



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102986128 B

(45) 授权公告日 2016. 05. 04

(21) 申请号 201180034403. 2

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2011. 08. 25

H02M 7/48(2007. 01)

(30) 优先权数据

2010-187733 2010. 08. 25 JP

(56) 对比文件

US 2003/0117815 A, 2003. 06. 26,

CN 1905339 A, 2007. 01. 31,

CN 101689811 A, 2010. 03. 31,

WO 2010/067679 A1, 2010. 06. 17,

JP 特开 2007-166708 A, 2007. 06. 28,

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2013. 01. 11

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2011/069203 2011. 08. 25

审查员 张利伟

(87) PCT国际申请的公布数据

W02012/026535 JA 2012. 03. 01

(73) 专利权人 富士电机株式会社

地址 日本神奈川县

(72) 发明人 山田隆二 三野和明

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公

司 31100

代理人 张鑫

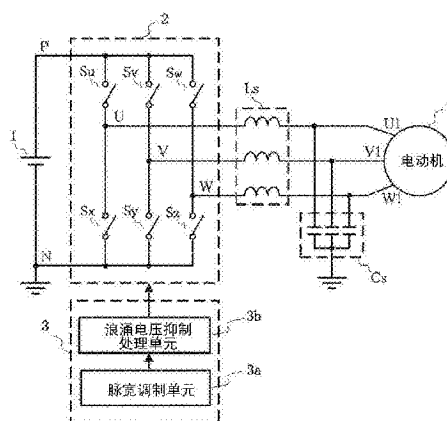
权利要求书2页 说明书8页 附图8页

(54) 发明名称

功率转换器

(57) 摘要

其中 LC 电路存在于逆变器(2)和电动机(4)之间的电动机驱动系统通过使用第一导通信号、第二导通信号和这些信号之间的具有与第一导通信号的时间段相同的截止时间段的导通信号、以及第一截止信号、第二截止信号和这些信号之间的具有与第二截止信号的时间段相同的导通时间段的截止信号对构成逆变器(2)的半导体开关元件(Su 至 Sw、Sx 至 Sz)执行开关控制,以使第一导通信号的时间段和第二截止信号的时间段变成 LC 电路的特定谐振周期的 1/6 以抑制施加到电动机(4)的输入端子的浪涌电压。



1. 一种用于转换从电源接收到的功率且将经转换的功率提供给负载的功率转换器,所述功率转换器包括:

半导体开关元件;以及

控制电路,所述控制电路控制所述半导体开关元件的导通和截止;

所述控制电路提供用于使所述半导体开关元件进入导通状态的控制信号,

其中所述控制信号由第一导通信号和第二导通信号构成,

以所述半导体开关元件从截止转变为导通的时刻的起点作为所述第一导通信号的上升沿,

截止状态时间段设置在所述控制信号的第一导通信号和第二导通信号之间,所述截止状态时间段是等于所述第一导通信号的时间段的时间,以及

所述第一导通信号的时间段和所述截止状态时间段被设置成存在于所述半导体开关元件和所述负载之间的阻抗的谐振周期的六分之一的的时间。

2. 一种用于转换从电源接收到的功率且将经转换的功率提供给负载的功率转换器,所述功率转换器包括:

半导体开关元件;

控制电路,所述控制电路控制所述半导体开关元件的导通和截止;

LC电路,所述LC电路由电感器和电容器构成,所述电感器连接在所述半导体开关元件和所述负载之间,所述电容器连接在所述电感器的负载侧端子和所述电源的正端或负端或者中间电位点之间;

所述控制电路提供用于使所述半导体开关元件进入导通状态的控制信号,

其中所述控制信号由第一导通信号和第二导通信号构成,

以所述半导体开关元件从截止转变为导通的时刻的起点作为所述第一导通信号的上升沿,

截止状态时间段设置在所述控制信号的第一导通信号和第二导通信号之间,所述截止状态时间段是等于所述第一导通信号的时间段的时间,以及

所述第一导通信号的时间段和所述截止状态时间段被设置成设置在所述半导体开关元件和所述负载之间的LC电路的谐振周期的六分之一的的时间。

3. 一种用于转换从电源接收到的功率且将经转换的功率提供给负载的功率转换器,所述功率转换器包括:

半导体开关元件;以及

控制电路,所述控制电路控制所述半导体开关元件的导通和截止;

所述控制电路提供用于使所述半导体开关元件进入截止状态的控制信号,

其中所述控制信号由第一截止信号和第二截止信号构成,

以所述半导体开关元件从截止转变为导通的时刻的起点作为所述第一截止信号的上升沿,

导通状态时间段设置在所述控制信号的第一截止信号和第二截止信号之间,所述导通状态时间段是等于所述第一截止信号的时间段的时间,以及

所述第一截止信号的时间段和所述导通状态时间段被设置成存在于所述半导体开关元件和所述负载之间的阻抗的谐振周期的六分之一的的时间。

4.一种用于转换从电源接收到的功率且将经转换的功率提供给负载的功率转换器,所述功率转换器包括:

半导体开关元件;

控制电路,所述控制电路控制所述半导体开关元件的导通和截止;以及

LC电路,LC电路由电感器和电容器构成,所述电感器连接在所述半导体开关元件和所述负载之间,所述电容器连接在所述电感器的负载侧端子和所述电源的正端或负端或者中间电位点之间;

所述控制电路提供用于使所述半导体开关元件进入截止状态的控制信号,

其中所述控制信号由第一截止信号和第二截止信号构成,

以所述半导体开关元件从导通转变为截止的时刻的起点作为所述第一截止信号的下降沿,

导通状态时间段设置在所述控制信号的第一截止信号和第二截止信号之间,所述导通状态时间段是等于所述第一截止信号的时间段的时间,以及

所述第一截止信号的时间段和所述导通状态时间段被设置成设置在所述半导体开关元件和所述负载之间的LC电路的谐振周期的六分之一的的时间。

功率转换器

技术领域

[0001] 本发明涉及实现对由半导体开关元件的开关动作生成的浪涌电压的抑制的功率转换器。

背景技术

[0002] 一般而言,当驱动交流电动机时,在电压型PMW逆变器中,将直流电源的电压转换成与正弦波(在去除了大于或等于开关频率的成分时变成正弦波的波形)等效的脉冲电压序列,并且将脉宽调制的正弦电压施加到该电动机。

[0003] 图8是使用这种方法驱动电动机的系统的示意性配置图。在图8中,1是直流电源,2是连接到直流电源1的三相电压型PWM逆变器(在下文中称为逆变器),3是用于控制逆变器2的控制电路,3a是包括在控制电路3中的脉宽调制单元,并且4是由逆变器2驱动的电动机。

[0004] 逆变器2由三相桥构成,该三相桥由其中半导体开关元件Su和Sx串联连接的U相、其中Sv和Sy串联连接的V相、以及其中Sw和Sz串联连接的W相构成。

[0005] 逆变器2和电动机4通过布线连接,并且在该布线中存在电阻成分和电感成分。此外,浮动电容存在于逆变器2和电动机4之间的每一相布线之间以及每一相布线和接地之间。在图8中,Ls指示逆变器2和电动机4之间的布线的电感,而Cs指示每一相布线与接地或基准电位之间的浮动电容。省略对每一相布线的电阻成分等的描述。

[0006] 在本文中,直流电源1的正侧端子为P,而负侧端子为N。同样,逆变器2的半导体开关元件Su和Sx的连接中点为U,Sv和Sy的连接中点为V,并且Sw和Sz的连接中点为W。同样,电动机4的三相输入端子为U1、V1和W1。

[0007] 这种电动机驱动系统使得控制电路3在脉宽调制单元3a中使用比较正弦波(调制信号)和三角波(载波信号)的值的振幅的PWM(脉宽调制)操作来生成用于控制逆变器2中的半导体开关元件Su至Sw以及Sx至Sz的导通和截止的信号。逆变器2根据控制电路3所生成的控制信号切换半导体开关元件Su至Sw以及Sx至Sz的导通或截止状态,由此将直流电源1的电压转换成具有脉宽调制的脉冲形式的方波电压。具有脉宽调制的脉冲形式的方波电压由逆变器2的输出端子U、V和W输出,并且经由布线施加到电动机4的输入端子U1、V1和W1。

