(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国 际 局

(43) 国际公布日
2018 年 4 月 5 日 (05.04.2018)

WIPO | PCT

(10) 国际公布号
WO 2018/058603 A1

(51) 国际专利分类号:
H02M 7/487 (2007.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2016/101258

(22) 国际申请日: 2016 年 9 月 30 日 (30.09.2016)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(71) 申请人: 华为技术有限公司 (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.) [CN/CN]; 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。

(72) 发明人: 刘方诚 (LIU, Fangcheng); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。 辛凯 (XIN, Kai); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。 郭海滨 (GUO, Haibin); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

(54) **Title:** THREE-PHASE CONVERTER AND CONTROL METHOD THEREFOR

(54) **发明名称:** 一种三相变流器及其控制方法

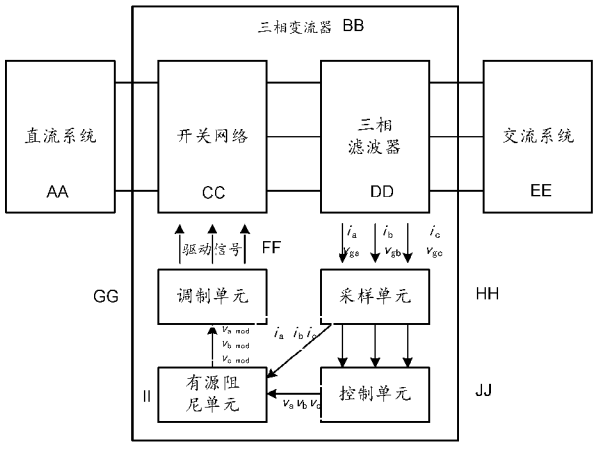


图 4

AA Direct-current system
BB Three-phase converter
CC Switching network
DD Three-phase filter
EE Alternating-current system
FF Drive signal
GG Modulation unit
HH Sampling unit
II Active damping unit
JJ Control unit

(57) **Abstract:** A three-phase converter, connected between a direct-current system and an alternating-current system and used for performing conversion between a direct current and an alternating current. The three-phase converter comprises a switching network, a three-phase filter connected to the switching network, a sampling unit connected to the three-phase filter, a control unit connected to the sampling unit, an active damping unit connected to both the control unit and the sampling unit, and a modulation unit connected between the active damping unit and the switching network. The sampling unit is used for acquiring a three-phase current of the three-phase filter and sending the three-phase current to the active damping unit. The active damping unit is used for acquiring a new three-phase modulated wave according to the three-phase current and transmitting the new three-phase modulated wave to the modulation unit. The modulation unit is used for modulating the new three-phase modulated wave into a drive signal for the switching network so as to drive the switching network to operate.

WO 2018/058603 A1

[见续页]

本国际公布:
— 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

(57) 摘要: 一种三相变流器，用于连接在直流系统和交流系统之间进行直流和交流的相互变换，三相变流器包括开关网络、连接开关网络的三相滤波器、连接三相滤波器的采样单元、连接采样单元的控制单元、同时连接控制单元和采样单元的有源阻尼单元和连接在有源阻尼单元以及开关网络之间的调制单元。采样单元用于获取三相滤波器中的三相电流，并将三相电流发送给有源阻尼单元。有源阻尼单元用于根据三相电流获取新的三相调制波，并将新的三相调制波传输给调制单元。调制单元用于将新的三相调制波调制为开关网络的驱动信号，以驱动开关网络进行工作。

一种三相变流器及其控制方法

技术领域

本发明涉及能源供电领域，尤其涉及一种三相变流器及其控制方法。

背景技术

随着经济社会的发展，能源危机逐步凸显以及全球环境的逐渐恶化，发展和使用清洁替代能源已成为的能源行业的重要目标。伴随新能源发电、储能以及新能源汽车产业的不断发展，作为核心能源控制装置的变流器成为清洁能源应用的关键因素之一，其中变流器是实现可再生能源—太阳能光伏能源向电网传递的必不可少单元。

在众多种类的变流器中，三相变流器是应用最为广泛的变流器之一，用于连接三相交流电力系统以及直流电力系统并实现两个系统之间能量传递。根据能量流向的不同又区分为整流和逆变两种工作状况，其中能量从直流系统传递到交流系统被称为逆变，而从交流系统传递到直流系统称为整流。

因此，大部分应用场景下，整流和逆变均可采用同样的系统来实现，其典型系统结构如图 1 所示，三相变流器连接在直流系统和交流直通之间，其包括开关网络、滤波器以及对开关网络进行控制的控制器。

对于三相逆变器来说，转换效率和电能质量是三相变流器的两个关键技术指标，而调制方式直接影响着开关器件的通断状态，因此是影响其转换效率和电能质量的关键因素之一。

常用的调制方式为脉冲宽度调制 PWM，即对开关网络中各器件的驱动脉冲的宽度进行控制。最直接的实现形式为将载波与调制波进行比较，以比较结果来控制开关器件的通断状态。

PWM 又可以分为连续脉冲宽度调制 CPWM 和不连续脉冲宽度调制 DPWM，其中 CPWM 是指在每个开关周期内每相桥臂总有一个开关动作，常

见的方式有正弦脉宽调制 SPWM，空间矢量脉宽调制 SVPWM 和三次谐波注入脉宽调制 THIPWM；DPWM 是指在一定的开关时期内，变流器的某相桥臂被钳位在正直流母线或者负直流母线，在该钳位时间内，该相开关器件常通或常断，没有开关动作。常见的 DPWM 调制包括 DPWM0，DPWM1，DPWM2，DPWM3，DPWMMAX，DPWMMIN 和 GDPWM 等方式。

和 CPWM 相比，DPWM 的开关次数更少，因此开关损耗较小，由此带来的益处即是能够提高变流器的效率。

在具体实现上，DPWM 调制波可以通过在 CPWM 调制波上叠加等效共模分量来实现。例如，将一个工频周期(50Hz)内的 DPWM 调制波形与 SPWM 调制波形进行对比，如图 2 所示，两调制波之差即是图 2 中所示共模信号波形。

由于 DPWM 的调制波可以等效于 SPWM 与共模信号之和，因此 DPWM 的输出特性受到 SPWM 输出特性与共模信号输出特性的共同影响，会在变流器桥臂端口形成额外的共模电压源，该共模电压源与系统中的共模回路相互作用，会影响系统性能。

如图 3 所示，典型的三电平加 LCL 滤波器变流器通常为了降低变流器传递至交流系统中的共模电流，会将 LCL 滤波器的电容中点抽回至直流母线电容中点，从而形成新的共模回路，相当于对变流器产生的共模电流进行了分流，使得大部分共模电流都通过 LCL 滤波器抽回回路引回至变流器直流侧。但在抽回回路中存在电感与电容的串联，存在自然串联谐振频率，若该频率与因 DPWM 调制而产生的共模电压源频率范围重叠，则会产生串联谐振，引起共模电流的大幅震荡，从而影响系统稳定性。

发明内容

本发明实施例提供了一种三相变流器及其控制方法，用于减少三相变流器中的共模电流，从而有效提高变流器的稳定性以及效率。

第一方面，提供了一种三相变流器，用于连接在直流系统和交流系统之间进行直流和交流的相互变换，所述三相变流器包括开关网络、连接开关网络的三相滤波器、连接所述三相滤波器的采样单元、连接所述三相采样单元的控制单元、同时连接所述控制单元和采样单元的有源阻尼单元和连接在所述有源阻尼单元以及开关网络之间的调制单元；所述采样单元用于获取三相滤波器输出的三相电流 i_a、i_b和 i_c，并将所述三相电流 i_a、i_b和 i_c发送给所述有源阻尼单元；所述有源阻尼单元用于根据所述三相电流 i_a，i_b和 i_c，获取与所述三相电流 i_a，i_b和 i_c一一对应的调节分量 v'_a、v'_b以及 v'_c，再根据所述调节分量 v'_a、v'_b以及 v'_c获取零序调节分量 v_0，并将所述零序调节分量 v_0与所述控制单元输出的三相调制波 v_a、v_b、v_c分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}，并将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}传输给所述调制单元；所述调制单元用于将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}调制为开关网络的驱动信号，以驱动所述开关网络进行工作。

结合第一方面，在第一方面的第一种实现方式中，所述有源阻尼单元包括电流调节器 G_a、电流调节器 G_b以及电流调节器 G_c，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b以及电流调节器 G_c分别一一对应接收所述三相电流 i_a，i_b和 i_c，并分别通过各自独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b和 i_c进行调节获得与所述三相电流 i_a，i_b和 i_c一一对应的调节分量 v'_a、v'_b以及 v'_c。

结合第一方面或第一方面的第一种实现方式，在第一方面的第二种实现方式中，所述有源阻尼单元还包括零序调节分量计算器，所述零序调节分量计算器接收所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b、电流调节器 G_c分别输出的调节分量 v'_a、v'_b以及 v'_c，并计算所述调节分量 v'_a、v'_b以及 v'_c的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果等于所述零序调节分量 v_0。

结合第一方面或第一方面的第一种实现方式或第一方面的第二种实现方式，在第一方面的第三种实现方式中，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b以及电流调节器 G_c中至少一个为比例积分(PI)调节器，所述 PI 调节器的调节

