



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104205608 B

(45)授权公告日 2017.05.17

(21)申请号 201380018555.2

(22)申请日 2013.03.22

(65)同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 104205608 A

(43)申请公布日 2014.12.10

(30)优先权数据  
2012-095308 2012.04.19 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日  
2014.09.30

(86)PCT国际申请的申请数据  
PCT/JP2013/058342 2013.03.22

(87)PCT国际申请的公布数据  
W02013/157350 JA 2013.10.24

(73)专利权人 住友电气工业株式会社  
地址 日本大阪府大阪市  
专利权人 国立大学法人丰桥技术科学大学

(72)发明人 藤川一洋 初川聪 志贺信夫  
大平孝

(74)专利代理机构 中原信达知识产权代理有限  
责任公司 11219  
代理人 张焕生 谢丽娜

(51)Int.Cl.  
H02M 7/5387(2007.01)

(56)对比文件  
CN 102035425 A,2011.04.27,  
CN 102035425 A,2011.04.27,  
JP 特开平5-83984 A,1993.04.02,  
US 6075717 A,2000.06.13,  
CN 101604923 A,2009.12.16,  
JP 特开2003-88130 A,2003.03.20,  
US 2008/0273125 A1,2008.11.06,

审查员 姜婷婷

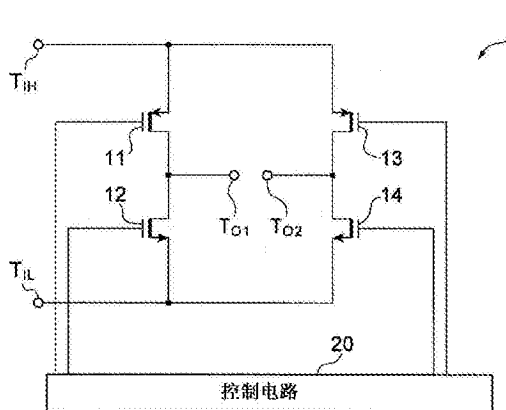
权利要求书2页 说明书8页 附图4页

(54)发明名称

电源逆变器电路

(57)摘要

根据本发明的一个实施例的电源逆变器电路(1)是桥式电源逆变器电路,该桥式电源逆变器电路包括顺序串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间的第一和第二切换元件(11、12)以及顺序串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间的第三和第四切换元件(13、14),该桥式电源逆变器电路把在较高和较低电压侧上的输入端子之间馈送的直流电力转换成交流电力。第一和第三切换元件(11、13)的组与第二和第四切换元件(12、14)的组中的一组在比另一组的频率更高的频率下控制切换。



1. 一种电源逆变器电路,包括:

第一切换元件和第二切换元件,顺序地串联连接在较高电压侧的输入端子与较低电压侧的输入端子之间,具有与第一输出端子相连的中间节点;以及

第三切换元件和第四切换元件,顺序地串联连接在所述较高电压侧的输入端子与所述较低电压侧的输入端子之间,具有与第二输出端子相连的中间节点;

所述电源逆变器电路交替导通所述第一切换元件以及所述第四切换元件组成的组和所述第二切换元件以及所述第三切换元件组成的组,使得把在所述较高电压侧上的输入端子和所述较低电压侧上的输入端子之间馈送的直流电力转换成在所述第一输出端子和所述第二输出端子之间的交流电力;

其中,所述第二切换元件以及所述第四切换元件组成的组在比所述第一切换元件以及所述第三切换元件组成的组的频率更高的频率下经受切换控制,

其中,在当所述第一切换元件和第四切换元件导通时的交流电力的一半周期时段中,所述第一切换元件经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,同时所述第四切换元件在至少两倍于所述第一切换元件的切换频率的频率下经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,并且

在当所述第二切换元件和所述第三切换元件导通时的交流电力的另一半周期时段中,所述第三切换元件经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,同时使所述第二切换元件在至少两倍于所述第三切换元件的切换频率的频率下经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制。

2. 根据权利要求1所述的电源逆变器电路,其中所述第一切换元件至第四切换元件经受切换控制,使得在所述第一输出端子和所述第二输出端子之间产生单相交流电力。

3. 一种电源逆变器电路,包括:

第一切换元件和第二切换元件,顺序地串联连接在较高电压侧的输入端子与较低电压侧的输入端子之间,具有与第一输出端子相连的中间节点;以及

第三切换元件和第四切换元件,顺序地串联连接在所述较高电压侧的输入端子与所述较低电压侧的输入端子之间,具有与第二输出端子相连的中间节点;

第五切换元件和第六切换元件,顺序地串联连接在所述较高电压侧的输入端子与所述较低电压侧的输入端子之间,具有与第三输出端子相连的中间节点;

其中,所述电源逆变器电路交替导通彼此之间具有 $1/3$ 周期的相位差的所述第一切换元件以及所述第四切换元件组成的组、所述第三切换元件以及所述第六切换元件组成的组、所述第五切换元件以及所述第二切换元件组成的组,使得把在所述较高电压侧上的输入端子和所述较低电压侧上的输入端子之间馈送的直流电力转换成在所述第一输出端子至所述第三输出端子之间的三相交流电力,

其中,所述第二切换元件、所述第四切换元件和所述第六切换元件组成的组在比所述第一切换元件、所述第三切换元件和所述第五切换元件组成的组的频率更高的频率下经受切换控制,

