



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103095148 B

(45) 授权公告日 2015. 12. 02

(21) 申请号 201210156834. 2

CN 2854922 Y, 2007. 01. 03, 说明书第 1 页第

(22) 申请日 2012. 05. 18

3-7 段.

(30) 优先权数据

2011-238010 2011. 10. 28 JP

CN 102227765 A, 2011. 10. 26, 全文.

审查员 傅远

(73) 专利权人 株式会社安川电机

地址 日本福冈县

(72) 发明人 田中贵志 片山泰辅 三津田健司

(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 王伶

(51) Int. Cl.

H02M 5/458(2006. 01)

(56) 对比文件

WO 2010071076 A1, 2010. 06. 24, 说明书第 [0024] 段, 图 1-2、5.

WO 2010071076 A1, 2010. 06. 24, 说明书第 [0024] 段, 图 1-2、5.

US 5986909 A, 1999. 11. 16, 图 1c.

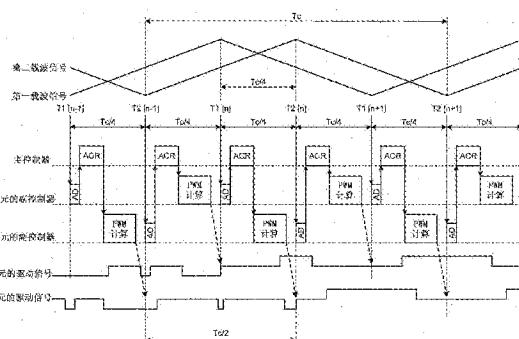
权利要求书1页 说明书10页 附图7页

(54) 发明名称

电力转换装置

(57) 摘要

本发明涉及电力转换装置。根据实施方式的一方面的电力转换装置包括电力转换部和控制部。所述电力转换部包括 N 个电力转换器, 其中, N 为不小于 2 的整数, 所述电力转换器基于具有相同周期且相位差等于基准信号的 $1/(2N)$ 个所述周期的基准信号来输出电压。所述控制部利用所述基准信号的 $1/2$ 个周期作为控制周期来控制所述 N 个电力转换器, 并且将所述 N 个电力转换器的控制定时每个移动所述基准信号的 $1/(2N)$ 个周期。



1. 一种电力转换装置，所述电力转换装置包括：

电力转换部，该电力转换部包括N个电力转换器，所述N个电力转换器基于具有相同周期且相位差等于 $1/(2N)$ 个所述周期的基准信号来输出电压，其中，所述N个电力转换器的输出串联连接，N为不小于2的整数；

控制部，该控制部利用所述基准信号的 $1/2$ 个周期作为控制周期来控制所述N个电力转换器，并且将所述N个电力转换器的控制定时各移动所述基准信号的 $1/(2N)$ 个周期；以及

状态量检测器，该状态量检测器检测所述电力转换器共同的预定的状态量，

所述控制部包括：

N个副控制器，该N个副控制器是分别针对所述N个电力转换器而设置的并且控制相应的所述电力转换器；以及

主控制器，该主控制器向所述N个副控制器输出控制信号，以控制所述N个副控制器，并且

所述主控制器在所述基准信号的一个周期内，以 $1/2$ 个周期的间隔，两次获取所述状态量检测器检测到的所述预定的状态量，并且将基于所述状态量检测器检测出的所述状态量而生成的所述控制信号输出至与如下电力转换器相对应的副控制器，该电力转换器的所述基准信号在生成所述控制信号之后首先达到下一峰值，并且

所述N个副控制器基于从所述主控制器输入的所述控制信号，生成用于相应的所述电力转换器的驱动信号，并且在所述基准信号达到所述峰值时的定时，将所述驱动信号输出至所述电力转换器。

2. 根据权利要求1所述的电力转换装置，其中，用于所述N个电力转换器的所述基准信号的偏移顺序与用于所述N个电力转换器的所述控制定时的偏移顺序相同。

3. 根据权利要求1所述的电力转换装置，其中，所述预定的状态量是所述电力转换器的输出电流。

4. 根据权利要求1所述的电力转换装置，其中，

针对L个输出相中的每一个输出相准备了所述N个电力转换器，其中，L为不小于2的整数，

通过将相同相位的基准信号分配给与所述输出相对应的L个电力转换器， $N \times L$ 个电力转换器被分配有具有不同相位的N个基准信号，并且

所述控制部以相同控制定时控制具有相同基准信号的所述电力转换器。

电力转换装置

技术领域

[0001] 在此公开的实施方式涉及一种电力转换装置。

背景技术

[0002] 存在一种传统的电力转换装置，其包括具有多个电力转换器的电力转换部和控制电力转换部的操作的控制部。电力转换装置利用控制部控制电力转换部的电力转换器的操作，将来自交流电源或者直流电源的输入电力转换为交流输出电力。

[0003] 作为电力转换装置的示例，已知例如日本专利公开第 2011-155786 号公报中公开的一种电力转换装置，该电力转换装置利用控制部控制电力转换部的电力转换器的输出电压，来执行对来自电力转换部的输出电流的反馈控制。

[0004] 根据实施方式的一方面，本实施方式的目的是提供一种可以有效地控制电力转换部中包括的多个电力转换器的输出电压的电力转换装置。

发明内容

[0005] 根据实施方式的一方面的电力转换装置包括电力转换部和控制部。电力转换部包括 N (N 为不小于 2 的整数)个电力转换器，电力转换器基于具有相同周期且相位差等于 1/(2N)个周期的多个基准信号来输出电压。控制部利用基准信号的 1/2 周期作为控制周期来控制 N 个电力转换器，并且将所述 N 个电力转换器的控制定时每个移动基准信号的 1/(2N)周期。

[0006] 根据实施方式的一方面，能够提供一种可以改善电力转换部中包括的多个电力转换器的输出电压的控制响应的电力转换装置。

附图说明

[0007] 通过结合附图来参照下文的详细描述，可容易获得并更易于理解对本发明的更完整的鉴析及其带来的众多优点，在附图中：

[0008] 图 1 是例示出根据实施方式的电力转换装置的说明图；

[0009] 图 2 是例示出根据实施方式的电力转换装置的具体结构的示例的说明图；

[0010] 图 3 是例示出根据实施方式的电力转换器的示例的说明图；

[0011] 图 4 是例示出根据实施方式的电力转换装置的操作示例的时序图；

[0012] 图 5A 是例示出根据实施方式的第一变型例的电力转换装置的说明图；

[0013] 图 5B 是例示出根据实施方式的第二变型例的电力转换装置的说明图；以及

[0014] 图 6 是例示出根据实施方式的第三变型例的电力转换装置的说明图。

具体实施方式

[0015] 下文中，将参考附图对根据本公开的实施方式的电力转换装置进行详细说明。此外，下文公开的实施方式并非旨在对本发明进行限制。对以下电力转换装置进行说明，该电

力转换装置以 PWM (脉宽调制) 方式控制其中包括的多个电力转换器的操作, 来控制电力转换器的输出电压, 由此执行对到预定负载的输出电流的反馈控制。

[0016] 图 1 是例示出根据实施方式的电力转换装置 1 的说明图。如图 1 所示, 电力转换装置 1 是包括电力转换部 2 和控制部 3 并且向预定负载 4 输出单相交流电流的装置。

[0017] 电力转换部 2 包括将交流输入电压或直流输入电压转换为交流输出电压的 N 个电力转换器 2-1 至 2-N (N 为不小于 2 的整数)。此外, 控制部 3 控制电力转换部 2 中包括的 N 个电力转换器 2-1 至 2-N 的操作, 以控制从电力转换部 2 到预定负载的输出电流。

[0018] 电力转换装置 1 的电力转换器 2-1 至 2-N 基于具有相同周期的基准信号来输出电压。在此, 基准信号为用于以 PWM 方式控制电力转换器 2-1 至 2-N 的三角波载波信号。此外, 在电力转换装置 1 中, 将具有等于载波信号的 $1/(2N)$ 个周期(下文中称为“载波周期”)的相移的 N 个载波信号分别分配给电力转换器 2-1 至 2-N。

