光元件。

250是电容器，连接在第1和第2 IGBT 1和2的共同栅极端及共同发射极端之间。14是直流主电源。

参照图1和图2，说明上述构成的PWM逆变器输出电路的动作。

65是逻辑“非”装置，把切换指令信号42取逻辑“非”后的结果作为反相切换信号80加以输出。

106和127是逻辑“与非”装置，106输出电动机释放信号156和反相切换信号80的“与非”结果，107则输出电动机释放信号156和切换指令信号42的“与非”结果。

上述各构成要素65、106、107构成信号处理装置109。

这里，首先对电动机释放信号156为“H”电平，即指令非自由运转状态的场合作全面说明，最后对电动机释放信号156是“L”电平，即指令自由运转的场合作说明。

切换指令信号42通过逻辑“与非”装置107后产生第1光耦合器510的输入部分发光元件的控制信号43，该控制信号43与切换指令信号42的反相信号大致相同，“L”电平例如取0V，“H”电平例如为5V。

另一方面，第1光耦合器510的输入部分发光元件，其阳极端加偏压至“H”电平，例如5V，其阴极端由上述控制信号43控制。

因而，切换指令信号42为“L”电平时，控制信号43变为“H”电平，第1光耦合器510的输入部分发光元件不点亮，其输出部分晶体管截止；切换指令信号42为“H”电平时，控制信号43变为“L”电平，第1光耦合器510的输入部分发光元件点亮，其输出部分晶体管导通。

第2光耦合器520的输入部分发光元件的控制信号45是切换指令信号42通过逻辑“非”装置65和逻辑“与非”装置106产生的。该控制信号45与切换指令信号42几乎相同，“L”电平取为例如0伏，“H”电平取为例如5V。

另一方面，第2光耦合器520的输入部分的发光元件，其阳极端加“H”电平偏压（例如约5V），其阴极端由上述控制信号45控制。

因而，切换指令信号42为“L”电平时，控制信号45变为“L”电平，第2光耦合器520的输入部分发光元件点亮，其输出部分晶体管导通；切换指令信号42为“H”电平时，控制信号45变为“H”电平，第2光耦合器520的输入部分发光元件熄灭，其输出部分晶体管截止。

输入电极控制装置500其动作安排成根据上述第1及第2光耦合器520

及５２０的输出部分晶体管导通和截止，控制第１和第２ IGBT １及２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５。

即，当第１光耦合器５１０的输出部分晶体管导通、第２光耦合器５２０输出部分晶体管截止时，控制使 IGBT１及２的共同栅极相对于其共同发射级的电压５５为正值；当第１光耦合器５１０的输出部分晶体管截止、第２光耦合器５２０的输出部分晶体管导通时，控制使 IGBT１及２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为负值。

如果综合一下自切换指令信号４２起至输入电极控制装置５００动作止的过程，可得当切换指令信号４２为“Ｈ”电平时，第１光耦合器５１０的输入部分发光元件为点亮状态，且第２光耦合器５２０输入部分发光元件变为熄灭状态，IGBT１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５变为正值。

当切换指令信号４２为“Ｌ”电平时，第１光耦合器５１０的输入部分发光元件为熄灭状态，且第２光耦合器５２０的输入部分的发光元件变为点亮状态，IGBT１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为负值。

综上所述，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５根据切换指令信号４２加以控制。

且，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对其共同发射极的电压５５的正值必须是第１IGBT１能充分导通、第２IGBT２又可充分截止的电压，而且其值必须不超过第１IGBT１和第２IGBT２的栅极与发射极间的耐压。

ＩＧＢＴ１和２共同栅极对于其共同发射极的电压５５的负值必须是第２IGBT２能充分导通、第１IGBT１又可充分截止的电压，而且其值必须不超过第１IGBT１和第２IGBT２栅极和发射极间的耐压。

通常，N沟道型IGBT的栅极与发射极间的耐压多为约±２０Ｖ至±３０Ｖ，集电极与发射极间开始导通的栅极电压门限值多数比发射极电压高＋１Ｖ至＋５Ｖ左右。另一方面，P沟道型IGBT的栅极与发射极间的耐压多数为约±２０Ｖ至±３０，集电极和发射极间开始导通的栅极电压门限值大多比发射极的基准低－１Ｖ 至－５Ｖ左右。

下面，说明第１ IGBT １和第２ IGBT ２的动作。由于第１ ＩＧＢＴ１和第２ ＩＧＢＴ２其栅极和发射极各自共同连接，一旦栅极信号电压５０比电动机绕组端子电压５１高第１ ＩＧＢＴ１的栅极电压门限值以上，则第２ ＩＧＢＴ２截止，第１ ＩＧＢＴ１开始从集电极向发射极流过电流；反之，一旦栅极信号电压

50比电动机绕组端子电压51低第2 IGBT2的栅极电压门限值以上，则第1 IGBT1截止，第2 IGBT2开始由发射极向集电极流过电流。因而，本质上不会有第1 IGBT1和第2 IGBT2同时流过电流，直流主电源14的正端与负端为短路状态的情况出现。

栅极信号电压50与电动机绕组端子电压51的电位差作为上述电压55，由输入电极控制装置500控制，而且如前文所述，控制 IGBT1及2进入能按照不超过其耐压的要求安全可靠导通/截止的一定工作范围。

然后，对二极管5和6的动作加以叙述。通常，电动机绕组的简易等效电路表示为电阻、电感和相当于感应电压的电压源串联的网络。因而，与纯电阻负荷不同，流过电动机绕组端子52的电流方向不能由施加至电动机绕组端子52的电压唯一地确定。它具有：第1 IGBT1导通、第2 IGBT2截止且电流自电动机绕组端子52流出至电动机的A状态；第1 IGBT1导通、第2 IGBT2截止且电流自电动机流入至电动机绕组端子52的B状态；第1 IGBT1截止、第2 IGBT2导通且电流自电动机流入至电动机绕组端子52的C状态；第1 IGBT1截止、第2 IGBT2 导通且电流自电动机绕组端子52流出至电动机的D状态等四种状态。首先，在A状态中，显然，流过电动机绕组端子52的电流流过第1 IGBT1。而在C状态中，流过电动机绕组端子52的电流流过第2 IGBT2。在B和D状态中，流过电动机绕组端子52的电流分别流经二极管5和二极管6。这里，B状态中的电动机绕组端子电压51由于流过电动机绕组端子52的电流而上升，并在二极管5导通时固定不变。若该二极管5的反向恢复时间trr长，则切换损失增大，因而最好二极管5尽量选择反向恢复时间短的。同样，D状态的电动机绕组端子电压51由于流过电动机绕组端子52的电流而下降，并在二极管6导通时固定不变。若该二极管6的反相恢复时间trr长，则切换损失增大，因而最好二极管6尽量选择反相恢复时间短的。

通过上述说明，显然，其构成是：若使切换指令信号42为“H”电平，则电动机绕组端子52连接直流主电源14的正端；若使切换指令信号42为“L”电平，则电动机绕组端子52连接直流主电源14的负端；当使切换指令信号42自“H”电平变化至“L”电平或从“L”电平变化至“H”电平时，浮动时间实质上均为零。

通过把电容器250连接在图1中的第1 IGBT1及第2 IGBT2的栅极和发射极之间，能调节电动机绕组端子电压51的上升时间和下降时间。

通常，电动机绕组端子电压５１的上升时间和下降时间越小，虽然有第１ ＩＧＢＴ１及第２ ＩＧＢＴ２等耗电越少的优点，但也有电噪声变大的缺陷。因而，在特意要使电动机绕组端子电压５１的上升时间和下降时间长从而减少电噪声的场合，电容器２５０是有效的。

上文是对电动机释放信号１５６为“Ｈ”电平，即指令非自由运行状态的动作所作的说明，最后，说明电动机释放信号１５６为“Ｌ”电平，即指令自由运行状态的情况。

图２中，在电动机释放信号１５６为“Ｌ”电平，即指令自由运行的状态时，不论切换指令信号４２为何电平，逻辑“与非”装置１０６和１０７的输出信号均为“Ｈ”电平，因而第１光耦合器５１０的输入部分发光元件的控制信号４３和第２光耦合器５２０的输入部分发光元件的控制信号４５均为“Ｈ”电平。

这时，第１光耦合器５１０的输入部分发光元件和第２光耦合器５２０输入部分的发光元件均熄灭，各光耦合器的输出部分晶体管均截止。

在该状态中，输入电极控制装置５００，其构成使 IGBT１和２的共同栅极对于其共同发射极的电压５５控制成低于 IGBT１和２的栅极电压门限值，即近似０Ｖ（例如约－１Ｖ～＋１Ｖ）。

为了使ＩＧＢＴ１和２的共同发射极与共同栅极间的电压５５为０Ｖ，必须使存储在ＩＧＢＴ１和２中所包含的静电电容和电容器２５０中电荷放电，而且输入电极控制装置５００的构成使该电荷能在极短时间内放电。

因而，若第１光耦合器５１０的输入部分发光元件和第２光耦合器５２０的输入部分发光元件均熄灭，第１ ＩＧＢＴ１和第２ ＩＧＢＴ２的栅极信号电压５０瞬时几乎与电动机绕组端子电压５１同电位，第１ ＩＧＢＴ１和第２ ＩＧＢＴ２均瞬时截止，成为自由运行状态。

自由运行状态，用于在发生某种故障时，中断电动机运转，保护电动机及控制装置。

尤其，第一光耦合器５１０的输入部分发光元件和第二光耦合器５２０的输入部分发光元件均熄灭时，ＩＧＢＴ１和２截止，由此，即使在停电之类的电源异常时，也能可靠保护电动机控制装置。

即，若发生停电，则作为用来既产生第１及第２光耦合器５１０及５２０输入部分发光元件阳极偏置电压，又使信号处理装置１０９动作的电力供给源的直流电源电压（未图示），急速降低。

一旦直流电源电压降低，信号处理装置１０９等的动作即变得不稳定，但第１及第２光耦合器５１０及５２０的输入部分发光元件必然随着偏置电压供给源（即直流电源电压）的降落，导致熄灭。

由于输入电极控制装置５００其构成是：一旦第１及第２光耦合器５１０及５２０输入部分发光元件熄灭，急速使ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压大致为０Ｖ，所以若进行该动作则ＩＧＢＴ１和２瞬时截止。

因而，第１和第２光耦合器５１０和５２０输入部分发光元件熄灭时，输入电极控制装置５００使ＩＧＢＴ１和２的共同栅极对于其共同发射极的电压５５大致为０Ｖ，由此，在各电路动作变得不稳定的电源异常时，也能可靠保护装置。

自由运行状态在三相电动机以例如１２０度电角期间通电、６０度电角期间不通电这种方式进行驱动时，用于设置非通电相位。

图３是表示输入电极控制装置５００电路构成的一个例子。

下面，对示于图３的输入电极控制装置作说明。

首先，说明电动机释放信号１５６为“Ｈ”电平、即指令非自由运行状态的情况。

该情况下，若切换指令信号４２为“Ｈ”电平，则第１光耦合器５１０的输入部分发光元件由控制信号４３点亮，其输出部分晶体管导通，又，第２光耦合器５２０的输入部分发光元件由控制信号４５熄灭，其输出部分晶体管截止。

因而，第一晶体管５０３和第２晶体管５０４中互连基极的电压上升，第１晶体管５０３为导通状态。

一旦第１晶体管５０３导通，电流即从第１直流电源５０１的正端，经同一晶体管５０３的集电极、发射极和电阻５０６，流向ＩＧＢＴ１和２的共同栅极。该电流以从ＩＧＢＴ１和２的共同栅极至其共同发射极的方向对电容器２５０和ＩＧＢＴ１和２中所含的静电电容充电，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５转为正值，该电压５５最终固定于由第１直流电源５０１的正电压减去第１光耦合器５１０输出部分晶体管的导通电压、第１晶体管５０３的基极-发射极电压、电阻５０８和５０６的电压降后所得的值。

上述电压５５最终固定的值必须使 IGBT１充分导通、IGBT２充分截止，且不超过ＩＧＢＴ１和２的栅极-发射极间的耐压，各电路构成要素５０１、５０３、５０６、５０８、５１０设计成使上述要求得以满足。

若切换指令信号４２为“Ｌ”电平，则第１光耦合器５１０的输入部分发光

元件由控制信号４３熄灭，其输出部分晶体管截止。而且，第２光耦合器５２０的输入部分发光元件由控制信号４５点亮，其输出部分晶体管导通。

因而，第１晶体管５０３和第２晶体管５０４的互连基极的电压降落，第２晶体管５０４为导通状态。

一旦第２晶体管５０４导通，电流即从ＩＧＢＴ１和２的共同栅极，经晶体管５０４的集电极-发射极和电阻５０７流向第２直流电源５０２的负端。该电流以从ＩＧＢＴ１和２的共同发射极至共同栅极的方向，对电容器２５０和ＩＧＢＴ１和２中所含的静电电容充电，使ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５转为负值，该电压５５最终固定在第２直流电源５０２的负电压加上第２光耦合器５２０的输出部分晶体管的导通电压、第２晶体管５０４的基极-发射极电压、电阻５０９和５０７电压降后所得的值。