其中,在当所述第一切换元件和第四切换元件导通时的交流电力的 $1/3$ 周期时段中,所述第一切换元件经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,同时所述第四切换元件在至少两倍于所述第一切换元件的切换频率的频率下经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,

在当所述第三切换元件和所述第六切换元件导通时的交流电力的另 $1/3$ 周期时段中,

所述第三切换元件经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,同时所述第六切换元件在至少两倍于所述第三切换元件的切换频率的频率下经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,并且

在当所述第五切换元件和所述第二切换元件导通时的交流电力的又另1/3周期时段中,所述第五切换元件经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,同时所述第二切换元件在至少两倍于所述第五切换元件的切换频率的频率下经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制。

## 电源逆变器电路

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种用于将直流电力转换成交流电力的桥式电源逆变器电路。

### 背景技术

[0002] 作为用于将直流电力转换成交流电力的电源逆变器电路,桥式逆变器已被广泛熟知。作为这类桥式逆变器,非专利文献1公开了单相和三相逆变器。

[0003] 单相桥式逆变器包括顺序地串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间的第一和第二切换元件以及顺序地串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间的第三和第四切换元件。通过交替导通第一和第四切换元件的组与第二和第三切换元件的组,单相桥式逆变器在第一和第二切换元件的中间节点与第三和第四切换元件的中间节点之间产生单相交流电力(例如图6和9)。

[0004] 另一方面,三相桥式逆变器包括顺序地串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间的第一和第二切换元件、顺序地串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间的第三和第四切换元件、以及顺序地串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间的第五和第六切换元件。通过周期性地导通它们之间具有1/3周期的相位差的第一和第四切换元件的组、第三和第六切换元件的组、以及第五和第二切换元件的组,三相桥式逆变器在第一和第二切换元件的中间节点、第三和第四切换元件的中间节点、以及第五和第六切换元件的中间节点之中产生三相交流电力(例如图7和10)。

[0005] 非专利文献1还公开了用于在每组的切换元件处于导通的时段期间通过使用脉冲宽度调制(PWM)方案来执行切换控制的桥式逆变器(例如图13)。

[0006] 非专利文献1:IMAI Koji,Power Electronics Handbook(R&D Planning有限公司,2002年2月),第328—337页。

[0007] 这类桥式电源逆变器电路在单相和三相型中分别需要四个和六个切换元件。这种桥式电源逆变器电路以相同频率来执行对所有切换元件的切换控制。这使所有切换元件必需使用可以以相对高速度进行操作的切换元件,由此很难实现低成本。

[0008] 因此本发明的目的是提供一种可降低其成本的电源逆变器电路。

### 发明内容

[0009] 根据本发明的电源逆变器电路是桥式电源逆变器电路,该桥式电源逆变器电路包括:顺序地串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间的第一和第二切换元件,该第一和第二切换元件具有与第一输出端子相连的中间节点;以及顺序地串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间的第三和第四切换元件,该第三和第四切换元件具有与第二输出端子相连的中间节点;电源逆变器电路用于交替导通第一以及第四切换元件组成的组和第二和第三切换元件组成的组以把在较高和较低电压侧上的输入端子之间馈送的直流电力转换成第一和第二输出端子之间的交流电力;其中第一和第三切换元件组成的组与第二和第四切换元件组成的组中的一组在比另一组的频率更高的频率下经受切换控制。

[0010] 对第一和第三切换元件组成的组和第二和第四切换元件组成的组中的一组,通过在比另一组的频率更高的频率下进行切换控制,电源逆变器电路可使用以相对低的速度进行操作且价格比较低廉的切换元件作为另一组中的切换元件。因此,该电源逆变器电路可实现低成本。

[0011] 同时,存在CMOSFET(互补金属氧化物半导体场效应晶体管)用作桥式电路中的切换元件这样的情况。也就是说,存在下述情况,即PMOSFET(P沟道金属氧化物半导体场效应晶体管)用于上臂侧上的第一和第三切换元件,同时NMOSFET(N沟道金属氧化物半导体场效应晶体管)用于下臂侧上的第二和第四切换元件。CMOSFET的有利之处在于它很容易由时钟信号来驱动,但是不利之处在于PMOSFET趋于呈现出比NMOSFET更低的操作速度,由此在切换控制中很难实现较高速度。

[0012] 因此对于电源逆变器电路来说优选是第二和第四切换元件组成的组在比第一和第三切换元件组成的组的频率更高的频率下经受切换控制。

[0013] 在这种情况下,下臂侧上的第二和第四切换元件在比第一和第三切换元件的频率更高的频率下经受切换控制,这在使用CMOSFET作为切换元件时是适当的,由此可同时获得快速的切换控制以及容易驱动切换元件这两者。

[0014] 优选地,在电源逆变器电路中,在当第一和第四切换元件导通时的交流电力的一半周期时段中,第一切换元件导通,同时第四切换元件经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,并且在当第二和第三切换元件导通时的交流电力的另一半周期时段中,第三切换元件导通,同时第二切换元件经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制。

[0015] 优选地,在电源逆变器电路中,在当第一和第四切换元件导通时的交流电力的一半周期时段中,第一切换元件经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,同时第四切换元件在至少两倍于第一切换元件的切换频率的频率下经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,并且在当第二和第三切换元件导通时的交流电力的另一半周期时段中,第三切换元件经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制,同时第二切换元件在至少两倍于第三切换元件的切换频率的频率下经受使用脉冲宽度调制方案的切换控制。

