



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111052587 B

(45) 授权公告日 2023.04.18

(21) 申请号 201880057590.8

(22) 申请日 2018.11.06

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111052587 A

(43) 申请公布日 2020.04.21

(30) 优先权数据
2017-239435 2017.12.14 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2020.03.05

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2018/041154 2018.11.06

(87) PCT国际申请的公布数据
W02019/116785 JA 2019.06.20

(73) 专利权人 株式会社日立制作所

地址 日本东京都

(72) 发明人 门田充弘 米川辉 杉山由一

(74) 专利代理机构 北京尚诚知识产权代理有限公司 11322

专利代理师 龙淳 何中文

(51) Int.Cl.

H02M 7/48 (2007.01)

H02M 7/49 (2007.01)

审查员 武迪

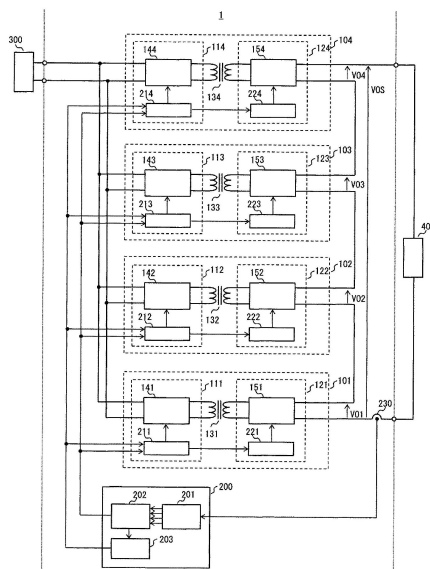
权利要求书2页 说明书15页 附图13页

(54) 发明名称

电力转换装置

(57) 摘要

本发明实现进行PWM同步的低成本的电力转换装置。电力转换装置包括：向负载(400)供给电源(300)的电压的电力转换单元(101~104)；和控制这些电力转换单元(101~104)的中央控制装置(200)。电力转换单元(101~104)具有：第一转换器(141~144)及控制第一转换器(141~144)的第一控制电路(211~214)；第二转换器(151~154)及通过脉冲宽度调制控制第二转换器(151~154)的第二控制电路(221~224)；和连接在第一转换器(141~144)与第二转换器(151~154)之间的变压器(131~134)。中央控制装置(200)向电力转换单元(101~104)的第一控制电路(211~214)发送第一控制信号和同步信号，第一控制电路(211~214)在接收到同步信号的情况下，向电力转换单元(101~104)的第二控制电路(221~224)发送第二控制信号。第二控制电路(221~224)在接收到第二控制信号的情况下，重置脉冲宽度调制的载波信号。



CN 111052587 B

1. 一种电力转换装置,其特征在于,包括:

将电源电压转换为向负载供给的电压的多个电力转换单元;和

控制所述多个电力转换单元的中央控制装置,

所述多个电力转换单元各自具有:

转换所述电源电压的第一转换器;

控制该第一转换器的第一控制电路;

对由所述第一转换器转换得到的电压进行转换的第二转换器;

通过脉冲宽度调制控制该第二转换器的第二控制电路;和

连接在所述第一转换器与所述第二转换器之间的变压器,

所述中央控制装置具有控制信号发送部,该控制信号发送部向所述多个电力转换单元各自具有的所述第一控制电路发送第一控制信号,

基于所述第一控制信号,所述多个电力转换单元各自具有的第一控制电路控制所述第一转换器,

所述中央控制装置具有同步信号发送部,该同步信号发送部向所述多个电力转换单元各自具有的所述第一控制电路发送同步信号,所述第一控制电路在接收到所述同步信号时,向所述第二控制电路发送第二控制信号,所述第二控制电路在接收到所述第二控制信号时,重置所述脉冲宽度调制的载波信号,

发送至所述第一控制电路的所述第一控制信号包含所述脉冲宽度调制的占空比的信息,所述占空比的信息经所述第一控制电路被发送至所述第二控制电路,所述多个电力转换单元各自的所述第二控制电路基于所述占空比进行脉冲宽度调制,驱动所述第二转换器。

2. 根据权利要求1所述的电力转换装置,其特征在于:

所述中央控制装置通过进行有线串行通信的通信总线与所述多个电力转换单元具有的所述第一控制电路连接,与所述多个电力转换单元具有的所述第一控制电路进行有线串行通信而发送所述第一控制信号,其中,所述第一控制信号包含用于识别所述多个电力转换单元的地址的信息。

3. 根据权利要求1或2所述的电力转换装置,其特征在于:

多个电力转换单元的输入侧彼此并联地连接至外部电源,所述多个电力转换单元的输出侧彼此串联连接。

4. 根据权利要求1或2所述的电力转换装置,其特征在于:

所述多个电力转换单元的输出侧并联连接至外部负载,所述多个电力转换单元的输入侧串联连接。

5. 根据权利要求1或2所述的电力转换装置,其特征在于:

所述多个电力转换单元具有的所述第一控制电路通过与所述第二控制电路进行无线通信,将所述第二控制信号发送到所述第二控制电路。

6. 根据权利要求5所述的电力转换装置,其特征在于:

所述无线通信为红外线通信。

7. 根据权利要求1所述的电力转换装置,其特征在于:

所述第一控制信号包含是否将所述载波信号重置的重置指令的信息,所述第一控制电

路将包含所述重置指令的信息的第二控制信号发送到所述第二控制电路,所述第二控制电路在接收到所述第二控制信号、且所述重置指令为重置所述载波信号的信息的情况下,重置所述脉冲宽度调制的载波信号。

8. 根据权利要求7所述的电力转换装置,其特征在于:

从所述中央控制装置发送所述第一控制信号的控制周期的开始时刻起、至所述多个电力转换单元中的任一个所述第二控制电路接收到包含重置所述载波信号的信息的所述重置指令为止的时间一定。

9. 根据权利要求1、2、7、8中任一项所述的电力转换装置,其特征在于:

包括3个所述电力转换装置,所述3个电力转换装置的输出端子中的一者构成三相的输出端子,并与三相负载连接,所述3个电力转换装置的输出端子的另一者相互连接而形成Y形连接的中性点,所述3个电力转换装置的输入端子彼此并联地连接,并与电源连接。

电力转换装置

技术领域

[0001] 本发明涉及电力转换装置。

背景技术

[0002] 在高电压或大容量的电力转换中,使用将多个电力转换单元(以下,简称为单元(cell))串联或并联连接的电力转换装置。作为这样的电力转换装置,有专利文献1中记载的多路电力转换器。在该多路电力转换器中,将多个逆变器单元(相当于单元(cell))的输出分别串联连接,得到高压输出。

[0003] 在专利文献1中记载有多个逆变器单元(inverter unit)的PWM(Pulse Width Modulation:脉冲宽度调制)。

[0004] 具体而言,利用与逆变器单元的个数对应的多个载波(Carrier)信号,控制各逆变器单元具有的半导体元件(开关元件)的接通/断开状态。由此,得到多级(Multi-level)的输出电压。

[0005] 如专利文献1所记载,多个载波信号分别为同相位。使多个载波信号的相位同步被认为用来抑制输出电压中所含的高频成分是有效的。还认为用来抑制输出电压一次多级变化,对电动机等负载造成不良影响也是有效的。

[0006] 这样的电力转换装置的结构在直接驱动高电压电动机的情况下是有效的。

[0007] 另外,太阳光发电、风力发电之类的自然能量发电的导入在全世界不断扩大,作为用于将从自然能量得到电力转换并输出到电力系统的电力转换装置,有PCS(Power conditioning system:功率调节系统)。在实现PCS的高电压化、大容量化时,也认为使用多个单元的结构是有效的。

[0008] 现有技术文献

[0009] 专利文献

[0010] 专利文献1:日本特开2002-58257号公报

发明内容

[0011] 发明所要解决的技术问题

[0012] 在此,在下面的说明中,关于用于多个单元的PWM的多个载波信号,将使相位同步定义为PWM同步。

[0013] 实现PWM同步时,认为存在以下的技术问题。

[0014] 在为了综合地控制多个单元而设置中央控制装置的情况下,考虑中央控制装置进行所有单元的PWM处理,将生成的开关元件的栅极信号传送到各单元的控制电路的结构。

[0015] 但是,单元包括的开关元件不是1个而是多个,因此,根据开关元件的数量设置多个栅极信号配线,导致电力转换装置的结构变得复杂、成本高。

[0016] 本发明的目的在于,实现进行PWM同步的低成本的电力转换装置。

[0017] 用于解决技术问题的技术方案

[0018] 为了实现所述目的,本发明采用如下所述的结构。

[0019] 一种电力转换装置,其包括:将电源电压转换为向负载供给的电压的多个电力转换单元;和控制所述多个电力转换单元的中央控制装置,所述多个电力转换单元各自具有:转换所述电源电压的第一转换器;控制该第一转换器的第一控制电路;对由所述第一转换器转换得到的电压进行转换的第二转换器;通过脉冲宽度调制控制该第二转换器的第二控制电路;和连接在所述第一转换器与所述第二转换器之间的变压器,

[0020] 所述中央控制装置具有控制信号发送部,该控制信号发送部向所述多个电力转换单元各自具有的所述第一控制电路发送第一控制信号,基于所述第一控制信号,所述多个电力转换单元各自具有的第一控制电路控制所述第一转换器,所述第二控制电路控制所述第二转换器,重置所述脉冲宽度调制的载波信号。

[0021] 发明的效果

[0022] 根据本发明,能够实现进行PWM同步的低成本的电力转换装置。

附图说明

[0023] 图1是实施例1中的电力转换装置的概略结构图。

[0024] 图2是表示单元的电路结构例的图。

[0025] 图3是表示将输出电压控制为正值的情况下的单元的PWM动作(也称为PWM操作)波形的图。

[0026] 图4是表示将输出电压控制为负值的情况下的单元的PWM动作波形的图。

[0027] 图5是表示合成输出电压波形的一例的图。

[0028] 图6是表示实施例1的PWM同步的原理的时序图。

[0029] 图7是表示第一控制信号的具体数据结构例的图。

[0030] 图8是表示第二控制信号的具体数据结构例的图。

[0031] 图9是表示单元的第一控制电路的结构例的图。

[0032] 图10是表示单元的第二控制电路的结构例的图。

[0033] 图11是表示实施例1中的PWM同步的其它例的时序图。

[0034] 图12是表示实施例2中的PWM同步的原理的时序图。

[0035] 图13是表示实施例3中的PWM同步的原理的时序图。

[0036] 图14是实施例4中的电力转换装置的概略结构图。

[0037] 图15是表示实施例4中的PWM同步的原理的时序图。

[0038] 图16是实施例5中的电力转换装置的概略结构图。

[0039] 图17是实施例6中的电力转换装置4的概略结构图。

具体实施方式

[0040] 以下,参照附图对本发明的实施方式进行详细的说明。

[0041] 实施例

[0042] (实施例1)

[0043] 图1是本发明的实施例1中的电力转换装置的概略结构图。

[0044] 在图1中,电力转换装置1将从外部的电源300输入的电力转换后输出到外部的负

载400。电力转换装置1包括多个单元101~104和控制它们的中央控制装置200。在图1中,示出了利用4个单元的例子,但单元的个数是任意的。

[0045] 单元101~104分别包括:第一转换器141~144及控制它们的第一控制电路211~214、第二转换器151~154及控制它们的第二控制电路221~224、和分别连接在第一转换器141~144与第二转换器151~154之间的变压器131~134。

[0046] 下面,将第一转换器141~144和第一控制电路211~214一并分别定义为初级侧电路111~114。另外,将第二转换器151~154和第二控制电路221~224一并分别定义为次级侧电路121~124。变压器131~134将初级侧电路111~114和次级侧电路121~124分别电绝缘。关于单元的更详细结构,在后面说明。

[0047] 单元101~104的输入端子(输入侧)相对于电源300并联连接。因此,单元101~104的输入电压全部相等。单元101~104将电源300的电压转换,分别生成输出电压 $V_{01} \sim V_{04}$ 。

[0048] 对单元101生成输出电压 V_{01} 的方式进行说明。

[0049] 首先,初级侧电路111的第一转换器141将电源300的电压转换为交流电压,并施加到变压器131的初级绕组。初级侧电路111的第一控制电路211进行关于该动作的运算和处理,对第一转换器141进行驱动。