这里，上述电压５５最终固定的值必须使ＩＧＢＴ１充分截止、IGBT２充分导通，且不超过ＩＧＢＴ１和２的栅极-发射极间耐压，各电路构成要素５０２、５０４、５０７、５０９、５２０设计成满足这些要求。

由上述说明，虽然，示于图３的输入电极控制装置能根据第１及第２光耦合器５１０及５２０的输出部分晶体管的导通和截止状态，控制第１及第２ ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为正值或负值。

第１及第２光耦合器５１０及５２０由控制信号４３及４５进行导通、截止切换时，尤其由于该光耦合器截止动作时间迟缓，可能使光耦合器５１０及５２０瞬间同时导通，自第１直流电源５０１的正端向第２直流电源５０２的负端流过短路电流。电阻５０８和５０９的设置就是为了使该短路电流不致过大。

但，如果第１和第２光耦合器５１０及５２０的性能足够耐受上述短路电流，则电阻５０８和５０９在其端子短接后可以省略。

电阻５０８也可以设置在第１光耦合器５１０输出部分晶体管的集电极侧，且电阻５０９也可以设置在第２光耦合器５２０的输出部分晶体管的发射极侧。

由于光耦合器５１０和５２０的导通、截止切换，第１晶体管５０３和第２晶体管５０４导通状态和截止状态交替时，尤其因晶体管截止动作时间迟缓，可能使晶体管５０３和５０４瞬间同时导通，自第１直流电源５０１的正端向第２直流电源５０２的负端流过短路电流。设置电阻５０６和５０７就是为了不使该短路电流过大。

但，如果第１和第２晶体管５０３和５０４的性能足够经受上述短路电流，

则电阻５０６和５０７在其端子短接后可以省略。

再者，为了防止该短路电流，电阻５０６也可以设置在第１晶体管５０３的集电极侧，且电阻５０７也可设置在第２晶体管５０４的集电极侧。

电阻５０６和５０７在向ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容和电容器２５０充电时，还具有不使该充电电流过大的抑制作用，从而保护输入电极控制装置５００的各构成要素。

上述电阻５０６和５０７值越小，上述充电电流越大，能使ＩＧＢＴ１和２的栅极相对于发射极的电压５５加速变化为正值或负值。这时，虽然有ＩＧＢＴ１和２瞬时进行通电切换而耗电少的优点，但也有电机噪声变大的缺陷。因而，在想使电机噪声小的用途中，特别需要使上述电压５５缓慢变化，可用加大电阻５０６和５０７的办法来适应此要求。

再者，为了使上述电机噪声变小，也可以在上述充电电流路径上插入电阻，例如，可做成去掉电阻５０６和５０７，将第１及第２晶体管５０３和５０４的发射极相互连结，在其共同发射极与ＩＧＢＴ１和２的共同栅极间插入电阻。

但在上述场合，第１和第２晶体管５０３及５０４必须采用性能足以经受上述短路电流的器件。

电阻２６０是作为第１及第２晶体管５０３和５０４各自为导通状态时的负荷电阻而设置的，用于稳定各晶体管导通动作。

然后，对电动机释放信号１５６是“Ｌ”电平，即，指令自由运转状态的情况作说明。

这种情况下，第１和第２光耦合器５１０及５２０的输入部分发光元件均由控制信号４３和４５熄灭，其输出部分晶体管均截止。

这里首先考虑ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为正值（IGBT１能充分导通且不超过其耐压的电压，例如约＋７Ｖ 至＋１０Ｖ）时，光耦合器５１０和５２０输出部分晶体管均截止的情况。

这时，PNP型的第２晶体管５０４的基极相对于发射极为负电压，基极电流经电阻５０５流通，晶体管为导通状态。

一旦第２晶体管５０４为导通状态，即产生自ＩＧＢＴ１和２的共同栅极流经电阻５０７和晶体管５０４的发射极-集电极的电流。

该电流是存储在ＩＧＢＴ１和２所含静电电容及电容器２５０中的电荷的放电电流。由于该电流，ＩＧＢＴ１和２的栅极相对于其发射极的电压５５瞬时降低

至接近0V。更准确地说，降低至第2晶体管504不导通止，其值相当于第2晶体管504的基极-发射极间电压门限值，即约＋0．7V。

该电压的值比N沟道型IGBT1的栅极电压门限值（例如＋2V）低，足以使IGBT1截止，同时也能使P沟道型IGBT2截止。

然后，考虑IGBT1和2的共同栅极相对于其共同发射极电压55为负值（IGBT2能充分导通且不超过其耐压的值，例如约－7V至－10V）时，光耦合器510及520均截止时的情况。

这种情况下，NPN型的第1晶体管503，其基极相对于发射极为正电压，基极电流经电阻505流过，该管为导通状态。

一旦第1晶体管503为导通状态，即产生经晶体管503的集电极-发射极和电阻506流向IGBT1和2的共同栅极的电流。

该电流是存储在IGBT1和2所含静电电容和电容器250中的电荷的放电电流。借助该电流，IGBT1和2的栅极相对于其发射极的电压55瞬时上升至接近至0V。

更正确地说，上升至第1晶体管503不导通为止，该值相当于第1晶体管503的基极-发射极间电压门限值，约为－0．7V。

该电压的值比P沟道型IGBT2栅极电压门限值（例如约－2V）高，足够使IGBT2截止，同时能使N沟道型IGBT1也截止。

通过上述说明，显然，示于图3的输入电极控制装置在第1及第2光耦合器510和520的输入部分发光元件均为熄灭状态时，将第1 IGBT1和第2 IGBT2的共同栅极相对于其共同发射极的电压55瞬时控制为约0V，能瞬时切断作为功率元件的IGBT1和2的导通。

电阻506和507具有当IGBT1和2中所含静电电容和电容器250上存储的电荷放电时，抑制该放电电流使之不致过大的作用。由此，保护了输入电极控制装置500的各构成要素。

为了抑制上述放电电流，也可以在产生该放电电流的通路上插入电阻，例如可做成去掉电阻506、507，将第1及第2晶体管503和504发射极互连，在其公共发射极和IGBT1和2的公共栅极间插入电阻。

上文是对一例输入电极控制装置500的具体电路构成的说明。

设定为自由运行状态时，由于晶体管503及504均截止等原因，输入电极控制装置500的输出为高阻抗。对此，补偿的方法有IGBT1和2的栅极和

发射极之间设置使存储在ＩＧＢＴ１和２所含静电电容和电容器２５０中的电荷放电的电阻，例如电阻２６０。然而，这时为了使上述各静电电容的电荷放电，需花费时间，造成取自由运行状态时，ＩＧＢＴ１和２非截止状态的时间变长，存在产生过量的热，超过其安全工作区而损坏的危险。

尤其，若要在IGBT之类的功率元件中使用电流容量较大的器件，则功率元件中所含的输入电容（在MOS-FET功率晶体管时为Ciss,在IGBT时为Cies）变大，上述危险更甚。

即，上述设置放电电阻的方法，在ＰＷＭ逆变器输出电路大功率化时，有其局限。

在本发明中，通过输入电极控制装置５００，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极和其共同发射极的电位差能瞬时控制为约０Ｖ，ＩＧＢＴ１和２可瞬时截止，因而完全没有上述采用放电电阻时的那种危险，易适用于ＰＷＭ逆变器输出电路的大功率化。

下文，对输入电极控制装置５００的其它构成例子作说明。

图４表示输入电极控制装置５００的其它电路构成。

下面，对示于图４的输入电极控制装置进行说明。

首先，说明电动机释放信号１５６为“Ｈ”电平、即，指令非自由运行状态的情况。

这时，若切换指令信号４２为“Ｈ”电平，则第１光耦合器５１０的输入部分发光元件，由控制信号４３点亮，其输出部分晶体管导通。而，第２光耦合器５２０的输入部分的发光元件，由控制信号４５熄灭，其输出部分晶体管截止。

这时，第１切换装置，即Ｐ沟道型MOS-FET晶体管５５１，其栅极电压降低至大于门限值，因而导通；第２切换装置，即Ｎ沟道型MOS-FET５５２，因其栅极电压降低至小于门限值而截止；第３切换装置，即Ｐ沟道MOS-FET５５３，因其栅极电压上升至小于门限值而截止；第４切换装置，即Ｎ沟道型MOS-FET５５４，因其栅极电压上升至大于门限值而导通。

因而，直流电源５５０的正端，经导通的MOS-FET５５１的源极-漏极和电阻５５７，连接ＩＧＢＴ１和２的共同栅极。所述直流电源５５０的负端，则经导通的MOS-FET５５４，连接ＩＧＢＴ１和２的共同发射极。这时，来自直流电源５５０的输出电流，则由ＩＧＢＴ１和２的共同栅极至其共同发射极的方向，对电容２５０和ＩＧＢＴ１和２所含静电电容充电，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共

同发射极的电压５５变为正值，该电压５５最终固定在从直流电源５５０的输出电压减去MOS-FET５５１和MOS-FET５５４的导通电压后所得的正值上。

这里，上述电压５５最终固定的值，必须使ＩＧＢＴ１充分导通，IGBT２充分截止，且不超过ＩＧＢＴ１和２的栅极-发射极间的耐压。各电路构成要素５５０、５５１、５５４设计成满足上述要求。

若切换指令信号４２为“Ｌ”电平，则第１光耦合器５１０的输入部分发光元件由控制信号４３熄灭，其输出部分晶体管截止。且，第２光耦合器５２０的输入部分发光元件由控制信号４５点亮，其输出部分晶体管导通。

这时，第１切换装置，即Ｐ沟道型MOS-FET５５１，因其栅极电压上升至小于门限值而截止；第２切换装置，即，Ｎ沟道型MOS-FET５５２，因其栅极电压上升至大于门限值而导通；第３切换装置，即Ｐ沟道型MOS-FET５５３，由其栅极电压降低至大于门限值而导通；第４切换装置，即Ｎ沟道型MOS-FET５５４，因其栅极电压降低至小于门限值而截止。

因而，直流电源５５０的负端，经导通的MOS-FET５５２的源极-漏极和电阻５５７，连接ＩＧＢＴ１和２的共同栅极。直流电源５５０的正极，则经导通的MOS-FET５５３，连接ＩＧＢＴ１和２的共同发射极。这时，直流电源５５０的输出电流以从ＩＧＢＴ１和２的共同发射极至其共同栅极的方向，对电容器２５０和ＩＧＢＴ１和２所含的静电电容充电，使ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５变为负值，该电压５５最终固定于从直流电源５５０的输出电压减去MOS-FET５５３与MOS-FET５５２的导通电压后所得的负值。

这里，所述电压５５最终固定的值，标准使ＩＧＢＴ１充分截止，IGBT２充分导通且不超过ＩＧＢＴ１和２的栅极-发射极间的耐压。各电路构成要素５５０、５５２、５５３设计成满足上述要求。

由上述说明，显然，示于图４的输入电极控制装置，能根据第１及第２光耦合器５１０及５２０的输出部分晶体管的导通或截止状态，控制第１及第２ ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为正值或负值。

电阻５５７其作用在于，在向ＩＧＢＴ１和２所含的静电电容及电容器２５０充电时，抑制该充电电流不使之过大，由此，保护了输入电极控制装置５００的各构成要素５５０～５５７。

这里，上述电阻５５７越小，上述充电电流越大，ＩＧＢＴ１和２栅极相对于其发射极的电压５５０加速变为正值或负值。这种情况，虽然有ＩＧＢＴ１和２

能进行瞬时通电切换，因而耗电少的优点，但也有电机噪声大的缺点。因而，在想使电机噪声小的用途中，特别需要使所述电压５５缓慢变化，借助于使电阻５５７变大能适应该要求。

再者，为了使上述电机噪声变小，也可以在产生上述充电电流的路径上插入电阻，例如可做成去除电阻５５７，把其两端短接后，在MOS-FET５５１的漏极或源极上插入电阻，在MOS-FET５５２的漏极或源极上插入电阻；或在MOS-FET５５３的漏极或源极上插入电阻，在MOS-FET５５４的漏极或漏极上插入电阻。

这时，即使当MOS-FET５５１和MOS-FET５５２或MOS-FET５５３及MOS-FET５５４，因某种原因同时导通，也不必担心直流电源５５０短路，能使构成更安全。