[0016] 优选地,在电源逆变器电路中,第一至第四切换元件经受切换控制以使得在第一和第二输出端子之间产生单相交流电力。这可实现低成本的全桥单相逆变器电路。

[0017] 优选地,电源逆变器电路进一步包括:第五和第六切换元件,该第五和第六切换元件顺序地串联连接在较高与较低电压侧的输入端子之间、具有与第三输出端子相连的中间节点;其中第一至第六切换元件经受切换控制,以使得第一、第三和第五切换元件组成的组与第二、第四和第六切换元件组成的组中的一组在比另一组的频率更高的频率下经受切换控制,从而在第一至第三输出端子之间产生三相交流电力。这可实现低成本的桥式三相逆变器电路。

[0018] 本发明可实现低成本桥式电源逆变器电路。

## 附图说明

[0019] 图1是用于对根据本发明的第一实施例的单相全桥逆变器进行说明的电路图;

[0020] 图2是用于对在其第一切换元件导通的时段期间根据第一实施例的逆变器的等效电路进行说明的示意图;

[0021] 图3是用于对在其第三切换元件导通的时段期间根据第一实施例的逆变器的等效电路进行说明的示意图；

[0022] 图4是用于对第一切换元件导通的时段期间根据第一实施例的逆变器的输出电压进行说明的示意图；

[0023] 图5是用于对根据第一实施例的逆变器的输出交流电压进行说明的示意图；以及

[0024] 图6是用于对根据本发明的第二实施例的单相桥式逆变器进行说明的电路图。

### 具体实施方式

[0025] 在下面,参考附图对本发明的优选实施例进行详细说明。在附图中,相同符号指代相同或等效部分。

[0026] [第一实施例]

[0027] 图1是用于对根据本发明的第一实施例的逆变器进行说明的电路图。第一实施例的逆变器(电源逆变器电路)1是单相全桥逆变器。逆变器1将在较高电压侧输入端子 $T_{IH}$ 与较低电压侧输入端子 $T_{IL}$ 之间馈送的直流电力转换成第一和第二输出端子 $T_{O1}$ 、 $T_{O2}$ 之间的单相交流电力。逆变器1包括第一至第四切换元件11至14以及控制电路20。

[0028] 第一和第二切换元件11、12顺序地串联连接在较高与较低电压侧输入端子 $T_{IH}$ 、 $T_{IL}$ 之间,同时其中间节点与第一输出端子 $T_{O1}$ 相连。例如,上臂侧上的第一切换元件11是PMOSFET,而下臂侧上的第二切换元件12是NMOSFET。

[0029] 更具体地说,第一切换元件11具有与较高电压侧输入端子 $T_{IH}$ 相连的源级端子以及与第二切换元件12的漏极端子相连的漏极端子。第二切换元件12具有与较低电压侧输入端子 $T_{IL}$ 相连的源级端子。第一和第二切换元件11、12的漏极端子与第一输出端子 $T_{O1}$ 相连。第一和第二切换元件11、12具有与控制电路20相连的栅极端子。

[0030] 类似地,第三和第四切换元件13、14顺序地串联连接在较高与较低电压侧输入端子 $T_{IH}$ 、 $T_{IL}$ 之间,同时其中间节点与第二输出端子 $T_{O2}$ 相连。例如,上臂侧上的第三切换元件13是PMOSFET,而下臂侧上的第四切换元件14是NMOSFET。

[0031] 更具体地说,第三切换元件13具有与较高电压侧输入端子 $T_{IH}$ 相连的源级端子以及与第四切换元件14的漏极端子相连的漏极端子。第四切换元件14具有与较低电压侧输入端子 $T_{IL}$ 相连的源级端子。第三和第四切换元件13、14的漏极端子与第二输出端子 $T_{O2}$ 相连。第三和第四切换元件13、14具有与控制电路20相连的栅极端子。

[0032] 控制电路20执行对第一至第四切换元件11至14的切换控制。具体地说,控制电路20交替地导通第一和第四切换元件11、14组成的组以及第二和第三切换元件12、13组成的组,以便将在较高与较低电压侧输入端子 $T_{IH}$ 、 $T_{IL}$ 之间馈送的直流电流转换成第一和第二输出端子 $T_{O1}$ 、 $T_{O2}$ 之间的单相交流电力。

[0033] 更具体地说,在当第一和第四切换元件11、14导通时的输出单相交流电力的半周期时段中,控制电路20导通第一切换元件11,同时使第四切换元件14经受使用脉冲宽度调制(PWM)方案的切换控制。在当第二和第三切换元件12、13导通时的输出单相交流电力的另一半周期时段中,控制电路20导通第三切换元件13,同时使第二切换元件12经受使用该PWM方案的切换控制。

[0034] 也就是说,控制电路20使上臂侧上的第一和第三切换元件11、13在输出交流电力

的频率下经受切换控制,并且通过使用PWM方案使下臂侧上的第二和第四切换元件12、14在比第一和第三切换元件11、13的频率更高的频率下经受切换控制。

[0035] 现在对根据第一实施例的逆变器1的操作进行说明。例如,假如对第一和第三切换元件11、13进行控制以使得以低速(例如,60Hz的频率)交替地导通/截止。此后,在第一切换元件11导通的时段期间使第四切换元件14经受高速(例如120HZ的频率)的PWM控制,并且在第三切换元件13导通的时段期间使第二切换元件12经受高速(例如120HZ的频率)的PWM控制。