[0019] 随后, 控制部 3 利用载波信号的 $1/2$ 个周期作为控制周期, 来控制 N 个电力转换器 2-1 至 2-N。此外, 控制部 3 将 N 个电力转换器 2-1 至 2-N 各个的控制定时移动 $1/(2N)$ 个载波周期, 来执行控制。此外, 将在下文中参照图 4 来描述电力转换装置 1 的控制定时的具体示例。

[0020] 因此, 电力转换装置 1 可以在 N 个载波信号的值达到峰值(最大值和最小值)时的定时顺序地控制电力转换器 2-1 至 2-N 各个的输出电压。因此, 电力转换装置 1 可以有效地控制电力转换部 2 中包括的 N 个电力转换器 2-1 至 2-N 各个的输出电压。

[0021] 因为电力转换装置 1 在 N 个载波信号的值达到峰值时的定时, 换言之, 以 $1/(2N)$ 个载波周期的相同时间间隔, 执行电力转换器 2-1 至 2-N 的电压控制, 所以可以改善电压控制的稳定性。

[0022] 接下来, 将参考图 2 来说明电力转换装置 1 的具体结构的示例。图 2 是例示出根据实施方式的电力转换装置 1 的具体结构的示例的说明图。下文中, 将对包括两个电力转换器 11 和 21 的电力转换部 2 进行说明。

[0023] 如图 2 中所所示, 电力转换装置 1 包括第一单元 10 和第二单元 20 以及主控制器 30, 第一单元 10 和第二单元 20 将三相交流电压转换为单相交流电压并输出, 主控制器 30 控制第一单元 10 和第二单元 20 的操作。

[0024] 第一单元 10 包括电源 16、电力转换器 11、电流检测器 12、以及副控制器 13。此外, 副控制器 13 包括 A/D (模拟 / 数字) 转换部 14 和 PWM 计算部 15。与第一单元 10 类似, 第二单元 20 包括电源 26、电力转换器 21、电流检测器 22、以及副控制器 23。此外, 副控制器 23 包括 A/D 转换部 24 和 PWM 计算部 25。

[0025] 在此, 将第一单元 10 的电力转换器 11 的输出和第二单元 20 的电力转换器 21 的输出彼此串联连接。换言之, 图 2 中例示的电力转换装置 1 是串联多级电力转换装置。此外, 图 1 中例示的电源 16 和 26 是输出彼此绝缘的三相交流电压的三相 AC 电源。

[0026] 由此, 第一单元 10 和第二单元 20 具有相同结构。更具体来说, 电力转换器 11 和 21 是将从电源 16 和 26 输入的三相交流电压转换为直流电压, 然后将直流电压转换为单相交流电压的电力转换电路。

[0027] 电力转换器 11 和 21 各包括多个开关元件。转换器利用从 PWM 计算部 15 输入的驱动信号对开关元件的开启和关闭进行切换, 以通过产生三级输出电压来输出单相交流电

流。

[0028] 电力转换器 11 和 21 不限于输出三级输出电压的电力转换电路。电力转换器 11 和 21 可以是输出任意级(两级以上)输出电压的电力转换电路。在此,参考图 3 来说明电力转换器 11 和 21 的电路结构的示例。

[0029] 图 3 是例示出根据实施方式的电力转换器 11 和 21 的电路结构的示例的说明图。如图 3 中所例示,电力转换器 11 和 21 是如下电路,该电路基于从 PWM 计算部输入的驱动信号进行操作,以执行端子 Tc1 至 Tc3 (下文中称为“输入端子 Tc”)与端子 Ta 和 Tb 之间的电力转换操作。

[0030] 电力转换器 11 和 21 各包括转换电路 111、平滑电路 112、以及逆变器电路 113。转换电路 111 是将从电源 16 输入到输入端子 Tc 的三相交流电压整流为直流电压的电路。

[0031] 更具体来说,转换电路 111 是将串联连接的二极管 D32 和 D33、串联连接二极管 D34 和 D35、以及串联连接二极管 D36 和 D37 并联连接的电路。

[0032] 在此,作为示例,已经说明了转换电路 111 是全波整流电路的情况。然而,转换电路 111 并不限于此。转换电路 111 可以由开关元件构成并且控制开关元件以将 AC 电力整流为 DC 电力。

[0033] 平滑电路 112 是对转换电路 111 整流后的直流电压进行平滑的电路。更具体来说,平滑电路 112 是两个电容器 C20 和 C21 串联连接的电路。平滑电路 112 与转换电路 111 并联连接。

[0034] 逆变器电路 113 是将平滑电路 112 平滑后的直流电压转换为单相交流电压并将交流电压输出至端子 Ta 和 Tb 的电路。更具体来说,逆变器电路 113 包括串联连接的四个开关元件 Q20 到 Q23 和串联连接的四个开关元件 Q24 到 Q27 并联连接的电路。

[0035] 两个二极管 D20 和 D21 串联连接在开关元件 Q20 和 Q21 的连接点与开关元件 Q22 和 Q23 的连接点之间。此外,两个二极管 D22 和 D23 串联连接在开关元件 Q24 和 Q25 的连接点与开关元件 Q26 和 Q27 的连接点之间。

[0036] 在这种情况下,二极管 D20 和 D21 的连接点、二极管 D22 和 D23 的连接点、以及电容器 C20 和 C21 的连接点彼此连接。此外,开关元件 Q21 和 Q22 的连接点连接到端子 Ta,而开关元件 Q25 和 Q26 的连接点连接到端子 Tb。在此,开关元件 Q20 到 Q27 例如采用诸如绝缘栅双极型晶体管(IGBT)的半导体开关。

[0037] 逆变器电路 113 基于从 PWM 计算部 15 输入的驱动信号和驱动信号的输入定时,来改变开关元件 Q20 到 Q27 的开启和关闭的组合。因此,逆变器电路 113 从端子 Ta 和 Tb 输出高、中、低三级输出电压。

[0038] 返回图 2,电流检测器 12 和 22 是电流传感器,该电流传感器利用例如为电磁转换元件的霍尔元件检测电力转换器 11 和 12 的输出电流,作为电力转换器 11 和 12 共同的状态量。电流检测器 12 和 22 将检测到的模拟电流值分别输出到副控制器 13 和 23 的 A/D 转换部 14 和 24。A/D 转换部 14 和 24 将从电流检测器 12 和 22 输入的模拟电流值转换为数字电流值,并且将数字电流值输出至主控制器 30。

[0039] 主控制器 30 是总体控制第一单元 10 和第二单元 20 的操作的控制部。主控制器 30 包括 ACR(自动电流调节)部 31。ACR 部 31 将电压指令值作为控制信号输出至 PWM 计算部 15 和 25,该电压指令值使得从电流检测器 12 和 22 输入的电流值接近从外部输入的期望

电流指令值(未示出)。

[0040] PWM 计算部 15 和 25 各包括生成作为执行 PWM 计算时要参照的基准信号的三角波载波信号的载波生成部(未示出)。在此, PWM 计算部 15 和 25 将从主控制器 30 输入的控制信号与载波信号进行比较以执行 PWM 计算, 生成矩形波的 PWM 信号, 并且将 PWM 信号作为驱动信号输出至电力转换器 11 和 21。

[0041] 电力转换器 11 和 21 基于从 PWM 计算部 15 和 25 输入的 PWM 信号, 改变多个开关元件 Q20 至 Q27 的开启和关闭的组合, 以输出三级输出电压。

[0042] 由此, 通过加上电力转换器 11 和 21 以 PWM 方式控制的输出电压而获得的输出电压从电力转换部 2 输出至负载 4。由此, 电力转换装置 1 以 PWM 方式控制电力转换器 11 和 21 的输出电压, 以执行输出到负载 4 的输出电流的反馈控制。