函数 G 为:

$$G = k_p + \frac{k_i}{s}$$

其中，k_p 为比例系数，k_i 为积分系数，s 为用复数来表示输入信号的频率和相位的复频率。

结合第一方面或第一方面的上述三种实现方式中任一种实现方式，在第一方面的第四种实现方式中，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为比例谐振(PR)调节器，所述 PR 调节器的调节函数 G 为:

$$G = k_p + \frac{k_r}{s^2 + \omega_0^2};$$

其中，G 为输出电压与输入电流的比值，例如，$G = v'_a / i_a$；此外，k_p、k_r 均为比例常数，其中 k_p 为比例系数，k_r 为谐振系数，ω_0 为所述变流器电路的谐振频率，s 为用复数来表示输入信号的频率和相位的复频率。

结合第一方面或第一方面的上述四种实现方式中任一种实现方式，在第一方面的第五种实现方式中，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为微分调节器，所述微分调节器的调节函数 G 为:

$$G = Ks;$$

其中，K 为比例系数，s 为复频率。

结合第一方面或第一方面的上述五种实现方式中任一种实现方式，在第一方面的第六种实现方式中，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为高通滤波器，所述高通滤波器的调节函数 G 为:

$$G = \frac{Ks}{s + \omega_{HF}};$$

其中，K 为比例系数，ω_{HF} 为截止频率，s 为复频率。

结合第一方面或第一方面的上述六种实现方式中任一种实现方式，在第一方面的第七种实现方式中，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调

节器 G_c 中至少一个为超前滞后调节器，所述超前滞后调节器的调节函数 G 为：

$$G = K\omega_{\max}\frac{s+k_f\omega_{\max}}{k_f s+\omega_{\max}};$$

其中，K 为比例系数，$\omega_{\max}$ 为最大相移频率，k_f 为调节系数，s 为复频率。

结合第一方面或第一方面的上述七种实现方式中任一种实现方式，在第一方面的第八种实现方式中，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为二阶广义积分调节器，所述二阶广义积分调节器的调节函数 G 为：

$$G = \frac{k\omega_1 s}{s^2+k\omega_1 s+\omega_1^2};$$

其中，ω_1 为谐振频率，k 为阻尼系数，s 为复频率。

结合第一方面或第一方面的上述八种实现方式中任一种实现方式，在第一方面的第九种实现方式中，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为零极点配置调节器，所述零极点配置调节器的调节函数 G 为：

$$G = \frac{K(s+z_1)(s+z_2)\cdots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_n)};$$

其中，K 为比例系数，z_1、z_2...z_m 为零点，p_1、p_2...p_n 为极点，s 为复频率。

结合第一方面或第一方面的上述九种实现方式中任一种实现方式，在第一方面的第十种实现方式中，所述开关网络包括第一分压电容 C1、第二分压电容 C2、第一开关组合 Sa、第二开关组合 Sb 以及第三开关组合 Sc；所述第一分压电容C1以及第二分压电容C2相互串联在所述直流电源的正负极之间，

用于对所述直流电源进行分压；所述第一开关组合 Sa、第二开关组合 Sb 以及第三开关组合 Sc 相互并联在所述直流电源的正负极之间；

所述所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合与所述第一开关组合 Sa、第二开关组合 Sb 以及第三开关组合 Sc 之间并联连接。

结合第一方面或第一方面的上述十种实现方式中任一种实现方式，在第一方面的第十一种实现方式中，所述第一开关组合 Sa 包括分别连接所述直流电源正负两端的第一连接端 Sa1 和第二连接端 Sa2、共同与所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点连接的第三连接端 Sa3 以及与所述三相滤波器的一输入端连接的第四连接端 Sa4；所述第二开关组合 Sb 包括分别连接所述直流电源正负两端的第一连接端 Sb1 和第二连接端 Sb2、共同与所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点连接的第三连接端 Sb3 以及分别与所述三相滤波器的三个输入端连接的第四连接端 Sb4；所述第三开关组合 Sc 包括包括分别连接所述直流电源正负两端的第一连接端 Sc1 和第二连接端 Sc2、共同与所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点连接的第三连接端 Sc3 以及分别与所述三相滤波器的三个输入端连接的第四连接端 Sc4；所述三个开关组合的第三连接端 Sa3、Sb3、Sc3 分别连接所述三相滤波器 202 的三个输入端；所述第四连接端 Sa4、Sb4、Sc4 可择性地与自身所属开关组合中的第一、二以及三连接端中的任一进行导通连接或断开连接，以实现直流与交流之间的变换。

第二方面提供了一种三相变流器的控制方法，用于控制连接在直流系统和交流系统之间的三相变流器进行直流和交流的相互变换，所述方法包括：步骤 101、获取三相变流器中的三相电流 i_a，i_b 和 i_c，并将所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 分别一一输入对应的电流调节器 G_a、G_b 以及 G_c，得到调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c；步骤 102、根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0；步骤 103、将所述零序调节分量 v_0 与三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}；步骤 104、将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、

v_{b_mod}、v_{c_mod} 与所述三相变流器的载波信号进行比较输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号。

结合第二方面，在第二方面的第一种实现方式中，所述根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0，包括：

计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果等于所述零序调节分量 v_0。

结合第二方面或第二方面的第一种实现方式，在第二方面的第二种实现方式中，所述根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0，包括：

计算所述调节分量 v'_a、v'_b、v'_c 的加权平均数获得获得零序调节分量 v_0，中所述计算公式为：

$$\text{所述零序调节分量 } v_0 = \frac{k_1 \cdot v'_a + k_2 \cdot v'_b + k_3 \cdot v'_c}{3};$$

其中 k_1，k_2，k_3 为三相加权系数。

第三方面提供了一种光伏系统，包括光伏电池板以及连接在光伏电池板与交流电网之间的三相变流器，所述三相变流用于根据所述三相变流器中的三相电流 i_a，i_b 和 i_c 获得到调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，所述三相变流器根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0，再将所述零序调节分量 v_0 与三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}，最后将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 与所述三相变流器的载波信号进行比较输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号，以将所述光伏电池板输出的直流电转变为交流电来输入所述交流电网。

第四方面提供了一种电动车动力系统，包括直流电源、电动机以及连接在所述直流电源与电动机之间的三相变流器，所述三相变流器包括电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 以及零序调节分量计算器；所述三相变流用于将所述三相变流器中的三相电流 i_a，i_b 和 i_c 一一对应地输入所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c，以分别获得到对应的调节

分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c；所述零序调节分量计算器接收所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b、电流调节器 G_c 分别输出的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，并计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果等于所述零序调节分量 v_0。所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 分别一一对应接收所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c，并分别通过各自独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行调节获得与所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 一一对应的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c；所述三相变流器将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 与所述三相变流器的载波信号进行比较输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号，以将所述直流电源输出的直流电转变为交流电来输入所述电动机。

上述三相变流器在直接使用所述控制单元生的三相调制波控制所述开关网络的开关管会产生较大共模电流的情况下，所述有源阻尼单元根据三相滤波器中三相电流中各相电流的不同情况，分别确定各相电路的调节分量，再将所述各相电路的调节分量分别与控制单元产生的三相调制波叠加产生修正后的三相调制波，然后使用修正后的三相调制波对开关网络的开关管进行控制以减少所述三相变流器的共模电流。

附图说明

图 1 为现有技术中三相变流器结构示意图。

图 2 为现有技术中 DPWM 调制波和 CPWM 调制波的波形比对图。

图 3 为现有技术中 LCL 滤波器变流器的结构示意图。

图 4 为本发明一实施例中三相变流器的示意图。

图 5 为本发明一实施例中有源阻尼单元的结构示意图。

图 6 为本发明一实施例中有源阻尼系统和现有技术中的无阻尼系统的共模电压到共模电流调节函数的 Bode 图。

图 7 为本发明一实施例中三相变流器的电路图。

图 8 为本发明另一实施例中三相变流器控制方法的流程图。

图 9 为本发明又一实施例中电动车动力系统的示意图。

具体实施方式

下面通过附图和实施例，对本发明的技术方案做进一步的详细描述。

本发明实施例中的一种三相变流器用于将直流转换为交流电或将交流电转换为直流电。例如，在光伏供电系统中，光伏太阳能板产生的直流电通过变换器装换成与电网频率相同的交流电，并将该交流电输送给电网从而实现光伏供电系统与电网的并网。在电动汽车中，三相变流器可以实现双向工作，例如，电动车的蓄电池输出的直流电经过三相变流器后变成交流电输出的电动机，在电动汽车减速的时候，电动机产生的反向交流电可以通过三相变流器转换为直流电对蓄电池进行充电。

如图 4 所示，本发明一实施例中的一种三相变流器 200，其连接在直流电系统 100 和交流电系统 300 之间。所述三相变流器 200 包括开关网络 201、连接开关网络 201 的三相滤波器 202、连接所述三相滤波器 202 的采样单元 203、连接所述三相采样单元 203 的控制单元 204、同时连接所述控制单元 204 和采样单元 203 的有源阻尼单元 205 和连接在所述有源阻尼单元 205 以及开关网络 201 之间的调制单元 206。

在直接使用所述控制单元 20 产生的三相调制波控制所述开关网络 201 的开关管会产生较大共模电流的情况下，所述有源阻尼单元 205 根据三相滤波器 202 中三相电流中各相电流的不同情况，分别确定各相电路的调节分量，再将所述各相电路的调节分量分别与控制单元 204 产生的三相调制波叠加产生修正后的三相调制波，然后使用修正后的三相调制波对开关网络 201 的开关管进行控制以减少所述三相变流器 200 的共模电流。