[0036] 图2是用于对在第一时间切换元件11导通的时段期间逆变器1的等效电路进行说明的示意图,而图3是用于对在第三切换元件13导通的时段期间逆变器1的等效电路进行说明的示意图。为了便于以下的操作说明,假定平滑电容器(电容值C)连接在第一和第二输出端子 $T_{01}$ 、 $T_{02}$ 之间。假设电阻负载(电阻值R)连接在第一和第二输出端子 $T_{01}$ 、 $T_{02}$ 之间。在图2和3中, $i_s$ 是第一和第三切换元件11、13的每一个的饱和电流值。

[0037] 图4是用于对在第一时间切换元件11导通的时段期间逆变器1的输出电压进行说明的示意图。在图4中,利用第四切换元件14从截止切换到导通的时间作为原点,将截止和导通时间分别定义为 $t_1$ 和 $t_2$ 。也就是说,导通—截止切换的一个周期是 $t_1+t_2$ 。

[0038] 图5是用于对逆变器1的输出电压进行说明的示意图。图5还说明了第一至第四切换元件11至14的导通和截止状态。

[0039] 首先,在第一时间切换元件11导通的时段期间,如在图2和5中所说明的,第二和第三切换元件12、13保持在截止状态。第四切换元件14经受例如以120kHz的PWM控制。

[0040] 假设逆变器1的输出电压 $v(t)$ 是时间 $t$ 的函数,则根据在第四切换元件14截止和导通的相应时段期间的基尔霍夫电流定律获得下列表达式(1)和(2)。

[0041] [公式1]

$$[0042] \quad \frac{v(t)}{R} + C \frac{dv(t)}{dt} = 0 \quad \cdot \cdot \cdot (1)$$

$$[0043] \quad \frac{v(t)}{R} + C \frac{dv(t)}{dt} = i_s \quad \cdot \cdot \cdot (2)$$

[0044] 在这里,如上所述,C是平滑电容器的电容值,R是电阻值,并且 $i_s$ 是第一切换元件11的饱和电流值。

[0045] 上述表达式(1)和(2)是其通解被分别确定为下列表达式(3)和(4)的一阶线性常微分方程。

[0046] [公式2]

$$[0047] \quad v(t) = v_0 e^{-\sigma t} \cdot \cdot \cdot (3)$$

$$[0048] \quad v(t) = R i_s + v_1 e^{-\sigma t} \cdot \cdot \cdot (4)$$

[0049] 在这里, $\sigma$ 是电压衰减常数,即CR时间常数的倒数 $1/CR$ ,而 $v_0$ 和 $v_1$ 是从下面将要说明的时间轴上的电压连续条件所确定的积分常数。

[0050] 假设输出电压 $v(t)$ 在如图4所说明的第四切换元件14从截止切换到导通时的时间 $t=0$ 连续,则从上述表达式(3)和(4)获得下列表达式(5)。

[0051] [公式3]

$$[0052] \quad v_0 = R i_s + v_1 \cdot \cdot \cdot (5)$$

[0053] 假定在第四切换元件14的截止状态的一个时段和其导通状态的一个时段构成了一个周期的同时,输出电压 $v(t)$ 周期性连续,即 $v(-t) = v(t_2)$ ,则从上述表达式(3)和(4)获得了下列表达式(6)。

[0054] [公式4]

$$[0055] \quad v_0 e^{\sigma_1} = Ri_s + v_1 e^{-\sigma_2} \quad \cdot \cdot \cdot (6)$$

[0056] 当从被认为具有两个未知数的联立方程的上述表达式(5)和(6)确定出 $v_0$ 和 $v_1$ 时,获得下列表达式(7)和(8)。

[0057] [公式5]

$$[0058] \quad v_0 = \frac{1 - e^{-\sigma_2}}{e^{\sigma_1} - e^{-\sigma_2}} Ri_s \quad \cdot \cdot \cdot (7)$$

$$[0059] \quad v_1 = \frac{1 - e^{\sigma_1}}{e^{\sigma_1} - e^{-\sigma_2}} Ri_s \quad \cdot \cdot \cdot (8)$$

[0060] 将上述表达式(7)和(8)分别代入到上述表达式(3)和(4)中,在第四切换元件14截止和导通的相应时段期间得到下列表达式(9)和(10)。

[0061] [公式6]

$$[0062] \quad v(t) = \frac{1 - e^{-\sigma_2}}{e^{\sigma_1} - e^{-\sigma_2}} Ri_s e^{-\sigma t} \quad \cdot \cdot \cdot (9)$$

$$[0063] \quad v(t) = Ri_s + \frac{1 - e^{\sigma_1}}{e^{\sigma_1} - e^{-\sigma_2}} Ri_s e^{-\sigma t} \quad \cdot \cdot \cdot (10)$$

[0064] 在这里,假定在时间 $t = t_2$ 的输出电压是 $v_2$ ,则从上述表达式(10)获得下列表达式(11)。

[0065] [公式7]

$$[0066] \quad v_2 = v(t_2) = Ri_s + \frac{1 - e^{\sigma_1}}{e^{\sigma_1} - e^{-\sigma_2}} Ri_s e^{-\sigma t_2} = \frac{(1 - e^{-\sigma_2}) e^{\sigma_1}}{e^{\sigma_1} - e^{-\sigma_2}} Ri_s \quad \cdot \cdot \cdot (11)$$

[0067] 从上述表达式(9)、(10)、以及(11)确定在图4中所说明的输出电压 $v(t)$ 。

[0068] 当在这里使平滑电容器的电容值 $C$ 更大时,其时间常数变得比第四切换元件的导通/截止切换的一个时段 $t_1 + t_2$ 足够地长并且被近似为下列表达式(12)。