[0043] 因此, 图 2 中例示的电力转换装置 1 的控制部 3 包括分别为两个电力转换器 11 和 21 提供的、控制两个电力转换器 11 和 21 的两个副控制器 13 和 23。此外, 控制部 3 包括顺序向两个副控制器 13 和 23 输出控制信号以控制它们的主控制器 30。

[0044] 为了有效地控制电力转换器 11 和 21, 电力转换装置 1 根据电力转换器 11 和 21 的数量, 对电力转换器 11 和 21 的载波信号之间的相位差、电力转换器 11 和 21 的输出控制命令的控制周期以及控制定时进行优化。下面将参考图 1 和图 4 来说明该控制手段。图 4 是例示出根据实施方式的电力转换装置 1 的操作示例的时序图。

[0045] 下文中, 将第一单元 10 的 PWM 计算部 15 的载波信号称为第一载波信号, 将第二单元 20 的 PWM 计算部 25 的载波信号称为第二载波信号。如图 4 中所示, 在电力转换装置 1 中, 第一载波信号和第二载波信号具有相同的载波周期 T_c 。

[0046] 第一载波信号的相位和第二载波信号的相位具有等于 $1/4$ 个载波周期 T_c 的相位差。换言之, 在本实施方式中, 第二载波信号的值在比第一载波信号延迟了与 $1/4$ 个载波周期 T_c 相对应的时间的定时达到峰值(最大值或最小值)。为了实现此方案, 主控制器 30 根据内部信息生成第一载波和第二载波这两者。

[0047] 随后, 主控制器 30 在第一载波的每个载波周期向副控制器 13 通知第一载波的开始定时一次, 并且在第二载波的每个载波周期向副控制器 23 通知第二载波的开始定时一次。副控制器 13 和副控制器 23 接收这些开始定时, 随后启动每个载波周期的相应载波信号。

[0048] 如图 1 所示, 当电力转换部 2 包括 N 个电力转换器 2-1 至 2-N 时, N 个载波信号的相位具有等于 $1/(2N)$ 个载波周期 T_c 的相位差。

[0049] 在电力转换装置 1 中, 第一单元 10 的副控制器 13 在第一载波信号的值达到峰值时的各个定时, 获取电流检测器 12 检测到的第一单元 10 的电力转换器 11 的输出电流。另一方面, 第二单元 20 的副控制器 23 在第二载波信号的值达到峰值时的各个定时, 获取电流检测器 22 检测到的第二单元 20 的电力转换器 21 的输出电流。执行上述操作是为了检测因 PWM 控制而波动的电流的平均值。

[0050] 例如, 第一单元 10 的副控制器 13 在第一载波信号的值达到最小值的时刻 $T_1[n-1]$ 时, 指示 A/D 转换部 14 对电流检测器 12 所检测到的第一单元 10 的输出电流执行 AD 转换。A/D 转换部 14 对从电流检测器 12 输入的电流值执行 AD 转换, 并且将结果输出至主控制器 30 的 ACR 部 31。

[0051] 主控制器 30 在时刻 $T1[n-1]$ 从 A/D 转换部获取 AD 转换后的电流值, ACR 部 31 计算使得从 A/D 转换部 14 输入的电流值接近期望电流指令值的电压指令值。

[0052] 随后, 主控制器 30 将计算出的电压指令值作为控制信号输出至与在从时刻 $T1[n-1]$ 开始 1/4 个载波周期之后的时刻 $T2[n-1]$ 时达到峰值(在此情况下为最小值)的第二载波信号相对应的第二单元 20 的副控制器 23。

[0053] 在第二单元 20 中, 副控制器 23 的 PWM 计算部 25 基于从 ACR 部 31 输入的控制信号和第二载波信号, 来执行已知的三级逆变器驱动 PWM 计算。由此, 副控制器 23 生成用于驱动电力转换器 21 的开关元件 Q20 至 Q27 的 PWM 信号。

[0054] 随后, PWM 计算部 25 在第二载波信号的值达到最小值的时刻 $T2[n-1]$, 将 PWM 信号输出到第二单元 20 的电力转换器 21, 作为第二单元 20 的驱动信号。

[0055] 随后, 电力转换器 21 基于从 PWM 计算部 25 输入的驱动信号来驱动开关元件 Q20 到 Q27, 生成输出电压。由此, 电力转换装置 1 在第一载波信号的值达到最小值的时刻与第二载波信号的值达到最小值的时刻之间的 1/4 个载波周期 Tc 内, 生成第二单元 20 的电力转换器 21 的驱动信号。随后, 在第二载波信号的值达到最小值时的定时, 改变第二单元 20 的电力转换器 21 的输出电压。

[0056] 此外, 第二单元 20 的副控制器 23 在第二载波信号的值达到最小值的时刻 $T2[n-1]$, 指示 A/D 转换部 24 对电流检测器 22 所检测到的第二单元 20 的电力转换器 21 的输出电流执行 AD 转换。A/D 转换部 24 对从电流检测器 22 输入的电流值执行 AD 转换, 并且将结果输出至主控制器 30 的 ACR 部 31。

[0057] 主控制器 30 在时刻 $T2[n-1]$ 从 A/D 转换部获取 AD 转换后的电流值, ACR 部 31 计算使得从 A/D 转换部 24 输入的电流值接近期望电流指令值的电压指令值。

[0058] 随后, 主控制器 30 将计算出的电压指令值作为控制信号输出至与在从时刻 $T2[n-1]$ 开始 1/4 个载波周期之后的时刻 $T1[n]$ 达到峰值(在此情况下为最大值)的第一载波信号相对应的第一单元 10 的副控制器 13。

[0059] 在此, 主控制器 30 为什么能够向第一单元 10 的副控制器 13 输出控制信号的原因在于:如上所述, 主控制器 30 根据内部信息生成第一载波和第二载波。主控制器 30 参照根据内部信息生成的第一载波和第二载波, 获得第一和第二载波的当前值以及表示载波是增加还是减小的它们的偏差。

[0060] 根据值和它们的偏差, 主控制器 30 可以确定在时刻 $T2[n-1]$ 达到峰值的信号是第二载波信号, 而在时刻 $T1[n]$ 达到峰值的信号是第一载波。由此, 主控制器 30 可以向副控制器 13 输出控制信号。

[0061] 在从主控制器 30 接收到控制信号的第一单元 10 中, 副控制器 13 的 PWM 计算部 15 基于从 ACR 部 31 接收到的控制信号和第一载波信号来执行已知的三级逆变器驱动 PWM 计算。由此, PWM 计算部 15 生成用于驱动电力转换器 11 的开关元件 Q20 到 Q27 的 PWM 信号。

[0062] 随后, PWM 计算部 15 在第一载波信号的值达到最大值的时刻 $T1[n]$, 将 PWM 信号输出到第一单元 10 的电力转换器 11, 作为第一单元 10 的驱动信号。

[0063] 电力转换器 11 基于从 PWM 计算部 15 输入的驱动信号来驱动开关元件 Q20 到 Q27, 生成输出电压。由此, 电力转换装置 1 在第二载波信号的值达到最小值的时刻与第一载波信号的值达到最大值的时刻之间的 1/4 个载波周期 Tc 内, 生成第一单元 10 的电力转换器

11 的驱动信号。随后,在第一载波信号的值达到峰值时的定时,改变第一单元 10 的电力转换器 11 的输出电压。

[0064] 此后,主控制器 30 和副控制器 13 和 23 重复上述处理。换言之,此后,电力转换装置 1 在第一载波信号和第二载波信号的值达到峰值的时刻 $T2[n]$ 、 $T1[n+1]$ 、 $T2[n+1]$ 等,顺序地控制第二单元 20 的电力转换器 21 和第一单元 10 的电力转换器 11。