[0050] 接着,次级侧电路121的第二转换器151将在变压器131的次级绕组产生的电压转换而生成电压 V_{01} 。次级侧电路121的第二控制电路221进行关于该动作的运算和处理,对第二转换器151进行驱动。单元102~104也以同样的方式分别生成电压 $V_{02} \sim V_{04}$ 。

[0051] 单元101~104的输出端子(输出侧)相互串联连接。电力转换装置1的输出电压是合成了电压 $V_{01} \sim V_{04}$ 的电压,下面,将其定义为合成输出电压 $V_{0S} (=V_{01}+V_{02}+V_{03}+V_{04})$ 。根据以上的结构,电力转换装置1能够输出比各单元的额定输出电压高的电压。

[0052] 这里,次级侧电路121~124如后所述那样利用PWM(脉冲宽度调制)分别控制输出电压 $V_{01} \sim V_{04}$ 。第二控制电路221使用在内部生成的载波信号和从外部发送的占空比(Duty ratio,下面简称为占空)进行PWM处理,根据其结果来驱动第二转换器151。占空是用于在PWM中设定开关元件的接通期间比率的数值。为了将电压 V_{01} 控制为期望的值,由中央控制装置200生成占空。

[0053] 第二控制电路222~224也同样地进行PWM处理,分别驱动第二转换器152~154。第二控制电路221~224的载波信号生成是独立进行的,通过后述的方法实现PWM同步。

[0054] 这里,考虑与本发明不同的例子的如下所述的结构:在次级侧电路121~124的PWM中,中央控制装置200进行全部次级侧电路121~124的PWM处理,将生成的开关元件的栅极信号传送到次级侧电路121~124。

[0055] 但是,如后所述,存在如下所述的问题:由于第二转换器的开关元件有多个,因此相应地需要多个栅极信号配线,电力转换装置的结构变得复杂、成本高。

[0056] 而如本发明的实施例1所记载,只要采用从中央控制装置200向第二控制电路221~224发送占空,第二控制电路221~224独立地实施PWM处理的结构,就能够抑制关于从中央控制装置200向各单元传送的控制信号的配线的复杂化、高成本化。

[0057] 中央控制装置200为了将合成输出电压 V_{0S} 控制为所希望的值而控制各单元101~104的输出电压 $V_{01} \sim V_{04}$ 。

[0058] 在将电力转换装置1应用于太阳光发电的PCS的情况下,要求将电力转换装置1的

输出电流控制为所希望的值。在图1中,设想这样的情况而在输出电流的路径上配置电流检测器230。

[0059] 中央控制装置200包括的控制运算部201,使用电流检测器230检测出的输出电流的检测值进行反馈控制的运算,生成输出电压 V_{0S} 的目标值以及各输出单元101~104的电压 $V_{01} \sim V_{04}$ 的目标值。

[0060] 进一步,控制运算部201进行用于使电压 $V_{01} \sim V_{04}$ 为目标值的运算和处理,对各单元101~104的第一控制电路211~214和第二控制电路221~224生成控制指令。控制指令是控制的目标值(指令值)、或起动及停止等的状态指示,之前所述的占空也包括在控制指令中。

[0061] 控制运算部201将所生成的控制指令输出到控制信号发送部202。在图1中为了表示对4个单元101~104分别输出个别的控制指令,图示了4个箭头作为控制指令。控制信号发送部202基于控制指令生成对各单元101~104的第一控制信号,并向各单元101~104的第一控制电路211~214发送第一控制信号。

[0062] 控制信号发送部202发送的第一控制信号中包含占空这样对第二控制电路221~224的控制指令。这样,即使为对第二控制电路221~224的控制指令,也能够暂且发送到第二控制电路221~224所属的单元101~104的第一控制电路211~214。

[0063] 即,进行使用了第一控制电路211~214的中继,将控制指令发送到第二控制电路221~224。

[0064] 各单元101~104的初级侧电路111~114并联连接至外部电源300。因此,第一控制电路211~214的接地电位(电路进行动作的基准电位)全部是共用(即,共同)的。另外,中央控制装置200和第一控制电路211~214的接地电位也能够共用。因此,从中央控制装置200到第一控制电路211~214的通信,不需要绝缘,能够应用使用了电线的通信。

[0065] 在本实施例1中,作为从中央控制装置200的控制信号发送部202到第一控制电路211~214的通信方法,设想进行串行通信。因此,第一控制信号为数字字节左右的串行通信信号。

[0066] 另外,在本实施例1中,在中央控制装置200的控制信号发送部202和所有的第一控制电路211~214之间共用通信总线,通过该通信总线,将控制信号发送部202和所有第一控制电路211~214连接。因此,图1中图示1个箭头作为从控制信号发送部202输出的第一控制信号,并图示了将其并联地输入至各单元的第一控制电路211~214的结构。如后所述,第一控制信号包含用于识别单元101~104的地址。因此,控制信号发送部202对控制指令进行编码,进一步赋予地址而生成串行通信信号。

[0067] 在中央控制装置200中,控制信号发送部202对同步信号发送部203输出同步指令。同步信号发送部203基于从控制信号发送部202输出的同步指令生成同步信号,并将其输出到第一控制电路211~214。输出到第一控制电路211~214的同步信号是利用于PWM同步的数字信号,详情在后面叙述。

[0068] 在同步信号从中央控制装置200的同步信号发送部203向第一控制电路211~214的传送中,也能够将接地电位共用,因此,不需要绝缘,能够应用使用了电线的信号传送。

[0069] 在本实施例1中,从中央控制装置200的同步信号发送部203对所有第一控制电路211~214输出共用的同步信号。图1中图示1个箭头作为从同步信号发送部203输出的同步

信号,图示了将其并联输入至第一控制电路211~214的结构。

[0070] 在与本发明的实施例1不同的例子中,在从中央控制装置200向各单元101~104传送信号时需要绝缘的情况下,能够考虑利用昂贵的光纤的方法。在此情况下,从中央控制装置200延伸至各单元的配线能够成为长距离,因此,所使用的光纤的总计长度变长,电力转换装置的成本变高。

[0071] 而在本实施例1中,由于能够将接地电位共用,因此,关于从中央控制装置200对各单元101~104的所有信号传送不需要绝缘,因此能够不使用昂贵的光纤而使用廉价的电线,因此,能够实现低成本的电力转换装置。

[0072] 进而,如果如图1所示那样在所有单元101~104共用通信总线,则中央控制装置200的输出端口数减少,能够实现更低成本的电力转换装置。另外,还具有抑制配线的复杂化的优点。

[0073] 第一控制电路211从接收到的第一控制信号提取关于第一转换器141的控制指令,据此来驱动第一转换器141。另外,第一控制电路211从第一控制信号提取关于第二转换器151的控制指令(占空等),基于提取得到的控制指令生成第二控制信号,并将生成的第二控制信号发送到第二控制电路221。从第一控制电路211向第二控制电路221的通信,以从中央控制装置200的同步信号发送部203发送的同步信号的上升沿(或下降沿)为触发而进行。

[0074] 第一控制电路212~214也以与上述的第一控制电路211同样的方式分别驱动第一转换器142~144,并向第二控制电路222~224分别发送第二控制信号。

[0075] 这里,因为从中央控制装置200的同步信号发送部203对所有单元101~104的第一控制电路211~214输出共用的同步信号,所以从第一控制电路211~214向第二控制电路221~224的通信在所有单元101~104同时进行。如后所述,各单元101~104的第二控制电路221~224以第二控制信号的接收为触发,将载波信号重置(Reset)。通过上述方式,能够实现PWM同步。

[0076] 在本实施例1中,作为从各单元101~104的第一控制电路211~214向第二控制电路221~224进行通信的通信手段,利用串行通信。因此,第二控制信号为数字字节左右的串行通信信号。

[0077] 各单元101~104的次级侧电路121~124相互串联连接,因此,第二控制电路221~224的接地电位分别不同。另外,第一控制电路211~214和第二控制电路221~224的接地电位也分别不同。因此,从各单元101~104的第一控制电路211~214向第二控制电路221~224的通信需要绝缘。因此,例如,能够考虑利用了光纤的通信。但是,因为是单元101~104内部的通信,因此光纤的总计长度比较短,能够将光纤的成本抑制得较低。

[0078] 另外,因为从各单元101~104的第一控制电路211~214向第二控制电路221~224的通信为比较短的距离,所以除光纤以外,还能够考虑利用IrDA(Infrared Data Association:红外线数据标准协会)这样的红外线通信或超声波等的方法。如果采用红外线通信或超声波通信,则即使在第一控制电路211~214和第二控制电路221~224接地电位大幅度不同的情况下,也能够通过适当地保持红外线通信或超声波通信的发送接收机的距离等在结构上优化而确保绝缘,同时进行通信。

[0079] 这里,对图1所示的例子,说明补充事项。外部电源300可以为直流电源和交流电源中的任一种。作为例子,在将电力转换装置1应用于太阳光发电的PCS的情况下,外部电源

300为太阳能电池。另外,作为外部负载400的例子,有高压电动机或其它的电力设备。

[0080] 如将电力转换装置1应用于太阳光发电的PCS的情况那样,外部负载400也可以为电力系统。电力转换装置1除了可以包括以上说明了的结构以外,还可以包括保护用部件(继电器、保险丝等)、滤波器用部件(电抗器、电容器)等要素。

[0081] 图2是表示单元101的电路结构例的图。在图2所示的例子中,设想外部电源300为直流电源,电力转换装置向外部负载400输出交流电力的情况。其它单元102~104也能够应用与图2所示的单元101同样的结构。

[0082] 在图2中,第一转换器141包括第一逆变器,该第一逆变器包括4个开关元件(图2的例子中为MOSFET)11~14。该第一逆变器的直流输入端子成为第一转换器141的输入端子。另外,滤波器用的电容器10连接在第一逆变器的直流输入端子之间。而且,将线圈15、电容器16和变压器131的初级绕组串联连接而成的串联谐振电路连接在第一逆变器的交流输出端子之间。

[0083] 第二转换器151包括二极管桥,该二极管桥包括二极管21~24,变压器131的次级绕组连接在二极管桥的交流输入端子之间。以上描述的第一逆变器、串联谐振电路、二极管桥构成作为绝缘型DC-DC转换器(converter)的一种的谐振型转换器。

[0084] 平滑用的电容器20连接在第二转换器151中的二极管桥的直流输出端子之间。第二转换器151包括第二逆变器,该第二逆变器包括4个开关元件(图2中为MOSFET)31~34。第二逆变器的交流输出端子成为单元101的第二转换器151的输出端子。

[0085] 根据以上的结构,能够说各单元101~104由谐振型转换器(下面称为转换器)和第二逆变器(下面称为逆变器)构成。

[0086] 上述转换器将输入到单元101的电压转换而生成直流链路电压 V_{dc1} 。通过开关元件的接通/断开动作能够将直流链路电压 V_{dc1} 控制为所希望的值,这里省略详细的说明。上述转换器为了控制直流链路电压 V_{dc1} ,在图2中配置有用于检测电压 V_{dc1} 的电压检测器25。另外,检测出的电压 V_{dc1} 暂时被输入至第二控制电路221,然后,从第二控制电路221被发送到第一控制电路211,关于这点,图1中省略了图示。第一控制电路211进行电压 V_{dc1} 的反馈控制,基于其结果驱动上述转换器。

[0087] 单元102~104也与图2所示的上述转换器同样,包括转换器,分别生成直流链路电压 $V_{dc2} \sim V_{dc4}$ 。

[0088] 这里,既可以将直流链路电压 $V_{dc1} \sim V_{dc4}$ 全部控制为相同的值,也可以控制为分别不同的值。但是,在下面的说明中,假设将直流链路电压 $V_{dc1} \sim V_{dc4}$ 全部控制为相等的值 V_{dc} 。

[0089] 图2中示出了谐振型转换器,但只要为绝缘型DC-DC转换器即可,不论具体的电路方式如何,都能够应用。

[0090] 在外部电源300为交流电源的情况下,只要在图2的转换器的前级追加整流电路(AC-DC转换器)即可。

[0091] 逆变器将电压 V_{dc1} 转换而生成单元101的输出电压 V_{o1} 。单元102~104也同样包括逆变器,将电压 $V_{dc2} \sim V_{dc4}$ 转换而分别生成电压 $V_{o2} \sim V_{o4}$ 。