[0069] [公式8]

$$[0070] \quad \sigma t_1 \ll 1, \sigma t_2 \ll 1 \quad \cdot \cdot \cdot (12)$$

[0071] 此后,利用近似公式 $e^x = 1 + x$ ,近似为如下列表达式。

[0072] [公式9]

$$[0073] \quad e^{\sigma_1} = 1 + \sigma_1, \quad e^{-\sigma_2} = 1 - \sigma_2$$

[0074] 在第四切换元件14截止和导通的相应时段期间将它们应用到上述表达式(9)和(10)得到下列表达式(13)和(14)。

[0075] [公式10]

$$[0076] \quad v(t) = \frac{t_2 - \sigma_1 t}{t_1 + t_2} Ri_s \quad \cdot \cdot \cdot (13)$$

$$[0077] \quad v(t) = \frac{t_2 + \sigma_1 t}{t_1 + t_2} Ri_s \quad \cdot \cdot \cdot (14)$$

[0078] 也就是说,获得具有三角波形的输出电压。如在下列表达式中确定具有三角波形的输出电压的底值 $v(0)$ 和顶值 $v(t_2)$ 。

[0079] [公式11]

$$[0080] \quad v(0) = \frac{t_2}{t_1 + t_2} Ri_s$$

$$[0081] \quad v(t_2) = \frac{t_2 + \sigma_1 t_2}{t_1 + t_2} Ri_s$$

[0082] 当进一步使平滑电容器的电容值 $C$ 更大时, $\sigma$ 近似为0,由此输出电压波形渐近地逼近如下列表达式中的恒定电流值。

[0083] [公式12]

$$[0084] \quad v(t_2) \rightarrow v(0) = \frac{t_2}{t_1 + t_2} Ri_s$$

[0085] 在这里,将系数 $\rho = t_2 / (t_1 + t_2)$ 称为切换的占空比,其是第四切换元件14的导通时段与导通/截止切换的一个周期的比值。因此,当对第四切换元件14的占空比进行控制时,获得了期望的输出电压。

[0086] 接下来,在第三切换元件13导通的时段期间,如在图3和5中所说明的,第一和第四切换元件11、14保持在截止状态。第二切换元件12经受例如120kHz的PWM控制。在第三切换元件13导通的时段期间的输出电压波形具有与第一切换元件11导通的上述时段相反的极性。

[0087] 当对第一和第三切换元件11、13进行控制以使得例如以60Hz交替地导通/截止时,如在图5中所说明的,获得了60Hz的交流电流。在第二和第四切换元件12、14的PWM控制中上述占空比 $\rho$ 随时间变化这得到了如在图5中所说明的正弦交流电压。

[0088] 从而,通过以比上臂侧上的第一和第三切换元件11、13更高的频率来对下臂侧上的第二和第四切换元件12、14进行切换控制,第一实施例的逆变器1可使用以相对低的速度进行操作的且价格比较低廉的切换元件作为上臂侧上的第一和第三切换元件11、13。作为上臂侧上的第一和第三切换元件11、13的驱动电路,可使用具有相对低的操作速度的不昂贵的结构。因此,第一实施例的逆变器1可实现低成本。

[0089] 同时,在桥式电路中使用CMOSFET作为切换元件的优点在于它很容易由时钟信号驱动。然而,上臂侧上的PMOSFET问题在于它趋于呈现出比下臂侧上的NMOSFET更低的操作速度,由此在使用PWM方案的切换控制中很难达到较高速度。

[0090] 就该问题而言,上臂侧上的切换元件还可以是由NMOSFET构成的。优点在于通过NMOSFET很容易实现较高速度的切换控制。然而,问题在于在上臂侧上的NMOSFET的驱动电路中必需有诸如光电耦合器这样的隔离器件,这削弱了驱动切换元件的容易性并且很难实

现低成本。

[0091] 与此相反,当使用CMOSFET作为切换元件时第一实施例的逆变器1是适当的并且可实现较高速度的切换控制,容易驱动切换元件,以及低成本。

[0092] [第二实施例]

[0093] 图6是用于对根据本发明的第二实施例的逆变器进行说明的电路图。第二实施例的逆变器(电源逆变器电路)1A是三相桥式逆变器。逆变器1A将在较高电压侧输入端子 $T_{IH}$ 与较低电压侧输入端子 $T_{IL}$ 之间馈送的直流电力转换成第一至第三输出端子 $T_{O1}$ 、 $T_{O2}$ 、 $T_{O3}$ 之中的三相交流电力。逆变器1A与第一实施例的逆变器1的不同之处在于它进一步包括第五和第六切换元件15、16以及代替控制电路20的控制电路20A。

[0094] 第五和第六切换元件15、16顺序地串联连接在较高与较低电压侧输入端子 $T_{IH}$ 、 $T_{IL}$ 之间,同时其中间节点与第一输出端子 $T_{O3}$ 相连。例如,上臂侧上的第五切换元件15是PMOSFET,而下臂侧上的第六切换元件16是NMOSFET。

[0095] 更具体地说,第五切换元件15具有与较高电压侧输入端子 $T_{IH}$ 相连的源级端子以及与第六切换元件16的漏极端子相连的漏极端子。第六切换元件16具有与较低电压侧输入端子 $T_{IL}$ 相连的源级端子。第五和第六切换元件15、16的漏极端子与第六输出端子 $T_{O3}$ 相连。第五和第六切换元件15、16具有与控制电路20A相连的栅极端子。

