



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102577070 B

(45) 授权公告日 2014. 08. 27

(21) 申请号 201080034303. 5

G01R 19/00(2006. 01)

(22) 申请日 2010. 09. 27

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

2009-222775 2009. 09. 28 JP

JP H10271892 A, 1998. 10. 09,

JP 2007068260 A, 2007. 03. 15,

JP 2008048504 A, 2008. 02. 28,

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2012. 02. 02

CN 1989686 A, 2007. 06. 27,

CN 101188387 A, 2008. 05. 28,

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2010/005795 2010. 09. 27

CN 1187065 A, 1998. 07. 08,

(87) PCT国际申请的公布数据

W02011/036896 JA 2011. 03. 31

审查员 周容

(73) 专利权人 大金工业株式会社

地址 日本大阪府大阪市

(72) 发明人 日比野宽

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

11127

代理人 李辉 黄纶伟

(51) Int. Cl.

H02M 7/48(2007. 01)

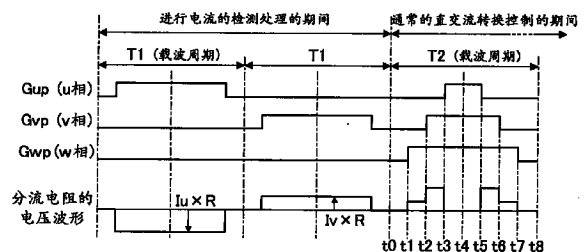
权利要求书1页 说明书12页 附图7页

(54) 发明名称

相电流检测装置及使用该相电流检测装置的功率转换装置

(57) 摘要

本发明公开了一种相电流检测装置,该相电流检测装置设置有以规定长度的直交流转换控制期间(T2)为单位反复进行直交流转换控制的控制部(4)。在该控制部(4),在规定的直交流转换控制期间(T2)彼此之间设置检测相电流的相电流检测期间(T1),并且对直交流转换电路(3)的各开关元件(Sup、...、Swn)的开关状态进行控制,以在相电流检测期间(T1)内从分流电阻(R)输出宽度比直交流转换控制期间(T2)内的电压脉冲的宽度更大的电压脉冲。



1. 一种相电流检测装置,该相电流检测装置对使多个开关元件 (Sup、...、Swn) 的开关状态分别变化而将直流电转换成交流电的直交流转换电路 (3) 中的输出交流电的相电流进行检测,其特征在于:

该相电流检测装置包括:

分流电阻,输出与所述相电流相对应的电压的电压脉冲,

控制部 (4),以规定长度的直交流转换控制期间 (T2) 为单位反复进行使各开关元件 (Sup、...、Swn) 的开关状态分别变化以控制所述输出交流电的电流或电压的直交流转换控制,以及

检测部 (5),根据所述电压脉冲检测所述相电流;

所述控制部 (4) 将检测所述相电流的相电流检测期间 (T1) 设置在规定的直交流转换控制期间 (T2) 相互之间,并且所述控制部 (4) 对各开关元件 (Sup、...、Swn) 的开关状态进行控制,以在所述相电流检测期间 (T1) 内从所述分流电阻输出宽度比所述直交流转换控制期间 (T2) 内的所述电压脉冲的宽度更大的电压脉冲;

所述检测部 (5) 根据所述相电流检测期间 (T1) 的电压脉冲检测所述相电流。

2. 根据权利要求 1 所述的相电流检测装置,其特征在于:

所述相电流检测期间 (T1) 是比所述直交流转换控制期间 (T2) 更长的期间。

3. 根据权利要求 1 所述的相电流检测装置,其特征在于:

所述分流电阻设置在所述直交流转换电路 (3) 中的负侧直流母线 (N) 与输出所述直流电的直流电源 (2) 的负侧结点之间。

4. 根据权利要求 1 所述的相电流检测装置,其特征在于:

所述多个开关元件 (Sup、...、Swn) 构成由两个开关元件 (Sup、...、Swn) 串联而成的多个开关臂 (leg1、leg2、leg3),

各开关臂 (leg1、leg2、leg3) 连接在所述直交流转换电路 (3) 中的正侧直流母线 (P) 和负侧直流母线 (N) 之间,并且各开关臂 (leg1、leg2、leg3) 的各个中间点 (M1、M2、M3) 与负载 (6) 连接,

所述分流电阻设置在各开关臂 (leg1、leg2、leg3) 上。

5. 一种功率转换装置,其特征在于:

该功率转换装置包括:

使多个开关元件 (Sup、...、Swn) 的开关状态分别变化而将直流电转换成交流电的直交流转换电路 (3)、以及

权利要求 1 所述的相电流检测装置;

各个开关元件 (Sup、...、Swn) 由宽禁带半导体制成。

相电流检测装置及使用该相电流检测装置的功率转换装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种检测直交流转换电路的输出交流电的相电流的相电流检测装置以及使用该相电流检测装置的功率转换装置。

背景技术

[0002] 在空调中,为了向驱动压缩机的电动机供给交流电,大多采用将直流电转换成交流电的直交流转换电路。而且,在该直交流转换电路中,为了控制流过电动机的电流等,通常设置有检测输出交流电的相电流的相电流检测装置(例如,参照专利文献1)。专利文献1的相电流检测装置具有设置在直流连接(DC link)中的分流电阻、以及以分流电阻两端的电压作为输入并输出检测电流的放大器,在进行脉宽调制控制(PWM:Pulse Width Modulation)之际利用分流电阻中所产生的电压脉冲检测相电流。

[0003] 上述直交流转换电路使多个开关元件的开关状态分别变化而将直流电转换成交流电,因此只要能够提高载波信号的频率(载波频率),输出控制的响应性即可提高(即控制频带扩大)。其中,例如在PWM控制的直交流转换电路中需要提高切换速度,例如若使用由宽禁带半导体构成的开关元件,则能够期待提高切换速度(例如现有技术的10倍以上)并提高载波频率。

[0004] 现有技术文献

[0005] 专利文献

[0006] 专利文献1:日本公开特许公报特开2004-135440号公报

发明内容

[0007] - 发明所要解决的技术问题 -

[0008] 但是,如果上述载波频率(切换频率)提高,则分流电阻中产生的电压脉冲的宽度就会减小,因此需要提高构成相电流检测装置的元件的速度。而且,分流电阻所输出的电压脉冲的波形从上升起在规定期间内因阻尼振荡(ringing)等而变形,因此电压稳定之前必须等待规定时间才能对相电流进行测量。即,研究认为载波频率如果提高,则可能会难以确保检测相电流所需的脉冲宽度。对此,例如,研究认为如果采用霍尔电流互感器(Hall CT, Hall Current Transformer)则能够进行检测,这样一来与利用分流电阻的情况相比相电流检测装置的成本就会增大。

[0009] 本发明是着眼于上述问题而完成的,其目的在于:在利用分流电阻对直交流转换电路的相电流进行检测的相电流检测装置中,即使直交流转换电路中开关元件的切换频率达到高频,也能更可靠地检测相电流。

[0010] - 用以解决技术问题的技术方案 -

[0011] 为了解决上述问题,第一方面的发明是:

[0012] 一种相电流检测装置,该相电流检测装置对使多个开关元件 Sup 、...、 Swn 的开关状态分别变化而将直流电转换成交流电的直交流转换电路3中的输出交流电的相电流进

行检测，

[0013] 该相电流检测装置包括：

[0014] 分流电阻 R，输出与上述相电流相对应的电压的电压脉冲，

[0015] 控制部 4，以规定长度的直交流转换控制期间 T2 为单位反复进行使各开关元件 Sup、...、Swn 的开关状态分别变化以控制上述输出交流电的电流或电压的直交流转换控制，

[0016] 检测部 5，根据上述电压脉冲检测上述相电流；

[0017] 上述控制部 4 将检测上述相电流的相电流检测期间 T1 设置在规定的直交流转换控制期间 T2 相互之间，并且上述控制部 4 对各开关元件 Sup、...、Swn 的开关状态进行控制，以在上述相电流检测期间 T1 内从上述分流电阻 R 输出宽度比上述直交流转换控制期间 T2 内的上述电压脉冲的宽度更大的电压脉冲；