[0008] 同时,在逆变器2和电动机4之间的布线中存在电感Ls和浮动电容Cs,如图8所示。当将具有脉宽调制脉冲形式的方波电压施加到由电感Ls和浮动电容Cs构成的LC电路时,在逆变器2和LC电路之间发生谐振现象。

[0009] 图9是当逆变器2的半导体开关元件Su执行导通-截止动作时在电动机4的输入端子U1和V1之间生成的谐振电压的示图。在下文中,将每一端子的电位基准点取为图8的N点。

[0010] 当半导体开关元件Su的控制信号从低变成高时,半导体开关元件Su从截止状态变成导通状态。当半导体开关元件SU从截止状态变成导通状态时,逆变器2的U端子电压从0(V)变成直流电源的Ed(V)。将逆变器2的U端子电压施加到电动机4的输入端子U1。此时,在逆变器2、电感Ls和浮动电容Cs之间生成LC谐振,并且在电动机4的U1和V1端子之间施加谐振电压。

[0011] 该谐振电压构成由于逆变器2和电动机4之间的布线等的电阻成分(未示出)其振荡随时间减小的浪涌电压,但是浪涌电压的最大值达到直流电源1的电压 $E_d(V)$ 的最大值的约两倍。此外,已知该过量的浪涌电压及其时间变化率 dv/dt 导致电动机4的介电击穿。

[0012] 提出了由整流器(由电动机输入端子部中的二极管桥构成)以及并联连接到整流器的直流端子的任一端的电容器和电阻器构成的浪涌电压抑制设备作为一种防止由过量浪涌电压引起的这种电动机介电击穿的方法(例如,参考专利文献1)。同样,作为其改进,提出了其中流经连接到整流器的直流端子的电阻器的电流由半导体开关元件控制的浪涌电压抑制设备(例如,参考专利文献2)。同样,提出了浪涌电压能量通过连接到逆变器的输入端子的整流器的直流端子等返回电源的浪涌电压抑制设备(例如,参考专利文献3)。同样,提出了电抗器连接在逆变器和电动机之间且电阻器和电容器的串联体并联连接到电抗器的浪涌电压抑制方法(例如,参考专利文献4)。

[0013] 专利文献1:JP-A-8-23682

[0014] 专利文献2:JP-A-2006-115667

[0015] 专利文献3:JP-A-2010-136564

[0016] 专利文献4:JP-A-2007-166708

发明内容

[0017] 然而,根据先前描述的方法,有必要增加由整流器、电阻器、电感器等构成的浪涌电压抑制设备或者由电抗器、电阻器和电容器构成的浪涌电压抑制电路来抑制浪涌电压,这导致尺寸增加和功率转换器的成本增加。

[0018] 为了试图解决在现有浪涌电压抑制设备情况下的这种问题,本发明的目的在于,提供有可能在不增加特殊部件的情况下或者通过增加最少数量的部件来抑制施加到电动机的浪涌电压的一种功率转换器。

[0019] 为了实现上述目的,第一问题解决手段是包括半导体开关元件以及控制半导体开关元件的导通和截止、转换从电源接收到功率并将该功率供应给负载的控制电路的功率转换器,并且该功率转换器具有以下配置。

[0020] 即,控制电路使得用于使半导体开关元件进入导通状态的控制信号由第一导通信号和第二导通信号构成。此外,实际上等于第一导通信号的时间段的截止状态时间段设置在第一导通信号和第二导通信号之间。此外,输出控制信号的第一导通信号的时间段、以及设置在第一导通信号和第二导通信号之间的截止状态时间段被设置成实际上为存在于半导体开关元件和负载之间的阻抗的谐振周期的六分之一的的时间。

[0021] 同样,第二问题解决手段是包括半导体开关元件以及控制半导体开关元件的导通和截止、转换从电源接收到功率并将该功率供应给负载的控制电路的功率转换器,并且该功率转换器具有以下配置。

[0022] 即,功率转换器包括LC电路,该LC电路由连接在半导体开关元件和负载之间的电感器、以及连接在电感器的端子中的连接到负载侧的端子和电源的一端之间的电容器构成。

[0023] 同样,控制电路使得用于使半导体开关元件进入导通状态的控制信号由第一导通信号和第二导通信号构成。此外,实际上等于第一导通信号的时间段的截止状态时间段设

置在第一导通信号和第二导通信号之间。此外,用于输出控制信号的第一导通信号的时间段、以及设置在第一导通信号和第二导通信号之间的截止状态时间段被设置成实际上为设置在半导体开关元件和负载之间的LC电路的谐振周期的六分之一的的时间。

[0024] 根据第一或第二问题解决手段,有可能在半导体开关元件导通时在第一导通信号上升(第一阶跃)、第一导通信号下降(第二阶跃)、以及第二导通信号上升(第三阶跃)的每一阶跃生成LC谐振,这意味着从第一阶跃至第三阶跃生成的LC谐振电压在电动机的输入端子部中叠加,并且由此有可能抵消浪涌电压。

[0025] 同样,第三问题解决手段是包括半导体开关元件以及控制半导体开关元件的导通和截止、转换从电源接收到功率并将该功率供应给负载的控制电路的功率转换器,并且该功率转换器具有以下配置。

[0026] 即,控制电路使得用于使半导体开关元件进入截止状态的控制信号由第一截止信号和第二截止信号构成。此外,实际上等于第一截止信号的时间段的导通状态时间段设置在第一截止信号和第二截止信号之间。此外,用于输出控制信号的第一截止信号的时间段、以及设置在第一截止信号和第二截止信号之间的导通状态时间段被设置成实际上为存在于半导体开关元件和负载之间的阻抗的谐振周期的六分之一的的时间。

[0027] 同样,第四问题解决手段是包括半导体开关元件以及控制半导体开关元件的导通和截止、转换从电源接收到功率并将该功率供应给负载的控制电路的功率转换器,并且该功率转换器具有以下配置。

[0028] 即,功率转换器包括LC电路,该LC电路由连接在半导体开关元件和负载之间的电感器、以及连接在电感器的端子中的连接到负载侧的端子和电源的一端之间的电容器构成。

[0029] 同样,控制电路使得用于使半导体开关元件进入截止状态的控制信号由第一截止信号和第二截止信号构成。此外,实际上等于第一截止信号的时间段的导通状态时间段设置在第一截止信号和第二截止信号之间。此外,用于输出控制信号的第一截止信号的时间段、以及设置在第一截止信号和第二截止信号之间的导通状态时间段被设置成实际上为设置在半导体开关元件和负载之间的LC电路的谐振周期的六分之一的的时间。

[0030] 根据第三或第四问题解决手段,有可能在半导体开关元件截止时在第一截止信号下降(第一阶跃)、第一截止信号上升(第二阶跃)、以及第二截止信号下降(第三阶跃)的每一阶跃生成LC谐振,这意味着从第一阶跃至第三阶跃生成的LC谐振电压在电动机的输入端子部中叠加,并且由此有可能抵消浪涌电压。

附图说明

[0031] [图1]图1是示出根据本发明的功率转换器的一个实施例的示图。

[0032] [图2]图2是示出抑制在半导体开关元件导通时生成的电动机端子部浪涌电压的原理的示图。

[0033] [图3]图3是示出抑制在半导体开关元件截止时生成的电动机端子部浪涌电压的原理的示图。

[0034] [图4]图4(a)是示出根据本发明的生成用于功率转换器中的半导体开关元件的控制信号的浪涌电压抑制处理单元的一个示例的示图,而图4(b)是示出图4(a)的每一框的输

入和输出信号之间的关系时序图。

[0035] [图5]图5是示出根据本发明的功率转换器的另一实施例的示意图。

[0036] [图6]图6是示出根据本发明的功率转换器的又一实施例的示意图。

[0037] [图7]图7是示出根据本发明的功率转换器的又一实施例的示意图。

[0038] [图8]图8是示出根据现有技术的使用功率转换器的电动机驱动系统的示意图。

[0039] [图9]图9是示出当驱动图8所示的功率转换器中的电动机时在电动机输入端子中生成的浪涌电压的示意图。

具体实施方式

[0040] 在下文中,将基于图1至图7给出本发明的一个实施方式的详细描述。在图1至图7中,与图8所示的现有电动机驱动系统中相同的组件将赋予相同的附图标记,并且将省略其描述。