[0065] 在图 4 例示的示例中,已经说明了与各自载波信号相对应的电流检测器 12 和 22 在第一载波信号和第二载波信号达到峰值时的定时检测输出电流的情况。然而,输出电流的检测定时不限于此。

[0066] 换言之,电流检测器 12 和 22 可以被配置为在与各电流检测器相对应的第一单元 10 或者第二单元 20 的载波信号的一个周期内,以 $1/2$ 周期时间间隔,检测电流值两次。

[0067] 如上所述,根据实施方式的电力转换装置 1 包括 N 个电力转换器(N 是不小于 2 的整数)。这 N 个电力转换器基于具有相同周期的 N 个基准信号来输出电压。此外,确定 N 个基准信号之间的相位差,使得 N 个基准信号在具有基准信号的 $1/(2N)$ 个周期的相同间隔的定时达到峰值。

[0068] 随后,控制部 3 利用基准信号的 $1/2$ 个周期作为控制周期,来控制 N 个电力转换器中的每一个。此时,控制部在把 N 个电力转换器的控制定时移动基准信号的 $1/(2N)$ 个周期的同时,控制电力转换器。

[0069] 因此,在图 4 例示的操作示例中,控制部 3 可以在第一载波信号的值达到峰值时的各个定时,控制第一单元 10 的电力转换器 11,而可以在第二载波信号的值达到峰值时的各个定时,控制第二单元 20 的电力转换器 21。由此,控制部可以有效地控制 N 个电力转换器。

[0070] 当电力转换器的数量为 N(N 是不小于 2 的整数)时,控制部生成相位差等于 $1/(2N)$ 个周期的 N 个基准信号,并且将它们分配给各个电力转换器。随后,控制部在基准信号的 $1/2$ 个周期内,顺序地生成 N 个电力转换器的驱动信号并且将驱动信号顺序地输出至相应电力转换器,其中每个信号的生成和输出是在与基准信号的 $1/(2N)$ 个周期相对应的时间内完成的。

[0071] 因此,即使电力转换器的数量为 N,也可以在每个电力转换器的基准信号的周期的开始点的时间点和从开始点经过 $1/2$ 个载波周期 Tc 的时间点的两个时间点,改变每个电力转换器的输出电压。

[0072] 控制部 3 可以以等于基准信号的 $1/2$ 个周期的相等间隔,对 N 个电力转换器执行操作控制,由此可以使得单位时间内 N 个电力转换器的控制处理量相等。因此,控制部 3 可以针对电力转换装置 1 的输出电压执行稳定的控制。

[0073] 因为电力转换装置 1 是 N 个电力转换器的输出串联连接的串联多级电力转换装置,所以通过以 PWM 方式控制电力转换器的输出电压,可以容易地控制向负载输出的输出电流。

[0074] 电力转换装置包括分别为 N 个电力转换器提供的 N 个副控制器和控制副控制器的操作的主控制器。此外,电力转换装置检测电力转换器的输出电流,作为 N 个电力转换器共同的状态量,并且主控制器基于共同的状态量生成用于 N 个副控制器的控制信号。

[0075] 由此,主控制器用于生成控制信号的信息是 N 个电力转换器共同的状态量。因此,主控制器生成的控制信号可以提供给任意副控制器。

[0076] 换言之,无论哪一个基准信号首先达到下一峰值,主控制器可以将最后生成的控制信号输出给与首先达到下一峰值的基准信号相对应的副控制器,以适当控制副控制器的操作。因此,主控制器可以有效地控制电力转换部 2 中包括的 N 个电力转换器各自的输出电压。

[0077] 已经说明了电力转换装置的主控制器以基准信号的 $1/(2N)$ 个(N 为电力转换器的数量)周期,向副控制器输出控制信号的情况。然而,主控制器也可以基准信号的 $1/(2NM)$ (M 是自然数) 个周期,来输出控制信号。当采用这种构造时,副控制器的控制周期是基准信号的 $1/(2M)$ 个周期。

[0078] 根据这种构造,因为电力转换装置 1 可以缩短控制周期,来增加单位时间内的控制次数,所以可以进一步提高输出电流的反馈控制的精确度。

[0079] 图 2 中例示的电力转换装置 1 的结构是一个示例。因此,即使如下文所述地对结构进行修改,修改后的结构也具有与图 1 例示的电力转换装置 1 相同的效果。下文中,对根据实施方式的电力转换装置 1 的变型例进行说明。

[0080] 第一变型例

[0081] 图 5A 是例示出根据实施方式的第一变型例的电力转换装置 1a 的说明图。图 5A 中与图 2 例示的部件相同的部件采用相同的附图标记。如图 5A 所示,电力转换装置 1a 与图 2 中例示的电力转换装置 1 的不同之处在于:第二单元 20a 的结构和主控制器 30a 的操作。

[0082] 更具体来说,第二单元 20a 包括电力转换器 21 和副控制器 23a。副控制器 23a 包括 PWM 计算部 25。换言之,第二单元 20a 不包括图 2 例示出的电流检测器 22 和 A/D 转换部 24。此外,在本变型例中,第一单元 10 的副控制器 13、第二单元 20a 的副控制器 23a、主控制器 30a 用作控制电力转换部 2 的控制部 3a。

[0083] 在此,将第一单元 10 的电力转换器 11 和第二单元 20a 的电力转换器 21 的输出串联连接。因此,认为电力转换器 11 和 21 的输出电流大致相同。

[0084] 为此,电力转换装置 1a 的主控制器 30a 在第一载波信号和第二载波信号的值达到峰值时的定时(如图 4 所示),指示与电流检测器 12 相连接的 A/D 转换器 14 对电流检测器 12 所检测到的输出电流执行 AD 转换。

[0085] A/D 转换部 14 对从电流检测器 12 输入的电流值执行 AD 转换,并且将结果输出至主控制器 30a 的 ACR 部 31a。随后,ACR 部 31a 基于第一单元 10 的电流检测器 12 所检测出的电流值,生成用于第一单元 10 的副控制器 13 和第二单元 20a 的副控制器 23a 的控制信号,并且将控制信号输出到副控制器 13 和副控制器 23a。

[0086] 接下来,第一单元 10 中包括的副控制器 13 的 PWM 计算部 15 基于从主控制器 30a 输入的控制信号生成 PWM 信号,并且在第一载波信号的值达到峰值时的定时(如图 4 所示),将 PWM 信号输出至第一单元 10 的电力转换器 11 作为驱动信号。

[0087] 另一方面,第二单元 20a 中包括的副控制器 23a 的 PWM 计算部 25 基于从主控制器 30a 输入的控制信号生成 PWM 信号。随后,PWM 计算部 25 在第二载波信号的值达到峰值时的定时(如图 4 所示),将所生成的 PWM 信号输出给第二单元 20a 的电力转换器 21 作为驱动信号。

[0088] 由此,与图 1 所示的电力转换装置 1 类似,电力转换装置 1a 可以同等且有效地执

行对电力转换器 11 和 21 的操作控制。此外,优选的是第二单元 20a 不包括电流检测器 22 和 A/D 转换部 24。因此,根据该变型例,使用便宜且具有简单结构的第二单元 20a 来构成电力转换装置 1a。接下来对第二变型例进行说明。

[0089] 第二变型例

[0090] 图 5B 是例示出根据实施方式的第二变型例的电力转换装置 1b 的说明图。图 5B 中与图 2 和图 5A 相同的部件采用相同的附图标记。如图 5B 中所示,电力转换装置 1b 包括第一单元 10b 和第二单元 20a。第一单元 10b 具有与根据第一变型例的第二单元 20a 相同的结构。

[0091] 电力转换装置 1b 的主控制器 30b 包括电流检测器 12b、ACR 部 31b 以及 A/D 转换部 32b。此外,在本变型例中,第一单元 10b 的副控制器 13b、第二单元 20a 的副控制器 23a、主控制器 30b 用作控制电力转换部 2 的控制部 3b。