也可做成去掉电阻５５７、短接其端子后，在MOS-FET５５１的漏极或源极上插入电阻、在MOS-FET５５３的漏极或源极间插入电阻；或在MOS-FET５５２的漏极或源极中插入电阻、在MOS-FET５５４的漏极或源极中插入电阻。

这里，即使MOS-FET５５１～５５４因某种原因而同时导通，也不必提心直流电源５５０短路，可使构成更为安全。

电阻５５７也可以插入MOS-FET５５３及MOS-FET５５４的共同漏极与ＩＧＢＴ１和２的共同发射极之间。

然后，对电动机释放信号１５６为“Ｌ”电平，即指令自由运转的情况进行说明。

这里，第１及第２光耦合器５１０及５２０的输入部分发光元件，均由控制信号４３和４５使之熄灭，其输出部分晶体管均截止。

首先考虑ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为正值（能使IGBT１充分导通且不超过其耐压的电压，例如约＋７Ｖ至＋１０Ｖ）时，光耦合器５１０及５２０的输出部分晶体管均截止的情况。

这种情况下，通过第１电阻５５５及第２电阻５５６，直流电源５５０的输出电压，作为偏置信号加至MOS-FET５５２及５５４的栅极，使Ｎ沟道型MOS-FET５５２和５５４其栅极电压均超过门限值而导通。又，这时，栅极各自连接上述MOS-FET５５２及５５４的Ｐ沟道型MOS-FET５５１及５５３，其栅极电压不超过门限值，均截止。

一旦MOS-FET５５２及５５４均导通，即产生自ＩＧＢＴ１和２的共同栅极，经电阻５５７、MOS-FET５５２的漏极-源极和MOS-FET５５４的漏极-源极间通常存在的寄生二极管（图４中以虚线表示），流向ＩＧＢＴ１和２的共同发射极的电

流。

该电流是ＩＧＢＴ１和２等所含的静电电容和电容器２５０中所存储的电荷的放电电流。由于该电流，ＩＧＢＴ１和２的栅极相对于其发射极的电压５５瞬时下降至接近０V。更准确地说，降低至 MOS-FET５５４的寄生二极管的正向电压，约＋０．７V。

该电压的值比N沟道型ＩＧＢＴ１的栅极电压门限值（例如约＋２V）低，足够使ＩＧＢＴ１截止，同时也能使P沟道型IGBT２也截止。

接着，考虑ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为负值（IGBT２能充分导通且不超过其耐压的电压，例如约－７V～－１０V）时，光耦合器５１０及５２０均截止的情况。

在这种情况下，与上述电压５５为正值的情况相同，MOS-FET５５２及５５４均导通。

一旦 MOS-FET５５２及５５４均导通，即产生自ＩＧＢＴ１和２的共同发射极，经通常存在于MOS-FET５５４的漏极-源极间和MOS-FET５５２的漏极-源极间的寄生二极管（图４中虚线所示）及电阻５５７流向ＩＧＢＴ１和２的共同栅极的电流。

该电流是存储在ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容和电容器２５０的电荷的放电电流。由于该电流，ＩＧＢＴ１和２的栅极相对于其发射极的电压５５瞬时上升至接近于０V。更准确地说，上升至 MOS-FET５５２中的寄生二极管的正向电压，约－０．７V。

该电压的值比 P 沟道型 IGBT２的栅极电压门限值（例如－２V）高，足够使IGBT２截止，且同时能使N沟道型IGBT１也截止。

由上述说明，示于图４的输入电极控制装置显然能在第１及第２光耦合器５１０及５２０的输入部分发光元件均为熄灭状态时，控制第１及第２ ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５瞬时为约０V，能瞬时切断功率元件即ＩＧＢＴ１和２导通。

电阻５５７其作用是当ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容和电容器２５０中存储的电荷放电时，抑制该放电电流不使之过大，由此，保护输入电极控制装置５００的各构成要素。

为了抑制上述放电电流，也可以在放电电流通路上插入电阻，例如，可做成在去掉电阻５５７且短路其两端后，在均导通的MOS-FET５５２及５５４的至少一

方的漏极或源极上插入电阻。

这时，即使MOS-FET５５１及５５２或MOS-FET５５３和５５４因某种原因同时导通，也不用担心直流电源５５０被短路，能使构成更安全。

电阻５５７插入MOS-FET５５３及MOS-FET５５４的共同漏极和ＩＧＢＴ１和２的共同发射极之间，这种构成也同样可以。

以上为对输入电极控制装置５００的其它具体电路构成例子所作的说明。

在本构成的输入电极控制装置中，与示于图３的构成同样，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极与共同发射极的电压差能瞬时控制为约０Ｖ，并瞬时切断ＩＧＢＴ１和２，因而，即使使用电流容量较大的功率元件，也完全没有过热和损坏的危险，能实现易适用于ＰＷＭ逆变器输出电路大功率输出的构成。

此外，若如图４所示组成输入电极控制装置５００，能使直流电源５５０单电源化，与示于图３的构成（必须备有直流电源５０１及５０２两个电源）相比，可谋求简化电源部分，可更为价廉且适用于小型化。

实施例２

图５是本发明第２实施例的ＰＷＭ逆变器输出电路的构成图。

图５中，１是Ｎ型（即Ｎ沟道型）第１功率元件，２是Ｐ型（即Ｐ沟道型）第２功率元件，上述第１和第２功率元件例如由IGBT或MOS-FET功率晶体管之类器件构成。

图５中，示出上述第１和第２功率元件为 IGBT 时的情况，下面说明由 IGBT 构成上述功率元件的情况。

上述第１　ＩＧＢＴ１的基准电极（即发射极端子）与第２　ＩＧＢＴ２的基准电极（即发射极端子）相互连接，上述第１　ＩＧＢＴ１的输入电极（即栅极端子）与上述第２　ＩＧＢＴ２的输入电极（即栅极端子）相互连接。

５、６是二极管，分别以相对于IGBT的导通方向的反方向并连在上述第１及第２　ＩＧＢＴ１和２的输出电极（集电极端子）和基准电极（发射极端子）之间。

４００是输入电极控制装置，它的一个输出端连接在第１及第２　ＩＧＢＴ１和２的共同栅极端；另一输出端连接在第１及第２　ＩＧＢＴ１和２的共同发射极端。

４１０是第１电流产生装置，４２０是第２电流产生装置，其各自的输出均输入至输入电极控制装置４００。

１０９是信号处理装置，其输出分别输入第１及第２电流产生装置４１０和

４２０。

２５０是电容器，连接在第1及第２ ＩＧＢＴ１和2的共同栅极及共同发射极之间。

１４是直流主电源，１６是直流电源。

对于上述构成的ＰＷＭ逆变器输出电路，参照图5及图6说明其动作。

６５是逻辑“非”装置，对切换指令信号４２进行逻辑“非”后，输出作为反相切换信号８０。

１０６和１０７是逻辑“与非”装置，１０６对电动机释放信号１５６和反相切换信号８０取逻辑“与非”并输出其结果，１０７对电动机释放信号１５６和切换指令信号４２取逻辑“与非”，并输出其结果。

上述各构成要素６５、１０６、１０７组成信号处理装置１０９。

这里，首先对电动机释放信号１５６为“Ｈ”电平，即指令非自由运行状态的情况作说明，最后说明电动机释放信号１５６为“Ｌ”电平，即指令自由运行状态的情况。

切换指令信号４２通过逻辑“与非”装置１０７和逻辑“非”装置４１１后，产生控制构成第1电流产生装置４１０的晶体管４１２中基极的控制信号４１４。该控制信号４１４与切换指令信号４２大致相同。“Ｌ”电平例如取为0V，“Ｈ”电平例如取5V。

晶体管４１２取射极跟随器型的电路结构，一旦控制信号４１４变为约0.７V以上，即流过由控制信号４１４的电压和连接到发射极的电阻４１３的值决定的集电极电流４１５，而且控制信号４１４为0.７V 以下时，集电极电流４１５为零。

这里，整理切换指令信号４２和第1电流产生装置４１０的输出电流（即集电极电流４１５）的关系：切换指令信号４２为“Ｌ”电平时，集电极电流４１５为0，然后切换指令信号４２为“Ｈ”电平时，产生集电极电流４１５，若切换指令信号４２再次为“Ｌ”电平，则集电极电流又为0。

控制信号４２４控制构成第2电流产生装置４２０的晶体管４２２的基极。切换指令信号４２通过逻辑“非”装置６５和４２１及逻辑“与非”装置１０６后，产生控制信号４２４。该控制信号４２４与切换指令信号４２取逻辑“非”后的信号大致相同，“Ｌ”电平例如为0V，“Ｈ”电平例如为5V。

晶体管４２２取射极跟随器型的电路结构，若控制信号４２４为0.７V以上，

则流过由控制信号４２４的电压与连接至发射极的电阻４２３的值确定的集电极电流４２５，而且当控制信号４２４为０．７Ｖ以下时，集电极电流４２５为０。

这里，整理切换指令信号４２与第２电流产生装置４２０的输出电流（即集电极电流４２５）的关系：当切换指令信号４２为“Ｌ”电平时，产生集电极电流４２５，然后当切换指令信号４２为“Ｈ”电平时，集电极电流４２５为０，切换指令信号４２再次变为“Ｌ”电平，则又产生集电极电流４２５。

输入电极控制装置４００其构成是：按照上述第１和第２电流产生装置４１０及４２０的输出电流的状态，控制第１及第２　ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５。

即，上述构成使：当第１电流产生装置４１０的输出电流产生、第２电流产生装置４２０的输出电流为０时，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５控制为正值；当第１电流产生装置４１０的输出电流为０、第２电流产生装置４２０的输出电流产生时，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５控制为负值。

若整理自切换指令信号４２起至输入电极控制装置４００动作止的情况，可得切换指令信号４２为“Ｈ”电平时，第１电流产生装置４１０产生输出电流，且第２电流产生装置４２０的输出电流为０，因而ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５变为正值。

切换指令信号４２为“Ｌ”电平时，第１电流产生装置４１０的输出电流为０，且第２电流产生装置４２０产生输出电流，因而ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为负值。

如上所述，可根据切换指令信号４２，控制ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５。

ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５的正值必须是第１ IGBT１能充分导通、第２　ＩＧＢＴ２能充分截止，且不超过第１　ＩＧＢＴ１和第２　ＩＧＢＴ２的栅极与发射极间耐压的值。

而ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５的负值必须是第２　ＩＧＢＴ２能充分导通，第１　ＩＧＢＴ１能充分截止、且不超过第１　ＩＧＢＴ１和第２　ＩＧＢＴ２栅极与发射极间耐压的值。

通常，Ｎ沟道型 IGBT 的栅极与发射极间的耐压多为约±２０Ｖ～±３０Ｖ，而集电极与发射极间开始导通的栅极电压门限值，多以发射极电压为基准，约为＋１

V～＋５V。另一方面，P沟道型IGBT的栅极与发射极间的耐压多为约±２０V～±３０，且集电极与发射极间开始导通的栅极电压门限值以发射极电压为基准，约为－１V～－５V。

然后，说明第１　ＩＧＢＴ１和第２　ＩＧＢＴ２的动作。第１　ＩＧＢＴ１和第２　ＩＧＢＴ２其栅极与发射极分别相互连接，因此，若栅极信号电压５０比电动机绕组端子电压５１高，且其差值大于第１　ＩＧＢＴ１的栅极电压门限值，则第２　ＩＧＢＴ２截止，第１　ＩＧＢＴ１开始流过从集电极至发射极的电流。反之，若栅极信号电压５０比电动机绕组端子电压５１低，且其差值为第２　ＩＧＢＴ２的栅极电压门限值以上，则第１　ＩＧＢＴ１截止，第２　ＩＧＢＴ２开始流过从发射极流至集电极的电流。因而，第１　ＩＧＢＴ１和第２　ＩＧＢＴ２同时流过电流、直流主电源１４的正端与负端为短路状态的情况从根本上得以排除。

栅极信号电压５０和电动机绕组端子电压５１的电位差作为上述电压５５，由输入电极控制装置４００控制，而且如前文所述，按照不超过耐压的要求控制ＩＧＢＴ１和２，使之进入能安全且可靠地导通和截止的一定工作范围。