[0041] 图1是示出根据本发明的使用功率转换器的电动机驱动系统的电路配置图。在图1中,直流电源1、逆变器2、电动机4、布线电感 L_s 、以及浮动电容 C_s 与示出根据图8所示的现有技术的电动机驱动系统的电路配置图中相同。同样,与感应电动机或者同步电动机不同,包括感应发电机、同步发电机等作为由逆变器2驱动的电动机4。

[0042] 图1的控制电路3包括与示出根据图8所示的现有技术的电动机驱动系统的电路配置图中相同的脉宽调制单元3a,并且还包括浪涌电压抑制处理单元3b。浪涌电压抑制处理单元3b根据脉宽调制单元3a所生成的信号生成用于控制逆变器2的半导体开关元件 S_u 至 S_w 以及 S_x 至 S_z 的导通和截止的控制信号。

[0043] 虽然给出关于构成逆变器2的多个半导体开关元件中的半导体开关元件 S_u 的以下描述作为示例,但是实际上针对其他半导体开关元件 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 和 S_z 也执行与针对 S_u 相同的控制,但是省略描述。

[0044] 图2是示出当逆变器2的半导体开关元件 S_u 变换到导通状态时抑制图1所示的电动机驱动系统中的浪涌电压的原理的示意图。每一端子的电位基准点为图1的点N。

[0045] 首先,在控制电路3的脉宽调制单元3a中生成半导体开关元件 S_u 的脉宽调制信号 P_{su} 。以与图8所示的现有技术相同的方式,通过比较正弦波(调制信号)和三角波(载波信号)的振幅值来获取脉宽调制信号 P_{su} 。

[0046] 浪涌电压抑制处理单元3b输出第一导通信号 G_{11} 达一时间段 T_{11} ,该时间段 T_{11} 具有脉宽调制信号 P_{su} 从低(半导体开关元件截止)上升到高(半导体开关元件导通)的时刻作为起点。随后,在输出截止信号达相同时间段 T_{11} 之后,浪涌电压抑制处理单元3b输出第二导通信号 G_{12} ,直至脉宽调制信号 P_{su} 变成低。由第一导通信号 G_{11} 、第二导通信号 G_{12} 、以及设置在第一导通信号 G_{11} 和第二导通信号 G_{12} 之间的截止状态时间段 T_{11} 的截止信号构成的信号构成用于使半导体开关元件 S_u 进入导通状态的控制信号 G_{su} 。

[0047] 在此,第一导通信号 G_{11} 上升的时刻是第一时刻,第一导通信号 G_{11} 下降的时刻是第二时刻,并且第二导通信号 G_{12} 上升的时刻是第三时刻。

[0048] 根据控制信号 G_{su} ,半导体开关元件 S_u 从截止状态依次在第一时刻变换到导通状态,在第二时刻变换到截止状态,并且在第三时刻变换到导通状态。由此,响应于控制信号 G_{su} ,逆变器2的U和V端子之间的电压从0(V)到 E_d (V)到0(V)到 E_d (V)地变化(参考图2)。在

此,在第一、第二和第三时刻的电压变化分别被称为第一阶跃、第二阶跃、第三阶跃。

[0049] 将逆变器2的端子U和V之间输出的电压取为作为在第一和第三时刻分别变成振幅 $E_d(V)$ 的第一阶跃电压和第三阶跃电压以及在第二时刻变成振幅 $-E_d(V)$ 的第二阶跃电压(都从 $0(V)$ 起变化)的三个阶跃电压的组合电压,如图所示。第一阶跃电压是在第一时刻从初始电压 $0(V)$ 变成正侧振幅 $E_d(V)$ 的方波电压。第二阶跃电压是在第二时刻从初始电压 $0(V)$ 达到负侧振幅 $-E_d(V)$ 的方波电压。第三阶跃电压是在第三时刻从初始电压 $0(V)$ 达到正侧振幅 $E_d(V)$ 的方波电压。

[0050] 同时,在第一至第三时刻的电压阶跃变化导致如图1所示的由布线电感 L_s 和浮动电容 C_s 构成的LC电路的谐振。即,如图2所示,由第一阶跃电压生成的谐振电压 V_{r11} 是在第一时刻生成的初始电压为 $0(V)$ 的正弦波电压,该正弦波电压具有中心电压 $E_d(V)$ 和振幅 $E_d(V)$ 。由第二阶跃电压生成的谐振电压 V_{r12} 是在第二时刻生成的初始电压为 $0(V)$ 的正弦波电压,该正弦波电压具有中心电压 $-E_d(V)$ 和振幅 $E_d(V)$ 。由第三阶跃电压生成的谐振电压 V_{r13} 是在第三时刻生成的初始电压为 $0(V)$ 的正弦波电压,该正弦波电压具有中心电压 $E_d(V)$ 和振幅 $E_d(V)$ 。

[0051] 同样,将布线电感 L_s 的电感值取为 $L_{sx}(H)$ 且将浮动电容 C_s 的电容值 C_s 取为 $C_{sx}(F)$,由第一至第三阶跃电压生成的谐振电压 V_{r11} 至 V_{r13} 的周期 T 都是 $1/[2\pi\sqrt{(L_s \times C_{sx})}]$ (s)。因此,谐振频率 f 为 $1/T(Hz)$,而角频率 ω 为 $2\pi f(rad/s)$ 。

[0052] 在此,通过将时间段 T_{11} 设为 V_{r11} 至 V_{r13} 的周期 T 的六分之一,由第二阶跃电压和第三阶跃电压生成的谐振电压 V_{r12} 和 V_{r13} 具有相对于由第一阶跃电压生成的谐振电压 V_{r11} 使其相位分别为“延迟 $(4/3)\pi(rad)$ ”和“延迟 $(2/3)\pi(rad)$ ”的关系。

[0053] 因此,由第一至第三阶跃电压生成的谐振电压 V_{r11} 至 V_{r13} 由 $V_{r11}=E_d+E_d \cdot \sin[\omega t]$ 、 $V_{r12}=-E_d+E_d \cdot \sin[\omega t-(4\pi/3)]$ 、以及 $V_{r13}=E_d+E_d \cdot \sin[\omega t-(2\pi/3)]$ 表达。

[0054] 从以上描述看出,在从第一时刻至第三时刻的时间段中在电动机4的U1和V1端子之间生成的电压是其中由第一阶跃电压生成的谐振电压 V_{r11} 与由第二阶跃电压生成的谐振电压 V_{r12} 组合的电压。因此,在该时间段中在电动机4的U1和V1端子之间生成的电压是其上升比图9所示的谐振电压的上升更加平缓的电压。同样,从第三时刻向前,该电压是其中谐振电压 V_{r11} 、 V_{r12} 和 V_{r13} 组合的电压。因此,从第三时刻向前在电动机4的U1和V1端子之间生成的电压是大小为 $E_d(V)$ 的直流电压。

[0055] 从以上描述看出,由于根据本发明的浪涌电压抑制处理单元的功能,电动机4的U1和V1端子之间的电压是从 $0(V)$ 平缓地上升到直流电压 $E_d(V)$ 的电压,而不是突然上升的浪涌电压。由此,有可能防止电动机线圈绝缘。

[0056] 接着,使用图3,将给出当逆变器2的半导体开关元件 S_u 变换到截止状态时抑制图1所示的电动机驱动系统中的浪涌电压的原理的描述。以与图2中相同的方式,每一端子的电位基准点为图1的点N。

[0057] 首先,在控制电路3的脉宽调制单元3a中生成半导体开关元件 S_u 的脉宽调制信号 P_{su} 。以与图8所示的现有技术相同的方式,通过比较正弦波(调制信号)和三角波(载波信号)振幅值来获取脉宽调制信号 P_{su} 。

[0058] 浪涌电压抑制处理单元3b输出第一截止信号 G_{21} 达一时间段 T_{21} ,该时间段 T_{21} 具有脉宽调制信号 P_{su} 从高(半导体开关元件导通)下降到低(半导体开关元件截止)的时刻作

为起点。随后,在输出导通信号达相同时间段T21之后,浪涌电压抑制处理单元3b输出第二截止信号G22,直至脉宽调制信号P_{su}变成高。由第一截止信号G21、第二截止信号G22、以及设置在第一截止信号G21和第二截止信号G22之间的导通状态时间段T21的导通信号构成的信号构成用于使半导体开关元件Su进入截止状态的控制信号G_{su}。