[0018] 上述检测部 5 根据上述相电流检测期间 T1 的电压脉冲检测上述相电流。

[0019] 根据该结构，在直交流转换控制期间 T2 内进行直交流转换控制，输出规定交流电。并且，在本发明中，在进行上述直交流转换控制的直交流转换控制期间 T2 之外另设相电流检测期间 T1，由检测部 5 根据该相电流检测期间 T1 的电压脉冲检测相电流。在该功率转换装置中，也是相电流检测期间 T1 的电压脉冲从上升开始在规定期间内波形也可能会因阻尼振荡而紊乱。但是，在本发明中，在该相电流检测期间 T1 内对控制部 4 进行控制，以从分流电阻 R 输出脉冲宽度比直交流转换控制时的电压脉冲更大的电压脉冲。因此，即使待阻尼振荡消失且电压稳定才进行检测，与采用直交流转换控制过程中的电压脉冲的情况相比，也能够相电流检测期间 T1 内确保更长的检测时间（即，更大的脉冲宽度）。

[0020] 第二方面的发明是：

[0021] 在第一方面的发明的相电流检测装置中，

[0022] 上述相电流检测期间 T1 是比上述直交流转换控制期间 T2 更长的期间。

[0023] 在此结构中，由于相电流检测期间 T1 比直交流转换控制期间 T2 更长，因此能够使相电流检测期间 T1 内的电压脉冲的宽度更大。

[0024] 第三方面的发明是：

[0025] 在第一或第二方面的发明的相电流检测装置中，

[0026] 上述分流电阻 R 设置在上述直交流转换电路 3 中的负侧直流母线 N 与输出上述直流电的直流电源 2 之间。

[0027] 在此结构中，由于分流电阻 R 设置在负侧直流母线 N 与直流电源 2 之间，因此在该分流电阻 R 中流过各相（U 相、V 相、W 相）的相电流。即，能够用一个分流电阻 R 检测各相的相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 。

[0028] 第四方面的发明是：

[0029] 在第一或第二方面的发明的相电流检测装置中，

[0030] 上述多个开关元件 Sup、...、Swn 构成由两个开关元件 Sup、...、Swn 串联而成的多个开关臂 leg1、leg2、leg3，

[0031] 各开关臂 leg1、leg2、leg3 连接在上述直交流转换电路 3 中的正侧直流母线 P 和负侧直流母线 N 之间，并且各开关臂 leg1、leg2、leg3 的各个中间点与负载（负载 6）连接，

[0032] 上述分流电阻 R1、R2、R3 设置在各开关臂 leg1、leg2、leg3 上。

[0033] 在此结构中,由于分流电阻 R1、R2、R3 设置在各开关臂 leg1、leg2、leg3 上,因此能够同时对各相进行相电流检测。

[0034] 第五方面的发明是:

[0035] 一种功率转换装置,

[0036] 该功率转换装置包括:

[0037] 使多个开关元件 Sup、...、Swn 的开关状态分别变化而将直流电转换成交流电的直交流转换电路 3、以及

[0038] 第一至第四方面的发明中任一方面的发明的相电流检测装置;

[0039] 各个开关元件 Sup、...、Swn 由宽禁带半导体制成。

[0040] 在此结构中,在直交流转换电路 3 中,利用由宽禁带半导体构成的开关元件 Sup、...、Swn 进行切换。即,在该直交流转换电路 3 中,能够实现切换的高速化。

[0041] - 发明的效果 -

[0042] 根据第一方面的发明,能够确保为了相电流测量而确保更大的脉冲宽度,因此即使切换频率达到高频,也能更可靠地检测相电流。

[0043] 通常,如果切换频率提高,则能够用于相电流检测的期间会变短,因此必须缩短达到阻尼振荡消失且电压稳定的期间,并需要降低各布线的电感。因此,通常认为切换频率越高,就越需要注意相电流检测装置的布线设计。然而,在本发明中,在直交流转换控制期间 T2 之外另设相电流检测期间 T1,使得在相电流检测期间 T1 内从分流电阻输出脉冲宽度比直交流转换控制时的电压脉冲更大的电压脉冲。因此,即使切换频率比现有技术更高,也能够与切换频率无关地设置阻尼振荡消失且电压稳定的期间。即,在本发明中,还能够以与现有技术相同的布线设计实施相电流的测量。也就是说,根据本发明,能够易于设计在高频下工作的直交流转换电路。

[0044] 由于在相电流检测期间 T1 内,从分流电阻 R 输出脉冲宽度比直交流转换控制时的电压脉冲更大的电压脉冲,因此检测部 5 无需特别高速化,即可使用在现有技术的相电流检测装置中所采用的检测部。

[0045] 根据第二方面的发明,由于能够使相电流检测期间 T1 内的电压脉冲的宽度更大,因此能够更可靠地检测相电流。

[0046] 根据第三方面的发明,能够用一个分流电阻 R 检测各相的相电流,因此能够将相电流检测装置设计得更紧凑。

[0047] 根据第四方面的发明,能够同时对各相进行相电流检测,因此能够减少设置相电流检测期间 T1 的位置。

[0048] 根据第五方面的发明,能够在采用了由宽禁带半导体制成的开关元件 Sup、...、Swn 的直交流转换电路 3 中,更可靠地检测相电流。

附图说明

[0049] 图 1 是表示功率转换装置的结构方框图,该功率转换装置使用了本发明的第一实施方式所涉及的相电流检测装置。

[0050] 图 2 是表示检测部的构成例的方框图。

[0051] 图 3 是对分别向上开关组侧各开关元件的栅极发出的栅极信号的波形和分流电

阻的电压波形进行说明的图。

[0052] 图 4 是对第一实施方式的变形例 2 所涉及的相电流检测装置分别向上开关组侧各开关元件的栅极发出的栅极信号的波形和分流电阻的电压波形进行说明的图。

[0053] 图 5 是相电流检测期间为 0.5 倍载波周期的例子。

[0054] 图 6 是表示功率转换装置的结构方框图,该功率转换装置使用了本发明的第二实施方式所涉及的相电流检测装置。

[0055] 图 7 是表示电压矢量与各开关元件的开关状态的关系的表格。

[0056] 图 8 是能够不让交流转换电路的输出电压下降的开关模式之一例。

[0057] 图 9 是能够不让直交流转换电路的输出电流增加的开关模式之一例。

[0058] 图 10 是能够使电压脉冲总是为正的开关模式之一例。

[0059] 图 11 是表示分流电阻在三个相电流检测装置中的开关状态和分流电阻的检测值的关系的表格。

具体实施方式

[0060] 以下,参照附图对本发明的实施方式进行详细说明。以下实施方式是本质上优选的示例,并没有限制本发明,本发明的应用对象或本发明的用途范围等意图。

[0061] (发明的第一实施方式)

[0062] <概要>

[0063] 以下,对将本发明的实施方式所涉及的相电流检测装置用于功率转换装置的例子进行说明。图 1 是表示使用了本发明的第一实施方式所涉及的相电流检测装置 1 的功率转换装置 10 的结构方框图。该功率转换装置 10 包括相电流检测装置 1、交直流转换电路 2(直流电源)和直交流转换电路 3。并且,功率转换装置 10 与交流电源 7 连接,将交流电源 7 所输出的交流电(以下称为输入交流电)转换为三相交流电(以下称为输出交流电),并将该三相交流电供向负载即电动机 6。该电动机 6 是对设置在例如空调的制冷剂回路中的压缩机进行驱动的装置。

[0064] (功率转换装置的各部的结构)

[0065] 以下,对功率转换装置 10 的各构成要素进行详述。

[0066] <交直流转换电路 2>

[0067] 本实施方式的交直流转换电路 2 包括桥式联结的四个二极管 D1、...、D4、电抗线圈 2a 以及平滑电容器 2b,对上述输入交流电进行全波整流。该交直流转换电路 2 的输出端与设置在直交流转换电路 3 上的正负一对直流母线 P、N(后述)连接。具体而言,在该交直流转换电路 2 中,如图 1 所示,电抗线圈 2a 与交直流转换电路 2 正侧的输出端、直交流转换电路 3 正侧直流母线 P 连接,平滑电容器 2b 连接在直交流转换电路 3 的两个直流母线 P、N 之间。

[0068] <直交流转换电路 3>

[0069] 该直交流转换电路 3 使多个开关元件的开关状态分别变化,将交直流转换电路 2 所输出的直流电转换成交流电供向电动机 6(负载)。具体而言,如图 1 所示,本实施方式的直交流转换电路 3 包括:构成上开关组的三个开关元件 Sup、Svp、Swp 和三个续流二极管 Dup、Dvp、Dwp、以及构成下开关组的三个开关元件 Sun、Svn、Swv 和三个续流二极管 Dun、

Dvn、Dwn。而且,在该直交流转换电路 3 中设置有正负一对直流母线 P、N,交直流转换电路 2 所输出的直流电被供向该直流母线 P、N。

[0070] 在该直交流转换电路 3 中,上开关组的开关元件 Sup、Svp、Swp 与下开关组的开关元件 Sun、Svn、Swn 一一对应地串联。以下,将开关元件 Sup、...、Swn 中串联在一起的一对开关元件称为开关臂 (switching leg)。在本例中,存在由开关元件 Sup 和开关元件 Sun 的开关元件对形成的开关臂 leg1、由开关元件 Svp 和开关元件 Svn 的开关元件对形成的开关臂 leg2、由开关元件 Swp 和开关元件 Swn 的开关元件对形成的开关臂 leg3。