[0092] 各单元101~104的次级侧电路121~124的逆变器通过PWM将输出电压 $V_{o1} \sim V_{o4}$ 控制为所希望的值。

[0093] 图3和图4是表示单元101中的次级侧电路121的PWM动作波形的例子的图。图3是将

电压 V_{01} 控制为正值的条件下的PWM动作波形。作为PWM动作波形,具体而言,示出了载波信号、占空 D_1 、开关元件31~34的栅极信号、 V_{01} 波形。此外,图3中为了附图及说明的简单化,省略了开关元件的死区时间(dead time)。

[0094] 在图3示出的例子中,示出了三角波信号作为PWM的载波信号。载波信号的瞬时值在0(0%)到1(100%)的范围内变化。图3中,示出了载波信号的3周期的量的PWM动作波形。图3中省略了后述的载波信号的重置。

[0095] 占空 D_1 是用于将电压 V_{01} 控制为所希望的值的控制指令,包含于从中央控制装置200的控制信号发送部202经由第一控制电路211发送到第二控制电路221的控制信号中。占空 D_1 为从-1(-100%)到+1(+100%)的值。在将电压 V_{01} 控制为正值的条件下,占空 D_1 成为从0到+1的值。图3中在载波信号的各周期间,将占空 D_1 假设为一定。还示出了占空 D_1 遍及载波信号的3周期逐渐增大的情况。

[0096] 在将电压 V_{01} 控制为正值的条件下,图2示出的开关元件33和34分别控制为断开(off)和接通(on)。开关元件31和32根据占空 D_1 和载波信号的比较结果被进行接通/断开控制。在占空 D_1 比载波信号大的期间,开关元件31和32被分别控制为接通和断开,电压 V_{01} (的瞬时值)成为 $+V_{dc}$ 。在占空 D_1 比载波信号小的期间,开关元件31和32被分别控制为断开和接通, V_{01} (的瞬时值)成为0。

[0097] 载波周期中的电压 V_{01} 的平均值成为 $(D_1 V_{dc})$ 。如果使占空 D_1 在从0到+1的范围变化,则逆变器能够输出 $0 \leq V_{01} \leq +V_{dc}$ 的范围中的所希望的电压作为载波周期内的平均值。如图3示出的例子那样,随着占空 D_1 增大,电压 V_{01} (的载波周期中的平均值)也增大。

[0098] 图4是将电压 V_{01} 控制为负值的情况下的PWM动作波形图。在图4示出的例子的情况下,占空 D_1 成为从-1(-100%)到0的值。图4中代替图3示出的占空 D_1 ,示出了占空 D_1 的绝对值 $|D_1|$ 。还示出了绝对值 $|D_1|$ 遍及载波信号的3周期逐渐增大,即,占空 D_1 逐渐减小的情况。

[0099] 在将电压 V_{01} 控制为负值的情况下,开关元件31和32分别被控制为断开和接通。开关元件33和34根据占空 D_1 的绝对值 $|D_1|$ 和载波信号的比较结果被控制接通/断开。在 $|D_1|$ 比载波信号大的期间,开关元件33和34分别被控制为接通和断开,电压 V_{01} (的瞬时值)成为 $-V_{dc}$ 。在 $|D_1|$ 比载波信号小的期间,开关元件33和34分别被控制为断开和接通,电压 V_{01} (的瞬时值)成为0。

[0100] 载波周期中的电压 V_{01} 的平均值成为 $(D_1 V_{dc})$ 。应注意占空 D_1 为负值。如果使占空 D_1 在从-1到0的范围变化,则逆变器能够输出 $-V_{dc} \leq V_{01} \leq 0$ 的范围内的所希望的电压作为载波周期内的平均值。如图4示出的例子那样,随着 $|D_1|$ 增大,即,随着占空 D_1 减小,电压 V_{01} (的载波周期中的平均值)减小。

[0101] 在中央控制装置200将电压 V_{01} 控制为某目标值 V_a 的情况下,相对于直流链路电压的目标值 V_{dc} ,只要使占空为 (V_a/V_{dc}) 即可。这里为 $-V_{dc} \leq V_a \leq +V_{dc}$ 。在中央控制装置200中,控制运算部201生成目标值 V_{dc} 和占空 (V_a/V_{dc}) 作为控制指令,控制信号发送部202基于这些控制指令生成第一控制信号。这里, V_{dc} 为固定值,另外,假设 V_{dc} 被记录于中央控制装置200和第一控制电路211这两者。

[0102] 在此情况下,中央控制装置200的控制运算部201也可以生成表示转换器的起动(即,启动)或动作继续的数据(符号)作为控制指令来代替目标值 V_{dc} 。单元102~104(次级侧电路122~124)也以同样的方式进行PWM处理。

[0103] 图5是表示合成输出电压 V_{OS} 波形的一例的图。图5中,由虚线表示的正弦波是合成输出电压 V_{OS} 中所含的基波成分,也可以认为是合成输出电压 V_{OS} 的目标值。

[0104] 合成输出电压 V_{OS} 的瞬时值为 $-4V_{dc}$ 、 $-3V_{dc}$ 、 \dots 、 0 、 \dots 、 $+3V_{dc}$ 、 $+4V_{dc}$ 中的任一个。如果以PWM同步为前提,则电力转换装置1能够输出 $-4V_{dc} \leq V_{OS} \leq +4V_{dc}$ 的范围中的所希望的电压作为载波周期内的平均值。如图5所示,如果使合成输出电压 V_{OS} 的目标值呈正弦波状变化,则能够生成多级疑似正弦波状的合成输出电压 V_{OS} 。

[0105] 接着,对前述的PWM同步的方法进行具体地说明。

[0106] 图6是表示PWM同步的原理的时序图。具体而言,图6中,示出了同步信号波形,从中央控制装置200的控制信号发送部202输向各单元101~104的第一控制电路211~214的第一控制信号、在各单元101~104中从第一控制电路211~214分别发送至第二控制电路221~224的第二控制信号、及在各单元101~104的第二控制电路221~224进行的PWM动作波形。

[0107] 这里,从中央控制装置200的控制信号发送部202输向第一控制电路211的第一控制信号是指,从控制信号发送部202发送的第一控制信号中赋予了表示第一控制电路211的地址的信号。

[0108] 此外,作为各单元101~104的PWM动作波形,示出了第二控制电路221~224生成的载波信号和占空 $D_1 \sim D_4$ 。

[0109] 占空 $D_2 \sim D_4$ 是用于将 $V_{O2} \sim V_{O4}$ 控制为所希望的值的控制指令,包含于从中央控制装置200的控制信号发送部202分别经由第一控制电路212~214分别发送至第二控制电路222~224的控制信号。

[0110] 此外,图6中的占空 $D_1 \sim D_4$ 的具体值不是设想得到图5的波形的值。另外,通过PWM处理得到的开关元件的栅极信号、及输出电压波形的图示省略了。

[0111] 图6中, T_s 表示中央控制装置200的控制周期。具体而言,是控制运算部201进行控制运算,从控制信号发送部202向各单元101~104发送第一控制信号的周期。图6中将开始发送第一控制信号的时间点(时刻)作为各控制周期的起点,图6中示出了 $t=kT_s$ 等时刻。其中, k 是表示离散时间步骤的整数。

[0112] 以从时刻 $t=kT_s$ 开始的控制周期为例,对PWM同步进行说明。

[0113] 在图6表示的时刻 $t=kT_s$,从中央控制装置200的控制信号发送部202向各单元101~104的第一控制电路211~214开始发送第一控制信号。

[0114] 这里,如之前所述,在中央控制装置200和所有单元101~104的第一控制电路211~214共用通信总线,因此,中央控制装置200的控制信号发送部202首先发送输向第一控制电路214的第一控制信号1014。下面,依次发送输向第一控制电路213的第一控制信号1013、输向第一控制电路212的第一控制信号1012、输向第一控制电路211的第一控制信号1011。第一控制信号1011~1014中分别包含关于在时刻 $t=kT_s$ 的刚之前(紧接之前)控制运算部201所生成的占空 $D_1(k) \sim D_4(k)$ 的信息。

[0115] 中央控制装置200的控制信号发送部202发送了输向第一控制电路211的第一控制信号1011后,向同步信号发送部203输出同步指令。同步信号发送部203根据来自控制信号发送部202的同步指令的接收使作为数字信号的同步信号为H电平,产生同步信号的上升沿。其中,在图6中,无视了这期间的处理延迟,在第一控制信号1011的发送完成的同时产生

同步信号的上升沿。同步信号的上升沿被输出到所有单元101~104的第一控制电路211~214。

[0116] 各单元101~104的第一控制电路211~214以同步信号的上升沿为触发,向第二控制电路221~224分别发送第二控制信号1021~1024。如之前所述,这些通信在所有单元101~104同时进行。第二控制信号1021~1024中分别含有关于占空 $D_1(k) \sim D_4(k)$ 的信息。

[0117] 各单元101~104的第二控制电路221~224以第二控制信号的接收为触发,将载波信号重置。如图6所示那样,各单元的第二控制电路产生的载波信号的值在时间点 t_1 、 t_2 、 t_3 与第二控制信号的接收完成同时被初始化为0,之后开始增大到1(图6的横向的虚线表示“1”)。

[0118] 如图6所示,因为第二控制信号的接收在所有单元101~104同时完成,所以载波信号的重置在所有单元101~104也同时进行。接收到的 $D_1(k) \sim D_4(k)$ 分别反映到重置后的各单元101~104的占空中。

[0119] 从时刻 $t = (k+1)T_s$ 、 $t = (k+2)T_s$ 开始的控制周期也与上述同样,进行第一控制信号和第二控制信号的通信及利用了其的载波信号的重置。同步信号的上升沿产生的周期与控制周期相同为 T_s 。

[0120] 各单元101~104的载波周期被设定为与中央控制装置200的控制周期 T_s 相同的时间。但是,实际上,各单元101~104的载波周期不是彼此完全相同的时间。另外,也不是与同步信号的上升沿周期 T_s 完全相同的值。

[0121] 这里,例如,考虑中央控制装置200、第二控制电路221~224通过数字控制装置(微型计算机、数字信号处理器等)进行运算、通信、PWM处理等的情况。

[0122] 在此情况下,各数字控制装置的时钟周期存在的极少的误差产生之前所述的周期误差。图6中示出了第二控制电路221的载波周期比 T_s 略短,第二控制电路222的载波周期比中央控制装置200的 T_s 略长的情况。

[0123] 即使在这样的情况下,通过如本实施例1那样,所有单元101~104同时将载波信号重置,能够使各单元101~104的载波信号大致同步。即,如图6所示,在时间点 t_1 的刚之前,第二控制电路221~224的载波信号随着从第二控制电路221向224去,逐渐延迟。因此,通过在时间点 t_1 同时将第二控制电路221~224的载波信号重置,能够使各单元101~104的载波信号大致同步。

[0124] 另外,随着从时间点 t_1 向时间点 t_2 去,产生第二控制电路221~224的载波信号的周期误差,但是通过在时间点 t_2 将第二控制电路221~224的载波信号同时重置,能够使各单元101~104的载波信号大致同步。时间点 t_3 也与时间点 t_1 及 t_2 同样。

[0125] 图7是表示图6所示的第一控制信号1011的具体的数据结构例的图。如之前所述,第一控制信号1011是数字字节左右的串行通信信号。具体而言,由起始位、地址部、占空部、其它数据部(Other data)、结束位(停止位)构成。

[0126] 接着起始位的地址部,作为用于识别单元101的第一控制电路211的数字数据而构成。占空部(PWM duty)作为用于表示图6所示的占空 $D_1(k)$ 的值的数字数据而构成。其它数据部(Other data)由用于表示占空以外的控制指令的内容的数字数据、或奇偶校验位等构成。其它数据部的存在及内容可任意设定。

[0127] 图8是表示图6所示的第二控制信号1021的具体的数据结构例的图。如之前所述,

第二控制信号1021是数字字节左右的串行通信信号。具体而言,由起始位、占空部(PWM duty)、其它数据部、结束位(停止位)构成。由于是单元内部的通信,因此不需要地址部。

[0128] 占空部作为用于表示图6所示的占空 $D_1(k)$ 的值的数字数据而构成,可以为与图7所示的第一控制信号1011的占空部相同的内容。其它数据部由用于表示占空以外的控制指令的内容的数字数据、或奇偶校验位等构成。其它数据部的存在、及内容可以任意设定。

[0129] 图9是表示单元101的第一控制电路211的结构例的图。其它单元102~104的第一控制电路212~214也能够应用同样的结构。

[0130] 在图9中,第一控制电路211包括:控制信号接收部2111、同步信号接收部2112、控制信号发送部2113和驱动控制部2114。

[0131] 控制信号接收部2111接收从中央控制装置200的控制信号发送部202发送的第一控制信号,确认该第一控制信号的地址。而且,在判断为输向第一控制电路211的第一控制信号的情况下,提取第一控制信号中所含的控制指令并进行以下的处理。