[0096] 控制电路20A执行对第一至第六切换元件11至16的切换控制。例如,控制电路20A交替地导通它们之间具有1/3周期的相差的第一和第四切换元件11、14的组、第三和第六切换元件13、16的组、以及第五和第二切换元件15、12的组,以便将在较高与较低电压侧输入端子 $T_{IH}$ 、 $T_{IL}$ 之间馈送的直流电流转换成第一至第三输出端子 $T_{O1}$ 至 $T_{O3}$ 之中的三相交流电力。

[0097] 更具体地说,在输出三相交流电力的1/3循环时段中,控制电路20A导通第一切换元件11,同时使用PWM方案使第四切换元件14经受切换控制。在输出三相交流电力的另一个1/3循环时段中,控制电路20A导通第三切换元件13,同时使用PWM方案使第六切换元件16经受切换控制。在输出三相交流电力的又一个1/3循环时段中,控制电路20A导通第五切换元件15,同时使用PWM方案使第二切换元件12经受切换控制。

[0098] 也就是说,控制电路20A通过使用PWM方案使上臂侧上的第一、第三以及第五切换元件11、13、15以输出交流电力的频率经受切换控制,并且使下臂侧上的第二、第四以及第六切换元件12、14、16在比第一、第三以及第五切换元件11、13、15的频率更高的频率下经受切换控制。

[0099] 通过在比上臂侧上的第一、第三以及第五切换元件11、13、15的频率更高的频率下对下臂侧上的第二、第四以及第六切换元件12、14、16进行切换控制,第二实施例的逆变器1A也可使用以相对低的速度进行操作的且价格比较低廉的切换元件作为上臂侧上的第一、第三以及第五切换元件11、13、15。作为上臂侧上的第一、第三以及第五切换元件11、13、15的驱动电路,可使用具有相对低的操作速度的不昂贵的结构。因此,第二实施例的逆变器1A也可实现低成本。

[0100] 可以以各种方式对本发明进行修改而无需局限于上述实施例。例如,虽然该实施例说明了CMOSFET用作切换元件的模式,即PMOSFET和NMOSFET分别用作上臂侧和下臂侧上的切换元件,但是上臂侧和下臂侧上的切换元件的组合并不局限于该实施例中的。

[0101] 例如,在诸如IGBT(隔离栅双极晶体管)和双极型这样的任何类型的晶体管中,具

有与下臂侧上的切换元件不同的导电类型并且具有比下臂侧上的切换元件要低的操作速度的切换元件可以用作上臂侧上的切换元件。具体地说，N和P沟道晶体管可以分别用作下臂侧和上臂侧上的切换元件。

[0102] 例如，具有与下臂侧上的切换元件不同的结构以及比下臂侧上的切换元件要低的操作速度的切换元件可以用作上臂侧上的切换元件。具体地说，可以以相对高速度进行操作的切换元件可以是从小由FET、IGBT、双极晶体管、晶闸管等等所构成的组中选择出来的并且用作下臂侧上的切换元件，同时具有相对低操作速度以及与下臂侧上的切换元件不同的结构的切换元件可以是从小由FET、IGBT、双极晶体管、晶闸管等等所构成的组中选择出来的并且用作上臂侧上的切换元件。

[0103] 例如，具有与下臂侧上的切换元件不同的器件以及比下臂侧上的切换元件要低的操作速度的切换元件可以用作上臂侧上的切换元件。具体地说，由可以以相对高速度进行操作的SiC器件所构成的切换元件可以用作下臂侧上的切换元件，同时由具有相对低的操作速度的SiC器件所构成的切换元件可以用作上臂侧上的切换元件。

[0104] 虽然在该实施例中下臂侧上的切换元件在比上臂侧上的切换元件的频率更高的频率下经受切换控制，但是上臂侧上的切换元件可以在比下臂侧上的切换元件的频率更高的频率下经受切换控制。

[0105] 在上臂侧上的切换元件导通时的交流电力的半周期时段中，可以使没有经受使用PWM方案进行切换控制的上臂侧（即低速侧）上的切换元件经受使用该PWM方案的切换控制。在这里，优选的是下臂侧上的切换频率至少两倍于上臂侧上的切换元件的切换频率。优选地，在这种情况下，下臂侧和上臂侧上的切换控制彼此同步。

[0106] 本发明可用于降低电源逆变器电路的成本。

[0107] 参考标记列表

- [0108] 1、1A 逆变器(电源逆变器电路)
- [0109] 11 第一切换元件
- [0110] 12 第二切换元件
- [0111] 13 第三切换元件
- [0112] 14 第四切换元件
- [0113] 15 第五切换元件
- [0114] 16 第六切换元件
- [0115] 20、20A 控制电路
- [0116] T<sub>1H</sub> 较高电压侧输入端子
- [0117] T<sub>1L</sub> 较低电压侧输入端子
- [0118] T<sub>01</sub> 第一输出端子
- [0119] T<sub>02</sub> 第二输出端子
- [0120] T<sub>03</sub> 第三输出端子