上述直流系统 100 可以是任何提供直流电流的电源，包括蓄电池、太阳能光伏板等。

上述交流系统 300 可以是任何需要交流输入的设备或者装置，包括电网以及电机等。

上述开关网络 201 输入端与直流系统 100 的输出端连接，用于将所述直流系统 100 的直流电转换为三电平交流输出。所述三相滤波器 202 用于将所述开关网络 201 的多电平交流输出转变为具有正玄或余弦波形的交流电，以传输给交流电系统 300。

上述采样单元 203 用于获取硬件系统中的电压以及电流信号，将其转换为适合控制单元 204 处理的数字信号后输出到控制单元 204，具体用于获取三相滤波器 202 中的三相电流和电压分别进行采样测量以获取三相电流 i_a，i_b 和 i_c 以及三相电压 v_{ga}，v_{gb} 和 v_{gc}，然后将所述三相电流以及电压提供给所述控制单元 204 以及所述有源阻尼单元 205。

上述控制单元 204 用于将采样并转换后的电压以及电流信号和设定的参考值进行比较计算，进行相应的信号处理，输出调制波，具体用于根据输入的三相电流 i_a，i_b 和 i_c 以及三相电压 v_{ga}，v_{gb} 和 v_{gc}，进行不连续脉冲宽度调制（DPWM）以获得调制波 v_a，v_b 和 v_c。所述控制单元 204 将调制波 v_a，v_b 和 v_c 传送给所述有源阻尼单元 205。

上述有源阻尼单元 205 用于分别使用相互独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行独立调节，获取与所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 一一对应的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，再根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 获取零序调节分量 v_0，并将所述零序调节分量 v_0 与所述控制单元 204 输出的三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}，并将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 传输给所述调制单元 206。

如图 5 所示，上述有源阻尼单元 205 包括电流调节器 G_a、电流调节器 G_b、电流调节器 G_c 以及零序调节分量计算器 2050。所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 分别一一对应接收所述采样单元 203 传送的三相电流 i_a，i_b 和 i_c，并分别通过各自独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行

调节，并分别向所述零序调节分量计算器2050对应输出调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c。

例如，调节器可以为比例积分(PI)调节器，其调节函数 G 为：

$$G = k_p + \frac{k_i}{s}$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$k_p$ 为比例系数，k_i 为积分系数，s 为复频率，既是用复数来表示输入信号的频率和相位。

所述电流调节器可以为例谐振(PR)调节器，其调节函数 G 为：

$$G = k_p + \frac{k_r}{s^2 + \omega_0^2}$$

其中，G 为输出电压与输入电流的比值，例如，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$；此外，$k_p$、$k_r$ 均为比例常数，其中 k_p 为比例系数，k_r 为谐振系数，ω_0 为所述变流器电路的谐振频率，s 为复频率。

所述电流调节器也可以为其它形式的调节器，对应使用不同的调节函数，还可以是两种及以上的调节器混合使用，以下列举一些本发明包括但是并不限于的电流调节器，而且这些调节器中相同符号代表参数含义相同，处于简洁目的，仅在第一次出现是说明。

所述电流调节器可以为微分调节器，其调节函数 G 为：

$$G = Ks$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，K 为比例系数，$s$ 为复频率。

所述电流调节器也可以为高通滤波器，其调节函数 G 为：

$$G = \frac{Ks}{s + \omega_{HF}}$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$K$ 为比例系数，ω_{HF} 为截止频率，s 为复频率。

所述电流调节器也可以为超前滞后调节器，其调节函数 G 为：

$$G = K\omega_{\max}\frac{s + k_f\omega_{\max}}{k_f s + \omega_{\max}}$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$K$ 为比例系数，$\omega_{\max}$ 为最大相移频率，k_f 为

调节系数，s 为复频率。

所述电流调节器也可以为二阶广义积分调节器，其调节函数 G 为：

$$G=\frac{k\omega_1 s}{s^2+k\omega_1 s+\omega_1^2}$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$\omega_1$ 为谐振频率，k 为阻尼系数，s 为复频率。

所述电流调节器也可以为零极点配置调节器，其调节函数 G 为：

$$G=\frac{K(s+z_1)(s+z_2)\cdots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_n)}$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$K$ 为比例系数，z_1、z_2...z_m 为零点，p_1、p_2...p_n 为极点，s 为复频率。

所述有源阻尼单元 205 在三相系统是不对称系统时，可以将所述有源阻尼单元 205 内的三相电流调节器设置为不同值，对三相电流分别进行独立调制，在控制回路中进行系统校正，使得输出能够和已有的对称系统控制回路相匹配，其中所述三相电流调节器的效果即是所增加有源阻尼的效果，可以将其调节函数当做所增加的虚拟阻尼回路的调节函数，输入为电流，输出为电压，即调节分量。

所述零序调节分量计算器 2050 接收所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b、电流调节器 G_c 分别输出的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，并计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或者加权平均数的结果等于所述零序调节分量 v_0，例如，所述平均数为：

$$v_0=-\frac{v'_a+v'_b+v'_c}{3}。$$

此外，所述加权平均数需要通过一些加权系数来进行加权平均。

所述有源阻尼单元 205 将所述零序调节分量 v_0 与所述控制单元 204 输出的三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}，并将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 传输给所述调制单元 206。

所述零序调节分量 v_0 与所述控制单元 204 输出的三相调制波 v_a、v_b、v_c

的相加关系为:

$$v_{a_\mathrm{mod}} = v_a + v_0;$$

$$v_{b_\mathrm{mod}} = v_b + v_0;$$

$$v_{c_\mathrm{mod}} = v_c + v_0。$$

上述调制单元 206 用于根据控制单元 204 输出的调制波以及硬件系统中的开关配置，将三相调制波与载波信号进行比较输出与开关器件对应的驱动信号，具体用于将所述新的三相调制波 $v_{\mathrm{a_mod}}$、$v_{\mathrm{b_mod}}$、$v_{\mathrm{c_mod}}$ 调制为开关网络 201 的驱动信号，以驱动所述开关网络 201 进行工作。

上述三相变流器 200 通过使用经过所述零序调节分量 v_0 调整后的新三相调制波 $v_{\mathrm{a_mod}}$、$v_{\mathrm{b_mod}}$、$v_{\mathrm{c_mod}}$ 对所述开关网络 201 进行控制，能够在原来所述控制单元 204 输出的三相调制波 v_{a}、v_{b}、v_{c} 控制的基础上，有效抑制共模电流谐振。此外，所述零序调节分量 v_0 可以根据整个三相系统以及所述三相电流 i_{a}，i_{b} 和 i_{c} 的变化进行实时动态地调整，以消除由于三相电流 i_{a}，i_{b} 和 i_{c} 的激烈变化带来的共模电流谐振的激励振荡，而保证三相系统的稳定高效运行。

如图 6 所示，实线由本发明实施例采用有源阻尼的系统的共模电压到共模电流调节函数的 Bode 图绘制而成，虚线由采用无阻尼的系统的共模电压到共模电流调节函数的 Bode 图绘制而成，其中 Bode 图是系统频率响应的一种图示方法。Bode 图由幅值图（上）和相角图（下）组成，两图横坐标都按频率的对数分度绘制，幅值图中纵坐标单位是分贝(dB)，表示共模电流幅值相对于共模电压幅值的放大倍数，数值越大，则放大倍数越大。从图 6 中的幅值图中可以看出无阻尼的系统特性存在明显的谐振峰，而有源阻尼的系统特性中谐振峰得到了明显抑制，并且在除了谐振峰以外的地方均保持了和无阻尼系统相似的系统特性，由此可知本发明实施例能有效抑制共模电流谐振，并且不会由于引入有源阻尼技术而使得系统其它方面的特性恶化。

本发明实施中的三相变流器适用于各种三相系统，适用任何需要三相输入进行开关元器件驱动的系统，例如，适用于两电平、三电平、五电平以及

级联电平等整流以及逆变系统。

在各种三相系统中，除了所述开关网络 201，其它各个单元组成都是相同和适用的，下面如图 7 所示，以三相三电平变流器在光伏逆变系统中的应用为例，详细描述所述开关网络 201 的电路结构。

所述开关网络 201 包括第一分压电容 C1、第二分压电容 C2、第一开关组合 Sa、第二开关组合 Sb 以及第三开关组合 Sc。

所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 相互串联在所述直流电源 100 的正负极之间，用于对所述直流电源 100 进行分压。

所述第一开关组合 Sa、第二开关组合 Sb 以及第三开关组合 Sc 相互并联在所述直流电源 100 的正负极之间。此外，所述所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合与所述第一开关组合 Sa、第二开关组合 Sb 以及第三开关组合 Sc 之间并联连接。

所述第一开关组合 Sa 包括分别连接所述直流电源正负两端的第一连接端 Sa1 和第二连接端 Sa2、共同与所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点连接的第三连接端 Sa3 以及与所述三相滤波器的一输入端连接的第四连接端 Sa4。

所述第二开关组合 Sb 包括分别连接所述直流电源正负两端的第一连接端 Sb1 和第二连接端 Sb2、共同与所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点连接的第三连接端 Sb3 以及分别与所述三相滤波器的三个输入端连接的第四连接端 Sb4。