[0092] 在此,第一单元 10b 的电力转换器 11 和第二单元 20a 的电力转换器 21 的输出和负载 4 串联连接。因此,认为电力转换器 11 和 21 的输出电流和输出到负载 4 的输出电流大致相同。

[0093] 为此,在主控制器 30b 的情况下,电流检测器 12b 检测输出到负载 4 的输出电流的电流值。在第一载波信号和第二载波信号的值达到峰值时的定时(如图 4 所示),A/D 转换部 32b 根据主控制器 30b 的指令,对电流检测器 12b 检测到的输出电流执行 AD 转换。

[0094] 接着,在主控制器 30b 中,A/D 转换部 32b 将 AD 转换后的电流值输出到 ACR 部 31b。ACR 部 31b 将电压指令值作为控制信号输出到第一单元 10b 的副控制器 13b 和第二单元 20a 的副控制器 23a。该电压指令值使得从 A/D 转换部 32b 输入的电流值接近期望的电流指令值。

[0095] 接着,在第一单元 10b 中,副控制器 13b 的 PWM 计算部 15 基于来自主控制器 30b 的控制信号来生成 PWM 信号。随后,PWM 计算部 15 在第一载波信号的值达到峰值时的各个定时(如图 4 所示),将所生成的 PWM 信号作为驱动信号输出到第一单元 10b 的电力转换器 11。

[0096] 另一方面,在第二单元 20a 中,副控制器 23a 的 PWM 计算部 25 基于来自主控制器 30b 的控制信号来生成 PWM 信号。随后,PWM 计算部 25 在第二载波信号的值达到峰值时的各个定时(如图 4 所示),将所生成的 PWM 信号作为驱动信号输出给第二单元 20a 的电力转换器 21。

[0097] 由此,与图 1 所示的电力转换装置 1 类似,电力转换装置 1b 可以同等且有效地执行对电力转换器 11 和 21 的操作控制。此外,优选的是第一单元 10b 和第二单元 20a 不包括电流检测器 12、22 和 A/D 转换部 14、24。因此,根据该变型例,由具有更简单且更便宜的结构的第一单元 10b 和第二单元 20a 构成电力转换装置 1b。接下来对第三变型例进行说明。

[0098] 第三变型例

[0099] 图 6 是例示出根据实施方式的第三变型例的电力转换装置 1c 的说明图。如图 6 所示,电力转换装置 1c 是将单相交流电流输出到利用三相交流电流运转的马达 4c 的 U 相端子、V 相端子、以及 W 相端子的装置。

[0100] 电力转换装置 1c 包括电力转换部 2c 和主控制器 30c。电力转换部 2c 包括输出串

联连接的第一单元 U1 和第二单元 U2 ;输出串联连接的第一单元 V1 和第二单元 V2 ;以及输出串联连接的第一单元 W1 和第二单元 W2。

[0101] 在此,第一单元 U1 包括图 5B 中例示出的第一单元 10b 和电源 16。第一单元 V1 和 W1 和第二单元 U2、V2 及 W2 具有与第一单元 U1 相同的结构。此外,第一单元 U1、V1 及 W1 和第二单元 U2、V2、及 W2 中各自包括的共六个电源彼此绝缘。

[0102] 随后,第一单元 U1 的输出端子连接到马达 4c 的 U 相输入端子,第一单元 V1 的输出端子连接到马达 4c 的 V 相输入端子,而第一单元 W1 的输出端子连接到马达 4c 的 W 相输入端子。另一方面,第二单元 U2、V2 及 W2 在负载的相反侧互连以形成星形连接。

[0103] 电力转换部 2c 包括电流检测器 12u 和电流检测器 12v,电流检测器 12u 检测要输出至马达 4c 的 U 相端子的输出电流,而电流检测器 12v 检测要输出至马达 4c 的 V 相端子的输出电流。

[0104] 主控制器 30c 包括 ACR 部 31c 和 A/D 转换部 32c。A/D 转换部 32c 对电流检测器 12u 和 12v 检测到的 U 相电流值和 V 相电流值执行 AD 转换,并且将结果输出至 ACR 部 31c。

[0105] A/D 转换部 32b 根据 U 相电流值和 V 相电流值来计算 W 相电流值。要输出至三相交流马达 4c 的 U 相电流、V 相电流以及 W 相电流具有总和为零的关系。A/D 转换部 32b 可以根据电流值之间的关系来计算 W 相电流值。随后,A/D 转换器 32b 对计算出的 W 相电流值执行 AD 转换,并且将结果输出至 ACR 部 31c。

[0106] 在此,在三相的情况下,与各相相对应的电流具有不同值。因此,第三变型例与第一和第二变型例的实施方式的不同之处在于:由共同控制变量来控制所有单元。

[0107] 更具体来说,第一单元 U1、V1、及 W1 使用相同基准信号,第二单元池 U2、V2、及 W2 也使用相同基准信号。本变型例具有如下结构:即单元的副控制器利用相同基准信号在相同控制周期内执行控制,由此在相同定时检测 U 相电流值、V 相电流值位以及 W 相电流值,以通过同时使用这三个电流值来执行控制。

[0108] 在此情况下,用于第一单元 U1、V1 及 W1 的基准信号,和用于第二单元 U2、V2 及 W2 的基准信号具有等于 1/4 个周期的相位差。此外,第一单元 U1、V1 及 W1 的控制周期和第二单元 U2、V2 及 W2 的控制周期偏差了 1/4 个周期。

[0109] 随后,主控制器 30c 在第一载波信号和第二载波信号的值达到峰值时的定时(如图 4 所示)指示 A/D 转换部 32c 执行 AD 转换。A/D 转换部 32c 根据从主控制器 30c 提供的指令,对电流检测器 12u 和 12v 检测出的 U 相电流值和 V 相电流值执行 AD 转换,并且将结果输出至 ACR 部 31c。同时,A/D 转换部 32c 根据 U 相电流值和 V 相电流值来计算 W 相电流值,对 W 相电流值执行 AD 转换,并且将结果输出至 ACR 部 31c。

[0110] ACR 部 31c 对从 A/D 转换部 32c 输入的电流值执行已知的三相 / 两相转换和旋转坐标转换(d-q 转换),以将这些电流值转换为 d-q 轴上的电流值 Id 和 Iq。主控制器 30c 获得利用已知马达控制装置对马达 4c 进行控制所需的激励电流指令和扭矩指令。随后,ACR 部 31c 根据这些指令计算电流指令 Idref 和 Iqref,并且输出使得电流值 Id 和 Iq 接近电流指令值 Idref 和 Iqref 的电压指令值 Vdref 和 Vqref 作为控制信号。

[0111] 主控制器 30c 对两个电压指令执行已知的旋转坐标转换和两相 / 三相转换,以将电压指令转换为 U 相电压指令、V 相电压指令以及 W 相电压指令。随后,主控制器 30c 针对多个控制周期交替地并且在每个控制周期内同时地将三个电压指令输出至第一单元 U1、V1

及 W1 和第二单元 U2、V2 及 W2。

[0112] 随后,在第一单元 U1、V1 及 W1 和第二单元 U2、V2 及 W2 中,副控制器 13b 和 23a 的 PWM 计算部 15 和 25 (参见图 5B) 以相同控制周期同时将驱动信号输出至相应的电力转换器 11 和 21。

[0113] 由此,与图 1 所示的电力转换装置 1 类似,即使在将三相交流电流输出至利用三相交流电流驱动的马达 4c 的情况下,电力转换装置 1c 也可以同等且有效地执行对电力转换器 11 和 21 的操作控制。