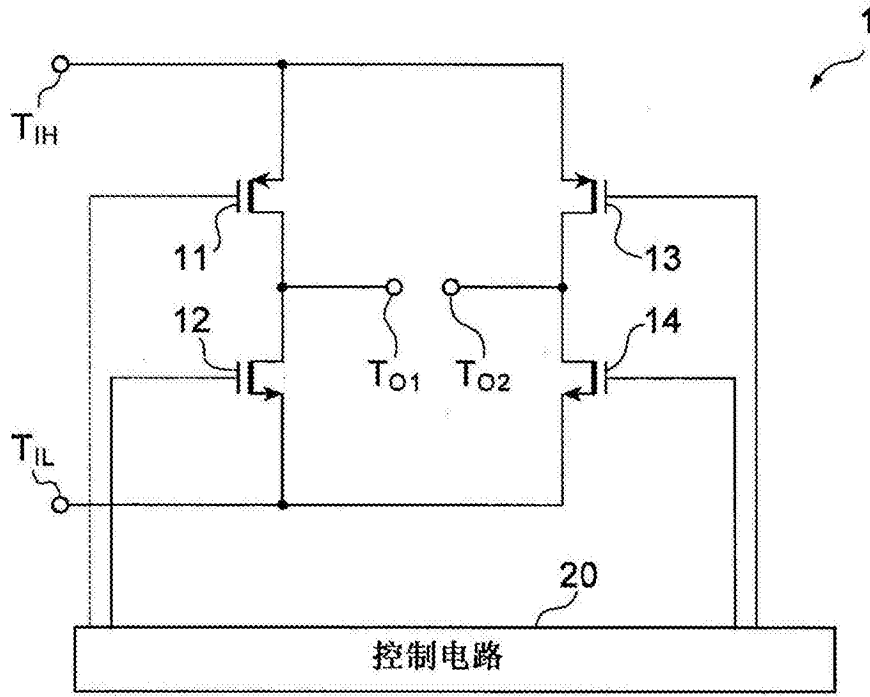


图1

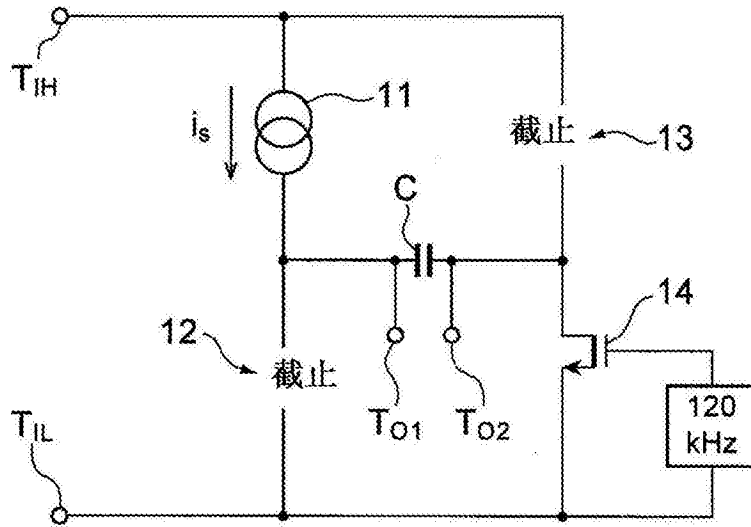


图2

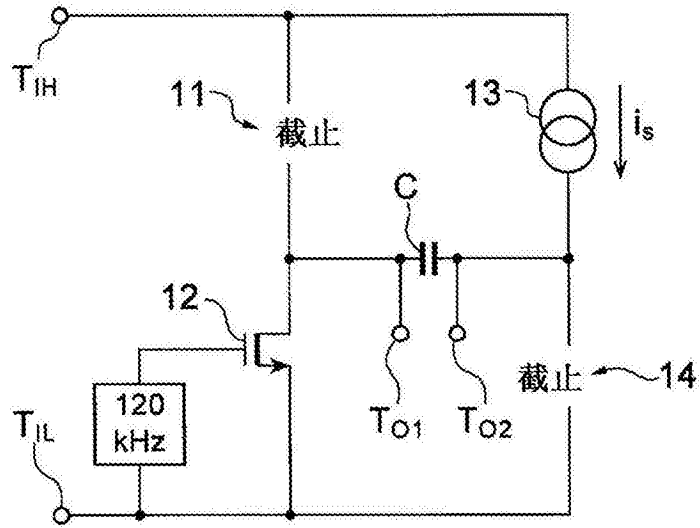


图3