然后，叙述二极管5和6的动作。通常，电动机绕组的简易等效电路可表示为电感和与感应电压相当的电压源串联的网络。因而，与纯电阻负荷不同，不能由施加到电动机绕组端子５２的电压唯一地确定流过电动机绕组端子５２的电流方向，它具有四种状态即：第１　ＩＧＢＴ１导通、第２　ＩＧＢＴ２截止且电流自电动机绕组端子５２流出至电动机的A状态；第１　ＩＧＢＴ１导通、第２ＩＧＢＴ２截止且电流自电动机流入至电动机绕组端子５２的B状态；第１　ＩＧＢＴ１截止、第２　ＩＧＢＴ２导通且电流自电动机流入至电动机绕组端子５２的C状态；第１　ＩＧＢＴ１截止、第２　ＩＧＢＴ２导通且电流自电动机绕组端子５２流出至电动机的D状态。首先，在A状态中，显然，流过电动机绕组端子５２的电流流过第１　ＩＧＢＴ１。而在C状态中，流过电动机绕组端子５２的电流流过第２　ＩＧＢＴ２。在B状态和D状态中，显然，流过电动机绕组端子５２的电流分别流过二极管5和6。这里，B状态的电动机绕组端子电压５１由于流过电动机绕组端子５２的电流而上升，并在二极管5导通时固定不变，若该二极管5的反向恢复时间trr 长，则切换损失增大，因而最好二极管5尽量选择反向恢复时间短的。同样，D状态的电动机绕组端子电压５１随流过电动机绕组端子５２的电流而下降，并在二极管6导通时固定不变。若该二极管6的反向恢复时间trr长，则切换损失增大，因而最好二极管6尽量选择反向恢复时间短的。

通过上述说明，显然，若使切换指令信号４２为“Ｈ”电平，则电动机绕组端子５２连接直流主电源１４的正端。又，若使切换指令信号４２为“Ｌ”电平，则电动机绕组端子５２连接直流主电源１４的负端，当切换指令信号４２从“Ｈ”电平变化为“Ｌ”电平或从“Ｌ”电平变化为“Ｈ”电平时，浮动时间均实质上为０。

通过在图５的第１　ＩＧＢＴ１及第２　ＩＧＢＴ２的栅极与发射极之间连接电容器２５０，能增加或减少电动机绕组端子电压５１的上升时间和下降时间。

通常，电动机绕组端子电压５１的上升时间和下降时间越小，虽然有第１　ＩＧＢＴ１及第２　ＩＧＢＴ２等耗电越少的优点，但也有电噪声大的缺点。因而，电容器２５０在特意要使电动机绕组端子电压５１的上升时间及下降时间大而电气噪声小的场合，是有效的。

上文，对电动机释放信号１５６为“Ｈ”电平，即指令非自由运行状态时的动作作了说明。最后，说明电动机释放信号１５６为“Ｌ”电平，即指令自由运行状态的情况。

图５中，电动机释放信号１５６为“Ｌ”电平，即指令自由运行状态时，不论切换指令信号４２为何值，逻辑“与非”装置１０６及１０７的输出信号均为“Ｈ”电平，因而控制晶体管４１２基极的控制信号４１４和控制晶体管４２２基极的控制信号４２４均为“Ｌ”电平。

因此，第１电流产生装置４１０的输出电流和第２电流产生装置４２０的输出电流均变为０。

在这种状态中，输入电极控制装置４００，其构成使ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５控制成小于ＩＧＢＴ１和２的栅极电压门限值，即约为０Ｖ（例如－１Ｖ～＋１Ｖ）。

为了使ＩＧＢＴ１和２的共同发射极与共同栅极间的电压５５为０Ｖ，必须使存储在ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容及电容器２５０中的电荷放电，而且输入电极控制装置４００的构成使该电荷能以极短时间放电。

因而，一旦第１电流产生装置４１０的输出电流和第２电流产生装置４２０的输出电流均为０，第１　ＩＧＢＴ１和第２　ＩＧＢＴ２的栅极信号电压５０即瞬时与电动机绕组端子电压５１大致同电位，第１　ＩＧＢＴ１和第２　ＩＧＢＴ２均瞬时截止，成为自由运行状态。

自由运行状态用于在产生某种故障时，中断电动机的运转，从而保护电动机

及控制装置。

尤其，当第1电流产生装置410的输出电流和第2电流产生装置420的输出电流均为0时，通过使IGBT1和2截止，即使在停电之类电源异常时，也能可靠保护电动机和控制装置。

即，一旦发生停电，作为使第1和第2电流产生装置410和420及信号处理装置109动作的电力供给源的直流电源电压16急剧降低。

一旦直流电源16的电压降低，信号处理装置109和第1及第2电流产生装置410和420的动作即变得不稳定，第1及第2电流产生装置410和420的输出电流，即集电极电流415和425，必然随着其电力供给源（即直流电源电压16）的电压降低而减少，不久即为0。

输入电极控制装置400其构成是：一旦第1和第2电流产生装置410和420的输出电流均为0，则使IGBT1和2的共同栅极相对于其共同发射极的电压快速变为约0V，所以若进行该动作，则IGBT1和2瞬时截止。

因而，第1电流产生装置410和第2电流产生装置420的输出电流共同为0时，输入电极控制装置400使IGBT1和2的共同栅极相对于其共同发射极的电压55大致为0，由此，即使电源异常各电路动作变得不稳定时，也能可靠保护装置。

自由运行状态在三相电动机以例如120电角期间通电、60度电角期间不通电这种方式驱动时，用于设置非通电相位。

图7是输入电极控制装置400的电路构成的一个例子。

下面，对示于图7的输入电极控制装置作说明。

首先，说明电动机释放信号156为“H”电平，即指令非自由运行状态的情况。

这种情况下，若切换指令信号42为“H”电平，则晶体管412由控制信号414导通，集电极电流415作为第1电流产生装置410的输出电流而产生。结果，晶体管440、二极管441及电阻442和443构成的电流密勒电路动作，晶体管440产生与集电极电流415相应的集电极电流439。又，晶体管422由控制信号424截止，第2电流产生装置420的输出电流（即集电极电流425）变为0。

因而，第1晶体管433和第2晶体管434中互连基极的电压上升，第1晶体管433为导通状态。

一旦第1晶体管433导通，电流即从第1直流电源431的正端，经晶体管433的集电极-发射极和电阻436，流向IGBT 1和2的共同栅极，该电流以从共同栅极至共同发射极的方向对电容250和IGBT 1和2所含静电电容充电，IGBT 1和2的共同栅极相对于其共同发射极的电压55转为正值，该电压55最终固定于从第1直流电源431的正电压减去晶体管440的集电极-发射极间电压、第1晶体管433的基极-发射极间电压及电阻442和436的电压降后所得的值。

这里，上述电压55最终固定的值必须使IGBT 1充分导通、IGBT 2充分截止、且不超过 IGBT 1和2的栅极-发射极间的耐压，各电路构成要素431、433、436、444，442设计成满足这些要求。

若切换指令信号42为“L”电平，则晶体管412由控制信号414截止，集电极电流415变为0。结果，晶体管440的集电极电流439也为0。而且，晶体管422由控制信号424导通，产生集电极电流425。

因而，第1晶体管433和第2晶体管434中互连基极的电压下降，第2晶体管434为导通状态。

一旦第2晶体管434导通，电流即从IGBT 1和2的共同栅极，经晶体管434的集电极-发射极和电阻437流向第2直流电源432的负端。该电流以从IGBT 1和2共同发射极至共同栅极的方向对电容器250和IGBT 1和2所含静电电容充电，使IGBT 1和2的共同栅极相对于其共同发射极的电压55转为负值，上述电压55最终固定于从第2直流电源432的负电压减去二极管444的正向电压后，再加上第2晶体管434的基极-发射极间电压和电阻437的电压降所得的值。

这里，上述电压55最终固定的值必须使IGBT 1充分截止，IGBT 2充分导通且不超过IGBT 1和2的栅极-发射极间耐压。各电路构成要素432、434、437、444设计成满足上述要求。

由上述说明，显然示于图7的输入电极控制装置能根据第1及第2电流产生装置410和420产生的各电流（集电极电流415和集电极电流425）控制第1 IGBT 1和第2 IGBT 2的共同栅极相对于其共同发射极的电压55为正值或负值。

二极管445是使集电极电流415产生时，晶体管440不致过饱和而设置的。即，防止晶体管440饱和而动作速度变慢，集电极电流439不按照电流

产生装置４１０的输出电流（集电极电流４１５）快速作出响应。

所设置的二极管４４４用于防止当集电极电流４２５产生时，第２晶体管４３４的基极电压过份降低，晶体管４３４集电极-基极间的P-N结正向偏置而使晶体管４３４误动作或引起损坏。

上述二极管４４４和４４５起上述作用，因而最好采用正向电压低的肖特基势垒二极管。

通过电流产生装置４１０和４２０的输出电流，第１晶体管４３３和第２晶体管４３４导通状态和截止状态交替时，尤其由于晶体管截止动作时间迟缓，可能使晶体管４３３和４３４瞬间同时为导通状态时，自第１直流电源４３１的正端向第２直流电源４３２负端流动短路电流。电阻４３６和４３７设置用于使该短路电流不致过大。

但是，如果第１和第２晶体管４３３和４３４的性能足以经受该短路电流，则电阻４３６和４３７在其端子短接后可省略。

再者，为了防止短路电流，电阻４３６也可设置在第１晶体管４３３的集电极侧，电阻４３７也可设置在第２晶体管４３４的集电极侧。

电阻４３６和４３７有向ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容及电容器２５０充电时，抑制该充电电流不使之过大的作用。由此，保护了输入电极控制装置４００的各构成要素。

这里，上述电阻４３６和４３７值越小，上述充电电流越大，能使ＩＧＢＴ１和２的栅极相对于其发射极的电压５５加速变为正值或负值。这时，虽然有ＩＧＢＴ１和２能瞬时进行通电切换而耗电少的优点，但也有电机噪声大的缺陷。因而，在想使电机噪声小的用途中，特别需要使上述电压５５缓慢变化，可用加大电阻４３６和４３７的办法来适应该要求。

为了使上述电机噪声变小，也可以在产生上述充电电流的路径中插入电阻，例如，可做成去掉电阻４３６和４３７，将第１和第２晶体管４３３和４３４的发射极互连，在其共同发射极和ＩＧＢＴ１和２的共同栅极间插入电阻。

但在这种场合，第１和第２晶体管４３３和４３４必须采用性能足以经受上述短路电流的元件。

电阻２６０设置作为第１和第２晶体管４３４和４３４分别为导通状态时的负载电阻，用于稳定各晶体管导通动作。

下面，对电动机释放信号１５６为“Ｌ”电平、即指令自由运行状态的情况

作说明。

这时，晶体管４１２和４２２分别由控制信号４１４及４２４截止，集电极电流４１５和４２５均为零，晶体管４４０的集电极电流４３９也为零。

在此首先考虑ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为正值（能使IGBT 1充分导通且不超过其耐压的电压，例如约＋７V～＋１０V）时，集电极电流４１５和４２５均为0的情况。

这时，PNP型第2晶体管４３４的基极相对于其发射极为负电压，基极电流经电阻４３５流通，该管为导通状态。

一旦第2晶体管４３４为导通状态，即产生自ＩＧＢＴ１和2的共同栅极流经电阻４３７和晶体管４３４的发射极-集电极的电流。

该电流是存储在ＩＧＢＴ１和2所含的静电电容及电容器２５０的电荷的放电电流。由于该电流，ＩＧＢＴ１和2的栅极相对于其发射极的电压５５瞬时降低至接近0V。更准确地说，降低至第2晶体管４３４不导通，其值相当于第2晶体管４３４的基极-发射极间的电压门限值，约为＋０．７V。

该电压的值比N沟道型ＩＧＢＴ１的栅极电压门限值（例如约2V）低，足够使IGBT 1截止，同时也能使P沟道型IGBT 2截止。

接着，考虑ＩＧＢＴ１和2的共同栅极相对于其共同发射极电压５５为负值（能使ＩＧＢＴ２充分导通且不超过其耐压的值，例如约－７V～－１０V）时集电极电流４１５和４２５均为0的情况。

这时 NPN 型第1晶体管４３基极相对于其发射极为正电压，其极电流经电阻流通，该管为导通状态。

一旦第1晶体管４３３为导通状态，即产生经晶体管４３３的集电极-发射极和电阻４３６流向ＩＧＢＴ１和2的共同栅极的电流。

该电流是ＩＧＢＴ１和2所含静电电容和电容器２５０中所存储的电荷的放电电流。由于该电流，ＩＧＢＴ１和2栅极相对于其发射极的电压５５瞬时上升至接近0V。

更准确地说，上升至第1晶体管４３３不导通为止，该值相当于第1晶体管４３３的基极-发射极间电压门限值，约为－０．７V。

该电压的值比P沟道型的IGBT 2的栅极电压门限值（例如约－2V）高，足够使IGBT 2截止，同时也能使N沟道型IGBT 1截止。

由上述说明显然，示于图7的输入电极控制装置，一旦第1及第2电流产生

装置４１０和４２０产生的电流（集电极电流４１５和４２５）均为零，即瞬时控制第1及第2 ＩＧＢＴ1和2的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５约为0V，能瞬时切断功率元件即ＩＧＢＴ1和2的导通。