[0059] 在此,第一截止信号G21下降的时刻是第一时刻,第一截止信号G21上升的时刻是第二时刻,并且第二截止信号G22下降的时刻是第三时刻。

[0060] 根据控制信号G_{su},半导体开关元件Su从导通状态依次在第一时刻变换到截止状态,在第二时刻变换到导通状态,并且在第三时刻变换到截止状态。由此,响应于控制信号G_{su},逆变器2的U和V端子之间的电压从Ed(V)到0(V)到Ed(V)到0(V)地变化(参考图3)。在此,在第一、第二和第三时刻的电压变化分别被称为第一阶跃、第二阶跃、第三阶跃。

[0061] 将逆变器2的端子U和V之间输出的电压取为作为在第一和第三时刻分别从Ed(V)变成0(V)的第一阶跃电压和第三阶跃电压以及在第二时刻从-Ed(V)变成0(V)的第二阶跃电压的三个阶跃电压的组合电压。

[0062] 第一阶跃电压是在第一时刻从初始电压Ed(V)变成0(V)的方波电压。第二阶跃电压是在第二时刻从初始电压-Ed(V)变成0(V)的方波电压。第三阶跃电压是在第三时刻从初始电压Ed(V)变成0(V)的方波电压。

[0063] 此外,在第一至第三时刻的电压阶跃变化导致如图1所示的由布线电感L_s和浮动电容C_s构成的LC电路的谐振。由第一阶跃电压生成的谐振电压V_{r21}是在第一时刻生成的初始电压为Ed(V)的正弦波电压,该正弦波电压具有中心电压0(V)和振幅Ed(V)。由第二阶跃电压生成的谐振电压V_{r22}是在第二时刻生成的初始电压为-Ed(V)的正弦波电压,该正弦波电压具有中心电压0(V)和振幅Ed(V)。由第三阶跃电压生成的谐振电压V_{r23}是在第三时刻生成的初始电压为Ed(V)的正弦波电压,该正弦波电压具有中心电压0(V)和振幅Ed(V)。

[0064] 同样,由第一至第三阶跃电压生成的谐振电压V_{r21}至V_{r23}的周期T都是 $1/[2\pi\sqrt{(L_s \times C_{sx})}]$ (s)。因此,谐振频率f为1/T(Hz),而角频率 ω 为 $2\pi f$ (rad/s)。

[0065] 在此,通过将时间段T21的时间设为V_{r21}至V_{r23}的周期T的六分之一,由第二阶跃电压和第三阶跃电压生成的谐振电压V_{r22}和V_{r23}具有相对于由第一阶跃电压生成的谐振电压V_{r21}使其相位分别为“延迟 $(4/3)\pi$ (rad)”和“延迟 $(2/3)\pi$ (rad)”的关系。

[0066] 因此,由第一至第三阶跃电压生成的谐振电压V_{r21}至V_{r23}由V_{r21}=Ed·sin[ωt]、V_{r22}=Ed·sin[$\omega t-(4\pi/3)$]、以及V_{r23}=Ed·sin[$\omega t-(2\pi/3)$]表达。

[0067] 从以上描述看出,在从第一时刻至第三时刻的时间段中在电动机4的U1和V1端子之间生成的电压是其中由第一阶跃电压生成的谐振电压V_{r21}与由第二阶跃电压生成的谐振电压V_{r22}组合的电压。因此,在该时间段中在电动机4的U1和V1端子之间生成的电压是其下降比图9所示的谐振电压的下降更加平缓的电压。同样,从第三时刻向前,该电压是其中谐振电压V_{r21}、V_{r22}和V_{r23}组合的电压。因此,从第三时刻向前在电动机4的U1和V1端子之间生成的电压是大小为0(V)的直流电压。

[0068] 从以上描述看出,由于根据本发明的浪涌电压抑制处理单元3b的作用,电动机4的U1和V1端子之间的电压是直流电压Ed(V)平缓地下降到0(V)的电压、而不是突然下降的浪涌电压。由此,有可能防止电动机线圈绝缘。

[0069] 接着,使用图4(a)和图4(b),将给出根据本发明的浪涌电压抑制处理单元3b的描

述。图4(a)是表示为框图的用于生成半导体开关元件Su的控制信号的浪涌电压抑制处理单元3b的一个示例。同样,作为时序图,图4(b)表示图4(a)的每一框的输入和输出信号之间的关系。

[0070] 在图4(a)中,31是Gu1生成单元,32是Gu2生成单元,并且33是异或单元XOR。异或单元XOR的输出构成半导体开关元件的控制信号Gsu。

[0071] 首先,当输入信号Psu从低变成高时,在图1所示的脉宽调制单元3a中生成的脉宽调制信号Psu作为输入的Gu1生成单元31输出在时间T11为高的信号Gu1,如图4(b)所示。同样,当输入信号Psu从高变成低时,Gu1生成单元31输出在时间T21为高的信号Gu1,如图4(b)所示。

[0072] 接着,当输入信号Psu从低变成高时,同样脉宽调制信号Psu作为输入的Gu2生成单元32输出延迟时间T12从低变成高的信号Gu2,如图4(b)所示。同样,当输入信号Psu从高变成低时,Gu2发电单元32输出延迟时间T22从高变成低的信号Gu2,如图4(b)所示。虽然Gu2生成单元32可以是简单的延迟电路,但是Psu信号是在此情况下延迟预定时间的简单输出,这意味着不可避免地“时间T12=时间T22”。

[0073] 由Gu1生成单元31和Gu2生成单元32输出的控制信号Gu1和Gu2作为输入的异或单元33执行异或,从而输出只在输入之一为高时为高的控制信号Gsu。因此,控制信号Gsu在脉宽调制信号Psu从低变成高时为高达时间T11,随后变成低,并且在时间(T12-T11)流逝之后再次变成高。同样,控制信号Gsu在脉宽调制信号Psu从高变成低时为低达时间T21,随后变成高,并且在时间(T22-T21)流逝之后再次变成低。

[0074] 在此,假设时间T12是时间T11的两倍且T22是时间T21的两倍,有可能获取图2和图3所示的控制信号Gsu。

[0075] 由于有可能在作为现有技术的脉宽调制单元3a之后的级中使用电子电路构成根据本发明的浪涌电压抑制处理单元3b,因此不需要增加功率转换器的尺寸。

[0076] 同样,由于图4所示的浪涌电压抑制处理单元3b是用于获取控制信号Gsu的逻辑的一个示例,因此显然,只要有可能获取图2和图3所示的控制信号Gsu,就有可能使用其他逻辑来产生根据本发明的优点。因此,根据本发明的浪涌电压抑制处理单元3b不限于图4所示的框图。

[0077] 接着,图5是示出本发明的另一实施例的电动机驱动系统电路配置图。该实施例与图1的实施例的不同之处在于,由电感器Lf和电容器Cf构成的LC滤波器设置在逆变器2和电动机4之间。LC滤波器的电感器Lf插在逆变器2的端子U、V和W与电动机4的输入端子U1、V1和W1之间。同样,LC滤波器的电容器Cf使得其每一端连接在电感器Lf与电动机4的输入端子U1、V1和W1之间,而其他端共同连接到直流电源1的N端子侧。

[0078] 在此,假设电感器Lf的电感值和电容器Cf的电容值选为布线电感Ls的电感值和浮动电容Cs的电容值的约十倍或者更大的值,施加到由电感Ls和浮动电容Cs构成的LC电路的电压的上升和下降将是平缓的。由此,有可能抑制由电感Ls和浮动电容Cs构成的LC电路中的谐振。

[0079] 然而,可假设在所插入LC滤波器和逆变器2之间发生谐振。由电感器Lf的电感值 $Lf_x(H)$ 和电容器Cf的电容值 $Cf_x(F)$ 固定的LC滤波器的谐振周期T为 $T=1/[2\pi\sqrt{(Lf \times Cf_x)}(s)]$ 。

[0080] 因此,为了抑制所插入LC滤波器的谐振,将图5的浪涌电压抑制处理单元3b的时间T11和T21设为LC滤波器的谐振周期T的六分之一。通过以此方式设置时间T11和T21,有可能使用与图2和图3所示的原理相同种类的原理来抑制LC滤波器的谐振。由此,有可能抑制在电动机4的输入端子中生成的浪涌电压,由此防止电动机4的介电击穿。