[0132] 首先,将如占空那样输向第二控制电路221的控制指令输出到控制信号发送部2113。接着,将关于初级侧电路111的第一转换器141的控制指令输出到驱动控制部2114。

[0133] 同步信号接收部2112检测从中央控制装置200的同步信号发送部203发送的同步信号的上升沿,向控制信号发送部2113输出发送指令。

[0134] 控制信号发送部2113基于控制信号接收部2111输出的输向第二控制电路221的控制指令生成第二控制信号。之后,根据同步信号接收部2112输出的发送指令发送到第二控制电路221。

[0135] 驱动控制部2114根据控制信号接收部2111输出的关于第一转换器141的控制指令对第一转换器141进行驱动控制。

[0136] 图10是表示单元101的第二控制电路221的结构例的图。其它单元102~104的第二控制电路222~224也能够应用与第二控制电路221同样的结构。

[0137] 在图10中,第二控制电路221包括控制信号接收部2211、载波信号生成部2212和驱动控制部2213。

[0138] 控制信号接收部2211接收从第一控制电路211发送的第二控制信号,提取作为控制指令的占空,将提取得到的占空输出到驱动控制部2213。另外,控制信号接收部2211在第二控制信号的接收完成的同时向载波信号生成部2212输出重置指令。

[0139] 载波信号生成部2212以设定的载波周期生成载波信号,将载波信号输出到驱动控制部2213。另外,在从控制信号接收部2211接收到重置指令的同时将载波信号重置。

[0140] 驱动控制部2213对来自信号接收部2211的占空和来自载波信号生成部2212的载波信号进行比较,基于其结果对第二转换器151进行驱动控制。

[0141] 图11是表示PWM同步的其它例的时序图。下面,仅对与图6中说明了的PWM同步的不同之处进行说明。

[0142] 以从时刻 $t = kT_s$ 开始的控制周期为例,对图11所示的PWM同步进行说明。第二控制电路221~224分别接收第二控制信号1021~1024后,经过一定时间 T_w 后,分别将载波信号重置。这以外的点与图6中说明了的PWM同步同样。

[0143] 关于图11所示的PWM同步,第二控制电路221~224接收到第二控制信号,经过一定时间 T_w 后将载波信号重置的结构,作为其它例,能够应用于以下的所有实施例。

[0144] 如上所述,根据实施例1,由于为从中央控制装置200向第二控制电路221~224发送占空,第二控制电路221~224独立地实施PWM处理的结构,因此,不需要从中央控制装置200向次级侧电路121~124的开关元件发送控制信号,能够抑制关于从中央控制装置200向各单元发送的控制信号的配线的复杂化、高成本化,能够实现低成本化。

[0145] 进而,根据实施例1,各单元101~104的初级侧电路111~114相对于外部电源300并联连接,第一控制电路211~214的接地电位全部共用,中央控制装置200和第一控制电路211~214的接地电位也能够共用。因此,从中央控制装置200向第一控制电路211~214的通信不需要绝缘,能够应用使用了电线的通信,能够省略用于绝缘处理的成本。

[0146] 尤其是,在将电力转换装置利用于高压电动机驱动用的逆变器、面向高压配电系统的PCS的情况下,如果不应用本发明的实施例1,则需要超过5kV的耐压,其绝缘处理为高价格。

[0147] 依照本发明的实施例1,能够实现进行PWM同步的低成本的电力转换装置。

[0148] (实施例2)

[0149] 接着对本发明的实施例2进行说明。

[0150] 图12是表示实施例2中的PWM同步的原理的时序图。实施例2中的电力转换装置的结构与图1所示的实施例1的结构同样,因此,省略图示及详细的说明。

[0151] 下面仅对与图6中说明了的实施例1中的PWM同步的不同之处进行说明。

[0152] 从中央控制装置200的控制信号发送部202输向各单元101~104的第一控制电路211~214的第一控制信号、及在各单元101~104中从第一控制电路211~214向第二控制电路221~224分别发送的第二控制信号,除占空外还包含重置指令的信息作为控制指令。重置指令是表示第二控制电路221~224接收控制信号后是否将载波信号重置(接通或断开)的信息即1位的控制指令。

[0153] 在图12所示的例子中,对于几个控制信号(例如第一控制信号1311)记载了与重置指令相关联的“on(接通)”。它的意思是,重置指令为接通,即,是对于第二控制电路221~224,在接收第二控制信号后使载波信号重置的控制指令。

[0154] 在图12中,在从时刻 $t=kT_s$ 开始的控制周期(发送第一控制指令的周期、同步信号周期) T_s 中,从中央控制装置200的控制信号发送部202发送输向第一控制电路211的第一控制信号1311,如之前所述,使第一控制信号1311的重置指令为接通(on)。

[0155] 单元101的第一控制电路211在接收到第一控制信号1311后,以同步信号的上升沿为触发,向第二控制电路221发送第二控制信号1321。此时,响应于第一控制信号1311的重置指令为on(接通),令第二控制信号1321的重置指令也为on(接通)。

[0156] 第二控制电路221响应于第二控制信号1321的重置指令为on,以第二控制信号1321的接收为触发,将载波信号重置。

[0157] 另一方面,在从时刻 $t=(k+1)T_s$ 开始的控制周期中,对于从中央控制装置200的控制信号发送部202输向第一控制电路211的第一控制信号1411,不使重置指令为接通(省略图示,但将重置指令设定为断开)。因此,关于从第一控制电路211输向第二控制电路221的第二控制信号1421,重置指令也被设定为断开(off)。

[0158] 响应于第二控制信号1421的重置指令为断开,第二控制电路221即使接收到第二控制信号1421,也不重置载波信号。

[0159] 在从时刻 $t = (k+2)T_s$ 开始的控制周期,与从 $t = kT_s$ 开始的控制周期同样,控制信号的重置指令被设定为接通,因此,第二控制电路221将载波信号重置。

[0160] 在以上的说明中,以单元101(第一控制电路211和第二控制电路221)为中心对动作进行了说明,其它单元102~104(第一控制电路212~214和第二控制电路222~224)也同样地动作。

[0161] 实施例2与实施例1相比,在第一控制电路211~214和第二控制电路221~224的结构、动作方面有若干的改变,但因为之前已经对动作进行了说明,所以省略图9、图10这样的框图的图示。

[0162] 在实施例1中,构成为在所有控制周期重置载波信号,但如实施例2那样,如果各单元101~104的载波周期、及中央控制装置200的控制周期 T_s 之间的误差足够小,则即使在不在所有控制周期将载波信号重置的情况下,也能够使各单元的载波信号大致同步。

[0163] 因此,实施例2与实施例1比较,能够应用于微型计算机等控制部的动作级别低的设备。但是,需要能够适当地管理时钟的振荡。

[0164] 在实施例2中也能够得到与实施例1同样的效果。

[0165] (实施例3)

[0166] 接着,对本发明的实施例3进行说明。

[0167] 图13是表示实施例3中的PWM同步的原理的时序图。实施例3中的电力转换装置的结构与图1所示的实施例1的结构同样,因此,省略图示及详细的说明。

[0168] 以下仅对与图6中说明了的实施例1中的PWM同步的不同之处进行说明。

[0169] 考虑从时刻 $t = kT_s$ 开始的控制周期。如图13所示,在单元103的第二控制电路223和单元104的第二控制电路224中,占空从1步骤前的控制周期没有变化。即,为 $D_3(k) = D_3(k-1)$ 、 $D_4(k) = D_4(k-1)$ 。因此,中央控制装置200的控制信号发送部202仅依次发送输向第一控制电路212的第一控制信号1012和输向第一控制电路211的第一控制信号1011。

[0170] 第一控制电路211和212接收到第一控制信号后,以同步信号的上升沿为触发,向第二控制电路221和222分别发送第二控制信号1021和1022。因此,在从时刻 $t = kT_s$ 开始的控制周期中,载波信号的重置仅在单元101(第二控制电路221)和单元102(第二控制电路222)进行。

[0171] 在从接着的时刻 $t = (k+1)T_s$ 开始的控制周期,关于第二控制电路221和222,占空从1步骤前的控制周期没有变化。即,为 $D_1(k+1) = D_1(k)$ 、 $D_2(k+1) = D_2(k)$ 。因此,中央控制装置200的控制信号发送部202仅依次发送输向第一控制电路214的第一控制信号1114和输向第一控制电路213的第一控制信号1113。

[0172] 单元103的第一控制电路213和单元104的第一控制电路214接收到第一控制信号后,以同步信号的上升沿为触发,向第二控制电路223和224分别发送第二控制信号1123和1124。因此,在从时刻 $t = (k+1)T_s$ 开始的控制周期,载波信号的重置仅在单元103的第二控制电路223和单元104的第二控制电路224进行。

[0173] 在知道在各控制周期中改变占空的单元最多为2个的情况下,通过如图13所示的那样,进行控制信号的通信和载波信号的重置,能够缩短从中央控制装置200完成占空的运算起至利用第二控制电路反映占空为止的时间、即通信引起的延迟时间。

[0174] 在实施例3中除了能够得到与实施例1同样的效果以外,还能够得到上述的效果。

[0175] (实施例4)

[0176] 接着,对本发明的实施例4进行说明。

[0177] 图14是实施例4中的电力转换装置的概略结构图。下面仅对与图1中说明了的实施例1中的电力转换装置1的不同之处进行说明。

[0178] 图14所示的电力转换装置2设置中央控制装置204代替图1的中央控制装置200。图14的中央控制装置204与实施例1的中央控制装置200相比,不具有同步信号发送部203,成为不向各单元的101~104的第一控制电路211~214输出同步信号的结构。

[0179] 图15是表示实施例4中的PWM同步的原理的时序图。在本实施例4中,与图12中说明了的实施例2同样,控制信号中含有重置指令。以下仅对与图12中说明了的实施例2中的PWM同步的不同之处进行说明。

[0180] 在图15中,在各控制周期,中央控制装置204的控制信号发送部202发送输向第一控制电路211~214的第一控制信号。控制信号发送部202在每个控制周期输出4次(4帧)第一控制信号,但是在时间上对第4个第一控制信号(图15的第一控制信号1311、1412、1513)对重置指令设定为接通(on)。

[0181] 另外,使第4个第一控制信号中的地址在单元101~104的第一控制电路211~214之间轮换(rotation)。在图15所示的例子中,第4个第一控制信号中的地址变化为单元101(第一控制电路211)、单元102(第一控制电路212)、单元103(第一控制电路213)。在从时刻 $t = (k+3)T_s$ 开始的控制周期,使第4个第一控制信号中的地址为单元104(第一控制电路214)即可,但是图15中没有图示。

[0182] 各单元101~104的第一控制电路211~214接收到中央控制装置200的控制信号发送部202发送的第一控制信号后,立刻向第二控制电路221~224发送第二控制信号。各单元101~104的第二控制电路221~224接收到第二控制信号后,如果重置指令为接通(on),则将载波信号重置。

[0183] 根据以上结构,能够将从控制周期的起点(控制信号发送部202开始第一控制信号的通信的时间点)到载波信号的重置的时间保持为一定,能够如图15那样实现PWM同步。

[0184] 在实施例4中,能够与不利用同步信号的情况相应地简化中央控制装置204的结构、及从中央控制装置204到各单元101~104的配线。

[0185] 在实施例4中,除了能够得到与实施例1同样的效果外,还能够得到上述的效果。

[0186] (实施例5)

[0187] 接着,对本发明的实施例5进行说明。

[0188] 图16是本发明的实施例5中的电力转换装置的概略结构图。

[0189] 图16的电力转换装置3包括4个单元105~108。作为图1所示的实施例1与实施例5的不同之处,单元105~108的输入端子(输入侧)分别串联连接,合成的输入端子与外部的电源301连接。另一方面,单元105~108的输出端子(输出侧)相对于负载401并联连接。

[0190] 单元105~108分别包括初级侧电路115~118、次级侧电路125~128和变压器135~138。

[0191] 这里,初级侧电路115~118分别包括第二转换器155~158及控制它们的第二控制电路225~228,次级侧电路125~128分别包括第一转换器145~148及控制它们的第一控制电路215~218,单元105~108的内部结构与实施例1的单元101~104的结构相同,因此,能