所述第三开关组合 Sc 包括包括分别连接所述直流电源正负两端的第一连接端 Sc1 和第二连接端 Sc2、共同与所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点连接的第三连接端 Sc3 以及分别与所述三相滤波器的三个输入端连接的第四连接端 Sc4。

所述三个开关组合的第三连接端 Sa3、Sb3、Sc3 分别连接所述三相滤波器 202 的三个输入端。

所述第四连接端 Sa4、Sb4、Sc4 可择性地与自身所属开关组合中的第一、二以及三连接端中的任一进行导通连接或断开连接，以实现直流与交流之间的变换。

在所述开关组合中，所述第四连接端 Sa4、Sb4、Sc4 通过开关组合内开关管的关断和导通组合实现选择性地与各自开关组合中对应的第一、二以及三连接端中的任一进行导通连接或断开连接，以实现直流与交流之间的变换。

所述三相滤波器 202 包括分别两两串联在所述开关网络 201 三个第四连接端 Sa4、Sb4、Sc43 以及所述交流系统 300 的三个输入端之间的三组共六个电感以及分别连接所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点以及所述三组两两串联的电感中点的三个滤波电容 C0。

所述六个电感包括第一变流侧电感 L1a、第二变流侧电感 L1b、第三变流侧电感 L1c、第一交流侧电感 L2a、第二交流侧电感 L2b、第三交流侧电感 L2c。其中，所述第一变流侧电感 L1a 和第一交流侧电感 L2a 串联在所述第一开关组合 Sa 的第四连接端 Sa4 与所述交流系统 300 的一输入端之间；所述第二变流侧电感 L1b 和第二交流侧电感 L2b 串联在所述第二开关组合 Sb 的第四连接端 Sb4 与所述交流系统 300 的一输入端之间；所述第三变流侧电感 L1c 和第三交流侧电感 L2c 串联在所述第三开关组合 Sc 的第四连接端 Sc4 与所述交流系统 300 的一输入端之间。

每一个所述滤波电容 C0 的一端连接所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点，另一端连接在一组相互串联的第一变流侧电感和第一交流侧电感的中间连接点处。

如图 8 所示，本发明另一实施例包括一种三相变流器的控制方法，所述方法在上述实施例一种的硬件环境中实施，所述方法包括:

步骤 101、获取三相变流器中的三相电流 i_a，i_b 和 i_c，并分别使用相互独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行独立调节，获取与所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 一一对应的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c;

步骤 102、根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0；

步骤 103、将所述零序调节分量 v_0 与三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}；

步骤 104、将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 与所述三相变流器的载波信号进行比较输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号。

在所述步骤 101 中，所述三相变流器的有源阻尼单元接收所述采样单元采样检测获得并传送的三相电流 i_a，i_b 和 i_c，并分别输入对应的电流调节器 G_a、G_b 以及 G_c，通过各自电流调节器上独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行调节，并分别向所述有源阻尼单元的零序调节分量计算器对应输出调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c。本发明实施例中使用的电流调节器以及调节函数和上一实施例的相同，在此不再赘述。

在步骤 102 中，所述零序调节分量计算器接收所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b、电流调节器 G_c 分别输出的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，并计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果等于所述零序调节分量 v_0，例如，所述平均数为：

$$v_0 = -\frac{v'_a + v'_b + v'_c}{3}$$ 。

此外，所述加权平均数需要通过一些加权系数来进行加权平均。如在电流等变量测量以及处理过程中，存在误差，会影响最终计算所得数值精度，总计算精度与测量元器件的精度、环境温度以及数字处理器处理精度均有关。误差是不可避免且普遍存在的，例如，模拟信号转换成数字信号时离散化四舍五入而产生的量化误差，还有霍尔传感器中半导体材料电阻率随温度变化而产生的温度误差等等。

因此，为了实现高精度的控制技术，需要在控制环节中总的系统误差进行校正补偿，降低系统误差对参数计算带来的影响。

在三相变流器中，由于系统热传导特性导致变流器内部温度不均匀，从

而导致三相电流霍尔传感器所处位置环境温度不相同，由此造成三相电流采样值分别为实际值99%,99.5%和99.2%(该精度可以通过附加测试手段获得)。

因此，在计算零序分量时，需考虑各相的采样和计算精度，对其进行补偿。

在得到调节分量 v'_a、v'_b、v'_c 送入零序调节分量计算单元后，输出零序调节分量 v_0;

$$v_0 = \frac{k_1 \cdot v'_a + k_2 \cdot v'_b + k_3 \cdot v'_c}{3};$$

其中 k_1, k_2, k_3 为三相加权系数，与采样精度有关，其中 k1 等于 1.010(即100/99)，k_2 等于 1.005（100/99.5），k_3 等于 1.008（100/99.2）。

上述步骤 103 中，所述有源阻尼单元将所述零序调节分量 v_0 与所述三相变流器的控制单元输出的三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}，并将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 传输给所述三相变流器的调制单元。

所述零序调节分量 v_0 与所述控制单元 204 输出的三相调制波 v_a、v_b、v_c 的相加关系为:

$$v_{a_mod} = v_a + v_0;$$

$$v_{b_mod} = v_b + v_0;$$

$$v_{c_mod} = v_c + v_0。$$

上述步骤 104 中，调制单元用于根据控制单元输出的调制波以及硬件系统中的开关配置，将三相调制波与载波信号进行比较输出与开关器件对应的驱动信号，具体用于将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 调制为所述三相变流器开关网的驱动信号，以驱动所述开关网络进行工作。

如图 7 和 5 所示，本发明又一实施例中三相变流器在光伏系统中的应用，其中光伏系统包括光伏电池板以及连接在光伏电池板与交流电网之间的三相变流器。

所述三相变流用于通过开关元器件将所述光伏电池板输出的直流电转换

为多电平，再基于所述多电平进行滤波处理后输出三相电流 i_a、i_b 和 i_c，并分别使用相互独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行独立调节获得到调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，所述三相变流器根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0，再将所述零序调节分量 v_0 与三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}，最后将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 与所述三相变流器的载波信号进行比较输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号，以将所述光伏电池板输出的直流电转变为交流电来输入所述交流电网。

所述三相变流器包括电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 分别一一对应接收所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c，并分别通过各自独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行调节获得与所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 一一对应的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c。

所述三相变流器还包括零序调节分量计算器，所述零序调节分量计算器接收所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b、电流调节器 G_c 分别输出的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，并计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果等于所述零序调节分量 v_0。

上述三相变流器的其它组成结构以及电路设计均和上述本发明一实施例中描述的相关内容相同，在此不再赘述。

如图 9 和 5 所示，本发明又一实施例中三相变流器在电动汽车中的应用，其中所述电动车动力系统包括直流电源、三相电动机以及连接在所述直流电源与三相电动机之间的三相变流器。

所述三相变流器用于通过开关元器件将所述光伏电池板输出的直流电转换为多电平再基于所述多电平进行滤波处理后输出三相电流 i_a、i_b 和 i_c，所述三相变流器包括电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 以及零序调节分量计算器。

所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 用于分别一一对应接收所述三相电流 i_a、i_b 和 i_c 并分别使用相互独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行独立调节以获得调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c；。

所述零序调节分量计算器接收所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b、电流调节器 G_c 分别输出的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，并计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果等于所述零序调节分量 v_0。

所述三相变流器还用于将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 与所述三相变流器的载波信号进行比较输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号，以将所直流电源输出的直流电转变为交流电来输入所述三相电动机。

上述三相变流器的其它组成结构以及电路设计均和上述本发明一实施例中描述的相关内容相同，在此不再赘述。

以上所述的具体实施方式，对本发明的目的、技术方案和有益效果进行了进一步详细说明，所应理解的是，以上所述仅为本发明的具体实施方式而已，并不用于限定本发明的保护范围，凡在本发明的精神和原则之内，所做的任何修改、等同替换、改进等，均应包含在本发明的保护范围之内。

权 利 要 求

1、一种三相变流器，用于连接在直流系统和交流系统之间进行直流和交流的相互变换，其特征在于，所述三相变流器包括用于将直流电转变为多电平的开关网络、连接所述开关网络并基于所述多电平输出三相电流 i_a、i_b 和 i_c 的三相滤波器、连接所述三相滤波器的采样单元、连接所述三相采样单元的控制单元、同时连接所述控制单元和采样单元的有源阻尼单元和连接在所述有源阻尼单元以及所述开关网络之间的调制单元；

所述采样单元用于获取三相滤波器输出的三相电流 i_a、i_b 和 i_c，并将所述三相电流 i_a、i_b 和 i_c 发送给所述有源阻尼单元；

所述有源阻尼单元用于分别使用相互独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行独立调节，以获取与所述三相电流 i_a、i_b 和 i_c 一一对应的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，再根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 获取零序调节分量 v_0，并将所述零序调节分量 v_0 与所述控制单元输出的三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别叠加，以获得新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}，并将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 传输给所述调制单元；

所述调制单元用于将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 调制为开关网络的驱动信号，以驱动所述开关网络向所述三相滤波器输出多电平；

所述三相滤波器用于将所述多电平转变为输入所述交流系统的交流电。

2、如权利要求 1 所述的三相变流器，其特征在于，所述有源阻尼单元包括电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 分别一一对应接收所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c，并分别通过所述各自独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行调节获得与所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 一一对应的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c。