[0071] 这些开关臂 leg1、leg2、leg3 分别连接在正侧直流母线 P 与负侧直流母线 N 之间。而且,各个开关臂 leg1、leg2、leg3 的各中间点 M1、M2、M3 是输出交流电各相 (U 相、V 相、W 相) 的相电压 Vu、Vv、Vw 的结点,各中间点 M1、M2、M3 分别与电动机 6 的各相连接。

[0072] - 开关元件 Sup、...、Swn 的选定 -

[0073] 在该直交流转换电路 3 中,将由宽禁带半导体制成的开关元件用作上开关组和下开关组的各开关元件 Sup、...、Swn。更具体而言,开关元件 Sup、...、Swn 为碳化硅金属氧化物半导体场效应晶体管 (SiC MOSFET)。应予说明,除 SiC MOSFET 之外,还可以使用由以氮化镓 (GaN) 或者金刚石 (C) 为主要材料的半导体形成的开关元件等。

[0074] < 相电流检测装置 1 >

[0075] 相电流检测装置 1 对上述输出交流电的各相电流 Iu、Iv、Iw 进行检测,并输出表示各个检测结果 (相电流值) 的电流值信号。该电流值信号能够用于功率转换装置 10 的控制,或者保护直交流转换电路 3 免受过电流的影响等目的。具体而言,本实施方式的相电流检测装置 1 包括分流电阻 R、控制部 4 和检测部 5。

[0076] - 分流电阻 R -

[0077] 分流电阻 R 配置在来自负载 (电动机 6) 的电流所流入的位置。在本例中,分流电阻 R 设置在直交流转换电路 3 的负侧直流母线 N 与交直流转换电路 2 的负侧结点 (更详细而言,比平滑电容器 2b 更靠近电动机 6 的结点) 之间。来自电动机 6 的电流一流过该分流电阻 R,就会在分流电阻 R 的两端产生电压差,从而能够通过对该分流电阻 R 两端间的电压进行检测计算出相电流 Iu、Iv、Iw。

[0078] - 控制部 4 -

[0079] 控制部 4 产生向直交流转换电路 3 的各开关元件 Sup、...、Swn 的栅极施加的栅极信号 Gup、...、Gwn。并且,通过使各开关元件 Sup、...、Swn 的开关状态变化,进行控制上述输出交流电的电流或电压的直交流转换控制和相电流检测控制。

[0080] - 直交流转换控制 -

[0081] 该控制部 4 以规定长度的直交流转换控制期间 T2 为单位反复进行上述直交流转换控制。具体而言,控制部 4 所进行的直交流转换控制是 PWM 控制,与载波信号同步控制上述输出交流电的电压。上述直交流转换控制期间 T2 是长度与载波信号的周期 (载波周期) 相等的期间。

[0082] 该控制部 4 是以一般的直交流转换电路 (例如采用了以 Si 半导体为主要材料的开关元件的直交流转换电路。以下为方便起见,称为现有技术的直交流转换电路) 中的切换频率 (即载波频率。例如 5kHz) 的 10 倍以上的频率 (例如 50kHz),对各开关元件 Sup、...、Swn 进行切换。如果提高切换频率则一般的开关元件的损耗增大,但在本实施方

式的直交流转换电路 3 中,如上所述,由于采用了以宽禁带半导体为主要材料形成的开关元件 S_{up} 、...、 S_{wn} ,因此即使提高切换频率,损耗的增加程度也很小。因此,在该直交流转换电路 3 中,能够像这样使载波信号的频率(载波频率)达到高频,进行高速切换。应予说明,在进行 PWM 控制时,来自分流电阻 R 的输出成为电压脉冲(此后详述)。

[0083] - 对相电流检测的控制 -

[0084] 在该直交流转换电路 3 中,将对上述输出交流电的相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 进行检测的相电流检测期间 T1 设置在规定直交流转换控制期间 T2 相互之间。在该直交流转换电路 3 中,以直交流转换控制期间 T2 为单位反复进行直交流转换控制,以规定间隔(例如 $200 \mu \text{sec}$) 在直交流转换控制期间 T2 与直交流转换控制期间 T2 之间设置相电流检测期间 T1。在本例中,相电流检测期间 T1 为相当于一个载波周期长度的期间,连续的两个相电流检测期间 T1 插入直交流转换控制期间 T2 相互之间。在这两个相电流检测期间 T1 中,控制部 4 对各开关元件 S_{up} 、...、 S_{wn} 的开关状态进行控制,以在前半段期间(进行电流检测处理的期间的前半段,即第一期间)内从分流电阻 R 输出与 U 相的相电流 I_u 相对应的电压脉冲,在后半段期间(进行电流检测处理的期间的后半段,即第二期间)内从分流电阻 R 输出与 V 相的相电流 I_v 相对应的电压脉冲。

[0085] 此时,控制部 4 对各开关元件 S_{up} 、...、 S_{wn} 的开关状态进行控制,以在该相电流检测期间 T1 内从分流电阻 R 输出宽度比直交流转换控制期间 T2 内的电压脉冲宽度更大的电压脉冲。具体而言,优选该期间内的各电压脉冲的宽度与现有技术的直交流转换电路中在分流电阻产生的电压脉冲的宽度相同。这样一来,就能够用结构与现有技术相同的检测部 5 检测电压差(详细如后所述)。应予说明,对于第一和第二期间内的具体开关状态,在后述(功率转换装置 10 的动作)一栏内详述。

[0086] - 检测部 5 -

[0087] 在相电流检测期间 T1 内从在分流电阻 R 产生的电压脉冲上升起经过该电压脉冲所产生的阻尼振荡基本消失的规定时间后,检测部 5 对电压脉冲的电压值进行检测,根据检测值和分流电阻 R 的电阻值求出相电流并输出该检测结果。图 2 是表示检测部 5 的构成例的方框图。在本例中,检测部 5 由以分流电阻 R 所输出的电压脉冲作为输入的工作放大器 5a 和对该工作放大器 5a 的输出进行 A/D 转换的 A/D 转换器 5b 构成。

[0088] (功率转换装置 10 的动作)

[0089] < 直交流转换控制期间 T2 内的动作 >

[0090] 在进行 PWM 控制之际控制部 4 向各开关元件 S_{up} 、...、 S_{wn} 施加的的栅极电压的模式(波形)与在现有技术的直交流转换电路中进行的 PWM 控制相同。但是,如上所述,在该直交流转换电路 3 中,此时的载波频率比现有技术的直交流转换电路高。图 3 是对分别向上开关组侧各开关元件 S_{up} 、 S_{vp} 、 S_{wp} 的栅极发出的栅极信号 G_{up} 、 G_{vp} 、 G_{wp} 的波形和分流电阻 R 的电压波形进行说明的图。如该图所示,当栅极信号 G_{up} 、 G_{vp} 、 G_{wp} 显示为高值时,与该栅极信号 G_{up} 、 G_{vp} 、 G_{wp} 相对应的上开关组侧的开关元件导通,与之成对的下开关组侧的开关元件截止。反之,当栅极信号 G_{up} 、 G_{vp} 、 G_{wp} 显示为低值时,与该栅极信号 G_{up} 、 G_{vp} 、 G_{wp} 相对应的上开关组侧的开关元件截止,与之成对的下开关组侧的开关元件导通。

[0091] 在图 3 的例子中,对于与 U 相所对应的开关臂 leg1,控制部 4 在直交流转换控制期间 T2 的 $t_3 \sim t_5$ 期间内输出矩形波状的栅极信号 G_{up} ,控制上开关组侧的开关元件 S_{up} 导

通,而在直交流转换控制期间 T2 中的其它期间内控制上开关组侧的开关元件 Sup 截止。而且,对于与 V 相所对应的开关臂 leg2,控制部 4 在直交流转换控制期间 T2 的 $t_2 \sim t_6$ 期间内,控制上开关组侧的开关元件 Svp 导通,在直交流转换控制期间 T2 中的其它期间内控制上开关组侧的开关元件 Svp 截止。并且,对于与 W 相所对应的开关臂 leg3,在直交流转换控制期间 T2 的 $t_1 \sim t_7$ 期间内,控制部 4 控制上开关组侧的开关元件 Swp 导通,在直交流转换控制期间 T2 中的其它期间内控制上开关组侧的开关元件 Swp 截止。