够将实施例1中说明了的PWM同步不加以改变地应用于实施例5。

[0192] 实施例5通过采用上述的结构,能够应用于使初级侧例如为66kv的高压,将次级侧例如为转换为100v的低压的电力转换装置。

[0193] 本发明的实施例5,除了能够获得与实施例1同样的效果外,还能够得到上述的效果。

[0194] (实施例6)

[0195] 接着,对本发明的实施例6进行说明。

[0196] 本发明的实施例6是利用3个实施例1中说明了的电力转换装置1构成三相交流输出的电力转换装置的例子。

[0197] 图17是实施例6中的电力转换装置4的概略结构图。图17所示的电力转换装置4包括3个实施例1中说明了的电力转换装置1。

[0198] 如图17所示,3个电力转换装置1具有的输出端子中的一者构成三相的输出端子,与三相负载401连接。3个电力转换装置1具有的输出端子中的另一者相互连接,形成Y形连接的三相交流电路中的中性点。

[0199] 3个电力转换装置1具有的输入端子相互并联连接,并与电源300连接。

[0200] 如实施例1中所说明的那样,电力转换装置1在内部包括中央控制装置200。因此,图17的电力转换装置4包括3个中央控制装置200,但也可以将3个中央控制装置200集成为1个。

[0201] 根据以上的结构,本发明的实施例6例如能够应用于驱动三相高电压电动机的逆变器、三相交流的电力系统用PCS,在输出三相交流的电力转换装置中也能够得到与实施例1同样的效果。

[0202] 上述的实施例1~4是多个单元101~104与外部电源300并联连接,与外部负载400串联连接的例子,实施例5是多个单元105~108与外部电源301串联连接,与负载401并联连接的例子,但即使在多个单元与外部电源串联连接,且也与负载串联连接的例子中,也能够应用本发明。

[0203] 附图标记的说明

[0204] 1、2、3、4……电力转换装置、

[0205] 10、16、20……电容器、

[0206] 11、12、13、14、31、32、33、34……开关元件、

[0207] 15……线圈、

[0208] 21、22、23、24……二极管、

[0209] 25……电压检测器、

[0210] 101、102、103、104、105、106、107、108……电力转换单元、

[0211] 111、112、113、114……初级侧电路、

[0212] 121、122、123、124……次级侧电路、

[0213] 131、132、133、134……变压器、

[0214] 141、142、142、144……第一转换器、

[0215] 151、152、152、154……第二转换器、

[0216] 200、204……中央控制装置、

- [0217] 211、212、213、214……第一控制电路、
- [0218] 221、222、223、224……第二控制电路、
- [0219] 230……电流检测器、
- [0220] 300、301……电源、
- [0221] 400、401……负载。