3、如权利要求 2 所述的三相变流器，其特征在于，所述有源阻尼单元还包括零序调节分量计算器，所述零序调节分量计算器接收所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b、电流调节器 G_c 分别输出的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，并计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果为所述零序调节分量 v_0。

4、如权利要求 2 或 3 所述的三相变流器，其特征在于，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为比例积分(PI)调节器，所述 PI 调节器的调节函数 G 为：

$$G = k_p + \frac{k_i}{s};$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$k_p$ 为比例系数，k_i 为积分系数，s 为用复数来表示输入信号的频率和相位的复频率。

5、如权利要求 2 或 3 所述的三相变流器，其特征在于，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为比例谐振(PR)调节器，所述 PR 调节器的调节函数 G 为：

$$G = k_p + \frac{k_r}{s^2 + \omega_0^2};$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$k_p$ 为比例系数，k_r 为谐振系数，ω_0 为所述变流器电路的谐振频率，s 为用复数来表示输入信号的频率和相位的复频率。

6、如权利要求 2 或 3 所述的三相变流器，其特征在于，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为微分调节器，所述微分调节器的调节函数 G 为：

$$G = Ks;$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，K 为比例系数，$s$ 为用复数来表示输入信号的频率和相位的复频率。

7、如权利要求 2 或 3 所述的三相变流器，其特征在于，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为高通滤波器，所述高通

滤波器的调节函数 G 为:

$$G=\frac{Ks}{s+\omega_{HF}};$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$K$ 为比例系数，ω_{HF} 为截止频率，s 为用复数来表示输入信号的频率和相位的复频率。

8、如权利要求 2 或 3 所述的三相变流器，其特征在于，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为超前滞后调节器，所述超前滞后调节器的调节函数 G 为:

$$G=K\omega_{\max}\frac{s+k_f\omega_{\max}}{k_f s+\omega_{\max}};$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$K$ 为比例系数，$\omega_{\max}$ 为最大相移频率，k_f 为调节系数，s 为用复数来表示输入信号的频率和相位的复频率。

9、如权利要求 2 或 3 所述的三相变流器，其特征在于，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为二阶广义积分调节器，所述二阶广义积分调节器的调节函数 G 为:

$$G=\frac{k\omega_1 s}{s^2+k\omega_1 s+\omega_1^2};$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$\omega_1$ 为谐振频率，k 为阻尼系数，s 为用复数来表示输入信号的频率和相位的复频率。

10、如权利要求 2 或 3 所述的三相变流器，其特征在于，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 中至少一个为零极点配置调节器，所述零极点配置调节器的调节函数 G 为:

$$G=\frac{K(s+z_1)(s+z_2)\cdots(s+z_m)}{(s+p_1)(s+p_2)\cdots(s+p_n)};$$

其中，$G=v'_a/i_a=v'_b/i_b=v'_c/i_c$，$K$ 为比例系数，z_1、z_2...z_m 为零点，p_1、p_2...p_n 为极点，s 为用复数来表示输入信号的频率和相位的复频率。

11、如权利要求 1 至 10 任一项所述的三相变流器，其特征在于，所述开

关网络包括第一分压电容 C1、第二分压电容 C2、第一开关组合 Sa、第二开关组合 Sb 以及第三开关组合 Sc;

所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 相互串联在所述直流电源的正负极之间，用于对所述直流电源进行分压;

所述第一开关组合 Sa、第二开关组合 Sb 以及第三开关组合 Sc 相互并联在所述直流电源的正负极之间;

所述所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合与所述第一开关组合 Sa、第二开关组合 Sb 以及第三开关组合 Sc 之间并联连接。

12、如权利要求 11 所述的三相变流器，其特征在于，所述第一开关组合 Sa 包括分别连接所述直流电源正负两端的第一连接端 Sa1 和第二连接端 Sa2、共同与所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点连接的第三连接端 Sa3 以及与所述三相滤波器的一输入端连接的第四连接端 Sa4;

所述第二开关组合 Sb 包括分别连接所述直流电源正负两端的第一连接端 Sb1 和第二连接端 Sb2、共同与所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点连接的第三连接端 Sb3 以及分别与所述三相滤波器的三个输入端连接的第四连接端 Sb4;

所述第三开关组合 Sc 包括包括分别连接所述直流电源正负两端的第一连接端 Sc1 和第二连接端 Sc2、共同与所述第一分压电容 C1 以及第二分压电容 C2 组成的串联组合的中点连接的第三连接端 Sc3 以及分别与所述三相滤波器的三个输入端连接的第四连接端 Sc4;

所述第四连接端 Sa4、Sb4、Sc4 可择性地与自身所属开关组合中的第一、二以及三连接端中的任一进行导通连接或断开连接，以实现直流与交流之间的变换。

13、一种三相变流器的控制方法，用于控制连接在直流系统和交流系统之间的三相变流器进行直流和交流的相互变换，其特征在于，所述方法包括:

步骤 101、获取三相变流器中的三相电流 i_a，i_b 和 i_c，并分别使用相互独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行独立调节，获取与所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 一一对应的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c;

步骤 102、根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0;

步骤 103、将所述零序调节分量 v_0 与三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod};

步骤 104、将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 与所述三相变流器的载波信号进行叠加输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号。

14、如权利要求 13 所述的三相变流器的控制方法，其特征在于，所述根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0，包括:

计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果为所述零序调节分量 v_0。

15、如权利要求 13 所述的三相变流器的控制方法，其特征在于，所述根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0，包括:

计算所述调节分量 v'_a、v'_b、v'_c 的加权平均数获得获得零序调节分量 v_0，中所述计算公式为:

$$\text{所述零序调节分量 } v_0 = \frac{k_1 \cdot v'_a + k_2 \cdot v'_b + k_3 \cdot v'_c}{3};$$

其中 k_1，k_2，k_3 为三相加权系数。

16、一种光伏系统，包括光伏电池板以及连接在光伏电池板与交流电网之间的三相变流器，其特征在于，

所述三相变流用于通过开关元器件将所述光伏电池板输出的直流电转换为多电平，再基于所述多电平进行滤波处理后输出三相电流 i_a、i_b 和 i_c，并分别使用相互独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行独立调节获得到调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，所述三相变流器根据所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，计算获得零序调节分量 v_0，再将所述零序调节分量 v_0 与三相调制波 v_a、v_b、v_c 分别相加，得到新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}，最后将所述新的三相调

制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 与所述三相变流器的载波信号进行叠加以输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号，以将所述光伏电池板输出的直流电转变为交流电来输入所述交流电网。

17、如权利要求 16 所述的光伏系统，其特征在于，所述三相变流器包括电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c，所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 分别一一对应接收所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c，并分别通过所述各自独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行调节获得与所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 一一对应的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c。

18、如权利要求 17 所述的光伏系统，其特征在于，所述三相变流器还包括零序调节分量计算器，所述零序调节分量计算器接收所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b、电流调节器 G_c 分别输出的调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，并计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果等于所述零序调节分量 v_0。

19、一种电动车动力系统，包括直流电源、电动机以及连接所述直流电源与电动机之间的三相变流器，其特征在于，

所述三相变流器用于通过开关元器件将所述光伏电池板输出的直流电转换为多电平再基于所述多电平进行滤波处理后输出三相电流 i_a、i_b 和 i_c，所述三相变流器包括电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 以及零序调节分量计算器;

所述电流调节器 G_a、电流调节器 G_b 以及电流调节器 G_c 用于分别一一对应接收所述三相电流 i_a、i_b 和 i_c 并分别使用相互独立的调节函数对所述三相电流 i_a，i_b 和 i_c 进行独立调节以获得调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c;

所述零序调节分量计算器接收所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c，并计算所述调节分量 v'_a、v'_b 以及 v'_c 的平均数或者加权平均数，所述平均数或加权平均数的结果等于所述零序调节分量 v_0;

所述三相变流器将所述新的三相调制波 v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod} 与所述三相变流器的载波信号进行比较叠加以输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号，以将所述直流电源输出的直流电转变为交流电来输入所述电动机。