[0081] 接着,图6是示出使用根据本发明的功率转换器的又一实施例的电动机驱动系统电路配置图。该实施例与图5所示的实施例的不同之处在于,电容器Cf的其他端共同连接到直流电源1的P端子侧。电感器Lf的电感值、电容器Cf的电容值、以及浪涌电压抑制处理单元3b的时间T11和T21与图5所示的实施例中相同。

[0082] 即使当以此方式连接LC滤波器时,也有可能以与图5所示的实施例中相同的方式抑制LC滤波器的谐振。由此,有可能抑制在电动机4的输入端子中生成的浪涌电压,由此防止电动机4的介电击穿。

[0083] 接着,图7是示出使用根据本发明的功率转换器的又一实施例的电动机驱动系统电路配置图。该实施例与图5所示的实施例的不同之处在于,直流电源由串联连接的直流电源1a和直流电源1b构成,电容器Cf的其他端共同连接到直流电源1a和直流电源1b的串联连接点。电感器Lf的电感值、电容器Cf的电容值、以及浪涌电压抑制处理单元3b的时间T11和T21与图5所示的实施例中相同。

[0084] 即使当以此方式连接LC滤波器时,也有可能以与图5所示的实施例中相同的方式抑制LC滤波器的谐振。由此,有可能抑制在电动机4的输入端子中生成的浪涌电压,由此防止电动机4的介电击穿。

[0085] 同样,在图5和图6所示的实施例中,为了抑制浪涌电压而增加的电气部件是电感器Lf和电容器Cf,并且不需要如同现有技术一样还增加消耗浪涌电压能量的电阻器、二极管桥电路等。因此,有可能抑制尺寸增加以及功率转换器的成本增加。

[0086] 在本发明的上述实施例中,已采用使用三相电压型PWM逆变器的电动机驱动系统作为示例来描述本发明的动作和优点,但是逆变器负载不限于电动机,也有可能提供与具有除电动机以外的电路或者电气部件作为负载的逆变器相同的动作和优点。同样,逆变器不限于三相逆变器,它可以是单相逆变器或者多于三相的多相逆变器。同样,逆变器不限于两级逆变器,它可以是三级或三级以上的多级逆变器。

[0087] 此外,调制方法也不限于脉宽调制,它可以是任何方法,由此将方波电压输出到负载。

[0088] 由于根据本发明的功率转换器在半导体开关元件变换到导通状态或截止状态时在半导体开关元件和负载之间的阻抗的谐振周期的六分之一的时间内产生导通-截止-导通动作或者截止-导通-截止动作,因此有可能抑制归因于由每一开关动作生成的谐振电压的叠加作用的浪涌电压的生成。