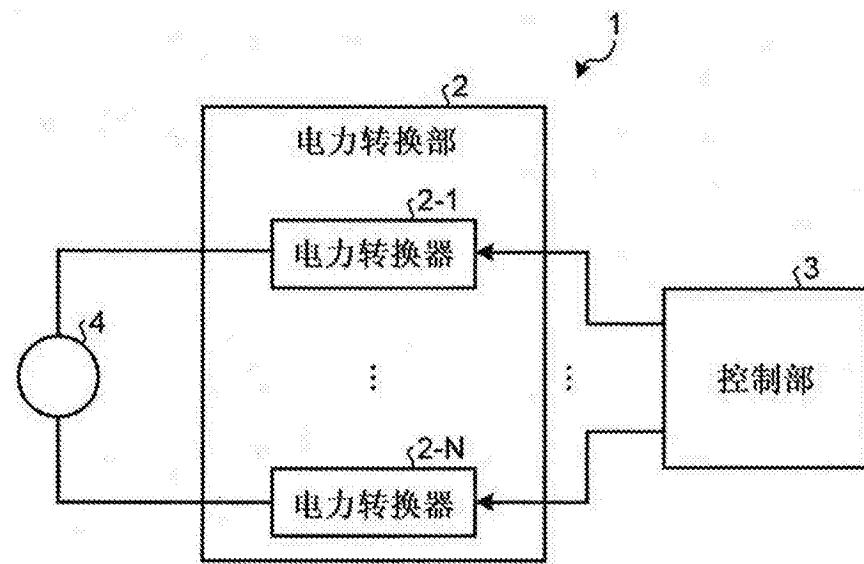


图 1

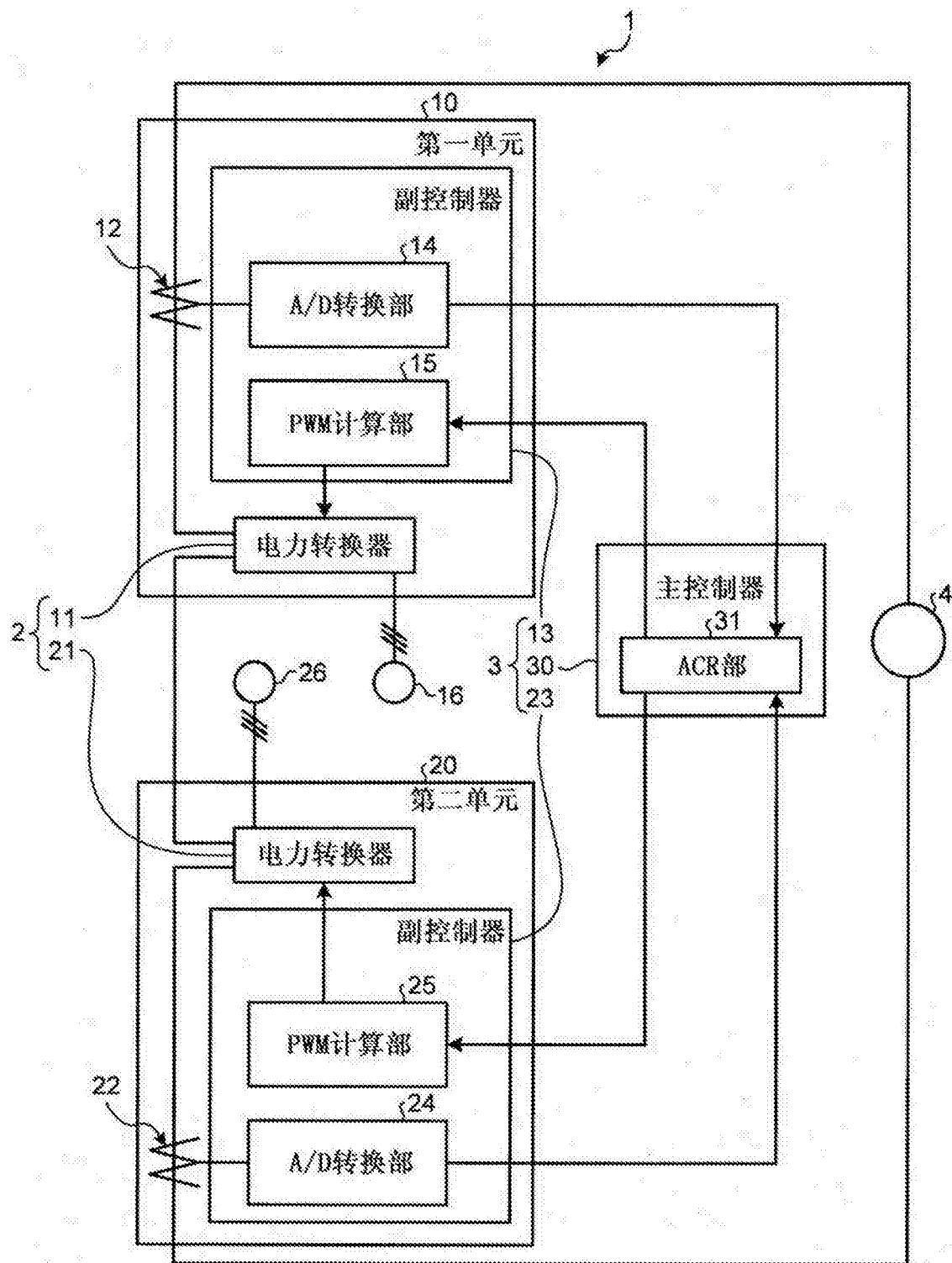


图 2