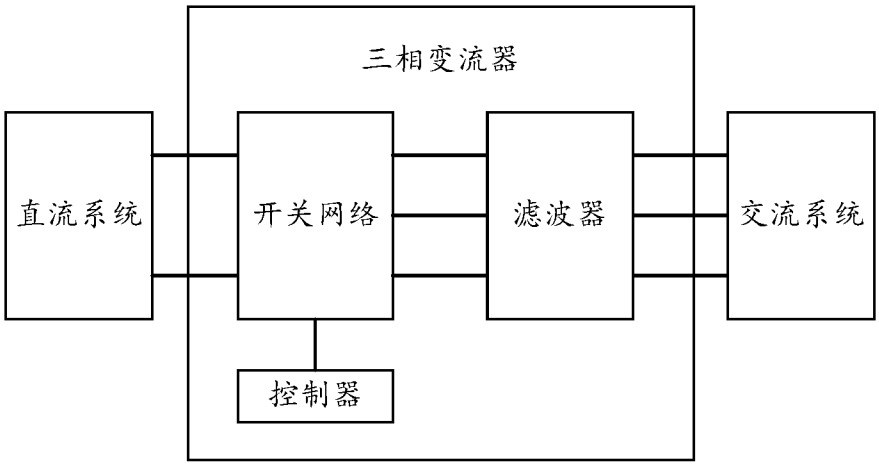

三相变流器
直流系统
开关网络
滤波器
交流系统
控制器

图 1

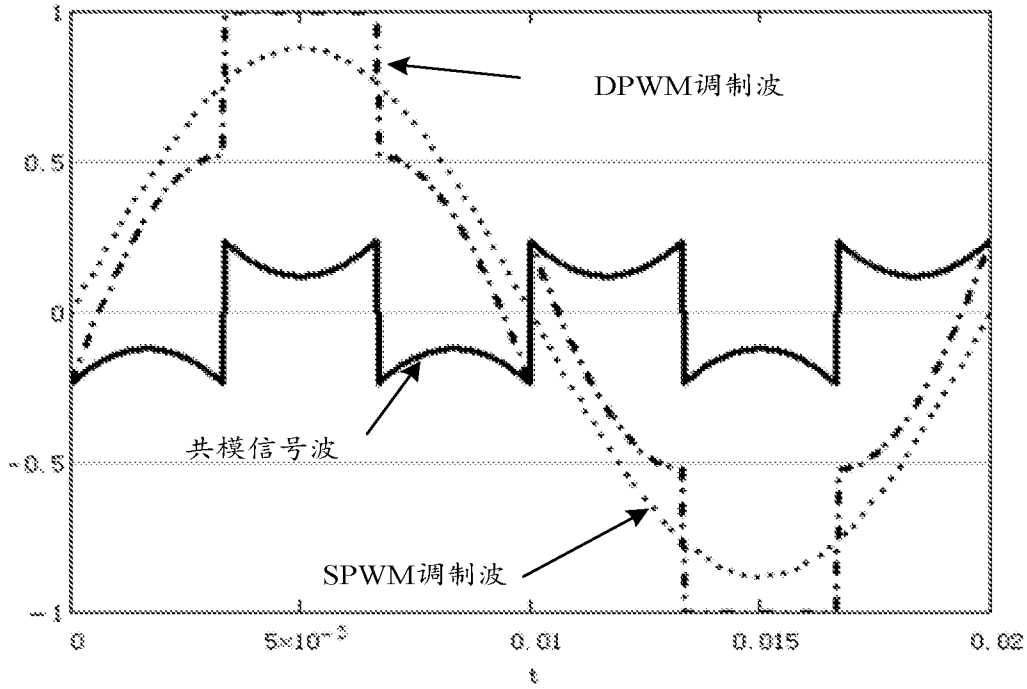

DPWM调制波
共模信号波
SPWM调制波
0.5
0
-0.5
-1
0
5×10^-3
0.01
0.015
0.02
t

图 2

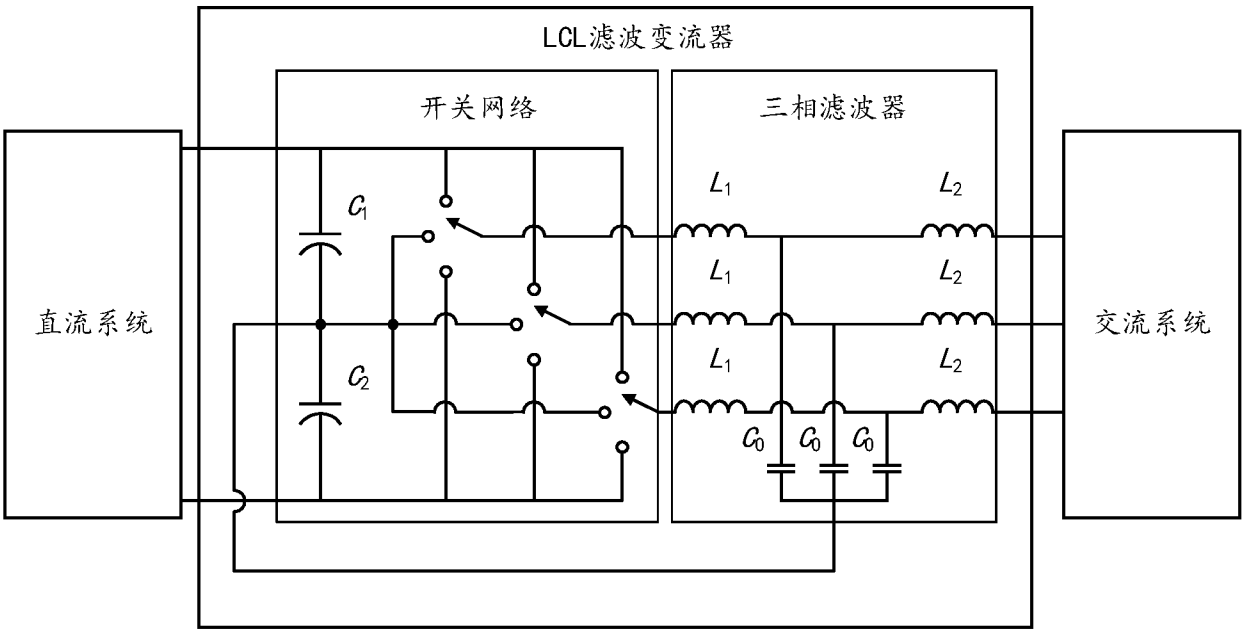

LCL滤波变流器
开关网络
三相滤波器
直流系统
交流系统
C_1
C_2
L_1
L_2
C_0

图 3

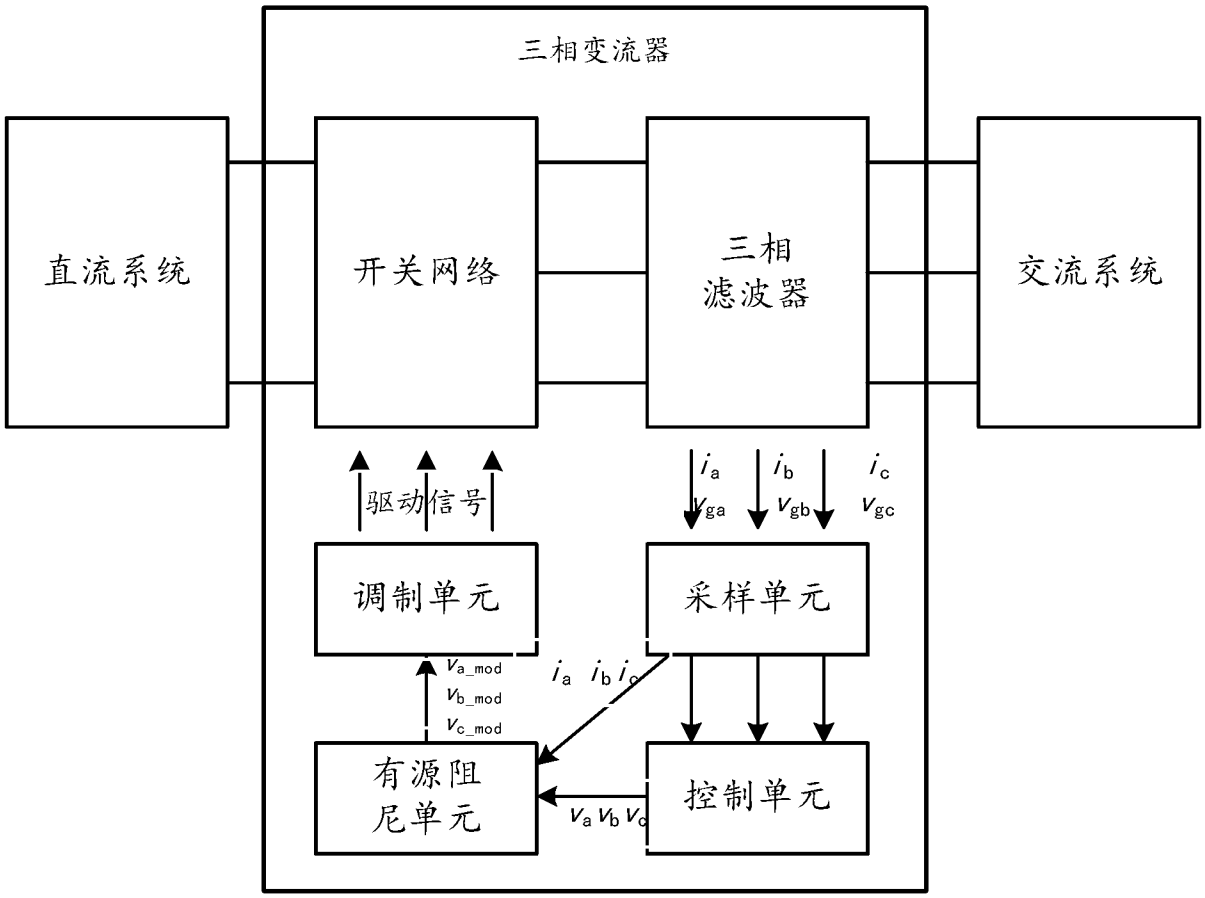

三相变流器
直流系统
开关网络
三相
滤波器
交流系统
驱动信号
i_a i_b i_c
v_{ga} v_{gb} v_{gc}
调制单元
采样单元
v_{a_mod}
v_{b_mod}
v_{c_mod}
i_a i_b i_c
有源阻
尼单元
控制单元
v_a v_b v_c