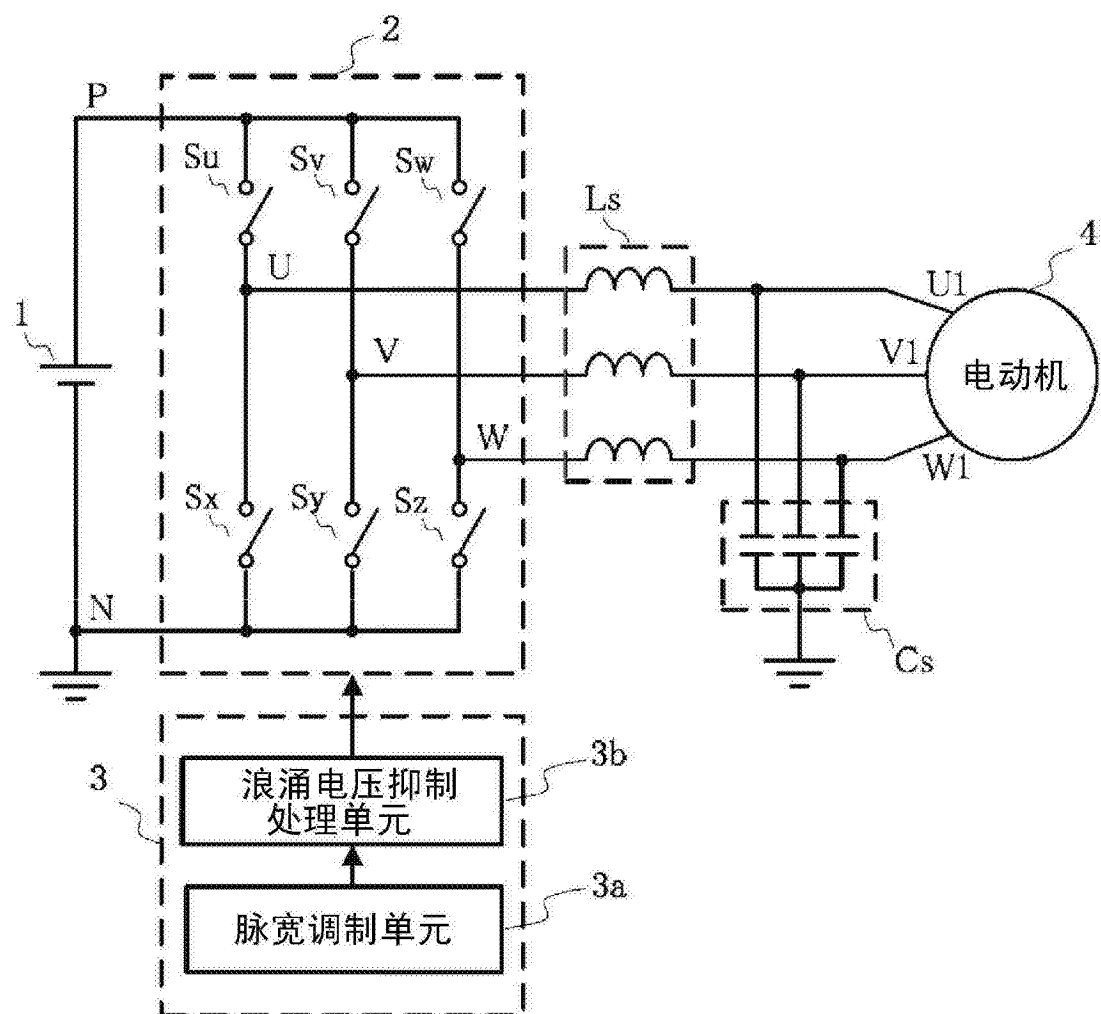


图1

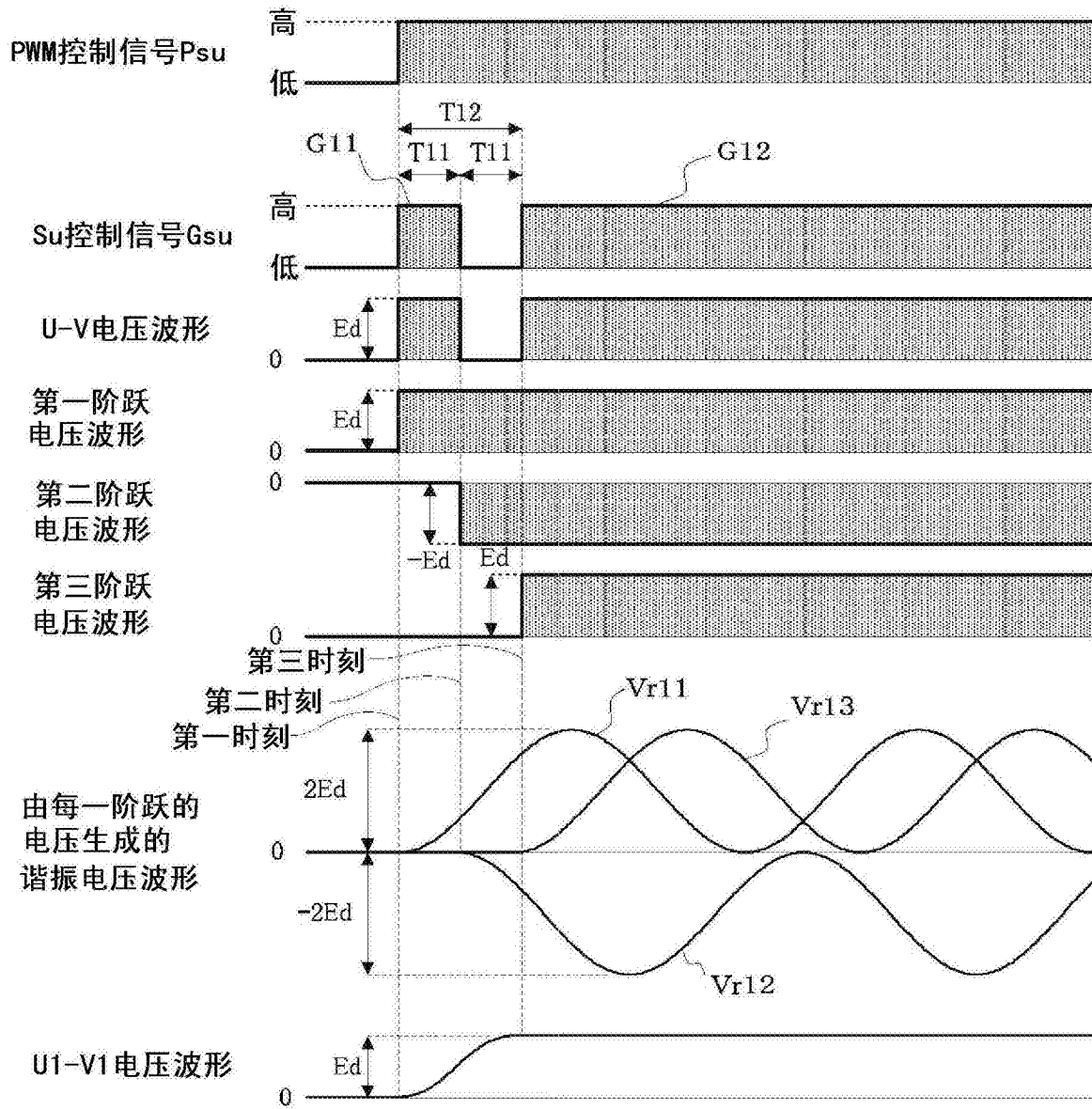


图2

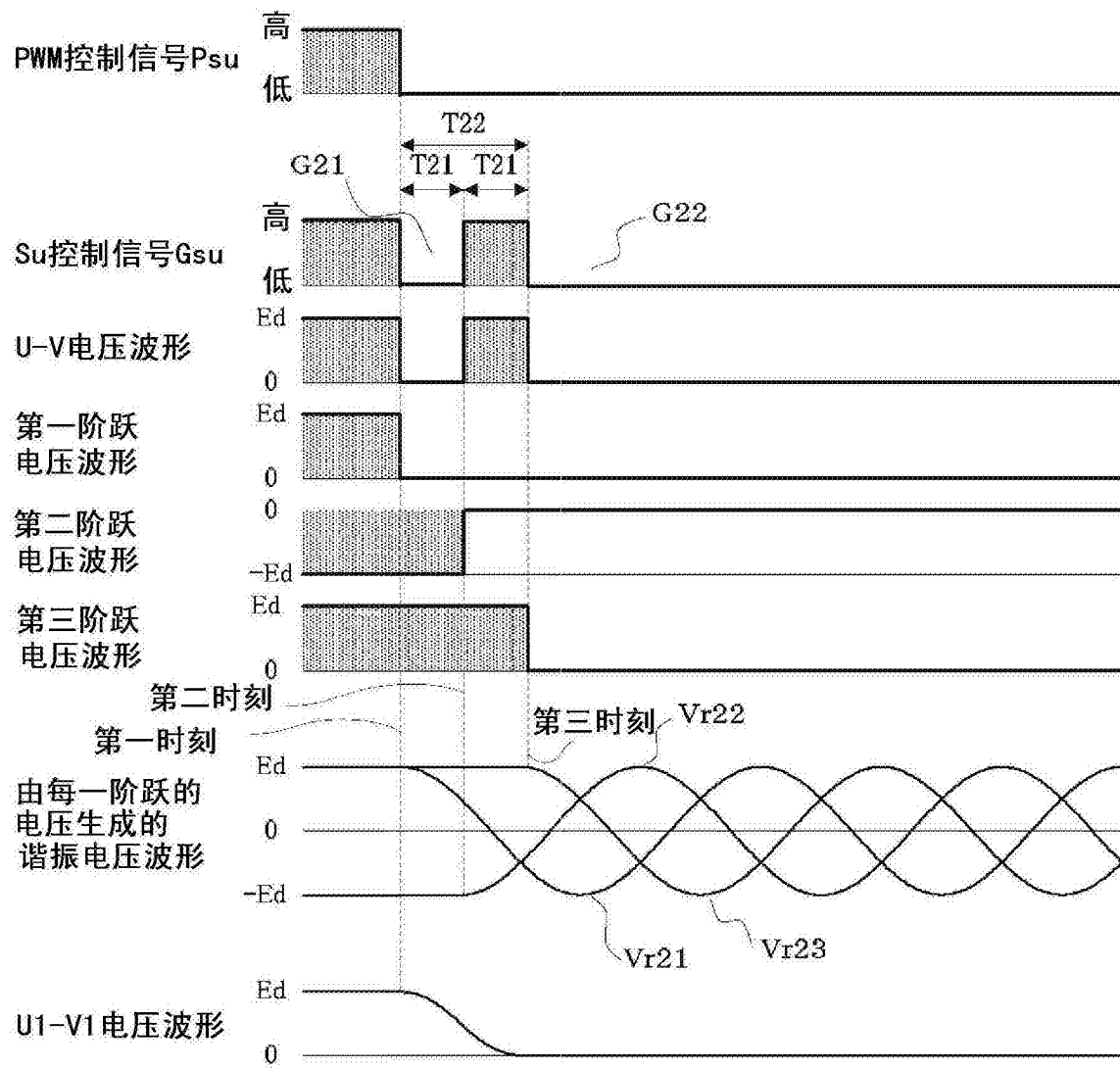


图3