[0092] 应予说明,在该直交流转换控制过程中,下开关组侧的各开关元件 Sun、Svn、Swn 的导通截止状态和与之相对应的上开关组侧的开关元件呈相反关系。例如,控制部 4 在开关元件 Sup 导通时控制 U 相的下开关组侧的开关元件 Sun 截止,而在开关元件 Sup 截止时控制 U 相的下开关组侧的开关元件 Sun 导通。

[0093] 如图 3 所示,通过上述控制,在 $t_0 \sim t_1$ 期间内,上开关组侧的所有开关元件 Sup、Svp、Swp 都截止,此时分流电阻 R 中的电流大小为零。因此,在分流电阻 R 的两端不会产生电压。而且,在 $t_1 \sim t_2$ 期间内,控制上开关组侧的开关元件 Swp 和下开关组侧的两个开关元件 Sun、Svn 导通,上开关组和下开关组的其它开关元件截止。这样一来,在分流电阻 R 中就会流过相电流 I_w 。同样地,在 $t_2 \sim t_3$ 期间内,控制上开关组侧的两个开关元件 Svp、Swp 和下开关组侧的开关元件 Sun 导通,上开关组和下开关组的其它开关元件截止。这样一来,在分流电阻 R 中就会流过大小为 $I_v + I_w$ 的电流(即 $-I_u$)。流过分流电阻 R 的相电流是与上述波形相对应的脉冲状电流,在分流电阻 R 的两端产生电压脉冲。同样地,在 $t_5 \sim t_6$ 期间、 $t_6 \sim t_7$ 期间内也分别在分流电阻 R 的两端产生电压脉冲。

[0094] 在现有技术的直交流转换电路中,在直交流转换控制过程中根据在分流电阻产生的电压脉冲的电压值检测相电流,但在本实施方式中难以根据该期间的电压脉冲检测相电流。即,由于在该直交流转换电路 3 中载波频率在现有技术的直交流转换电路的 10 倍以上,因此直交流转换控制期间 T2 内电压脉冲的宽度在现有技术的 1/10 以下。而且,虽然在图 3 中省略了图示,但从该电压脉冲上升起在规定期间内波形因阻尼振荡而紊乱。因此,在该直交流转换控制期间 T2 内,在电压脉冲的电压稳定后难以为测量确保足够的脉冲宽度。也就是说,如果像本实施方式这样载波频率增大,则难以像现有技术的直交流转换电路那样根据在直交流转换控制过程中在分流电阻 R 产生的电压脉冲检测相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 。

[0095] < 相电流检测期间 T1 内的动作 >

[0096] 另一方面,在相电流检测期间 T1 内,控制部 4 在上述第一期间内控制上开关组侧使开关元件 Sup 导通,控制下开关组侧使开关元件 Svn 和开关元件 Swn 这两个开关元件导通,并且使上开关组和下开关组的其它开关元件截止。这样一来,在第一期间内,在分流电阻 R 中就会流过 U 相的相电流 I_u 。该相电流 I_u 仍然是脉冲状的电流,在分流电阻 R 的两端产生电压脉冲。该电压脉冲从上升起在规定期间内,仍然会因阻尼振荡而使波形紊乱。

[0097] 但是,由于控制该电压脉冲使其宽度比直交流转换控制期间 T2 内的电压脉冲大,所以即使要待阻尼振荡消失且电压稳定才进行检测,也能够确保检测部 5 用于测量相电流的时间足够比采用直交流转换控制过程中的电压脉冲的情况长。因此,即使在从电压脉冲上升起阻尼振荡消失且电压脉冲的电压稳定后,也能为测量确保足够的脉冲宽度。因此,本实施方式的检测部 5 在从电压脉冲上升起经过阻尼振荡基本消失的时间后,根据电压脉冲的电压值和分流电阻 R 的电阻值求出 U 相的相电流 I_u ,并输出检测结果。这样一来,检测部

5 就能够更可靠地检测相电流。

[0098] 同样地,在上述第二期间内,控制部 4 控制上开关组侧使开关元件 S_{vp} 导通,控制下开关组侧使开关元件 S_{un} 和开关元件 S_{wn} 这两个开关元件导通,并使上开关组和下开关组的其它开关元件截止。这样一来,在第二期间内,在分流电阻 R 中就会流过 V 相的相电流 I_v 。在该期间内检测部 5 也在从该电压脉冲上升起经过规定时间后,根据电压脉冲的电压值和分流电阻 R 的电阻值求出 V 相的相电流 I_v ,并输出检测结果。而且,在该第二期间内也对电压脉冲的宽度进行控制使其大于直交流转换控制期间 T_2 内的电压脉冲的宽度,因此即使待阻尼振荡消失且电压稳定才对电流进行检测,也能够确保用于相电流测量的时间比采用直交流转换控制过程中的电压脉冲的情况更长。

[0099] 这样一来,当 U 相、 V 相各自的相电流 I_u 、 I_v 的测量结束时,检测部 5 就能够根据 $I_w = -I_u + I_v$ 的关系式计算出 W 相的相电流 I_w ,并输出该值。这样一来,就能够对三相的相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 进行检测。

[0100] (本实施方式的效果)

[0101] 如上所述,根据本实施方式,即使开关元件 S_{up} 、...、 S_{wn} 的切换频率(载波频率)比现有技术的直交流转换电路高,也能够更可靠地在检测部 5 中检测各相的相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 。应予说明,如上所述,如果存在未进行直交流转换控制的相电流检测期间 T_1 ,则该期间的输出电压固定不变。然而,如本实施方式所示,在作为负载连接电动机 6 的情况下,与电动机 6 的时间常数相比相电流检测期间 T_1 足够小,因此电流波形就不会太偏离所需波形,从而不会对实用造成障碍。

[0102] 如果切换频率提高,则在现有技术的直交流转换电路中,能够用于相电流检测的时间变短,必须缩短到阻尼振荡消失且电压稳定为止的时间,并需要降低各布线的电感。因此认为在现有技术的直交流转换电路中,如果像本实施方式这样切换频率提高,则需要注意布线设计。然而,在本实施方式中,在直交流转换控制期间 T_2 之外另设相电流检测期间 T_1 ,在相电流检测期间 T_1 内从分流电阻 R 输出脉冲宽度比直交流转换控制时的电压脉冲更大的电压脉冲,因此即使切换频率比现有技术高,也能够与切换频率无关地设置阻尼振荡消失且电压稳定的期间。因此,在本实施方式中,能够以与现有技术相同的布线设计实现相电流的测量。即,如果采用本实施方式的相电流检测装置 1,则能够容易地设计在高频下工作的直交流转换电路。

[0103] 由于能在相电流检测期间 T_1 内获得具有充分的脉冲宽度的电压脉冲,因此即使切换频率增大,也无需使构成相电流检测装置 1 的元件高速化。例如,在本实施方式中,并非一定需要使检测部 5 的 A/D 转换器 5b 等高速化,能够采用与现有技术的直交流转换电路中检测部的 A/D 转换器等相同的元件。即,能够降低因开关切换的高速化而造成的成本增加。

[0104] 应予说明,在图 3 所述的例子中,在检测相电流之际,控制 U 相和 V 相不同时切换,但也可以控制 U 相和 V 相同步切换。

[0105] (第一实施方式的变形例 1)

[0106] 应予说明,除上述 U 相、 V 相的检测之外,也可以实际检测 W 相的相电流值。为此,例如可进一步插入相电流检测期间 T_1 ,在插入的该期间内直接检测 W 相的相电流值。为了检测 W 相的相电流值,利用控制部 4 控制上开关组侧使开关元件 S_{wp} 导通,控制下开关组侧

使开关元件 Sun 和开关元件 Svn 这两个开关元件导通,并使上开关组和下开关组的其它开关元件截止。

[0107] 例如,若实际检测的两相电压脉冲中的任一相电压脉冲波形紊乱,则计算出的相电流(在上述例子中为相电流 I_w) 的值就会不准确。对此,通过对三相的电流值全都进行检测,能够更准确地求出相电流。而且,如果在三相中都设置相电流检测期间 T1,则能够使三相的相电流检测期间 T1 内的输出电压的平均值全都为零,因而三相的输出电压不会不平衡。

[0108] (第一实施方式的变形例 2)

[0109] 例如,在载波频率进一步达到高频,以相电流检测期间 T1 为一个载波周期则无法确保足够的电压脉冲宽度的情况下,可以将相电流检测期间 T1 设定为比一个载波周期更长的期间。图 4 是对本变形例 2 的相电流检测装置向上开关组侧各开关元件 Sup、Svp、Swp 的栅极分别发出的栅极信号 Gup、Gvp、Gwp 的波形和分流电阻 R 的电压波形进行说明的图。在本例中,如图 4 所示,作为检测一个相电流的相电流检测期间 T1,相当于两个载波周期的期间。应予说明,图 4 的例子是测量 V 相的相电流 I_v 时的栅极信号的波形,控制部 4 在相电流检测期间 T1 内输出栅极信号 Gvp。