电阻４３６～４３７具有存储在ＩＧＢＴ1和2中所含静电电容及电容器２５０中的电荷放电时，抑制该放电电流不使之过大的作用。由此，保护了输入电极控制装置４００的各构成要素。

为了抑制上述放电电流，也可以在该放电电流的路径上插入电阻，例如，可做成去掉电阻４３６和４３７，将第1及第2晶体管４３３和４３４的发射极互连，在其共同发射极和ＩＧＢＴ1和2的共同栅极间插入电阻。

上文是对一例输入电极控制装置４００的具体电路构成的说明。

自由运转状态时，使输入电极控制装置４００的输出为高阻抗，作为补偿，有在ＩＧＢＴ1和2的栅极与发射极间设置电阻的方法，但这种情况下，存储在ＩＧＢＴ1和2所含静电电容和电容器２５０中的电荷放电要花费时间，其结果是，自由运行时ＩＧＢＴ1和2非截止状态时间变长，存在产生过热，超出其安全工作区域而损坏的危险。

尤其，若要在IGBT之类的功率元件中使用电流容量较大的器件，功率元件中所含的输入电容（MOS-FET功率晶体管时为Ciss、IGBT时为Cies）变大，上述危险更为突出。

即，在ＩＧＢＴ1和2的栅极与发射极间设置电阻以适应自由运行状态的方法，在ＰＷＭ逆变器输出电路的大输出功率化中具有局限。

在本发明中，通过输入电极控制装置４００，能控制ＩＧＢＴ1和2的共同栅极与共同发射极的电压差瞬时约为0V，ＩＧＢＴ1和2能瞬时截止，因而完全没有采用上述放电电阻时的那种危险，在ＰＷＭ逆变器用输出电路大功率化上也易于适用。

此处做成不使用抗热性差的光耦合器，而用晶体管４１２、４２２等构成的电流产生装置４１０及４２０控制功率元件（即ＩＧＢＴ1和2），因而耐热，有利于在较宽的温度范围中使用。

下面，对输入电极控制装置４００的其它电路构成例子作说明。

图8表示输入电极控制装置４００的其它电路构成。

对示于图8的输入电极控制装置作说明。

首先，对电动机释放信号１５６为“Ｈ”电平，即指令非自由运转状态的情

况作说明。

这时，若切换指令信号４２为“H”电平，晶体管４１２由控制信号４１４导通，产生集电极电流４１５作为第１电流产生装置４１０的输出电流。又，晶体管４２２由控制信号４２４截止，第２电流产生装置４２０的输出电流，即集电极电流４２５为０。

这时，第１切换装置，即Ｐ沟道型MOS-FET４５１，因其栅极电压降低至大于门限值而导通，第２切换装置，即Ｎ沟道型MOS-FET４５２，因其栅极电压降低至小于门限值而截止，而第３切换装置，即Ｐ沟道型MOS-FET４５３，因其栅极电压上升至小于门限值而截止，第４切换装置，即Ｎ沟道型MOS-FET４５４，因其栅极电压上升至大于门限值而导通。

因而，直流电源４５０的正端，经导通的MOS-FET４５１的源极-漏极和电阻４５９，连接至 IGBT１和２的共同栅极。上述直流电源４５０的负端，则经导通的MOS-FET４５４，连接至IGBT１和２的共同发射极。这时，自直流电源４５０输出的电流，以由ＩＧＢＴ１和２的共同栅极至共同发射极的方向对电容器２５０及ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容充电，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对其共同发射极的电压５５转为正值，该电压５５最终固定于从直流电源５４０的输出电压减去MOS-FET５４１和MOS-FET４５４的导通电压后所得的正值。

这里，电压５５最终固定的值必须使ＩＧＢＴ１充分导通，IGBT２充分截止，且不超过ＩＧＢＴ１和２的栅极-发射极间耐压。各电路构成要素４５０、４５１、４５４设计成满足上述要求。

若切换指令信号４２为“Ｌ”电平，则晶体管４１２由控制信号４１４截止，集电极电流４１５为０。而晶体管４２２由控制信号４２４导通，产生集电极电流４２５。

这时，第１切换装置（即Ｐ沟道型MOS-FET４５１）因其栅极电压上升至小于门限值而截止，第２切换装置（即Ｎ沟道型MOS-FET４５２）因其栅极电压上升至大于门限值而导通；第３切换装置（即Ｐ沟道型MOS-FET４５３）因其栅极电压降低至大于门限值而导通，第４切换装置（即Ｎ沟道型MOS-FET４５４）因其栅极电压降低至小于门限值而截止。

因而，直流电源４５０的负端，经导通的MOS-FET４５２的源极-漏极和电阻４５９连接至ＩＧＢＴ１和２的共同栅极。直流电源４５０的正端，则经导通的MOS-FET４５３连接至ＩＧＢＴ１和２的共同发射极。这时，自直流电源４５０输

出的电流，以从ＩＧＢＴ１和２的共同发射极至其共同栅极的方向对电容器２５０和ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容充电，使ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５转为负值，该电压５５最终固定于从直流电源４５０的输出电压减去MOS-FET４５３及MOS-FET４５２的导通电压后所得的负值。

这里，上述电压５５最终固定的值必须使IGBT１充分截止，IGBT２充分导通且不超过ＩＧＢＴ１和２的栅极-发射极间耐压。各电路构成要素４５０、４５２、４５３设计成满足上述要求。

由上述说明显然，示于图８的输入电极控制装置，能根据第１及第２电流产生装置４１０及４２０产生的各电流（集电极电流４１５及４２５），控制第１　ＩＧＢＴ１和第２　ＩＧＢＴ２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为正值或负值。

所设置的二极管４５７用于保护，以免产生集电极电流４１５时，MOS-FET４５１和４５２的共同栅极电压过分降低，导致MOS-FET４５１和４５２超过其栅极耐压而损坏。

所设置的二极管４５８与上述二极管４５７同样，也用于保护MOS-FET４５３和４５４，不使其超过它们栅极的耐压而引起损坏。

电阻４５９，在向ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容及电容器２５０充电时，具有抑制作用，以免该充电电流过大，由此，保护了输入电极控制装置４００的各构成要素４５０～４５９。

这里，上述电阻４５９越小，上述充电电流越大，ＩＧＢＴ１和２的栅极相对于其发射极的电压５５加速变为正值或负值。这时，虽然有ＩＧＢＴ１和２的通电切换能瞬时进行而耗电少的优点，但也有电机噪声大的缺陷。因而，在想使电机噪声小的用途中，特别需要使上述电压５５缓慢变化，通过加大电阻４５９可满足此要求。

再者，为了减小上述电机噪声，也可以在产生上述充电电流的路径上插入电阻，例如，可做成去掉电阻４５９，短路其端子后，在MOS-FET４５１的漏极或源极上插入电阻，在MOS-FET４５２的漏极或源极上插入电阻；或在MOS-FET４５３的漏极或源极上插入电阻，在MOS-FET４５４的漏极或源极上插入电阻。

这时，即使MOS-FET４５１和MOS-FET４５２或MOS-FET４５３和MOS-FET４５４因某种原因而同时导通，也没有直流电源４５０短路的危险，能使构成更安全。

也可以在去掉电阻４５９、短接其端子后，在MOS-FET４５１的漏极或源极上

插入电阻，在MOS-FET４５３的漏极或源极上插入电阻；或在MOS-FET４５２的漏极或源极上插入电阻，在MOS-FET４５４的漏极或源极上插入电阻。

这时，即使MOS-FET４５１～４５４因某种原因而同时全部导通，也没有直流电源短路的危险，能使构成更为安全。

电阻４５９插入MOS-FET４５３和MOS-FET４５４的共同漏极和ＩＧＢＴ１和２的共同发射极之间，这种构成也同样是可以的。

然后，对电动机释放信号１５６为“Ｌ”电平，即指令自由运行状态的场合作说明。

这时，晶体管４１２和４２２由控制信号４１４和４２４截止，集电极电流４１５和４２５均为０。

首先，考虑ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为正值（使 IGBT１能充分导通且不超过其耐压的电压，例如约＋７V～＋１０V）时，集电极电流４１５和４２５均为零的情况。

这时，通过第１电阻４５５和第２电阻４５６，直流电源４５０的输出电压作为偏置信号加至MOS-FET４５２和４５４的栅极，使Ｎ沟道型MOS-FET４５２和４５４其栅极电压超过门限值均导通。又，这时，栅极端分别与MOS-FET４５２和４５４互连的 Ｐ 沟道型 MOS-FET４５１和４５３因其栅极电压不超过门限值均截止。

一旦 MOS-FET４５２和４５４均导通，即产生自ＩＧＢＴ１和２的共同栅极，经电阻４５９和MOS-FET４５２的漏极-源极及MOS-FET４５４的漏极-源极间通常存在的寄生二极管（图８中以虚线表示），流向ＩＧＢＴ１和２共同发射极的电流。

该电流是存储在ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容及电容器２５０中的电荷的放电电流。由于该电流，ＩＧＢＴ１和２的栅极相对于其发射极的电压５５瞬时降低至近似０V。更准确地说，降低至 MOS-FET４５４的寄生二极管的正向电压，约为＋０．７V。

该电压的值比Ｎ沟道型ＩＧＢＴ１的栅极电压门限值（例如约＋２V）低，足够使ＩＧＢＴ１截止，且同时使Ｐ沟道型IGBT２也截止。

接着，考虑ＩＧＢＴ１和２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５为负值（能使 IGBT２充分导通且不超过其耐压的电压，例如约－７V～－１０V）时，集电极电流４１５和４２５均为０的情况。

这种情况与上述电压５５为正值时的情况同样地，MOS-FET４５２和４５４均

导通。

一旦 MOS-FET４５２和４５４均导通，即产生自ＩＧＢＴ１和２的共同发射极，经通常存在于 MOS-FET４５４的漏极-源极间和 MOS-FET４５２的漏极-源极间的寄生二极管（图８中用虚线表示）及电阻４５９，流向ＩＧＢＴ１和２的共同栅极的电流。

该电流是存储在ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容和电容器２５０中的电荷的放电电流。由于该电流ＩＧＢＴ１和２的栅极相对于其发射极的电压５５瞬时上升至接近０Ｖ。更准确地说，上升至 MOS-FET４５２ 的寄生二极管的正向电压，约－０．７Ｖ。

该电压的值比 P 沟道型 IGBT２的栅极电压门限值（例如－２Ｖ）高，足够使 IGBT２截止，且同时能使Ｎ沟道型 JGBT１也截止。

由上述说明，示于图８的输入电极控制装置显然能在第１和第２电流产生装置４１０和４２０产生的电流（集电极电流４１５和４２５）均为０时，将第１ ＩＧＢＴ１和第２ ＩＧＢＴ２的共同栅极相对于其共同发射极的电压５５瞬时控制为０Ｖ，使功率元件ＩＧＢＴ１和２导通能瞬时切断。

电阻４５９在ＩＧＢＴ１和２中所含静电电容及电容器２５０中所存储的电荷放电时，具有抑制该放电电流不使之过大的作用，由此，保护了输入电极控制装置４００的各构成要素。

为了抑制上述放电电流，也可以在产生该放电电流的路径上插入电阻，例如，可以在去掉电阻４５９并短接其两端后，在导通的 MOS-FET４５２和４５４中的至少一个的漏极或源极上插入电阻。

这时，即使 MOS-FET４５１及４５２或 MOS-FET４５３及４５４因某种原因而同时全部导通，也没有直流电源４５０短路的危险，能得到更安全的构成。

又，电阻４５９插入 MOS-FET４５３及 MOS-FET４５４的共同漏极和 IGBT１及 IGBT２的共同发射极间，这种构成也同样是可以的。

以上是对输入电极控制装置４００的其它具体电路构成例子的说明。

在本构成的输入电极控制装置中，与示于图７的构成同样，ＩＧＢＴ１和２的共同栅极与共同发射极的电压差能瞬时控制为０Ｖ，ＩＧＢＴ１和２能瞬时截止，因此，即使使用电流容量较大的功率元件，也完全没有过热及损坏的危险，能实现易适用于ＰＷＭ逆变器用输出电路大输出功率的构成。

此处做成不使用抗热性差的光耦合器，而用晶体管４１２、４２２等构成的

电流产生装置４１０和４２０控制功率元件即ＩＧＢＴ１和２，因而耐热，有利于在较宽温度范围中的应用。

此外，若如图８所示，构成输入电极控制装置４００，能使直流电源４５０单电源化，与示于图７的构成（必须有直流电源４３１和４３２两个电源）相比，能谋求简化电源部分，可更为价廉且适用小型化。