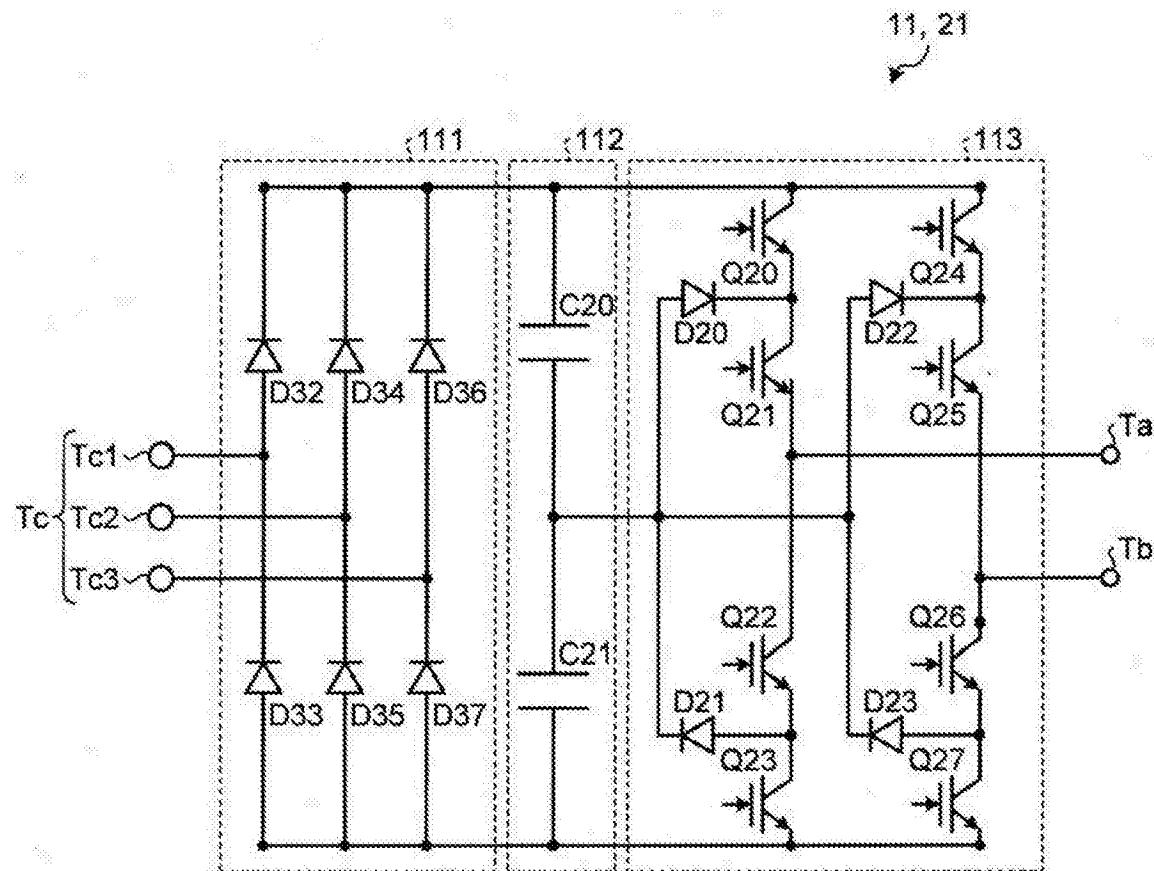


图 3

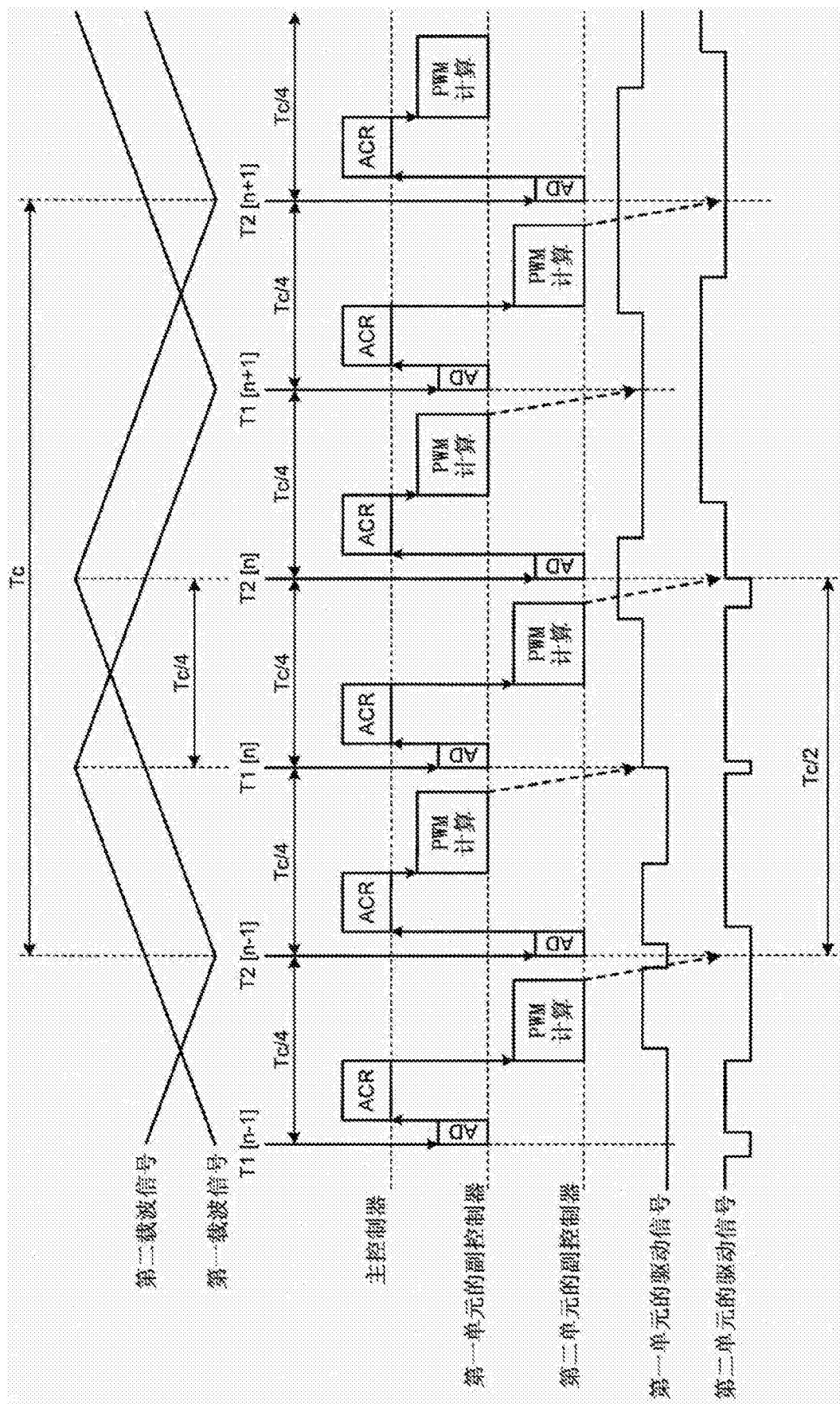


图 4

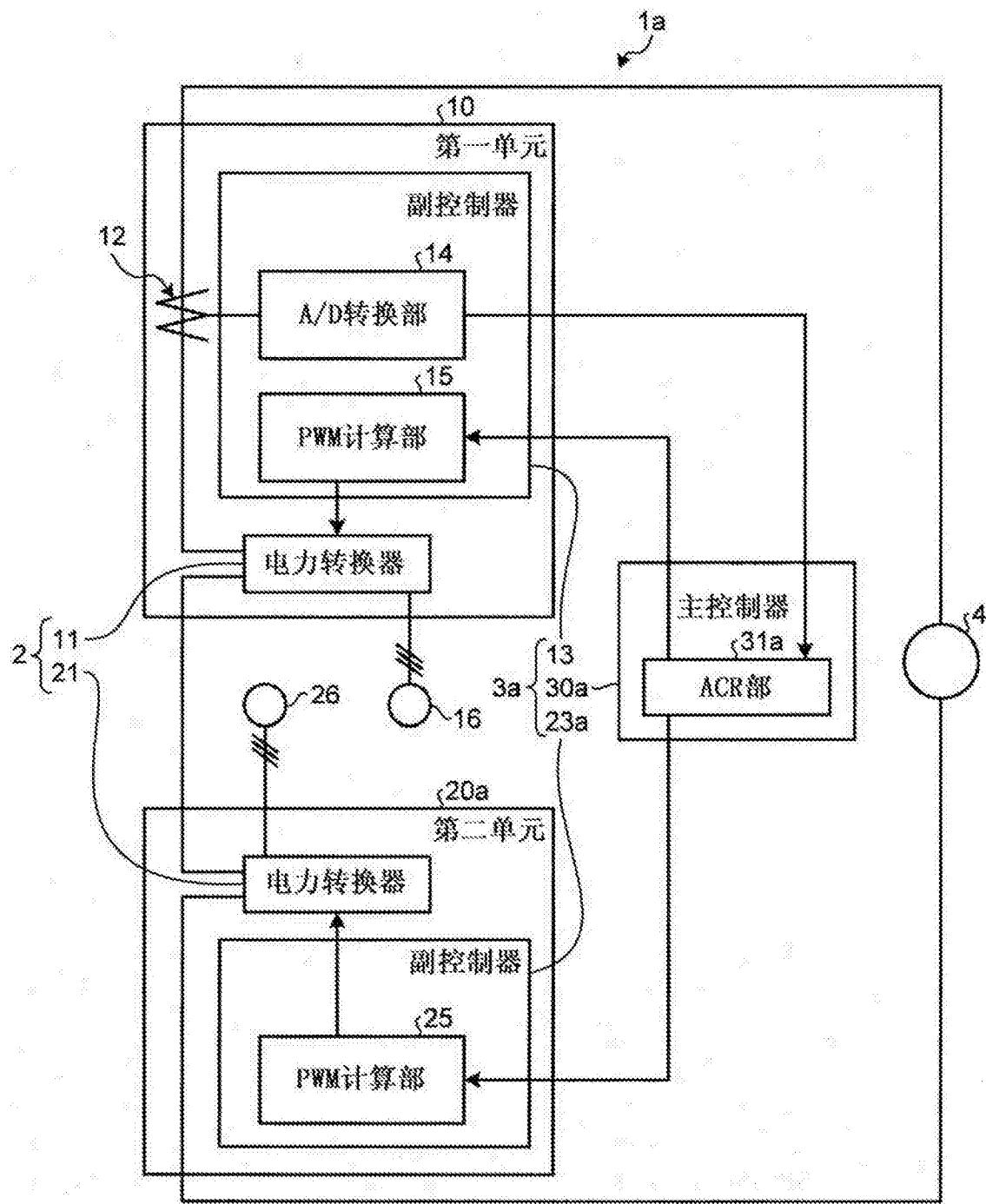