图 4

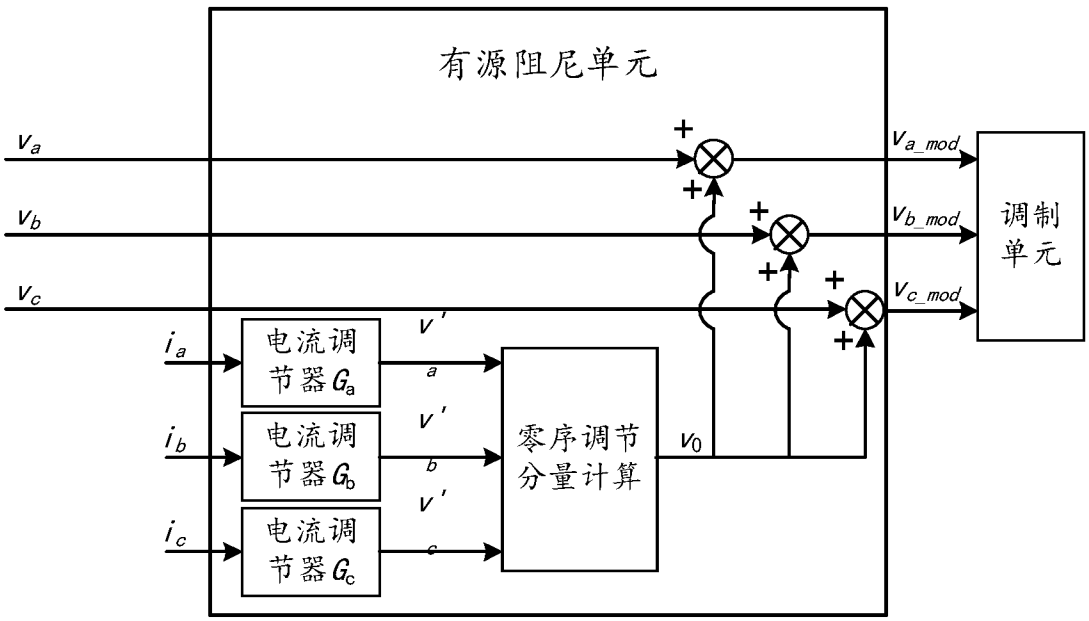

有源阻尼单元
v_a
v_b
v_c
i_a
i_b
i_c
电流调节器G_a
电流调节器G_b
电流调节器G_c
v'_a
v'_b
v'_c
零序调节分量计算
v_0
v_{a_mod}
v_{b_mod}
v_{c_mod}
调制单元

图 5

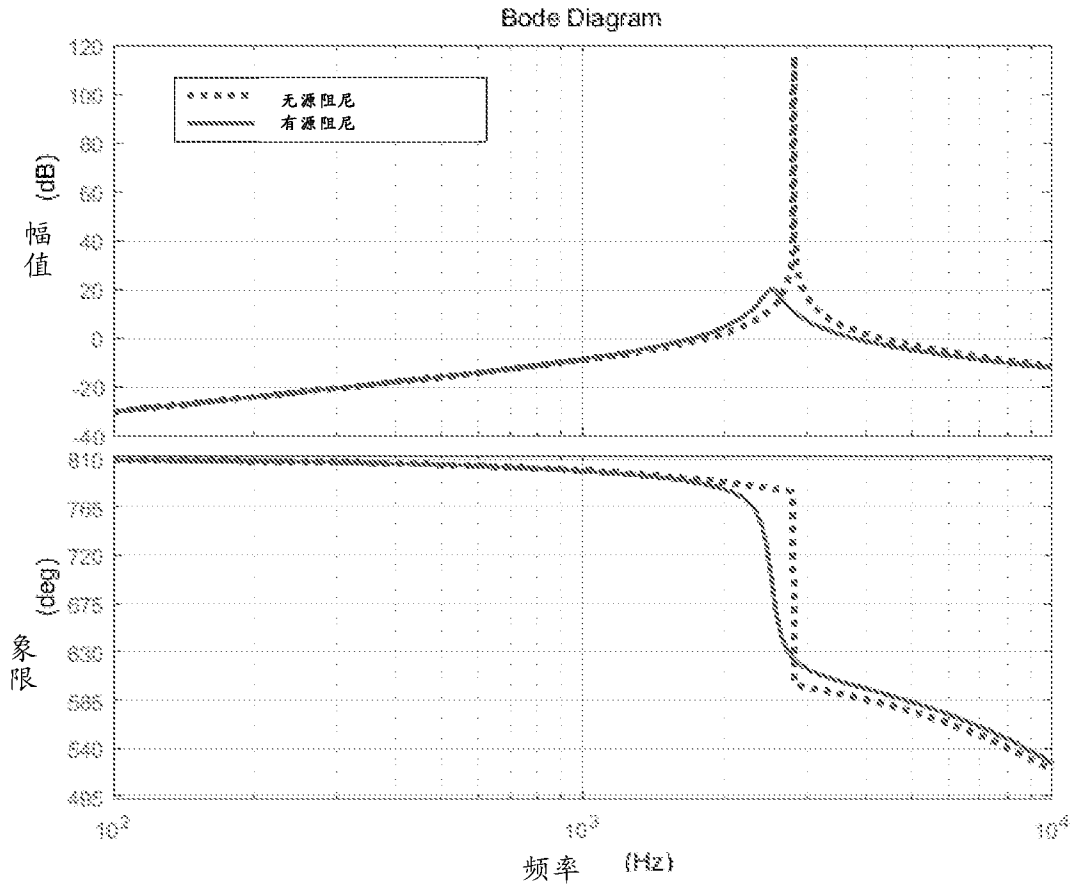

Bode Diagram
无源阻尼
有源阻尼
幅值 (dB)
象限 (deg)
频率 (Hz)

图 6

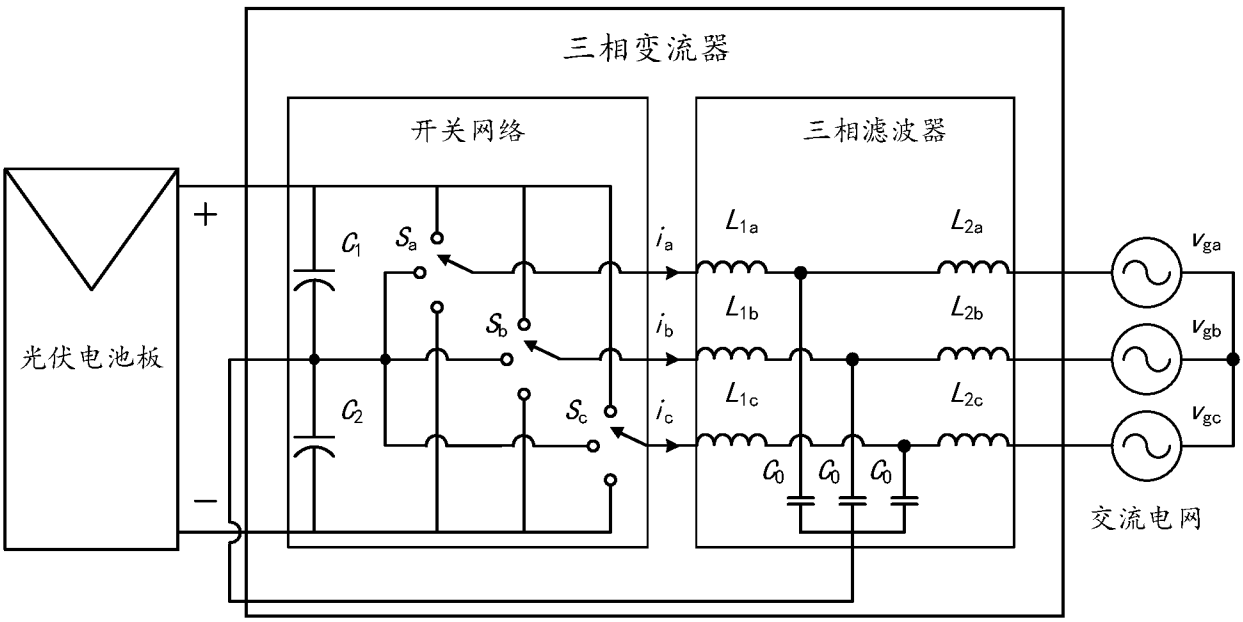

三相变流器
开关网络
三相滤波器
光伏电池板
+
−
C_1
C_2
S_a
S_b
S_c
i_a
i_b
i_c
L_{1a}
L_{1b}
L_{1c}
L_{2a}
L_{2b}
L_{2c}
C_0
C_0
C_0
v_{ga}
v_{gb}
v_{gc}
交流电网