如上所述，本发明所述的ＰＷＭ逆变器输出电路备有：直流主电源；具有输入电极、基准电极和输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为正电压，则所述输出电极和基准电极为导通状态的Ｎ型第１功率元件；具有输入电极、基准电极和输出电极，若所述输入电极相对于所述基准电极为负电压和则所述输出电极与所述基准电极为导通状态的Ｐ型第２功率元件；所述第１功率元件的基准电极与所述第２功率元件的基准电极互连，所述第１功率元件的输入电极与所述第２功率元件的输入电极互连，控制所述第１和第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压为正或负或大致为零值的输入电极控制装置；第１光耦合器；第２光耦合器；所述输出电路的构成使：所述第１光耦合器的输入部分发光元件为点亮状态且所述第２光耦合器输入部分发光元件为熄灭状态时，所述输入电极控制装置控制所述第１及第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压为正值；当所述第１光耦合器的输入部分的发光元件为熄灭状态且所述第２光耦合器的输入部分发光元件为点亮状态时，所述输入电极控制装置控制所述第１和第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压为负值；当所述第１光耦合器的输入部分发光元件和所述第２光耦合器的输入部分发光元件均为熄灭状态时，所述输入电极控制装置控制所述第１及第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压约为零，切断所述第１功率元件的输出电极和基准电极及所述第２功率元件的输出电极和基准电极的导通。通过上述构成，能廉价提供优良的ＰＷＭ逆变器输出电路，这种电路具有下列优点：它根本没有浮动状态，浮动时间为零，切换指令信号和电动机绕组端子的平均电压唯一地确定，由此，控制误差极小，且，当为自由运转状态时，电动机绕组端子可瞬时脱离直流主电源，因而能用于大功率输出，消耗电力少。再者，上述构成能廉价提供根据需要使产生的电气噪声非常小的优良ＰＷＭ逆变器输出电路。

尤其，当第１及第２光耦合器的输入部分发光元件均为熄灭状态时，输入电极控制装置把第１及第２功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压大致控制为零，第１及第２功率元件的导通被切断，由此，在各电路动作变得不稳

定的停电之类的电源异常时，也能可靠保护装置。

输入电极控制装置的构成使得能瞬时切断第1和第2功率元件的导通，因此，避免了使用电流容量较大的功率元件时使人担心的切断导通时损耗增大而引起的发热和导致损坏的危险，能谋求安全的大功率输出。

再者，本发明的ＰＷＭ逆变器输出电路备有：直流主电源；具有输入电极、基准电极和输出电极，若使所述输入电极相对于所述基准电极为正电压时，所述输出电极和所述基准电极为导通状态的Ｎ型第1功率元件；具有输入电极、基准电极和输出电极，若使所述输入电极相对于所述基准电极为负电压，则所述输出电极和基准电极为导通状态的Ｐ型的第2功率元件；所述第1功率元件的基准电极和所述第2功率元件的基准电极互连，所述第1功率元件的输入电极与所述第2功率元件的输入电极互连，将所述第1及第2功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制成正或负或大致为零值的输入电极控制装置；第1电流产生装置；第2电流产生装置；所述输入电路的构成使：当所述第1电流产生装置产生电流，且所述第2电流产生装置产生的电流大致为零时，所述输入电极控制装置，把所述第1及第2功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制为正值；当所述第1电流产生装置产生的电流大致为零，且所述第2电流产生装置产生电流时，所述输入电极控制装置把所述第1和第2功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压控制为负值；当所述第1电流产生装置和第2电流产生装置产生的电流均大致为零时，所述输入电极控制装置把所述第1及第2功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压，大致控制为零，切断所述第1功率元件的输出电极与基准电极及所述第2功率元件的输出电极与基准电极的导通。通过上述构成，能廉价提供优良的ＰＷＭ逆变器输出电路，该电路根本没有浮动状态，浮动时间为零，切换指令信号与电动机绕组端的平均电压唯一确定，控制误差非常小，而且取自由运行状态时能使电动机绕组端子瞬时脱离直流主电源，可用于大功率化，电力消耗也少。还能廉价提供，根据需要使产生的电气噪声非常小的优良的ＰＷＭ逆变器输出电路。

尤其，当第1和第2电流产生装置的输出电流均为零时，输入电极控制装置把第1及第2功率元件的共同输入电极相对于其共同基准电极的电压大致控制为零，切断第1和第2功率元件的导通，由此，在各电路动作不稳定的停电之类的电源异常时，也能可靠保护装置。

输入电极控制装置的构成使能瞬时切断第1及第2功率元件的导通，因而可

避免使用电流容量较大的功率元件时，令人担心的由于切断导通时损失增大而引起的发热和导致损坏的危险，可谋求安全的大功率输出。

因为做成通过第 1 和第 2 电流产生装置控制功率元件（即ＩＧＢＴ１和２），比使用光耦合器时耐热，有利于在较宽的温度范围中应用。

再者，在本发明中，还能检出第 1 及第 2 功率元件中导通的电流，在该检出电流过大可致各功率元件损坏时，使输入电极控制装置加速动作，瞬时切断各功率元件的导通，因此，在电动机绕组端子５２等因误操作而短路时，也能防止各功率元件损坏，保护电动机和控制装置。

在本发明各实施例中，虽然以采用 IGBT 作为第 1 及第 2 功率元件的情况加以说明，但即使采用 MOS-FET 功率晶体管也不脱离本发明的实质，不言而喻，能取得同样的效果。

这时，与 IGBT 并联的回流二极管（５和６），若可用 MOS-FET 功率晶体管内部通常存在的寄生二极管置换，则可以省略。

最近，随着半导体技术的进步，正在研究许多比 IGBT 更适于大电流密度、大电流容量的功率元件，并不断付诸实用。作为其中的一个例子，有 IEGT（Injection Enhancement Gate Transistor：注入增强型门控晶体管）。在本发明中，也能采用这种新的功率元件。

再者，目前作为半导体材料，一般广泛普及以Ｓｉ（硅）为主的材料。然而作为用于电流密度较高时的材料，还在研究以ＳｉＣ为主的材料。本发明也可以采用由这种新的半导体材料产生的新的功率元件。