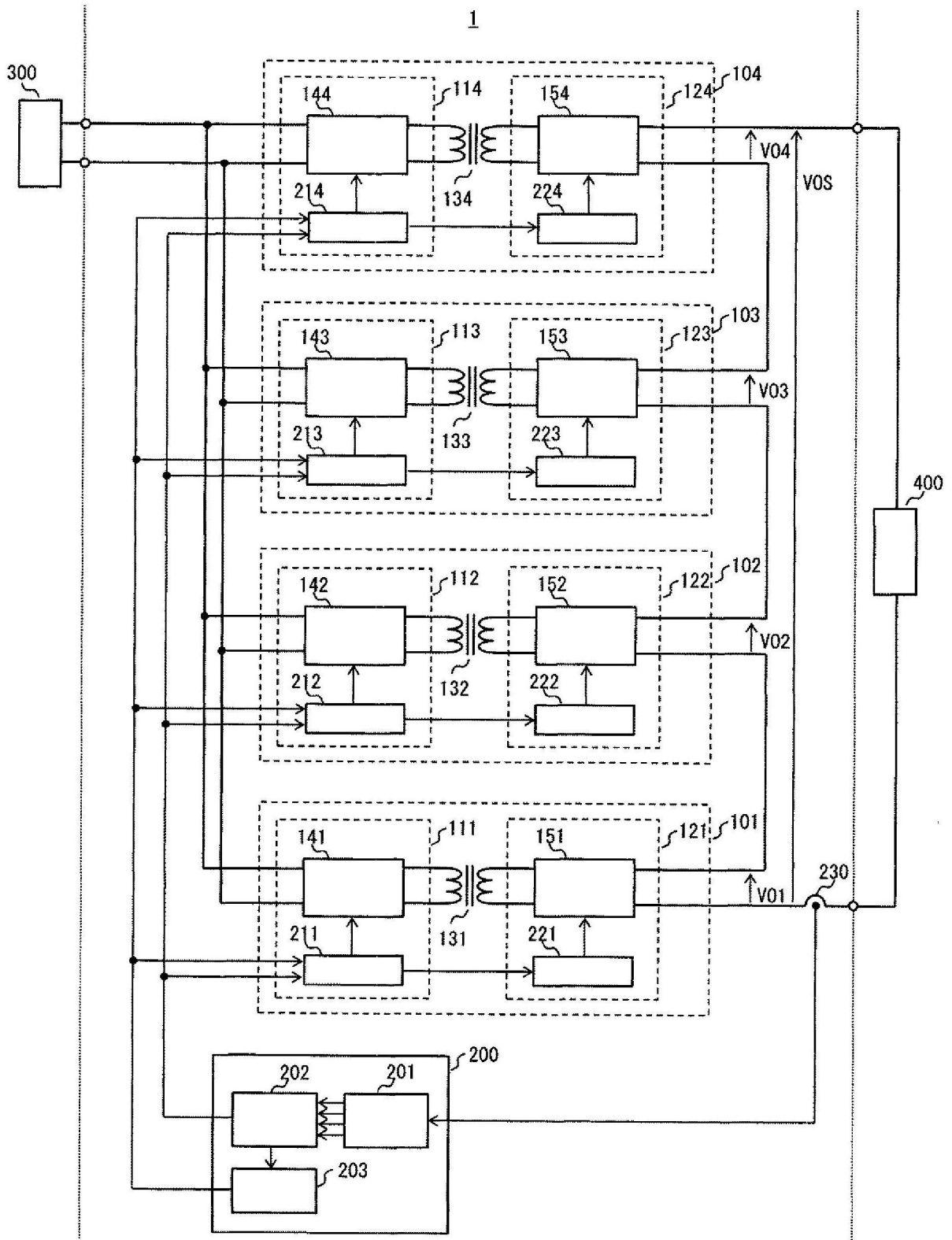


图1

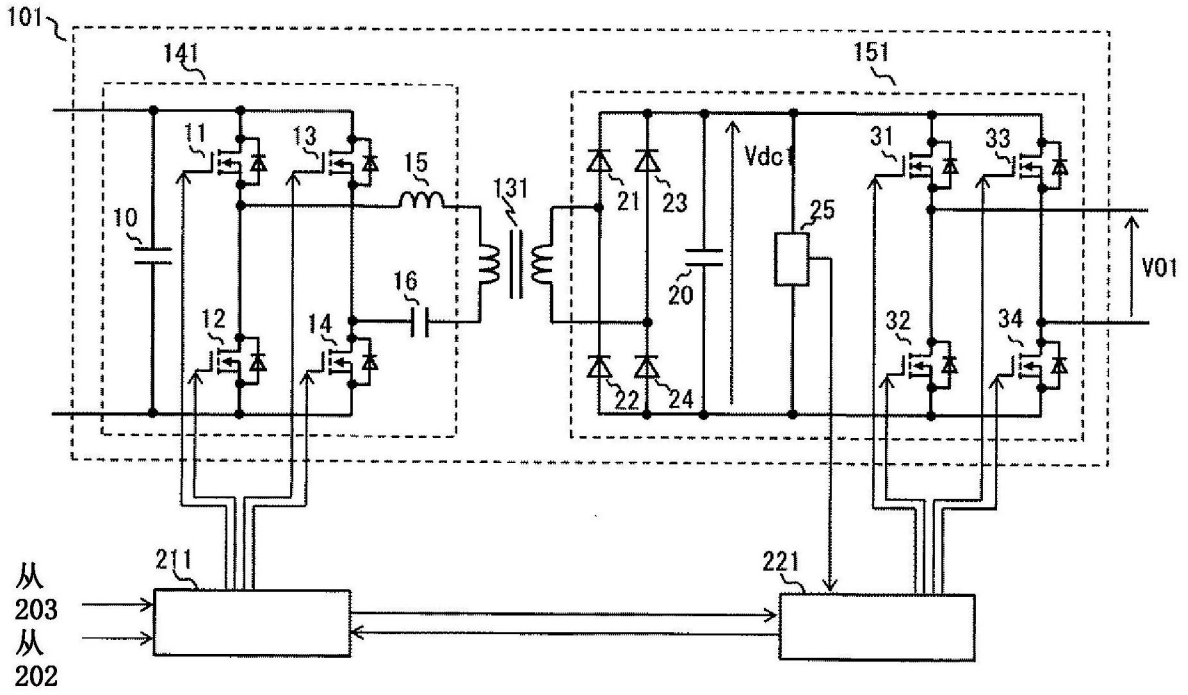


图2

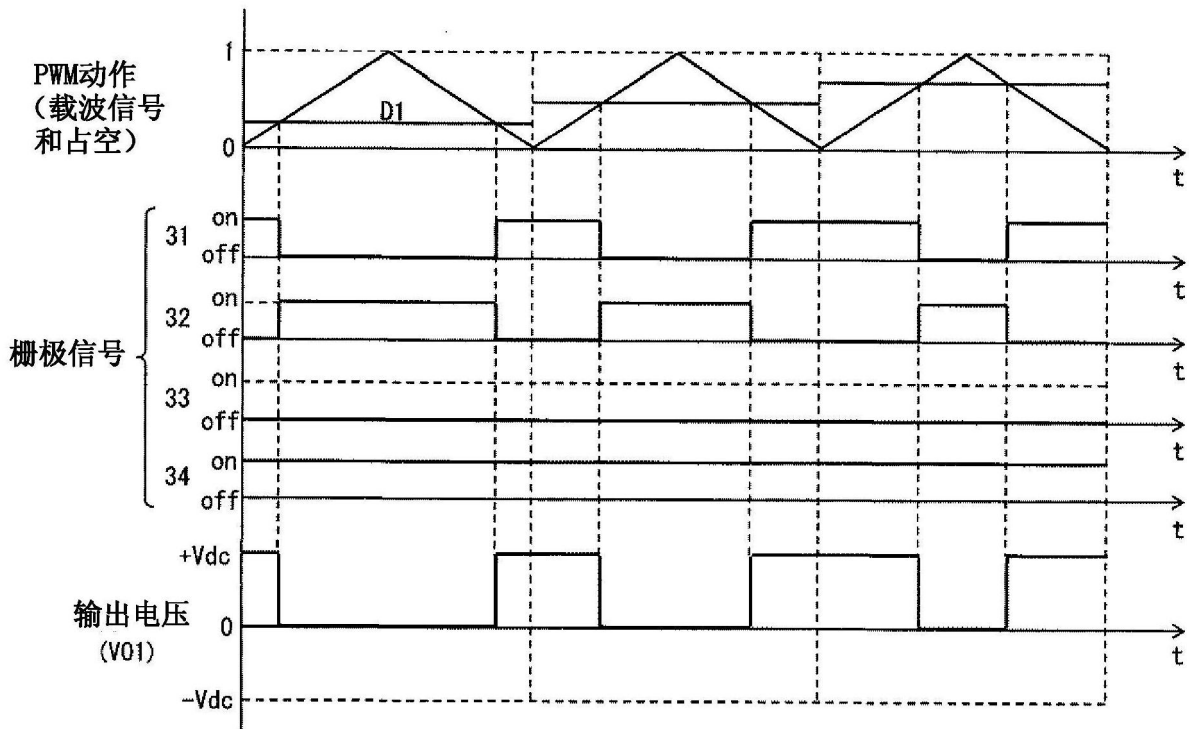


图3

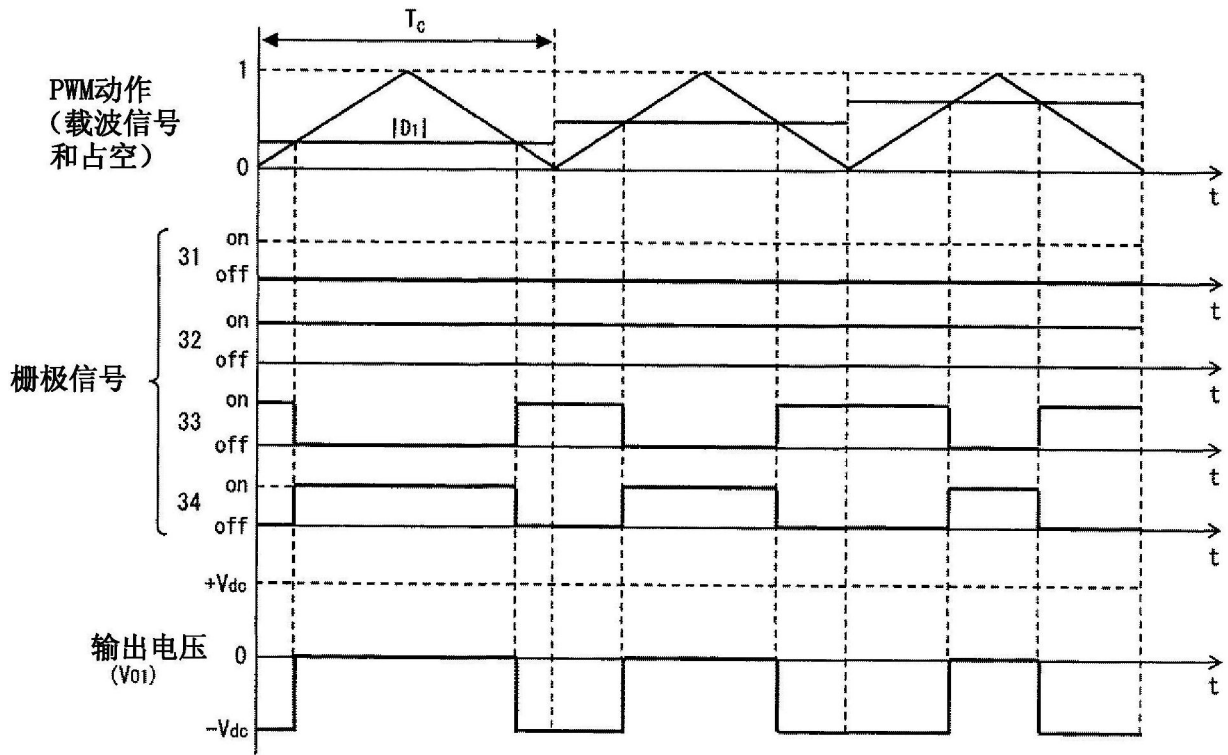


图4

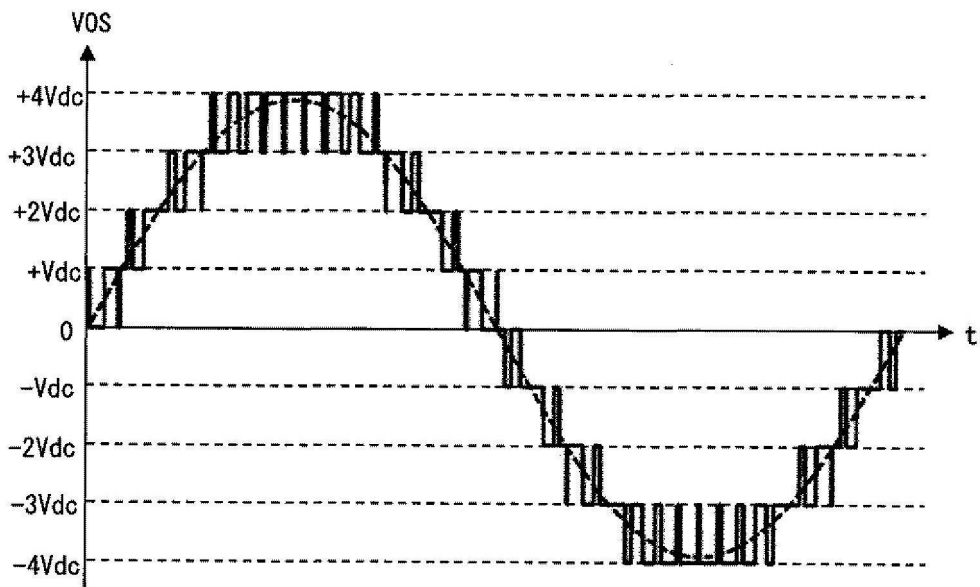


图5