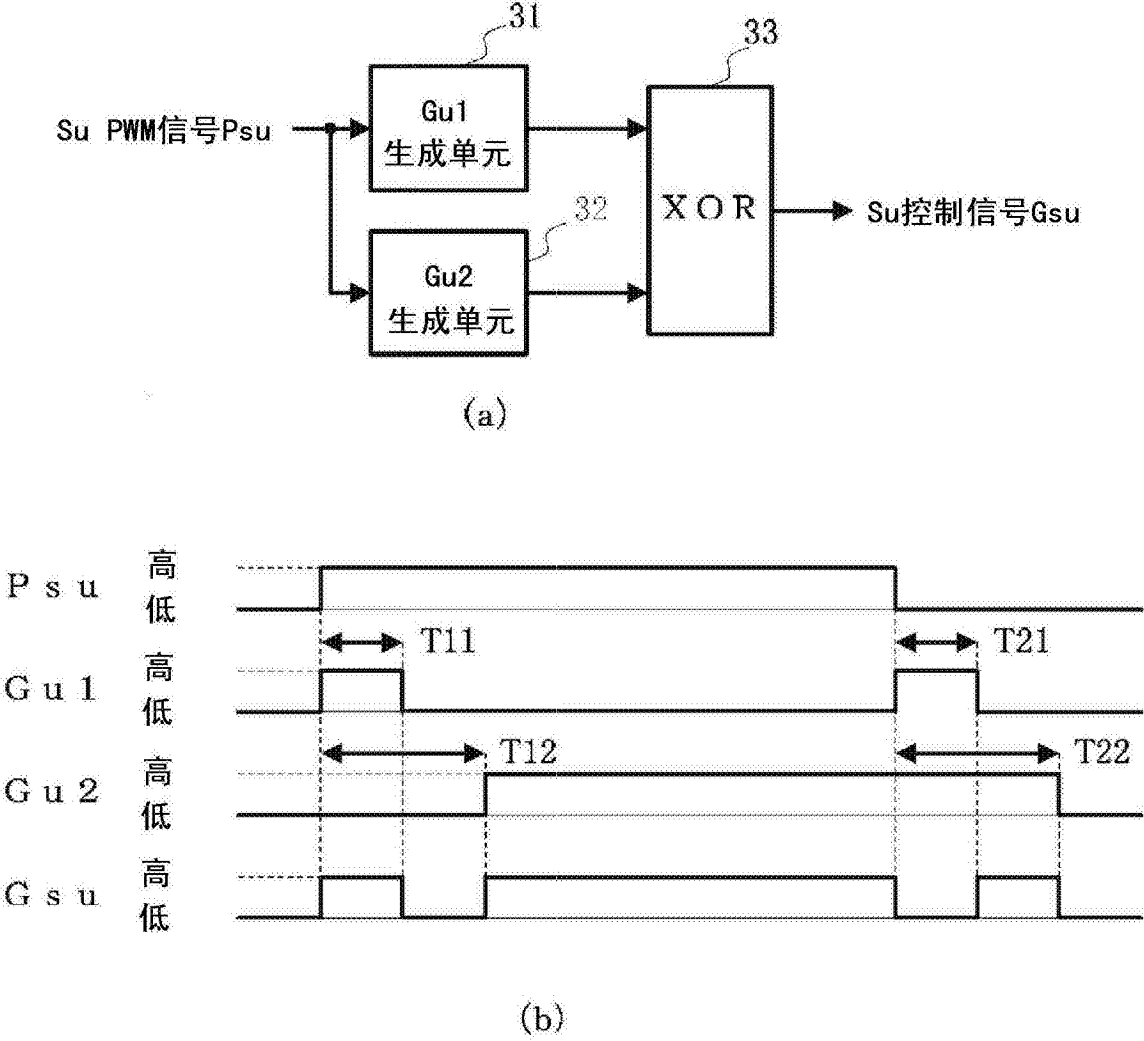


图4

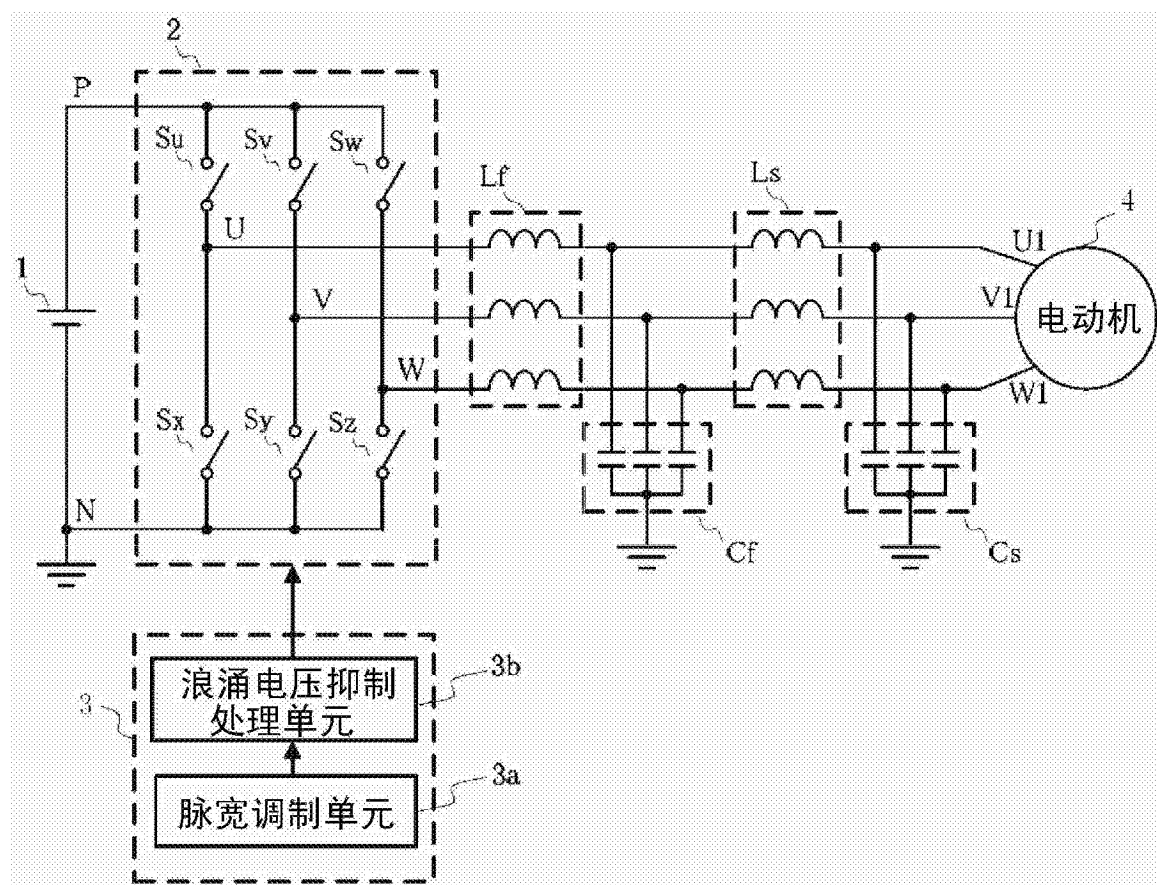


图5

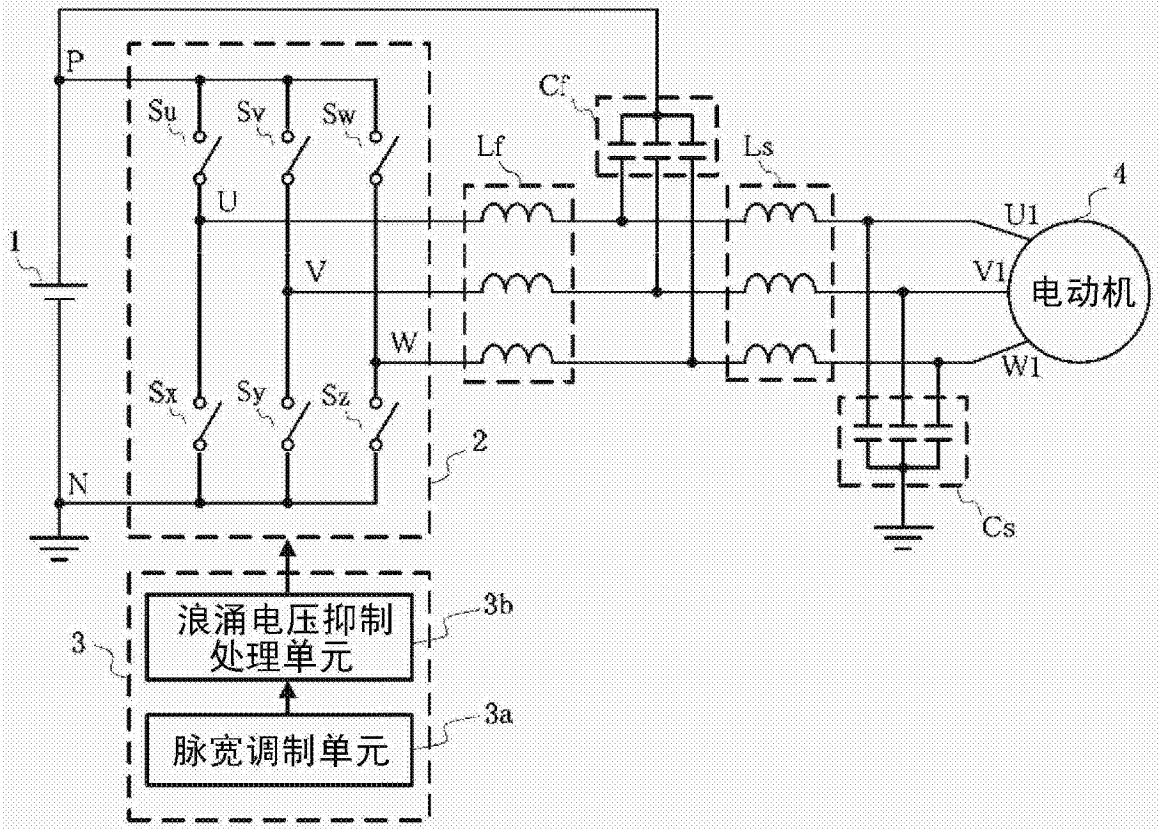


图6