图 7

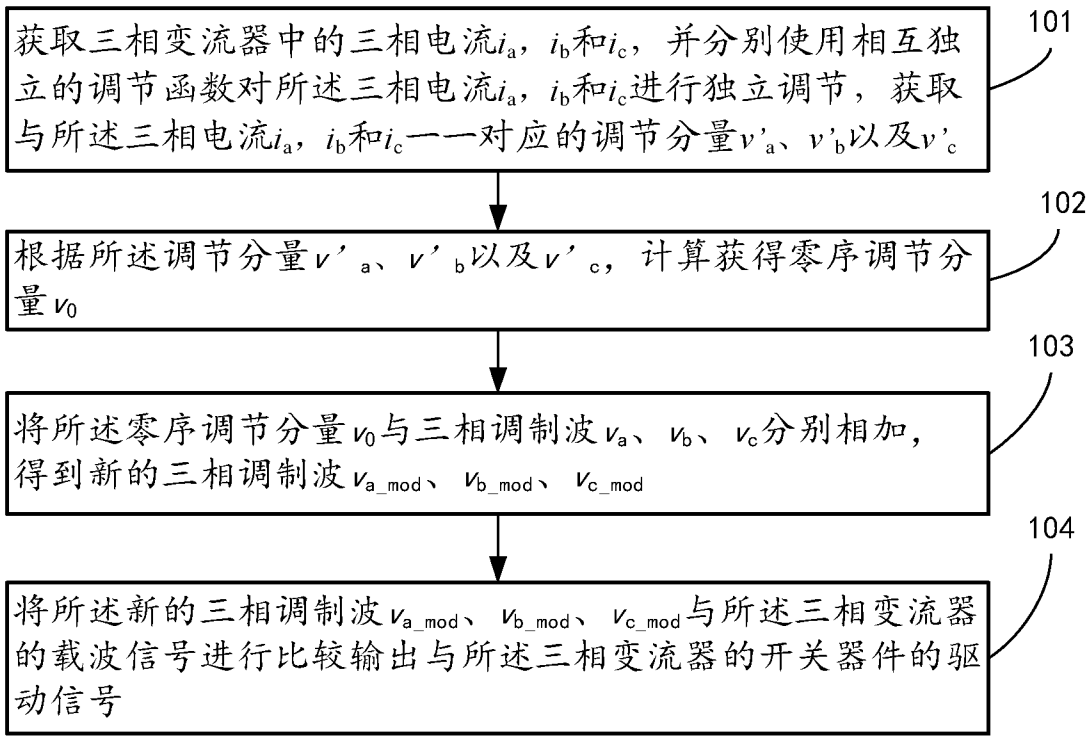

获取三相变流器中的三相电流i_a，i_b和i_c，并分别使用相互独立的调节函数对所述三相电流i_a，i_b和i_c进行独立调节，获取与所述三相电流i_a，i_b和i_c一一对应的调节分量v'_a、v'_b以及v'_c
101
根据所述调节分量v'_a、v'_b以及v'_c，计算获得零序调节分量v_0
102
将所述零序调节分量v_0与三相调制波v_a、v_b、v_c分别相加，得到新的三相调制波v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}
103
将所述新的三相调制波v_{a_mod}、v_{b_mod}、v_{c_mod}与所述三相变流器的载波信号进行比较输出与所述三相变流器的开关器件的驱动信号
104

图 8

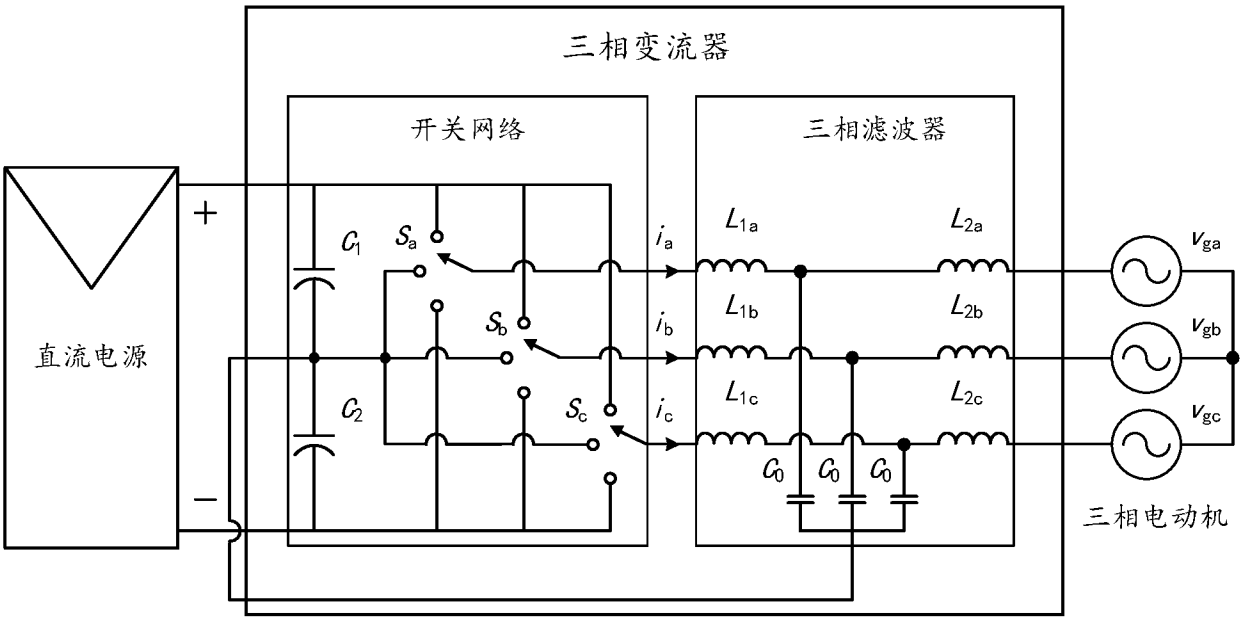

三相变流器
开关网络
三相滤波器
直流电源
+
−
C_1
C_2
S_a
S_b
S_c
i_a
i_b
i_c
L_{1a}
L_{1b}
L_{1c}
L_{2a}
L_{2b}
L_{2c}
C_0
C_0
C_0
v_{ga}
v_{gb}
v_{gc}
三相电动机

图 9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2016/101258

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 7/487 (2007.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H02M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI, EPODOC, CNPAT, CNKI: 逆变, 变流器, 中点, 中性点, 滤波, 调制, 零序, 电压, 电流, 叠加, inverter, neutral point, filter, modulation, zero sequence, voltage, current, superposition, sum

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 103414363 A (SUNGROW POWER SUPPLY CO., LTD.), 27 November 2013 (27.11.2013), description, paragraphs 0082-0184, and figures 1-8	1-19
A	CN 103023070 A (SHANDONG UNIVERSITY), 03 April 2013 (03.04.2013), entire document	1-19
A	CN 101753044 A (NORTH CHINA UNIVERSITY OF TECHNOLOGY), 23 June 2010 (23.06.2010), entire document	1-19
A	CN 104065292 A (XJ ELECTRIC CO., LTD.), 24 September 2014 (24.09.2014), entire document	1-19
A	JP 2016063575 A (SHARP KK), 25 April 2016 (25.04.2016), entire document	1-19

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
23 January 2017	14 March 2017
Name and mailing address of the ISA State Intellectual Property Office of the P. R. China No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao Haidian District, Beijing 100088, China Facsimile No. (86-10) 62019451	Authorized officer LI, Xiaoyan Telephone No. (86-10) 62411798

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 2009)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2016/101258

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 103414363 A	27 November 2013	CN 103414363 B	30 March 2016
CN 103023070 A	03 April 2013	CN 103023070 B	10 December 2014
CN 101753044 A	23 June 2010	CN 101753044 B	27 June 2012
CN 104065292 A	24 September 2014	CN 104065292 B	31 August 2016
JP 2016063575 A	25 April 2016	None	

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN2016/101258

A. 主题的分类

H02M 7/487(2007.01)i

按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和IPC两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

H02M

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称，和使用的检索词（如使用））

WPI，EPODOC，CNPAT，CNKI：逆变，变流器，中点，中性点，滤波，调制，零序，电压，电流，叠加，inverter，neutral point，filter，modulation，zero sequence，voltage，current，superposition，sum

C. 相关文件

类 型*	引用文件，必要时，指明相关段落	相关的权利要求
A	CN 103414363 A (阳光电源股份有限公司) 2013年 11月 27日 (2013 - 11 - 27) 说明书第0082-0184段、附图1-8	1-19
A	CN 103023070 A (山东大学) 2013年 4月 3日 (2013 - 04 - 03) 全文	1-19
A	CN 101753044 A (北方工业大学) 2010年 6月 23日 (2010 - 06 - 23) 全文	1-19
A	CN 104065292 A (许继电气股份有限公司) 2014年 9月 24日 (2014 - 09 - 24) 全文	1-19
A	JP 2016063575 A (SHARP KK) 2016年 4月 25日 (2016 - 04 - 25) 全文	1-19

☐ 其余文件在C栏的续页中列出。

☑ 见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型：

“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件，或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件（如具体说明的）

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布，与申请不相抵触，但为了理解发明之理论或原理的在后文件

“X” 特别相关的文件，单独考虑该文件，认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

“Y” 特别相关的文件，当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时，要求保护的发明不具有创造性

“&” 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期	国际检索报告邮寄日期
2017年 1月 23日	2017年 3月 14日

ISA/CN的名称和邮寄地址	受权官员
中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088	李晓艳
传真号 (86-10)62019451	电话号码 (86-10)62411798

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2016/101258

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	103414363	A	2013年 11月 27日	CN	103414363	B	2016年 3月 30日
CN	103023070	A	2013年 4月 3日	CN	103023070	B	2014年 12月 10日
CN	101753044	A	2010年 6月 23日	CN	101753044	B	2012年 6月 27日
CN	104065292	A	2014年 9月 24日	CN	104065292	B	2016年 8月 31日
JP	2016063575	A	2016年 4月 25日		无		