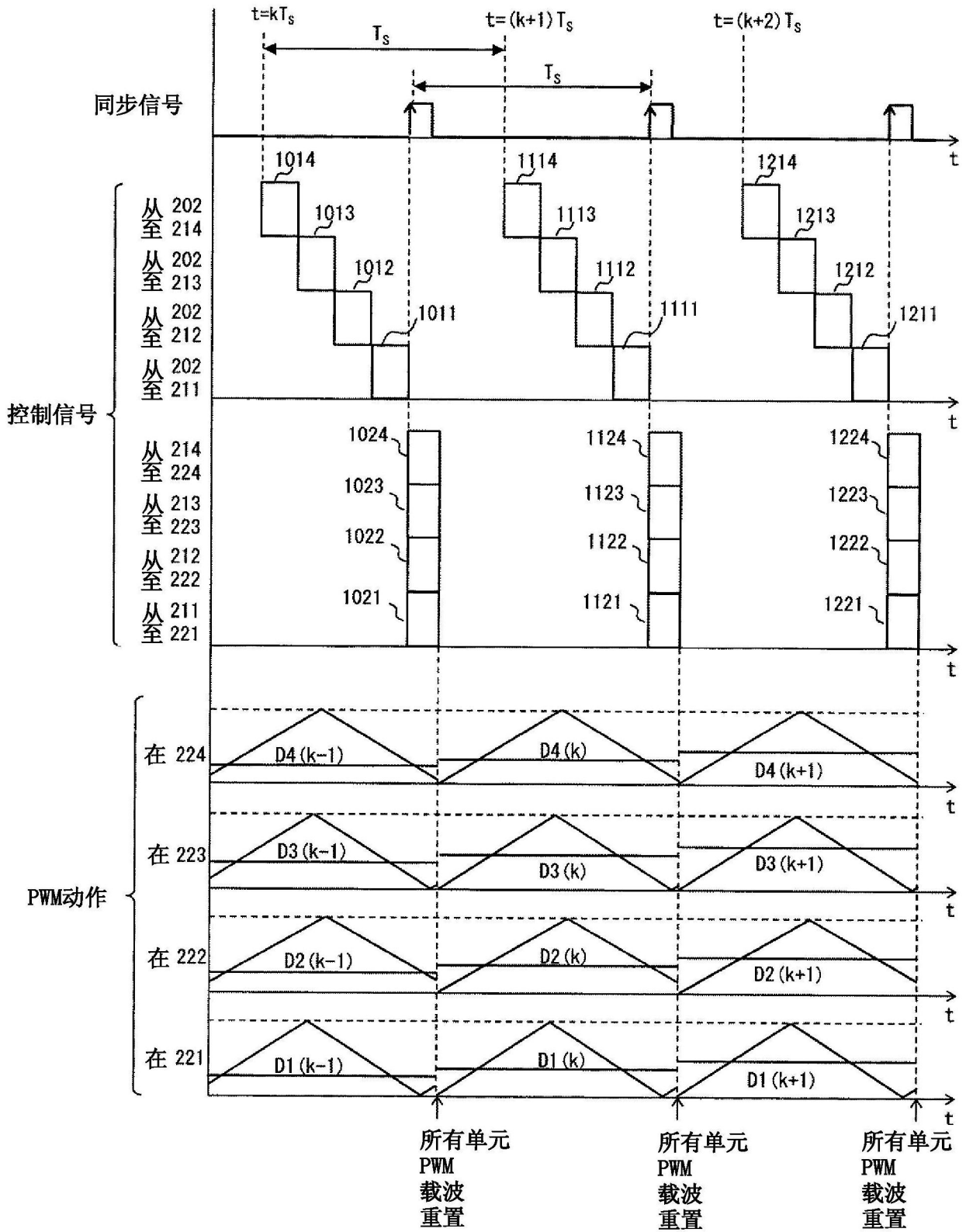


图6

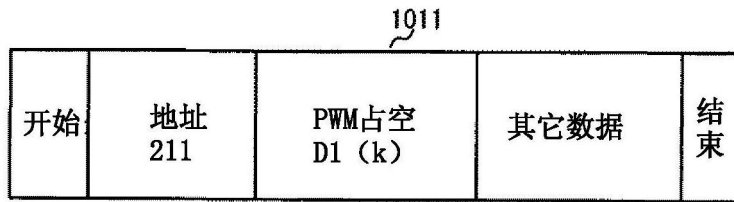


图7



图8

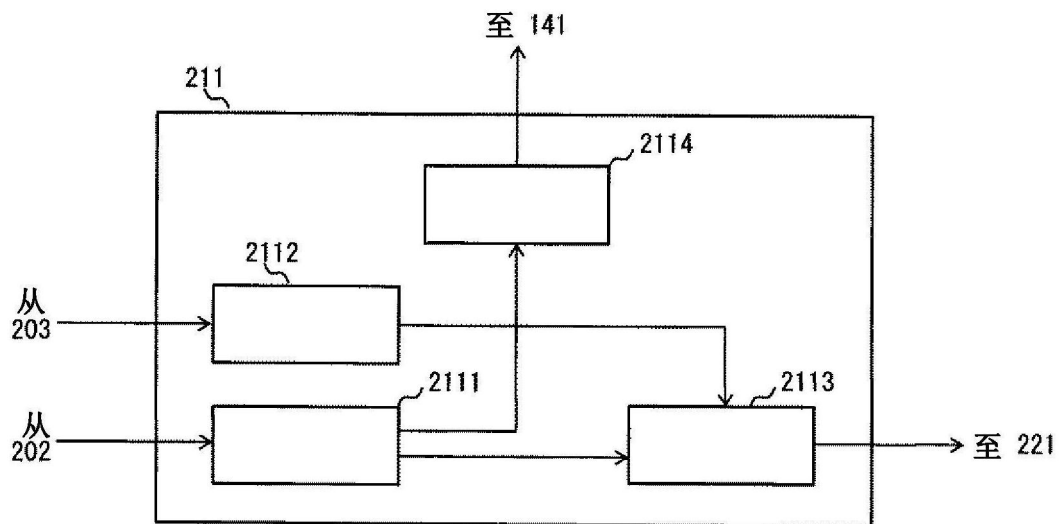


图9

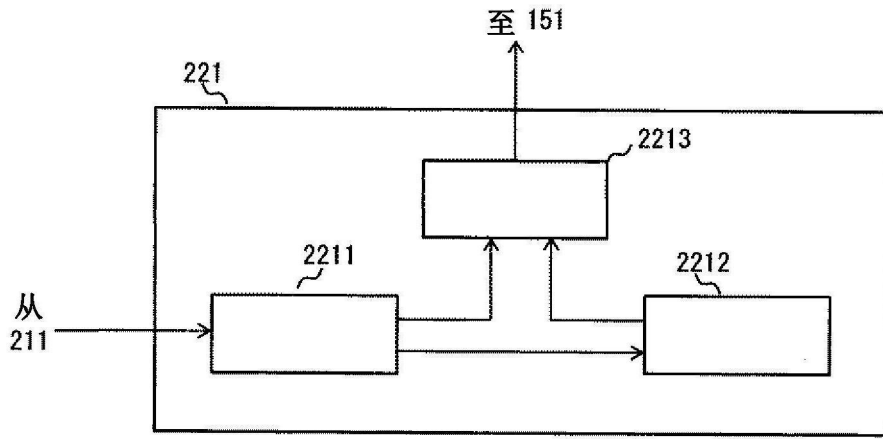


图10

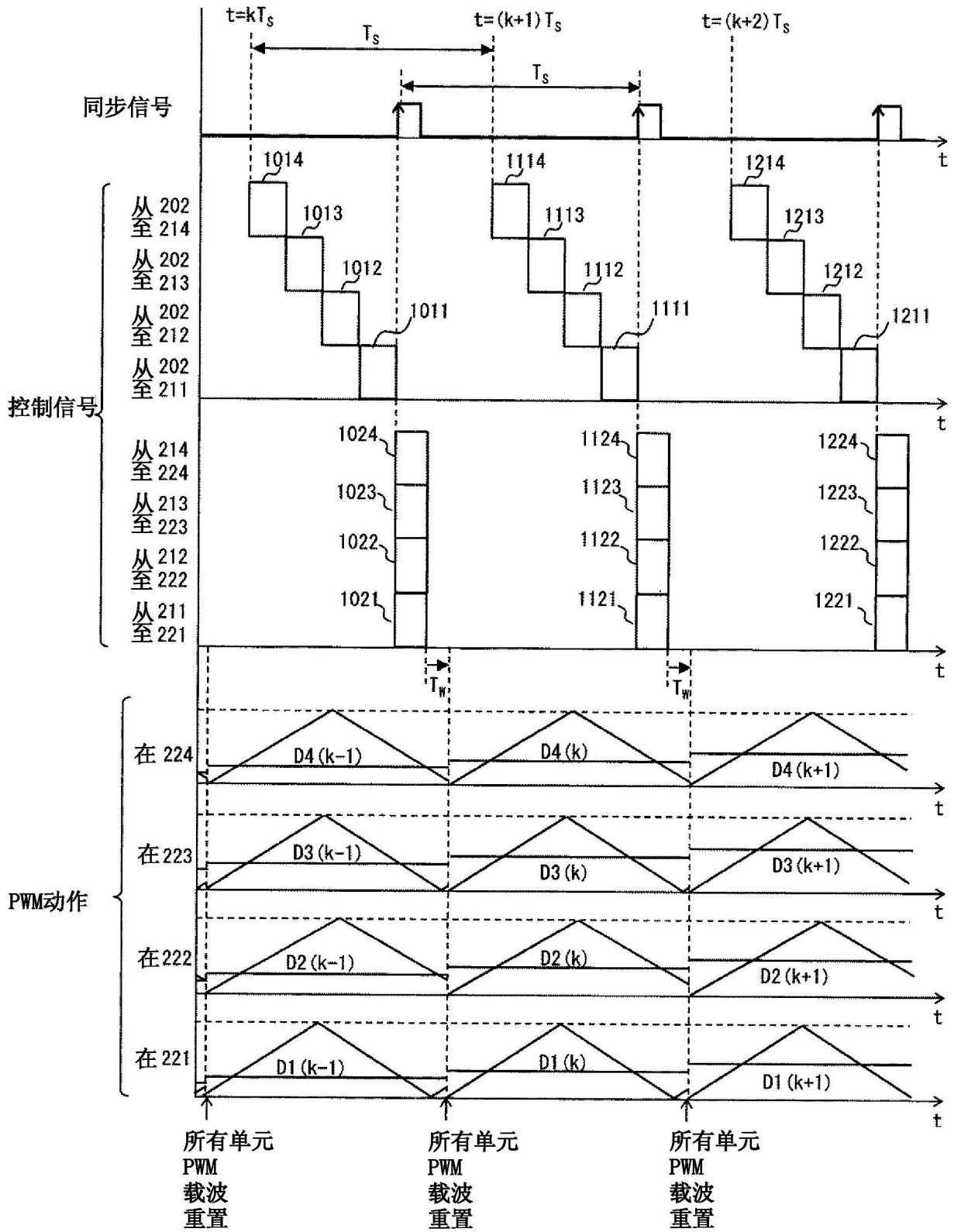


图11

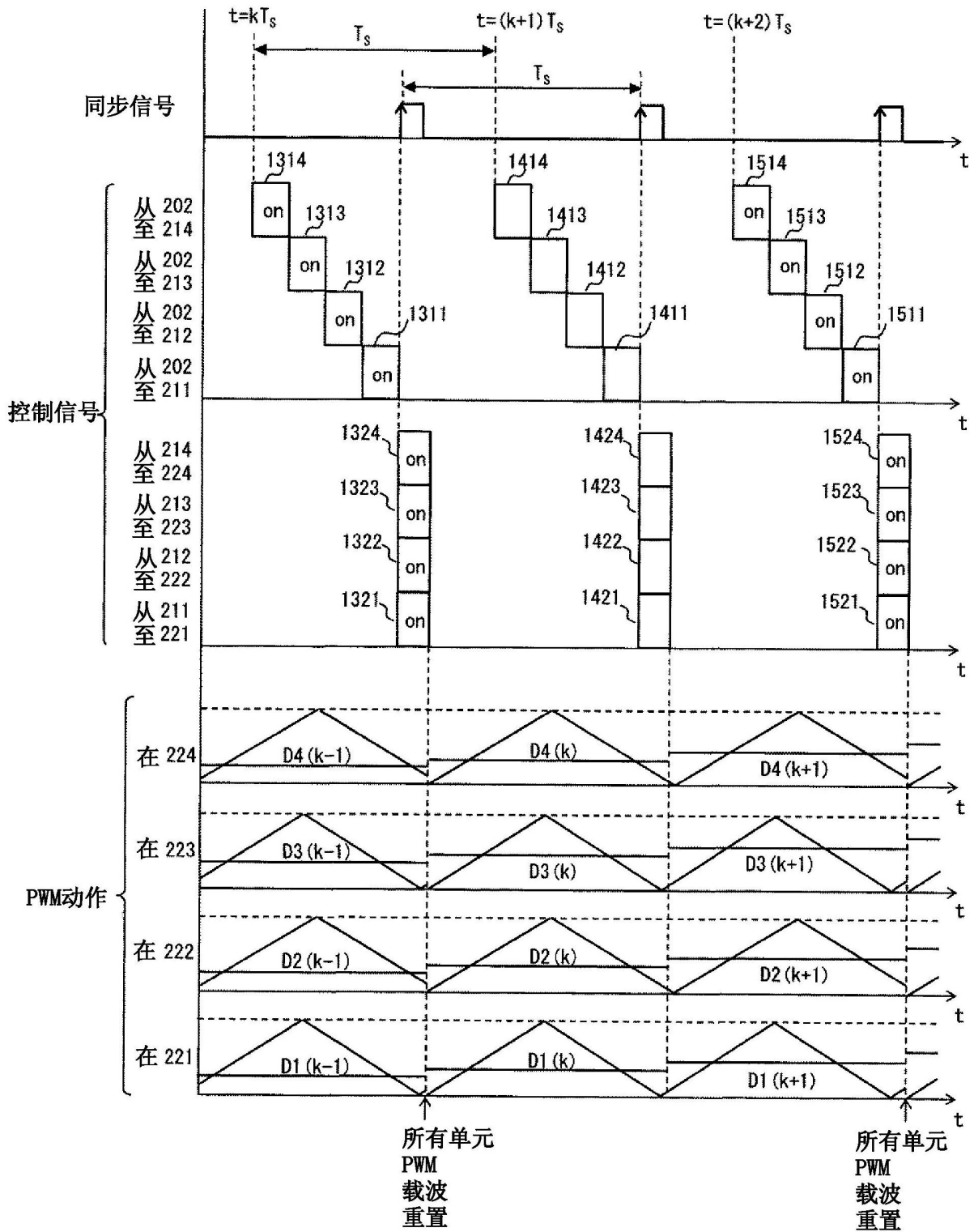