图 5A

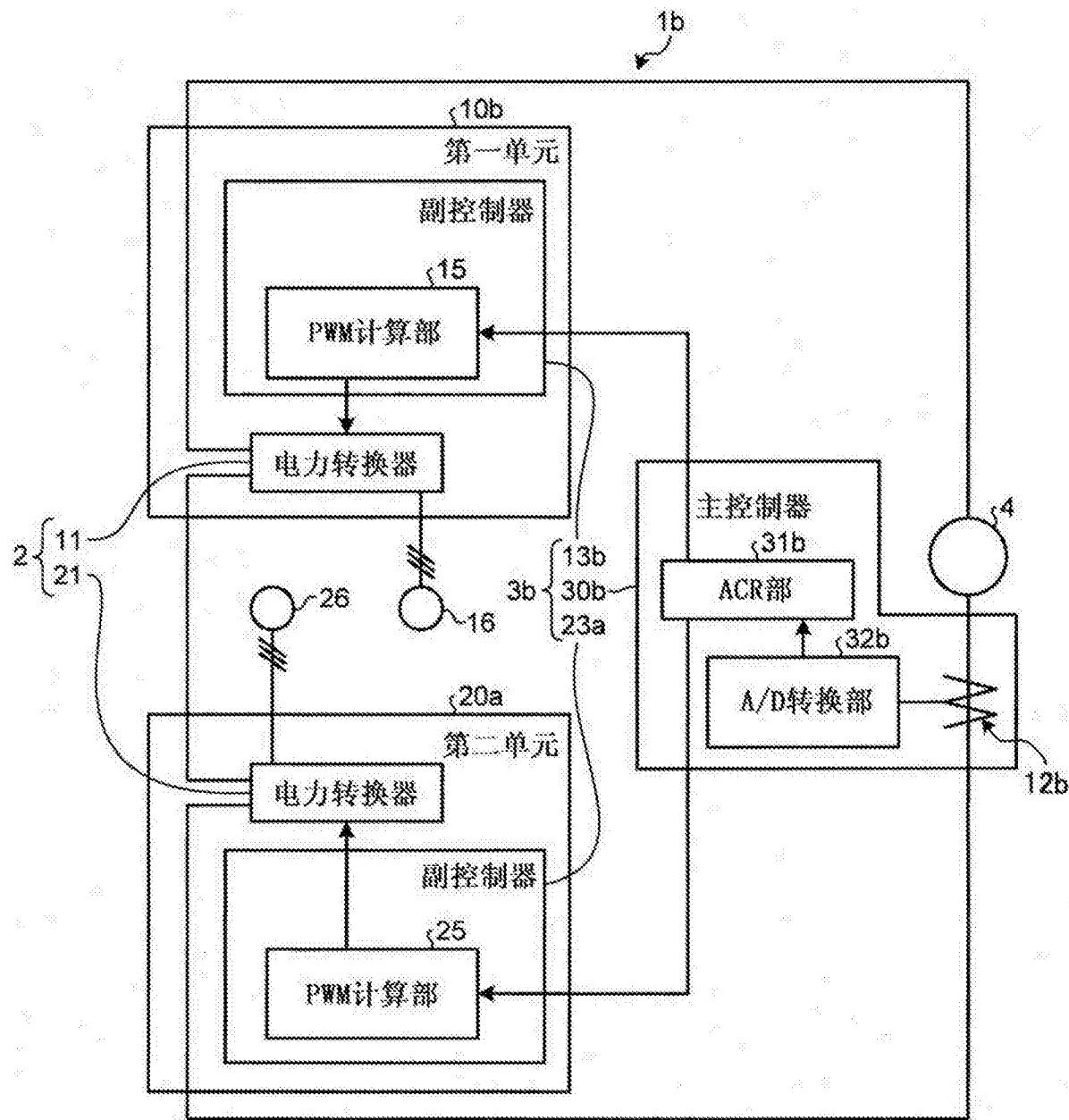


图 5B

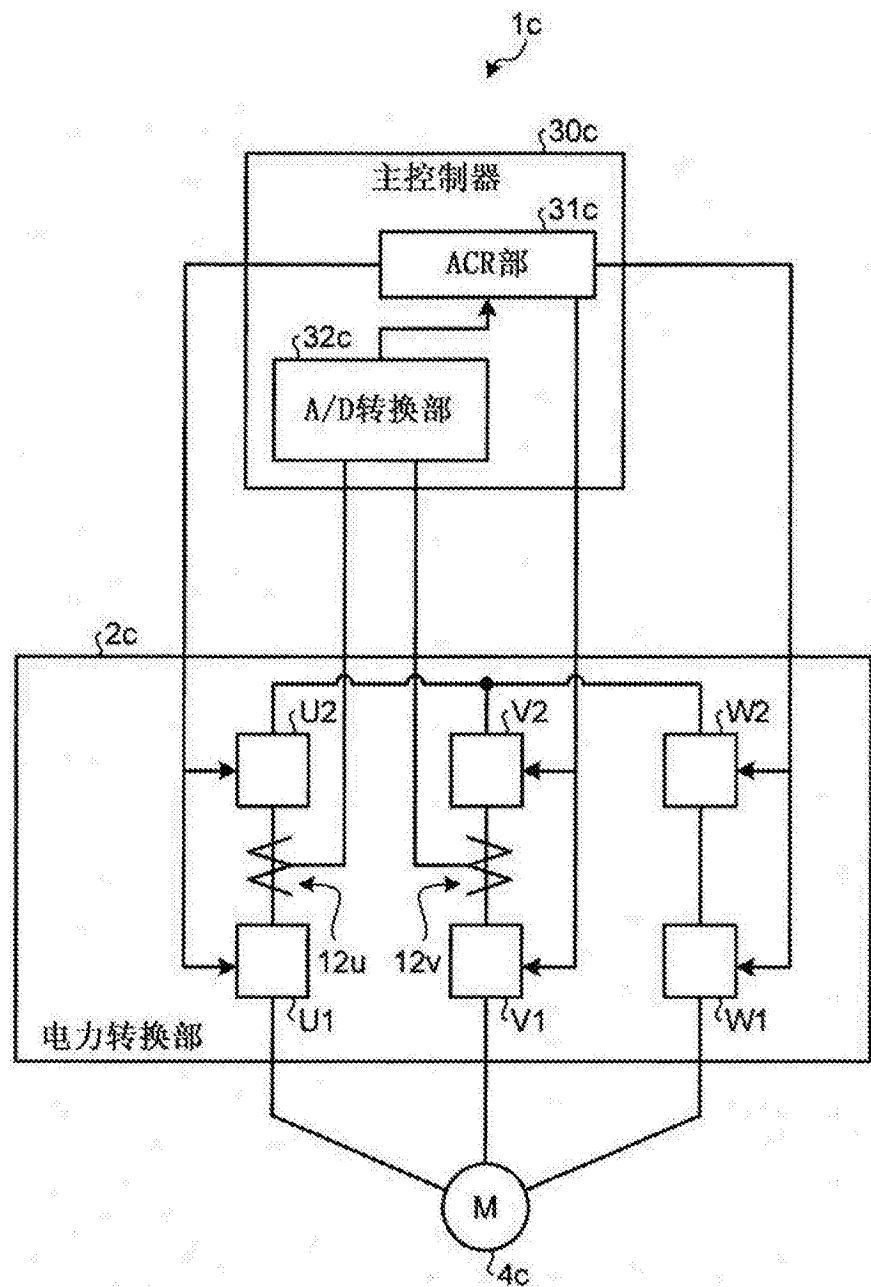


图 6