说 明 书 附 图

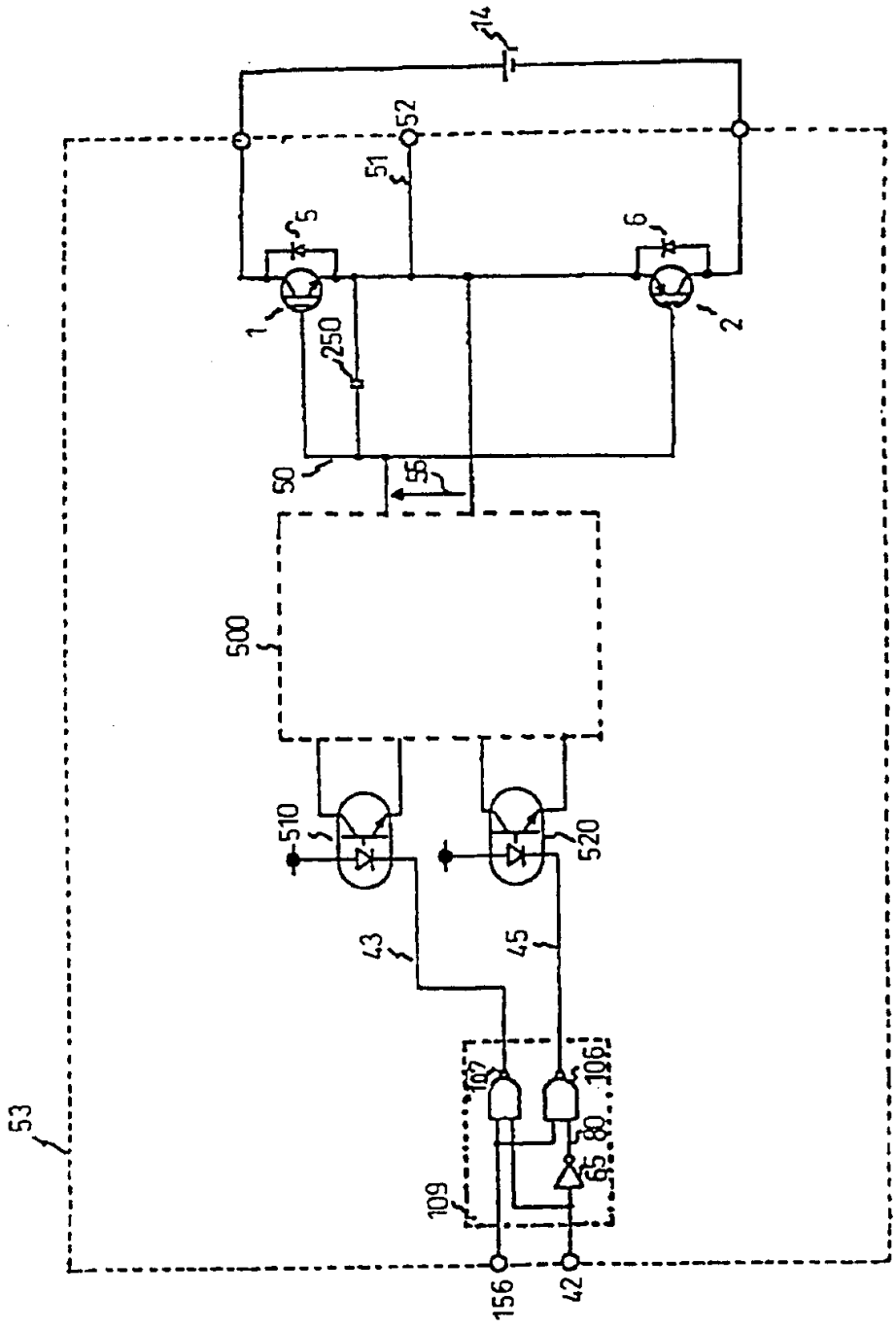

14
52
51
5
6
1
2
250
50
55
500
510
520
43
45
53
107
106
80
65
109
156
42

图 1

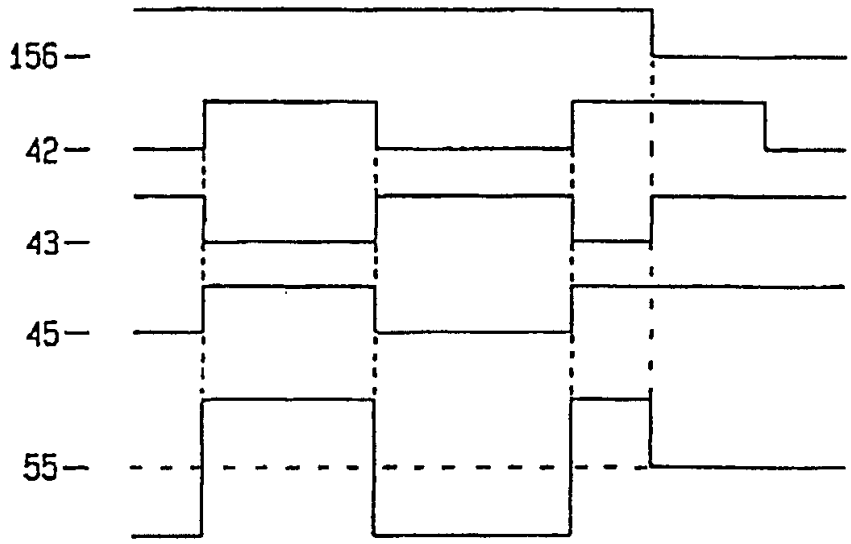


图 2

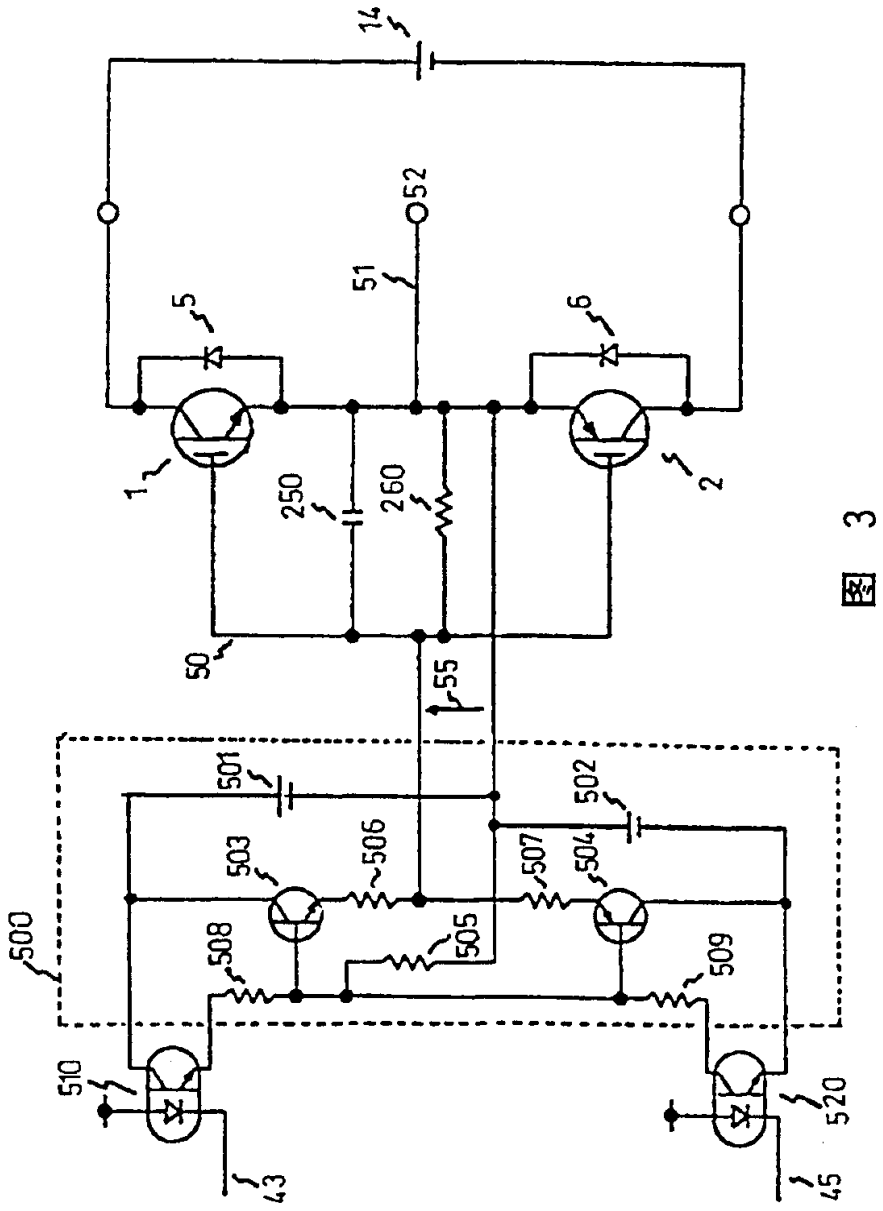

14
52
51
5
6
1
2
250
260
50
55
501
502
503
506
507
504
500
508
505
509
510
520
43
45

图 3

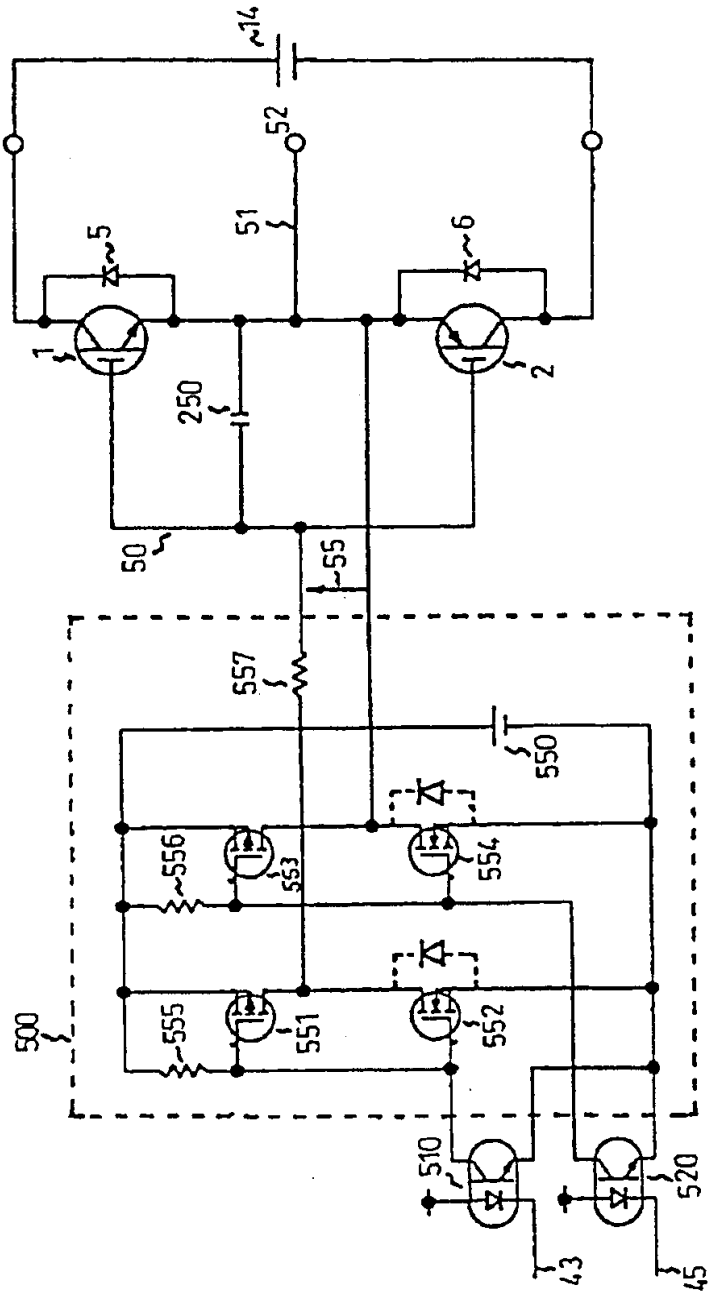

14
52
51
5
6
1
2
250
50
55
557
550
556
553
554
555
551
552
500
510
520
43
45

图 4

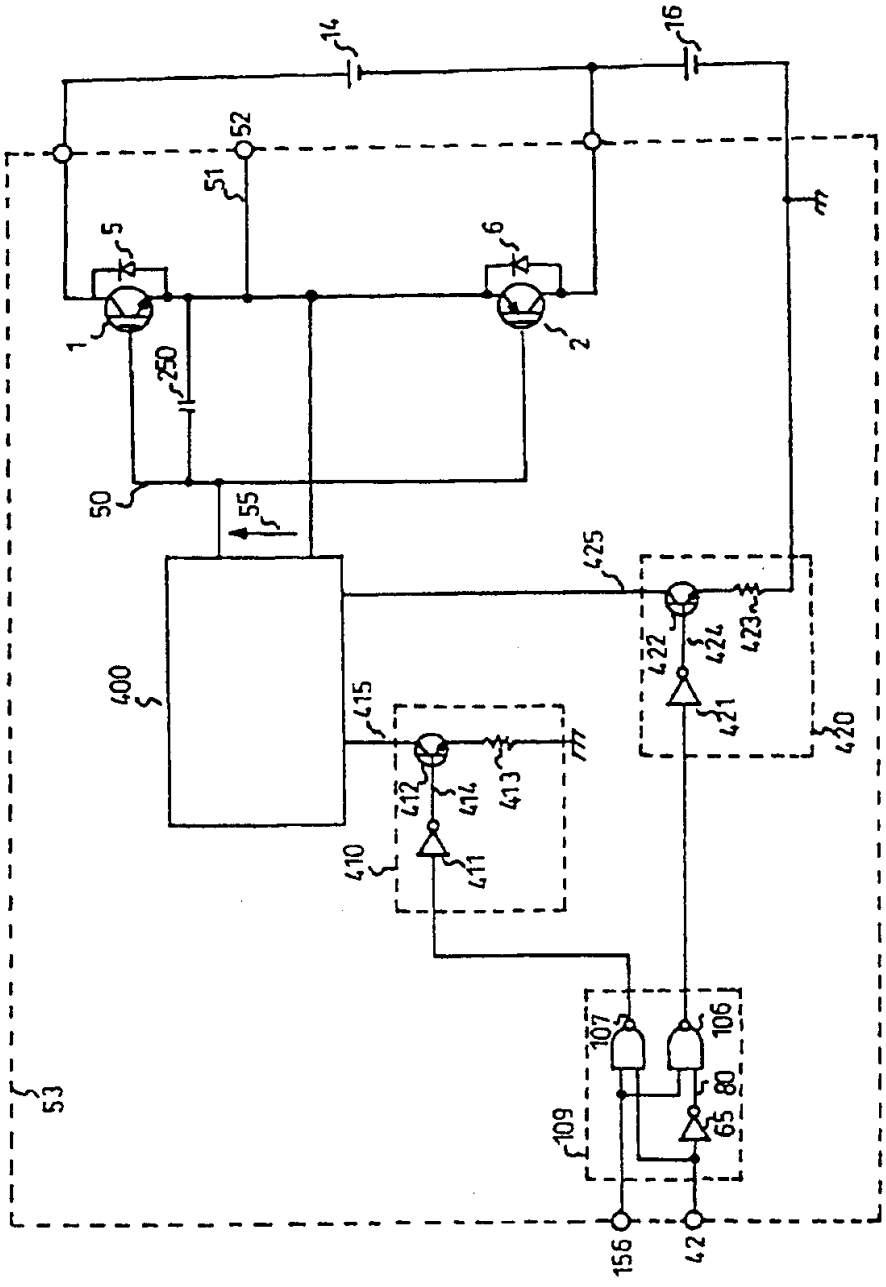

14
16
52
51
5
6
1
2
250
50
55
425
422
424
423
421
420
400
415
412
414
413
410
411
107
106
109
80
65
53
156
42

图 5

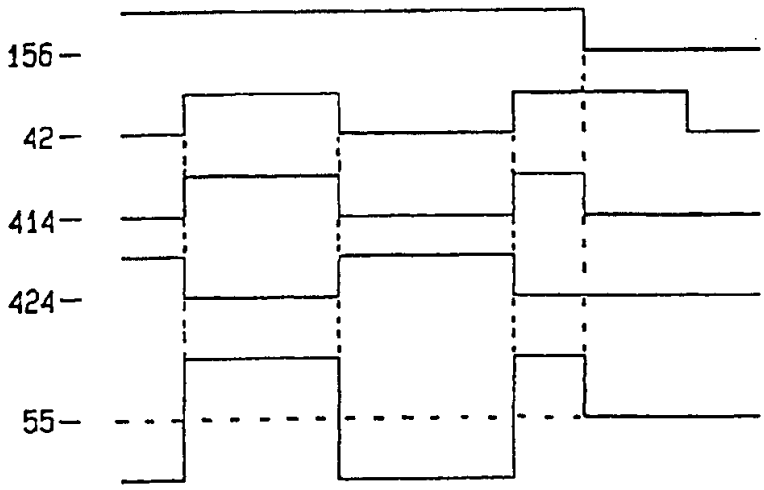

156
42
414
424
55

图 6

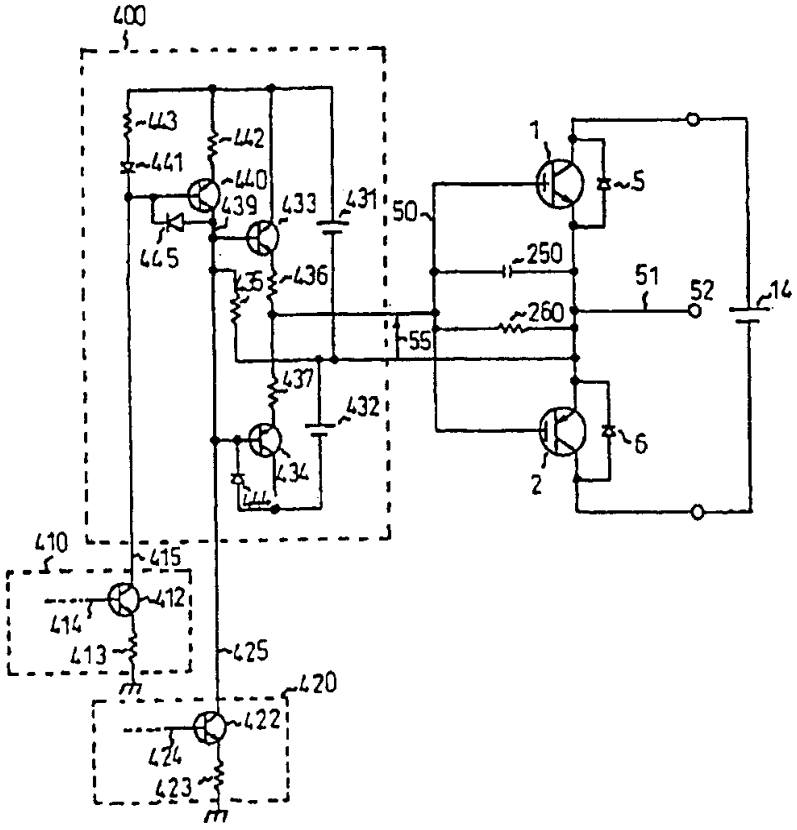

400
443
442
441
440
439
433
431
445
435
436
437
432
434
444
410
415
412
414
413
425
420
422
424
423
1
5
50
250
51
52
14
260
55
2
6