图12

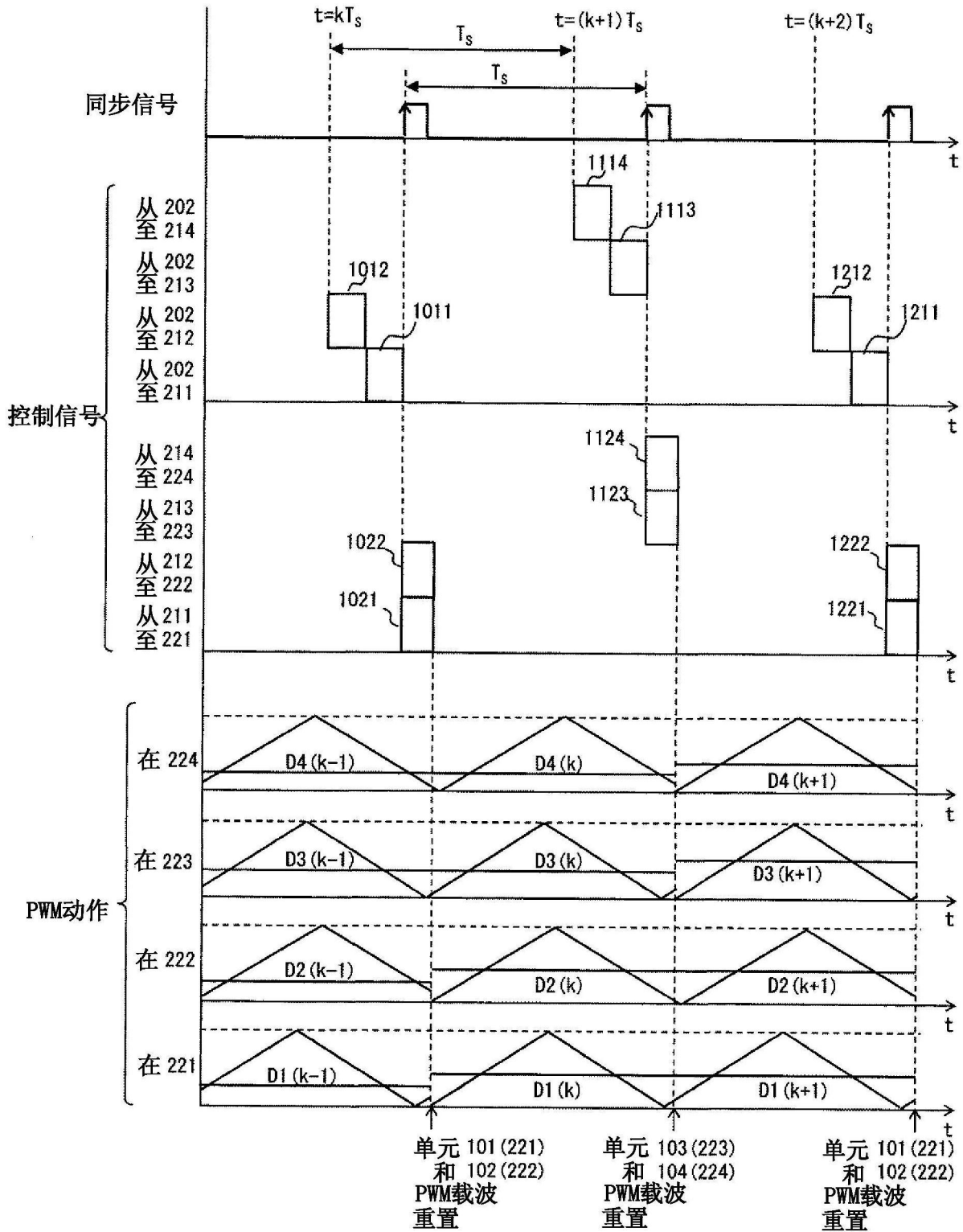


图13

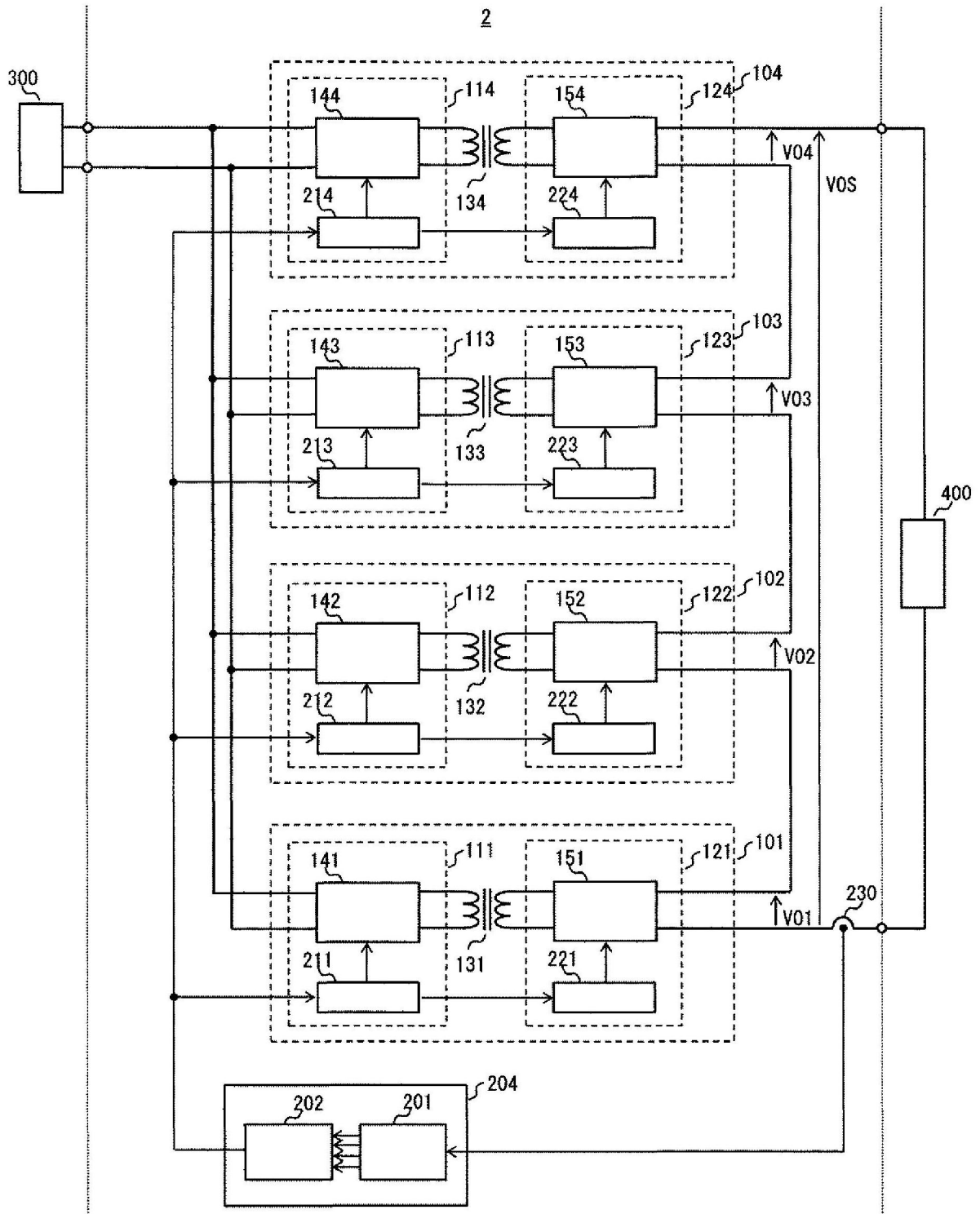


图14

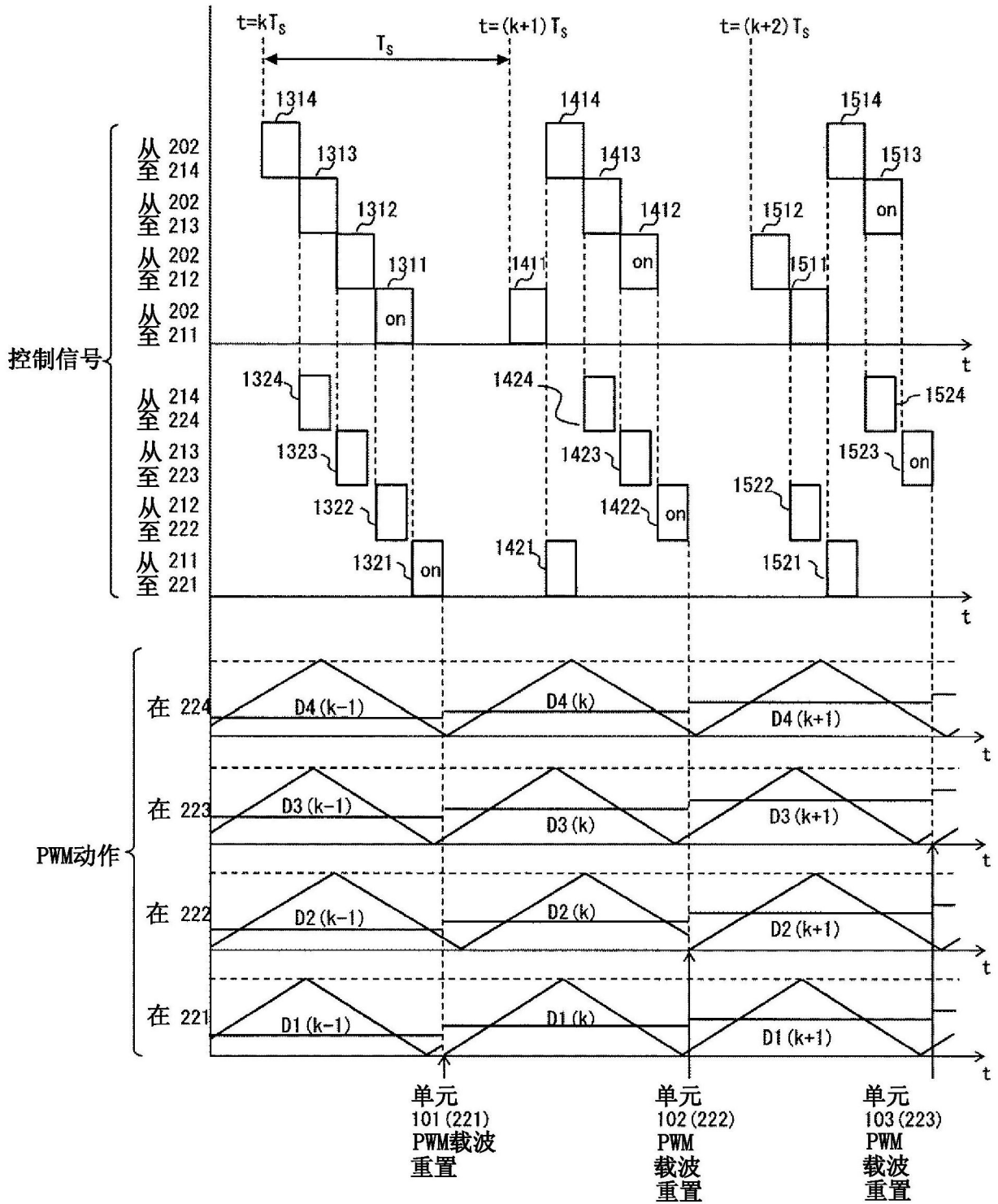


图15

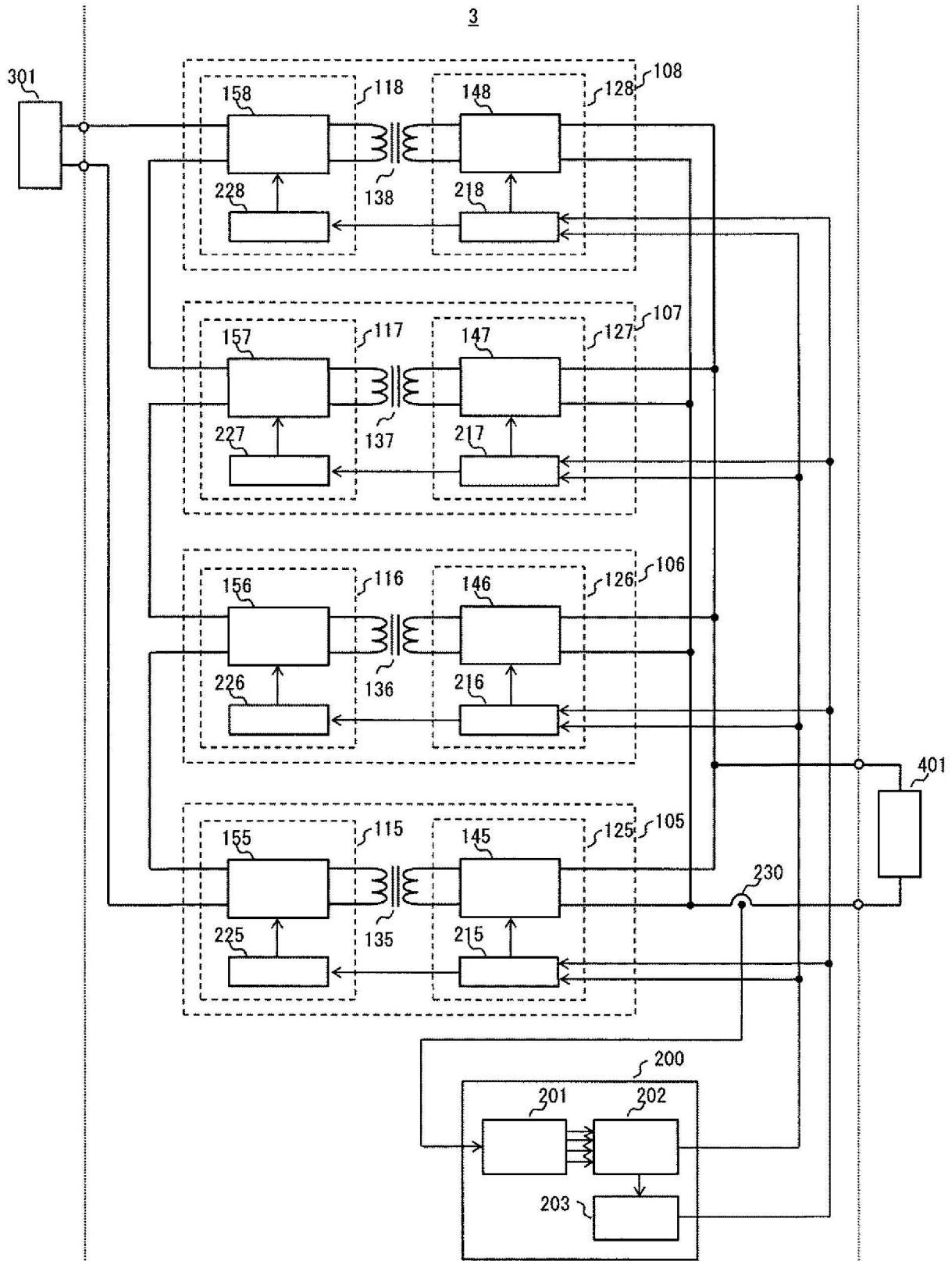


图16

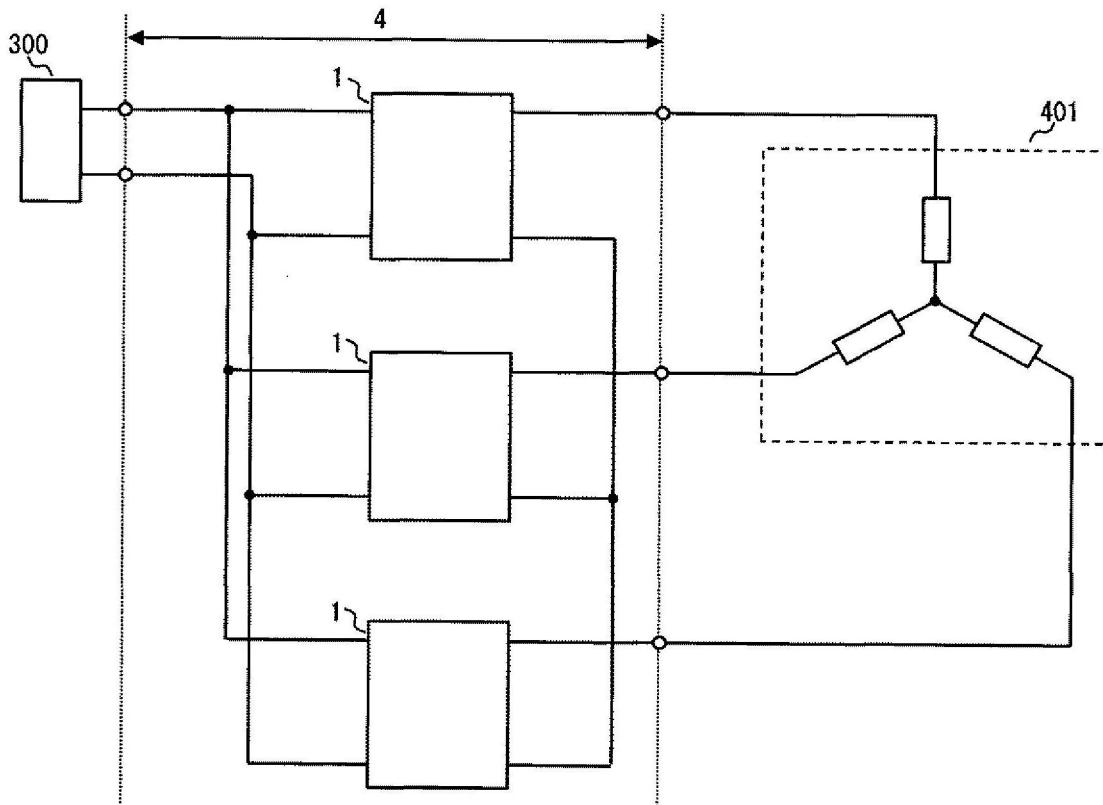


图17