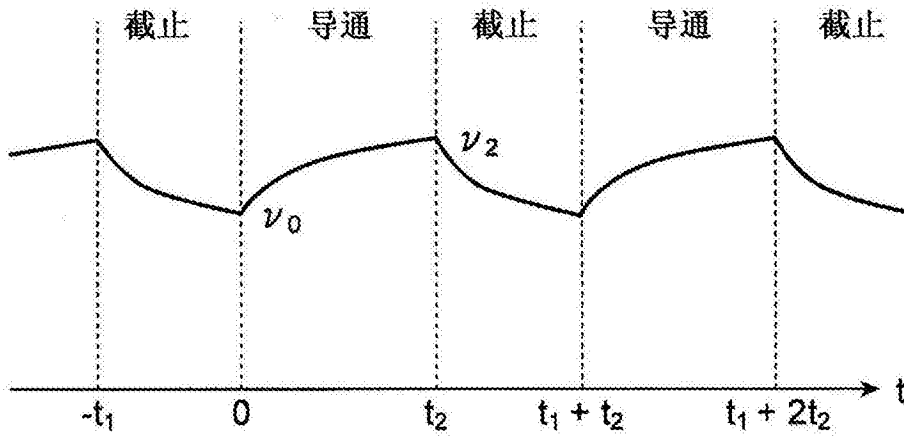


图4

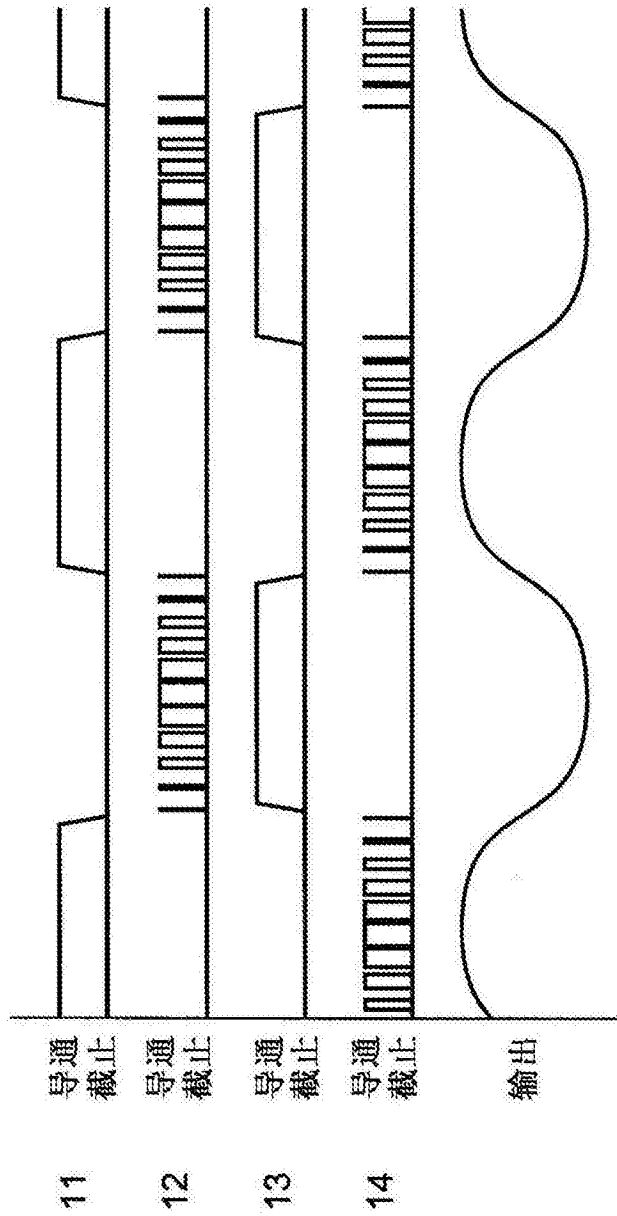


图5

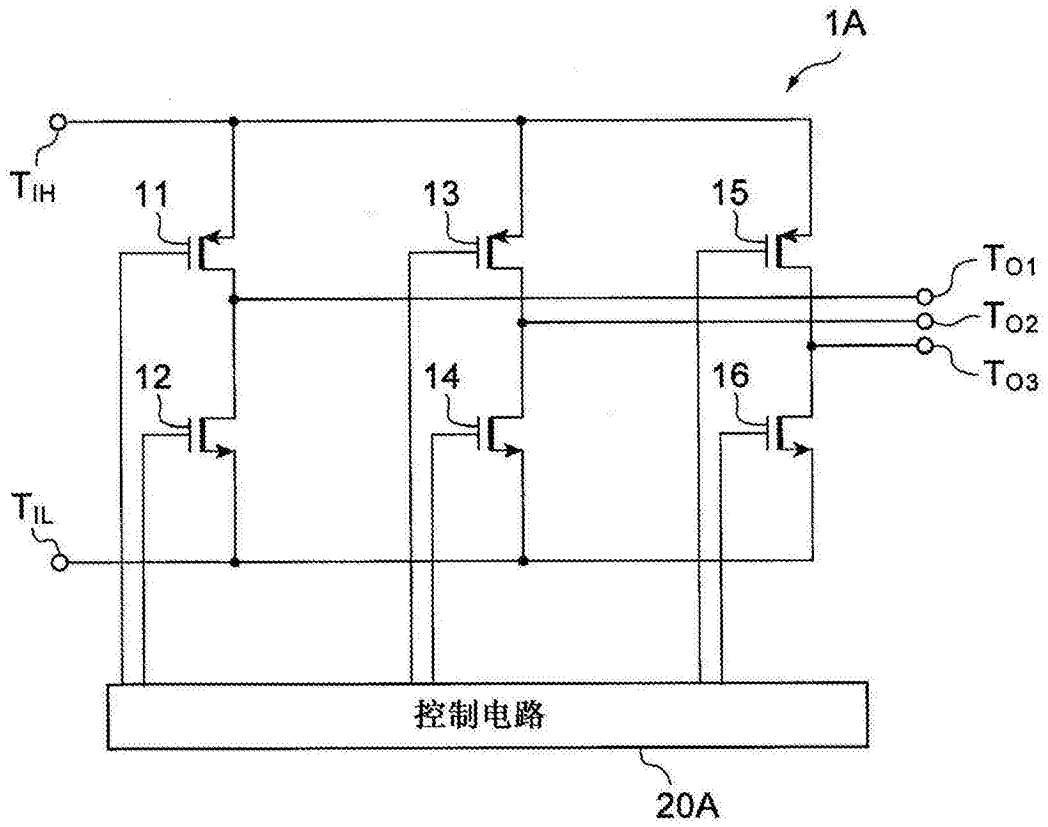


图6