[0110] (第一实施方式的变形例 3)

[0111] 在每一相的检测时间都可以比一个载波周期短的情况下,可以使相电流检测期间 T1 比第一实施方式等的例子更短。图 5 是相电流检测期间 T1 为 0.5 倍载波周期的例子。

[0112] (发明的第二实施方式)

[0113] 图 6 是表示采用了本发明的第二实施方式所涉及的相电流检测装置 21 的功率转换装置 20 的结构方框图。该相电流检测装置 21 的分流电阻的数量和配置、控制部 4 以及检测部 5 的结构与与第一实施方式的功率转换装置 10 不同。

[0114] 具体而言,该相电流检测装置 21 具有三个分流电阻 R1、R2、R3,各个分流电阻 R1、R2、R3 分别配置在各开关臂 leg1、leg2、leg3 上,在每个开关臂上配置一个分流电阻。更详细而言,在开关臂 leg1 中开关元件 Sun 和直流母线 N 之间配置分流电阻 R1,在开关臂 leg2 中开关元件 Svn 和直流母线 N 之间配置分流电阻 R2,在开关臂 leg3 中在开关元件 Swn 和直流母线 N 之间配置分流电阻 R3。即,在分流电阻 R1 中流过 U 相的相电流 I_u ,在分流电阻 R2 中流过 V 相的相电流 I_v ,在分流电阻 R3 中流过 W 相的相电流 I_w 。

[0115] 在本实施方式中,与各分流电阻 R1、R2、R3 相对应设置有三个检测部 5。各个检测部 5 的结构均与第一实施方式的检测部 5 相同,各检测部 5 对与之相对应的分流电阻 R1、R2、R3 的电压脉冲进行检测,求出对应相的相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 。

[0116] 与第一实施方式相同,控制部 4 分为直交流转换控制期间 T2 和相电流检测期间 T1,对各开关元件 Sup、...、Swn 的开关状态进行控制。但是,本实施方式的控制部 4 对相电流检测期间 T1 内的开关状态的控制与由第一实施方式的装置所进行的控制不同。对开关状态的控制的说明如后所述。应予说明,在本实施方式中,相电流检测期间 T1 也是一个载波周期长度的期间,本实施方式的控制部 4 也对各开关元件 Sup、...、Swn 的开关状态进行控制,以使相电流检测期间 T1 内在各分流电阻 R1、R2、R3 产生的电压脉冲的宽度比直交流转换控制期间 T2 内的电压脉冲的宽度更大。

[0117] (功率转换装置 20 的动作)

[0118] 本实施方式的直交流转换控制期间 T2 的动作与第一实施方式的功率转换装置 10 相同。

[0119] 另一方面,在相电流检测期间 T1 内,控制部 4 使下开关组侧的三个开关元件 Sun、Svn、Swn 全都导通。这样一来,在分流电阻 R1 中流过 U 相的相电流 I_u ,在分流电阻 R2 中流过 V 相的相电流 I_v ,在分流电阻 R3 中流过 W 相的相电流 I_w 。此时,在各分流电阻 R1、R2、R3 的两端产生电压脉冲。这些电压脉冲从上升起在规定期间内波形仍然因阻尼振荡而紊乱。因此检测部 5 从电压脉冲上升经过阻尼振荡基本消失的时间后,根据电压脉冲的电平和分流电阻 R1、R2、R3 的电阻值分别求出相电流 I_u 、 I_v 、 I_w ,并分别输出检测结果。

[0120] 在本实施方式中,也对相电流检测期间 T1 内的电压脉冲的宽度进行控制,使其大于直交流转换控制期间 T2 内的电压脉冲的宽度,因此即使待阻尼振荡消失且电压稳定才进行检测,也能够确保用于相电流测量的时间比采用直交流转换控制过程中的电压脉冲的情况更长。

[0121] 因此,在本实施方式中,也仍然能够在检测部 5 中对各相的相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 更可靠地进行检测。而且,能够同时检测出三相的相电流,因此能够降低相电流检测期间 T1 的插入次数。

[0122] 另外,在本实施方式中,在载波频率进一步达到高频,而在一个载波周期的期间内无法确保足够的电压脉冲宽度的情况下,如第一实施方式的变形例 2 所示,可以使相电流检测期间 T1 为比一个载波周期更长的期间(例如,2 倍载波周期的期间)。

[0123] (发明的第三实施方式)

[0124] 在第三实施方式中,对检测相电流时的开关模式的例子进行说明。应予说明,以下用电压矢量表示各开关元件 S_{up} 、...、 S_{wn} 的开关模式。图 7 是表示电压矢量 $V_0 \sim V_7$ 与各开关元件 S_{up} 、...、 S_{wn} 的开关状态的关系的表格。应予说明,图 7 所示的分流电阻的电压值是像第一实施方式的功率转换装置 10 那样将一个分流电阻用于电流检测时之例。

[0125] <开关模式例 1>

[0126] 在由第一实施方式所说明的图 3 的例子中,利用 $V_4(100)$ 和 $V_2(010)$ 检测电流,因而使直交流转换电路 3 的输出电压下降。因此,在开关模式例 1 中,对能够不让输出电压降低的开关模式例进行说明。

[0127] 图 8 是能够不让交流转换电路 3 的输出电压下降的开关模式之一例。如图 8 所示,当用于直交流转换控制的电压矢量为 $V_0(000)$ 、 $V_1(001)$ 、 $V_3(011)$ 、 $V_7(111)$ 时,利用非零矢量即 $V_1(001)$ 、 $V_3(011)$ 对电流进行检测处理。即,在检测相电流的期间内,与直交流转换控制同样输出电压矢量。这样一来,就能够在相电流检测期间内不让直交流转换电路 3 的输出电压下降。

[0128] 应予说明,在图 8 的例子中,将 V 相和 W 相的切换时刻错开。这是因为如果切换时刻重叠,则可能会产生噪声。但是,在这样的噪声不会产生问题时也可以同时切换。

[0129] <开关模式例 2>

[0130] 在开关模式例 2 中,对能够不让输出电流增加的开关模式例进行说明。图 9 是能够不让直交流转换电路 3 的输出电流增加的开关模式之一例。图 9 是 $|I_u| > |I_v| > |I_w|$ 、 $I_u < 0$ 、 $I_v > 0$ 、 $I_w > 0$ 时之例。

[0131] 在本例中,U 相的 $|I_u|$ 最大,所以选择“1”作为 U 相的开关状态以使 $|I_u|$ 下降。

V 相的 $|I_v|$ 第二大,所以选择“0”作为 V 相的开关状态以使 $|I_v|$ 下降。W 相的 $|I_w|$ 最小,所以选择“0”、“1”以能够对两相的电流进行检测。应予说明,在该开关模式选择中,可以使用以前检测出的 I_u 、 I_v 、 I_w ,也可以使用推测出的 I_u 、 I_v 、 I_w 。这样一来,能够在相电流检测期间内不让输出电流增加,从而能够防止直交流转换电路 3 的异常停止和破坏。

[0132] < 开关模式例 3 >

[0133] 在开关模式例 3 中,对能够使电压脉冲总是为正的开关模式例进行说明。图 10 是能够使电压脉冲总是为正的开关模式之一例。图 10 是 $|I_u| > |I_v| > |I_w|$ 、 $I_u < 0$ 、 $I_v > 0$ 、 $I_w > 0$ 时之例。

[0134] 在本例中,选择电流绝对值较大的 I_u 、 I_v 。具体而言,因为 I_u 为负故电压矢量选择能够检测 $-I_u$ 的电压矢量 V_3 ,因为 I_v 为正故电压矢量选择能够检测 I_v 的电压矢量 V_2 。在该开关模式的选择过程中,可以使用以前检测出的 I_u 、 I_v 、 I_w ,也可以使用推测出的 I_u 、 I_v 、 I_w 。

[0135] 应予说明,不检测电流绝对值最小的 I_w 是因为根据前次检测值等判断各相电流的大小,在最接近零的 I_w 中符号可能会变化。

[0136] 在该开关模式中,作为分流电阻的两端电压的检测电路,只要构成为能够只检测正电压即可,因此电压分辨率提高。例如,若采用 10bitA/D 交直流转换器,检测 $-1V \sim 1V$ 的范围,则分辨率为 $2/2^{10} = 1.95\text{mV/bit}$ 。与此相对,如果检测 $0V \sim 1V$ 的范围(只检测正电压),则分辨率为 $1/2^{10} = 0.977\text{mV/bit}$,分辨率提高。