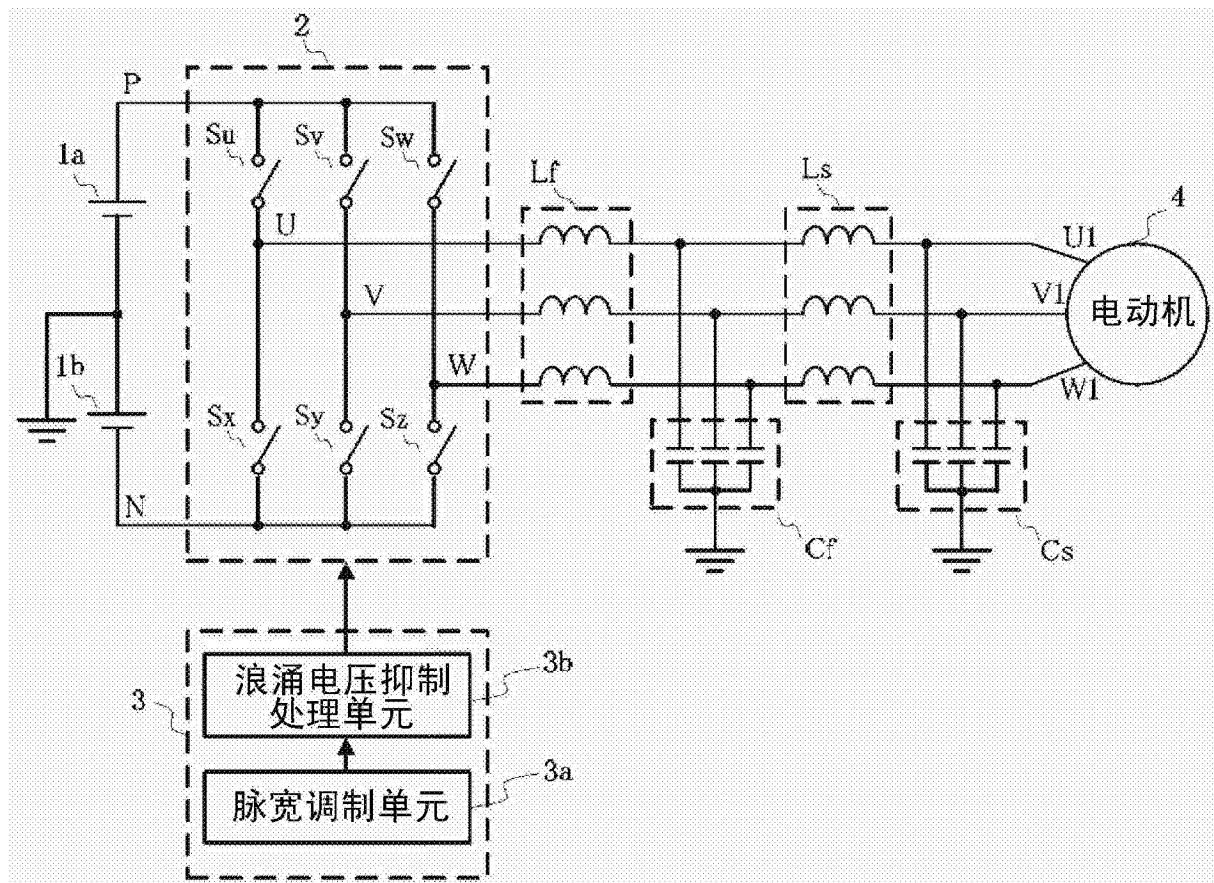


图7

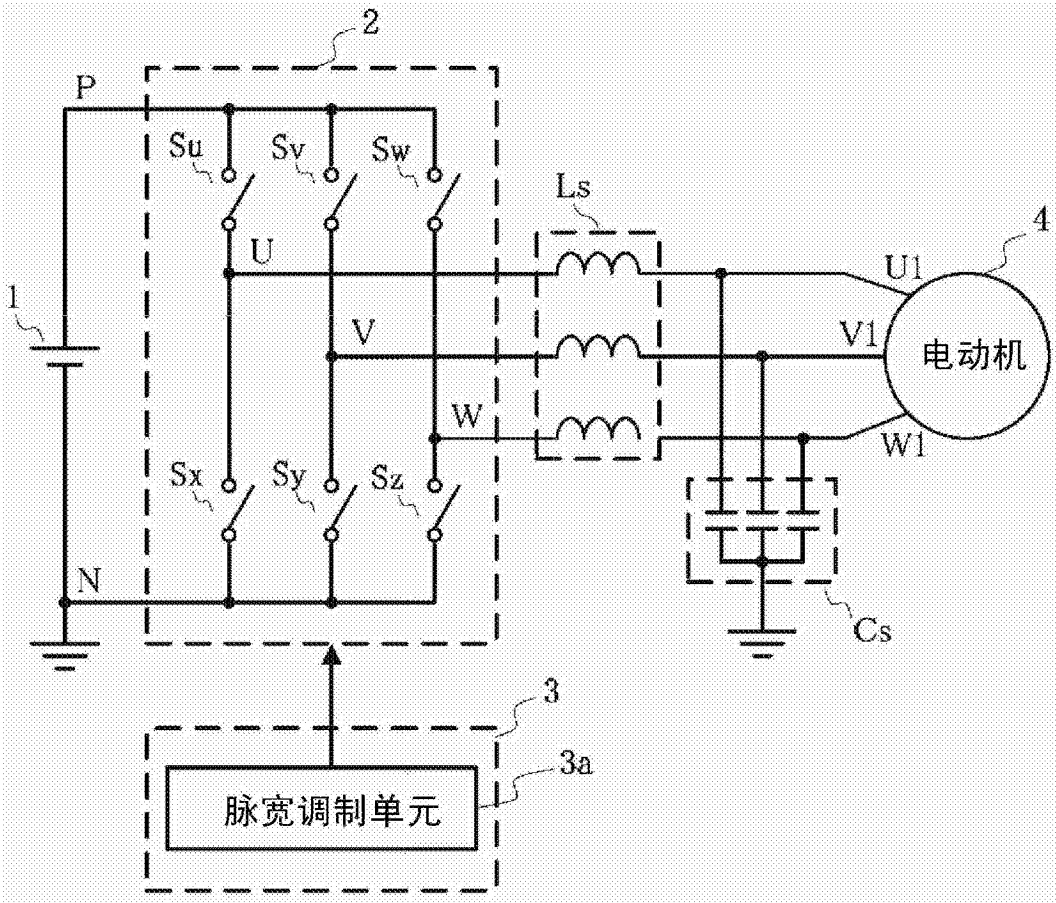


图8

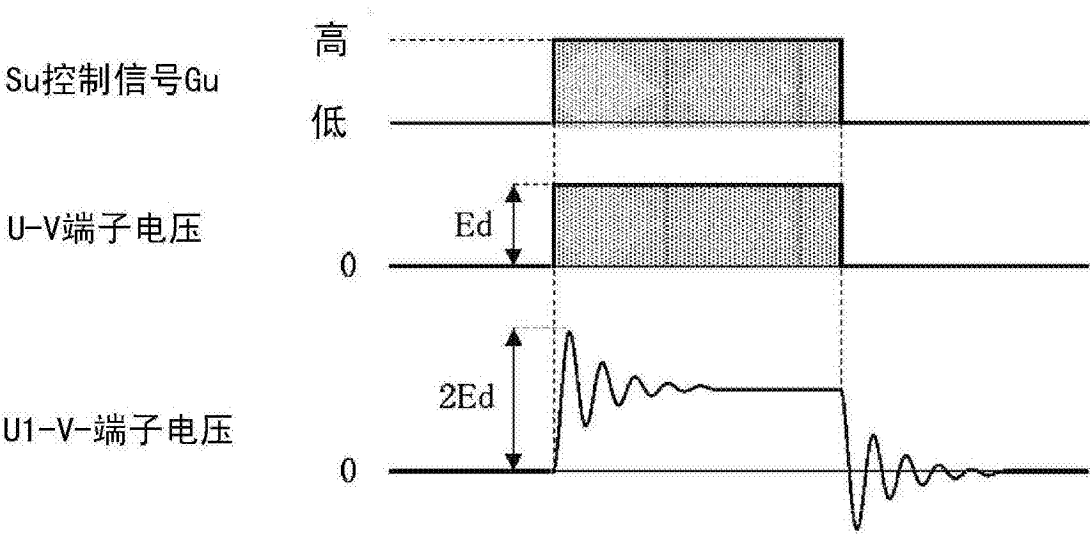


图9