图 7

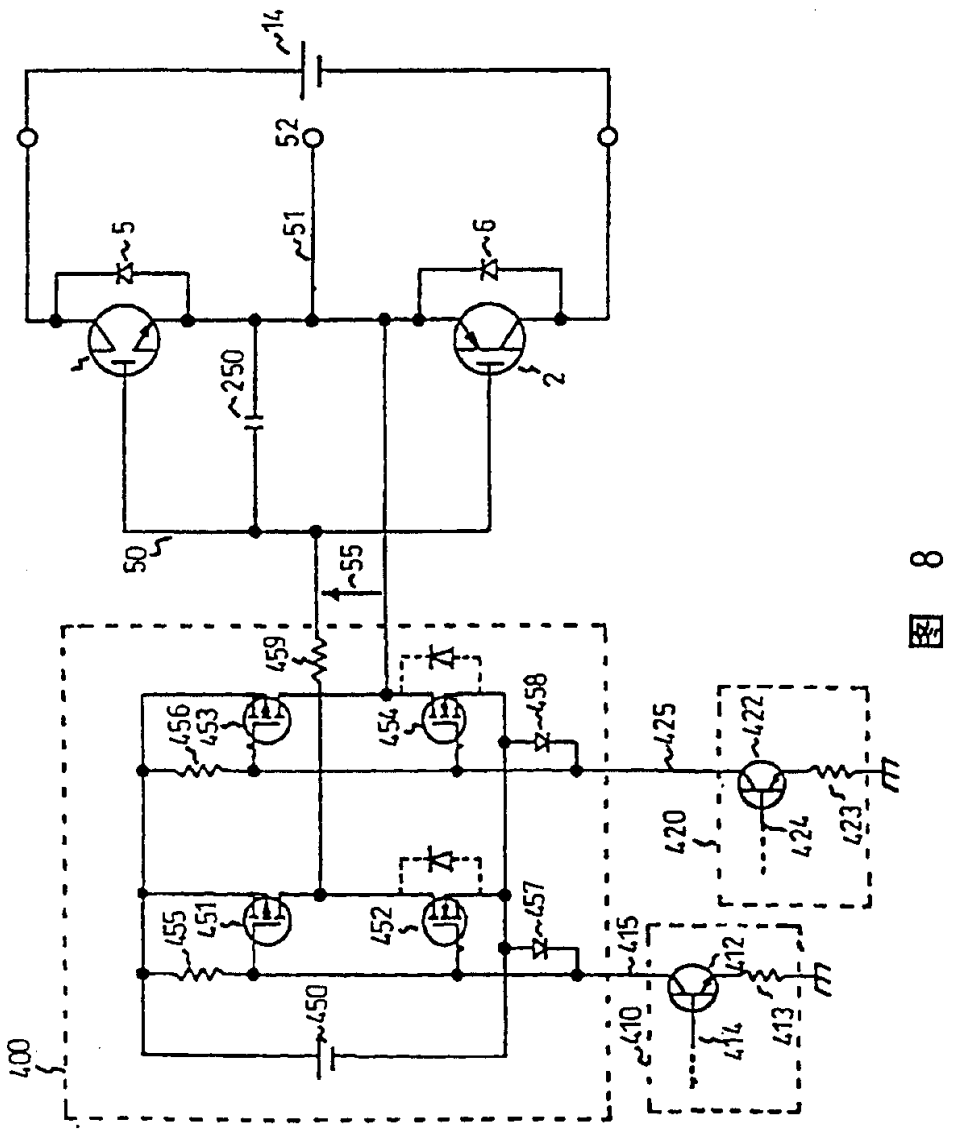

14
52
51
5
6
250
2
50
55
459
458
456
453
454
425
422
420
424
423
455
451
452
457
415
412
450
410
414
413
400

图 8

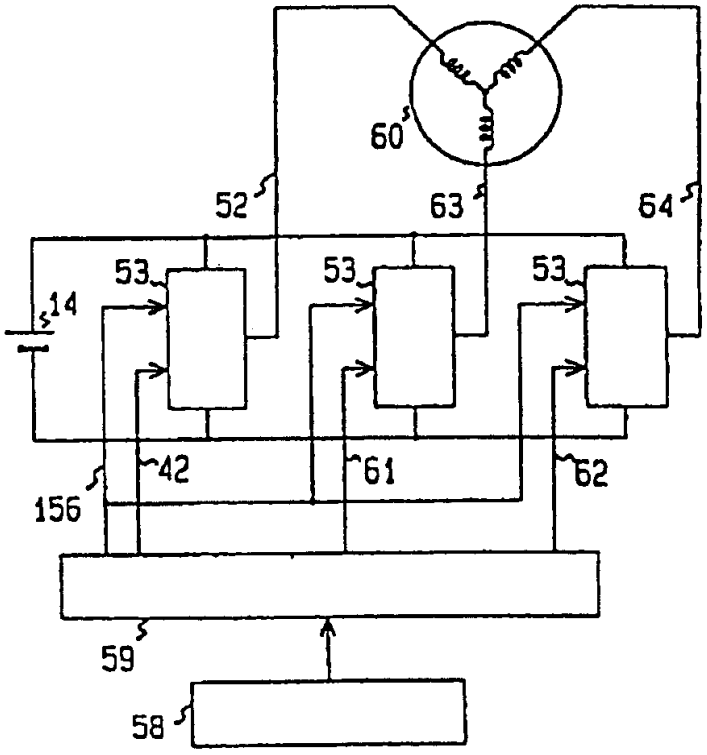


图 9

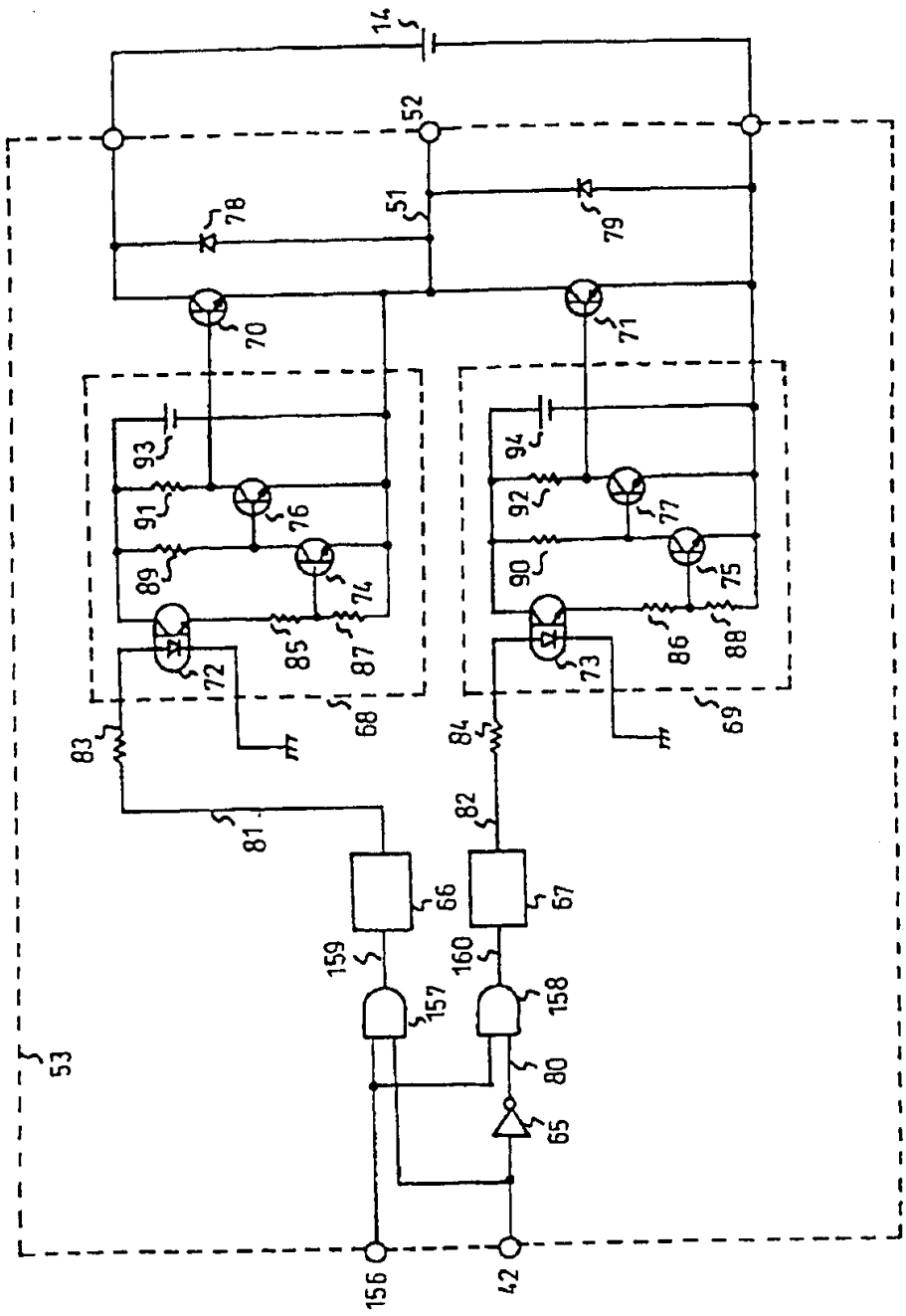

14
52
51
78
79
70
71
93
91
89
76
74
85
87
94
92
90
77
75
86
88
72
73
68
69
83
84
81
82
66
67
159
160
157
158
80
65
53
156
42

图 10

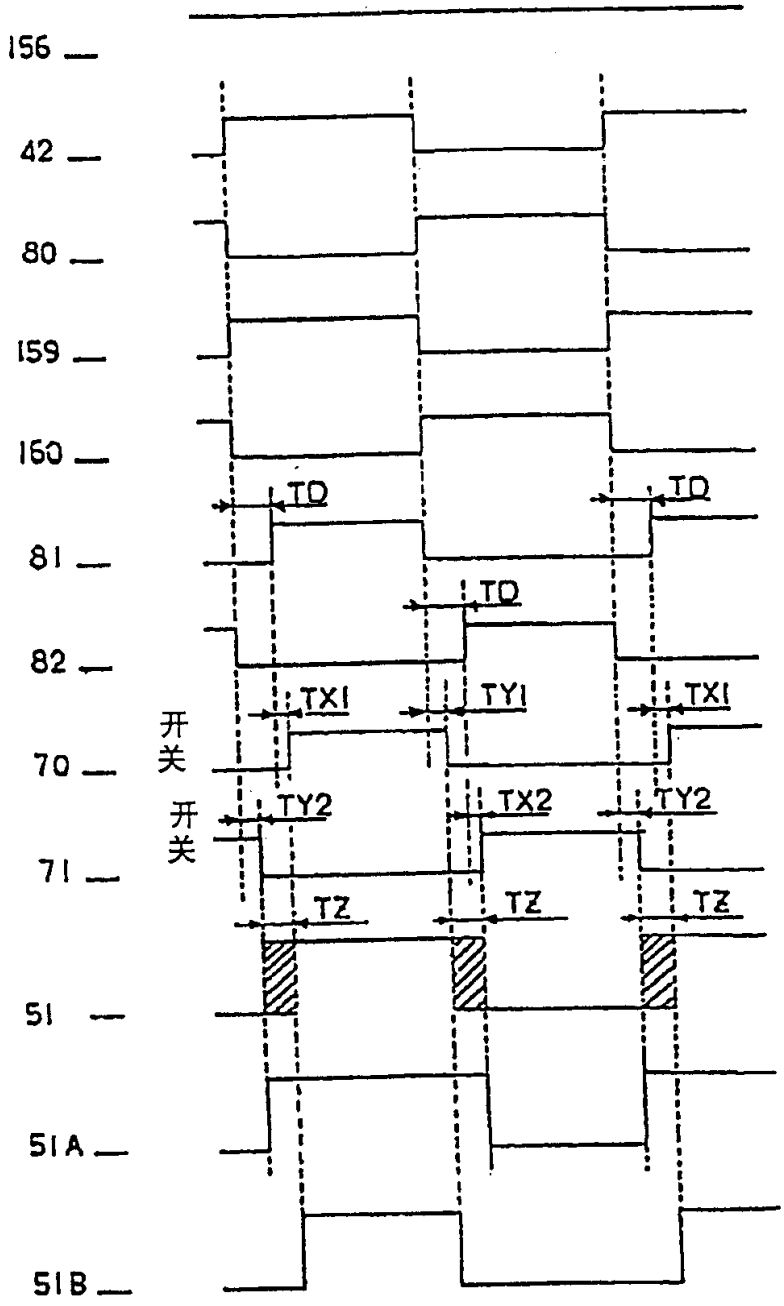

156
42
80
159
160
81
82
开关
70
开关
71
51
51A
51B
TD
TD
TD
TX1
TY1
TX1
TY2
TX2
TY2
TZ
TZ
TZ

图 11