[0137] (发明的第四实施方式)

[0138] 在第四实施方式中,说明能够对分流电阻的电压偏差(offset)进行补偿(以下称为偏差补偿)的相电流检测装置的例子。具体而言,在第一实施方式(包括各变形例)或第二实施方式中,选择了在分流电阻中未流过相电流(电动机电流)的开关模式,检测此时的电压(偏差检测),利用检测值(偏差检测值)进行偏差补偿。

[0139] 具体而言,分流电阻在一个相电流检测装置(第一实施方式等)中,选择电压矢量 V_0 、 V_7 。

[0140] 分流电阻在三个相电流检测装置(例如第二实施方式)中,进行偏差补偿的相的开关状态为“1”(上开关组侧开关元件导通,下开关组侧开关元件截止)。图 11 是表示分流电阻在三个相电流检测装置中的开关状态和分流电阻的检测值的关系的表格。例如,在一次对三相全都进行偏差检测时,选择电压矢量 V_7 。而且,在同时进行相电流检测和偏差检测时,通常的直交流转换控制中采用脉冲宽度最长的非零矢量。具体而言,采用电压矢量 $V_1 \sim V_6$ 。这样一来,就能够不让直交流转换电路 3 的输出电压下降。

[0141] 而且,还可以周期性地选择电压矢量 V_1 、 V_2 、 V_4 。这样一来,就能够定期进行偏差检测。如果像这样定期进行偏差检测,则也能够应对因温度变化等而造成的偏差量的变动。

[0142] (其它实施方式)

[0143] 应予说明,在上述各实施方式、变形例中示出的载波频率或相电流检测期间 T_1 的插入周期仅为示例。这些值可根据功率转换装置的用途等进行适当选择。

[0144] 各开关元件 Sup 、...、 S_{wn} 中所采用的宽禁带半导体也仅为示例,并不限于此。可根据载波频率(切换频率)等适当选择开关元件。

[0145] 在上述直交流转换电路 3 中,可以省略外置的续流二极管 D_{up} 、...、 D_{wn} ,进行所谓

的同步整流。

[0146] 在检测部 5 中,并不一定要在相电流检测期间 T1 内完成检测(A/D 转换)。例如,可以在检测部 5 中设置采样和保持电路,在相电流检测期间 T1 内保持电压值,在直交流转换控制期间 T2 的期间内完成检测(A/D 转换)。主要是在相电流检测期间 T1 内无需输出检测结果,只要对相电流检测期间 T1 内电压脉冲的电压值进行检测即可。

[0147] - 产业实用性 -

[0148] 综上所述,本发明作为对直交流转换电路的输出交流电的相电流进行检测的相电流检测装置以及使用了该相电流检测装置的功率转换装置等有用。

[0149] - 标号说明 -

[0150] 1- 相电流检测装置;2- 交直流转换电路(直流电源);3- 直交流转换电路;4- 控制部;5- 检测部;6- 电动机(负载);10- 功率转换装置;leg1- 开关臂;leg2- 开关臂;leg3- 开关臂;M1、M2、M3- 中间点;N、P- 直流母线;R、R1、R2、R3- 分流电阻;Sup、...、Swn- 开关元件;T1- 相电流检测期间;T2- 直交流转换控制期间。

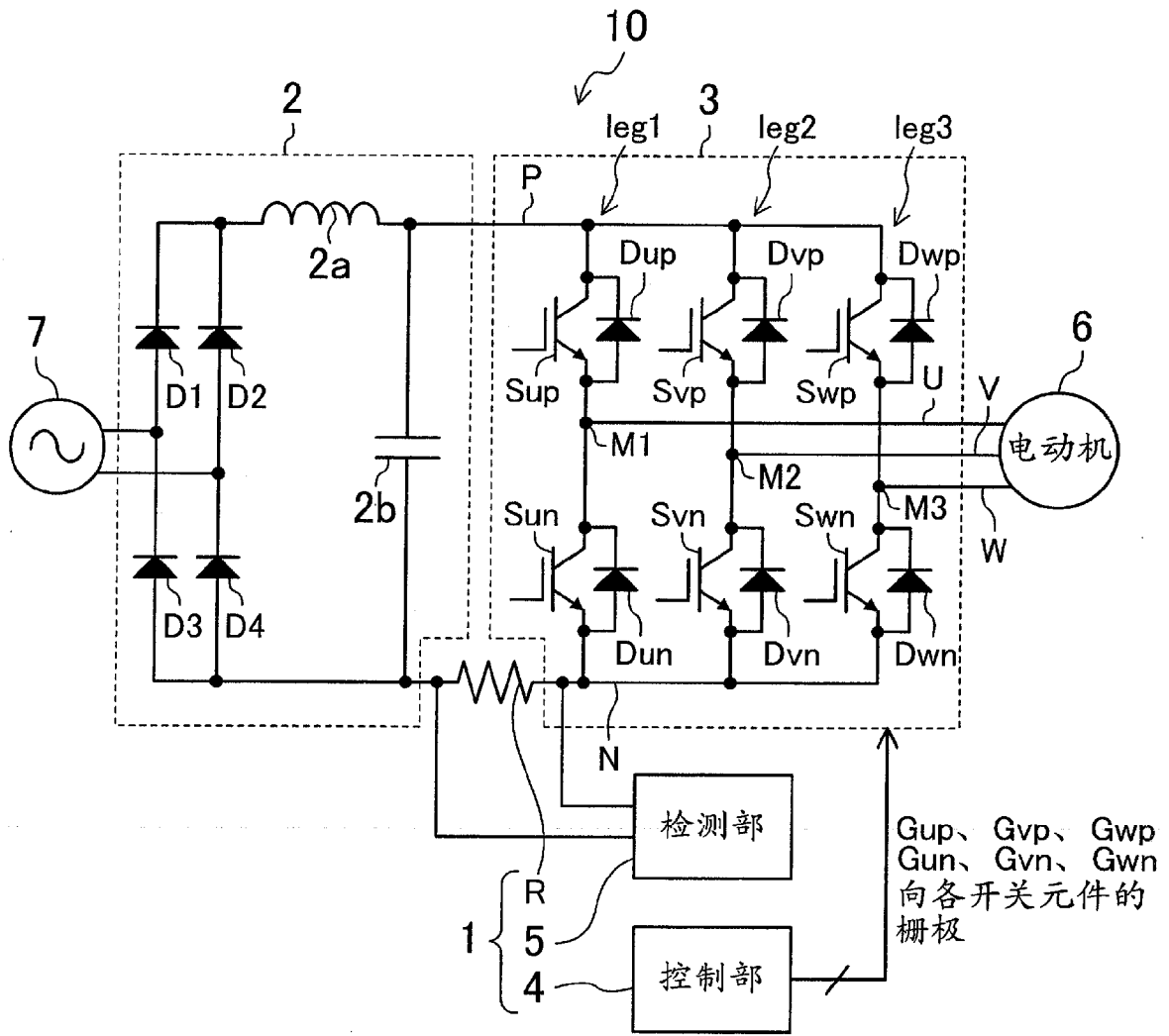


图 1

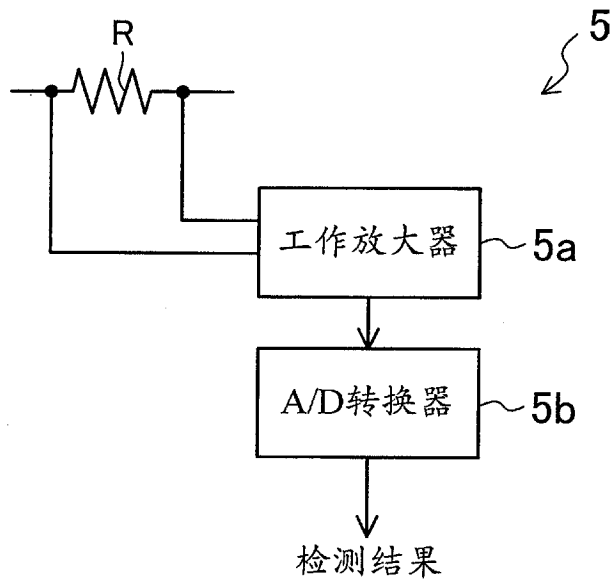


图 2

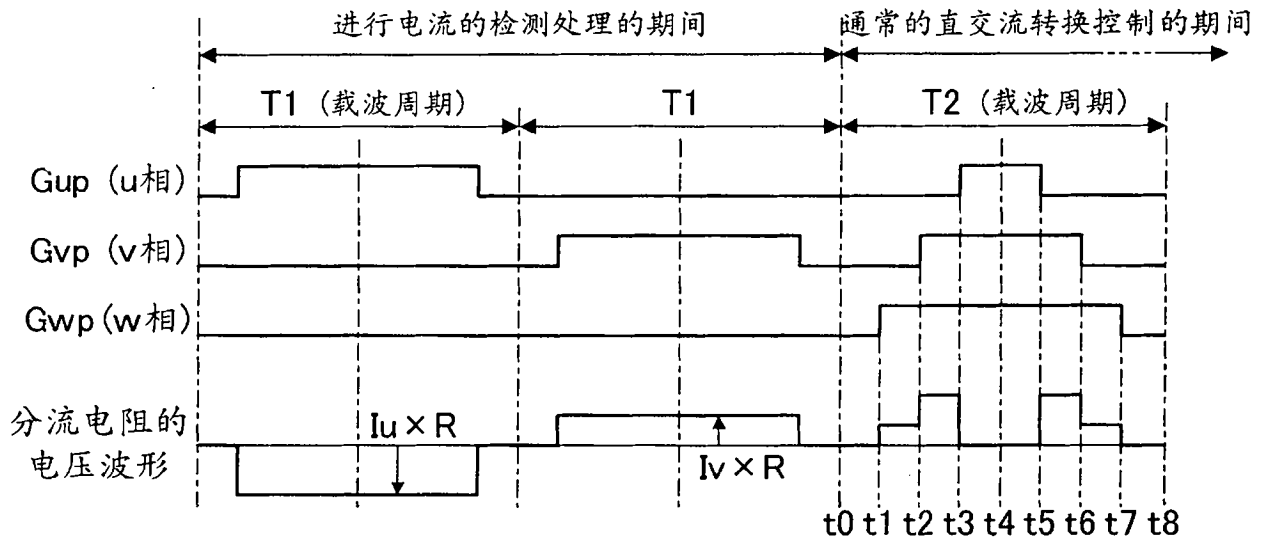


图 3

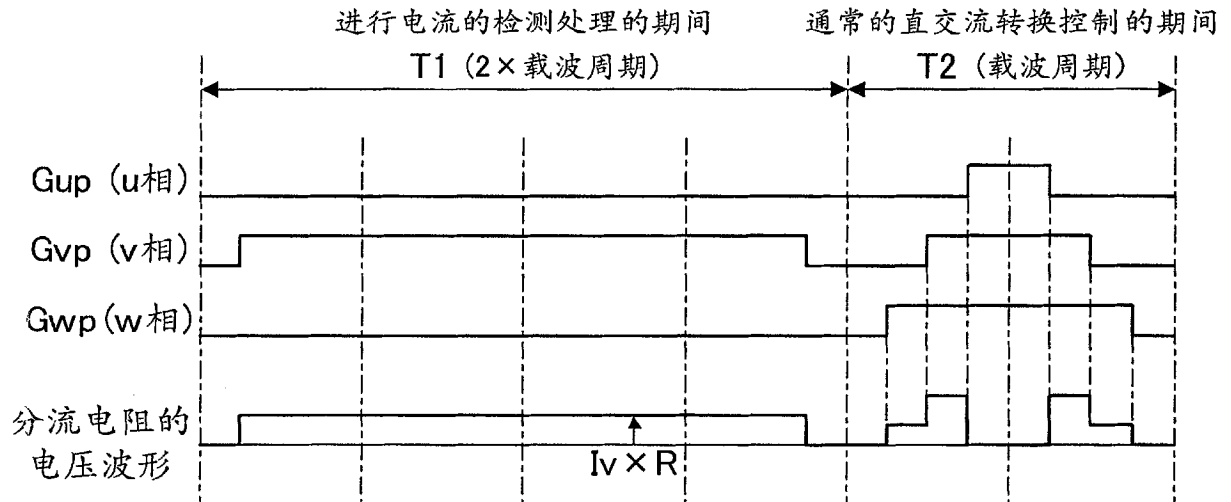


图 4

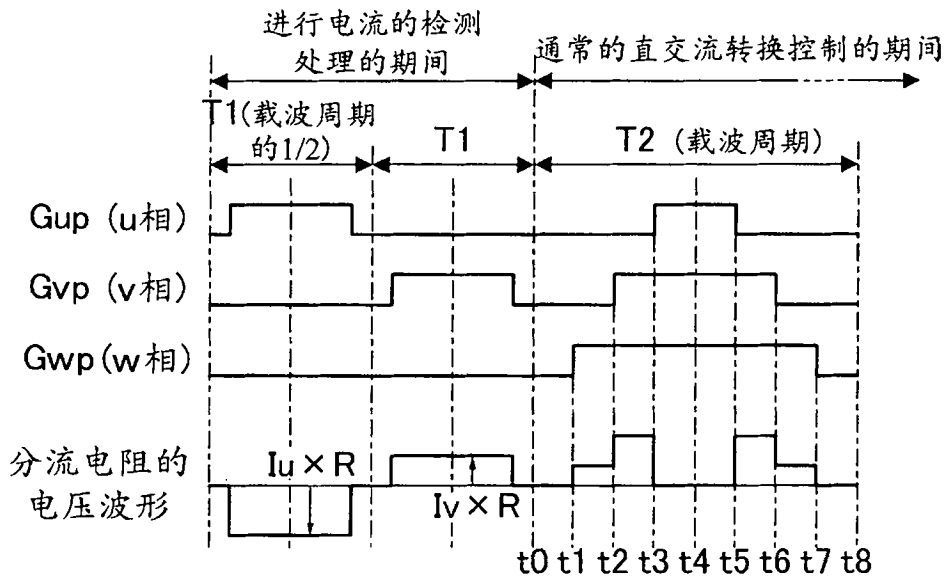


图 5

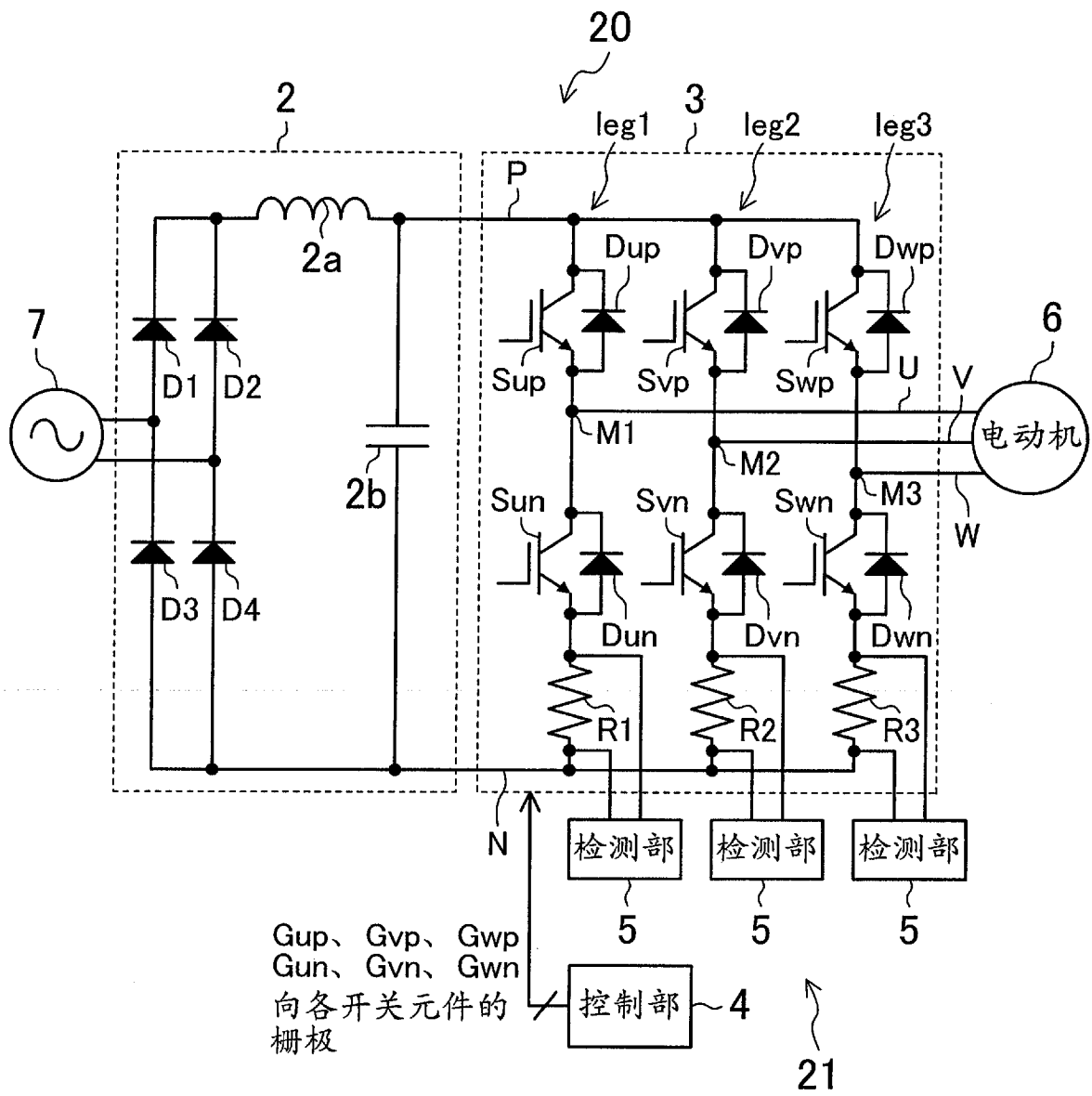


图 6

电压矢量	开关状态			分流电阻的电压值[V]
	u 相	v 相	w 相	
V0	0	0	0	0
V1	0	0	1	$I_w \times R$
V2	0	1	0	$I_v \times R$
V3	0	1	1	$-I_u \times R$
V4	1	0	0	$I_u \times R$
V5	1	0	1	$-I_v \times R$
V6	1	1	0	$-I_w \times R$
V7	1	1	1	0

开关状态“0”：上侧开关截止状态，下侧开关导通状态

开关状态“1”：上侧开关导通状态，下侧开关截止状态

图 7

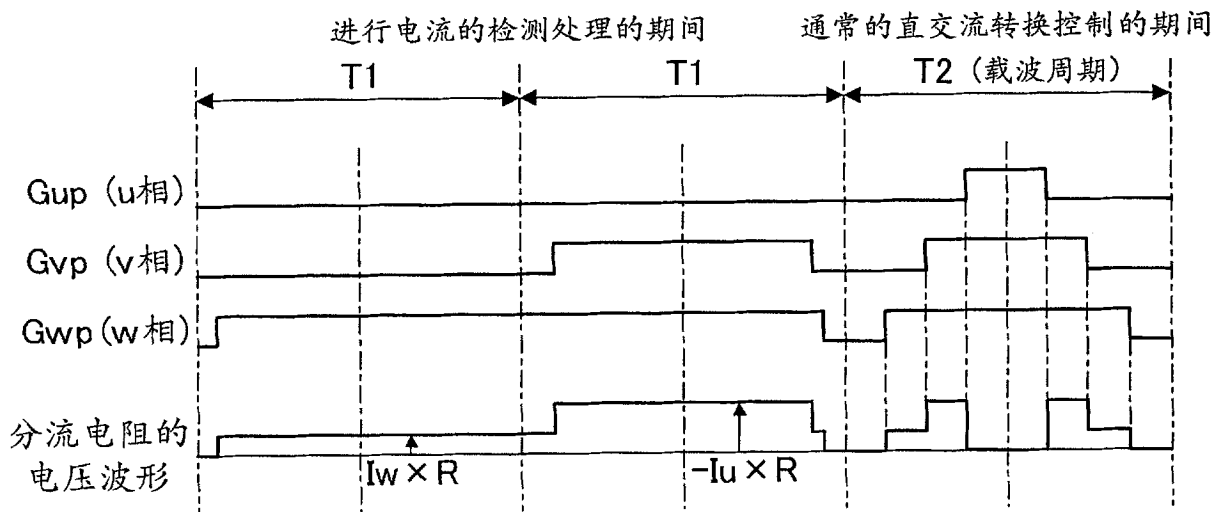


图 8

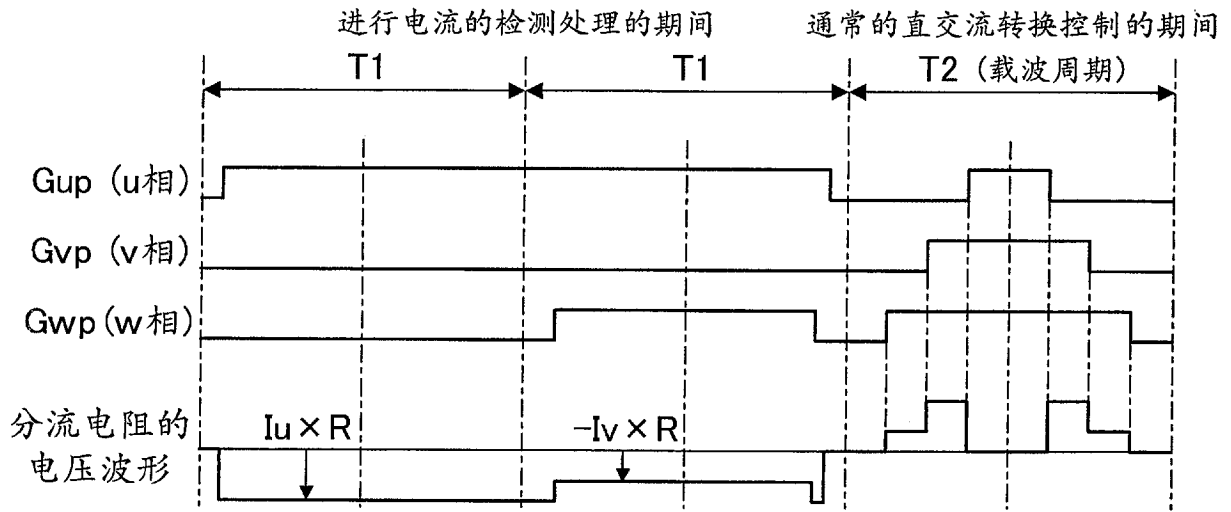


图 9

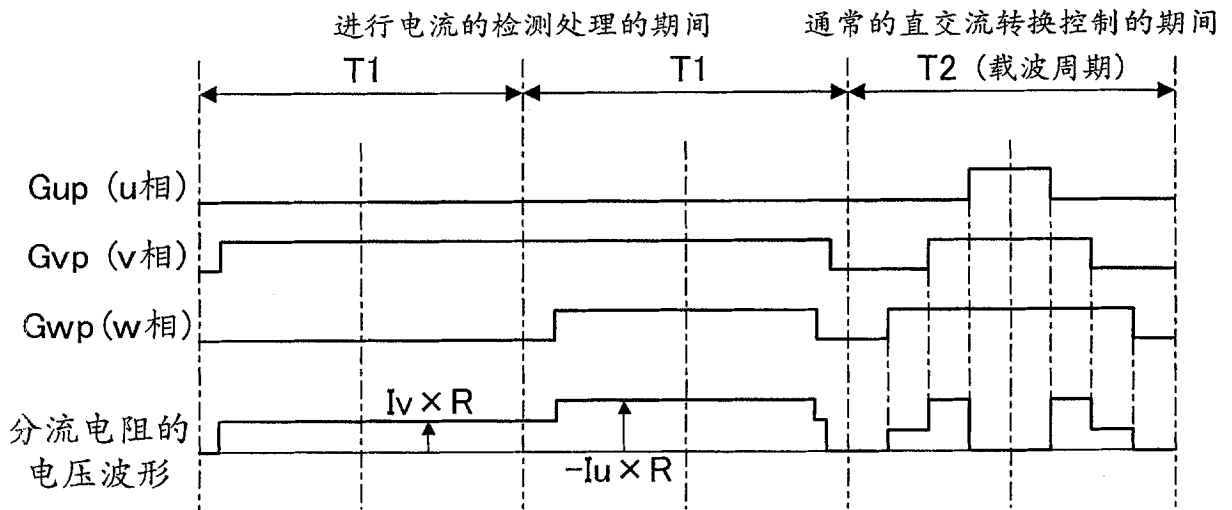


图 10

电压矢量	开关状态			检测值		
	u相	v相	w相	u相	v相	w相
V0	0	0	0	Iu	Iv	Iw
V1	0	0	1	Iu	Iv	w相偏差
V2	0	1	0	Iu	v相偏差	Iw
V3	0	1	1	Iu	v相偏差	w相偏差
V4	1	0	0	u相偏差	Iv	Iw
V5	1	0	1	u相偏差	Iv	w相偏差
V6	1	1	0	u相偏差	v相偏差	Iw
V7	1	1	1	u相偏差	v相偏差	w相偏差

开关状态“0”：上侧开关截止状态，下侧开关导通状态
 开关状态“1”：上侧开关导通状态，下侧开关截止状态

图 11