

(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
2015年3月5日 (05.03.2015)



(10) 国际公布号
WO 2015/027693 A1

- (51) 国际专利分类号:
H02M 7/483 (2007.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2014/072557
- (22) 国际申请日: 2014年2月26日 (26.02.2014)
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201310390675.7 2013年8月30日 (30.08.2013) CN
- (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: 胡炎申 (HU, Yanshen); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。 刘云峰 (LIU, Yunfeng); 中国广东省深圳市龙岗区坂田华为总部办公楼, Guangdong 518129 (CN)。 石磊 (SHI, Lei); 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, 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, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, 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, 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)。

本国际公布:

- 包括国际检索报告(条约第21条(3))。

(54) Title: POWER CONVERSION CIRCUIT AND POWER CONVERSION SYSTEM

(54) 发明名称: 功率变换电路和功率变换系统

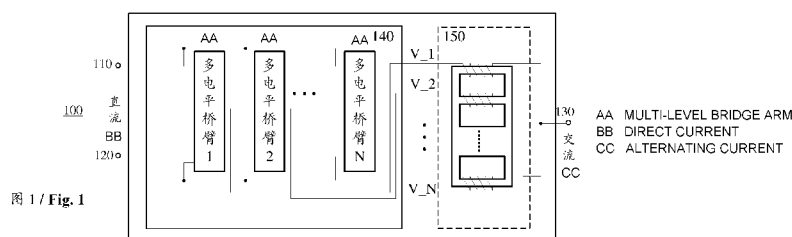


图 1 / Fig. 1

(57) Abstract: Provided is a power convertor, comprising: a first terminal and a second terminal which are connected to a direct current; a third terminal connected to an alternating current; N paths of multi-level bridge arms connected to the first terminal and the second terminal in parallel, wherein the N paths of multi-level bridge arms operate in an interleaving manner, each multi-level bridge arm of the N paths of multi-level bridge arms comprises an alternating current node and produces a plurality of levels varying over time at the alternating current node, and the plurality of levels are greater than two levels; and a coupling inductor which comprises N windings coupled via a common magnetic core, wherein one end of each winding of the N windings is respectively connected to the alternating current node of one path of a multi-level bridge arm of the N paths of multi-level bridge arms, and the other end of each winding of the N windings is connected to the third terminal. The technical solution of the present invention simplifies the control logic of the power convertor.

(57) 摘要: 本发明实施例提供了一种功率变换器, 包括: 第一端子和第二端子, 与直流电相连接。第三端子, 与交流电相连接; N路多电平桥臂, 并联连接到第一端子和第二端子, 其中N路多电平桥臂以交错并联方式工作, N路多电平桥臂中的每个多电平桥臂包括交流电节点, 并且在交流电节点产生随时间变化的多个电平, 多个电平大于两个电平; 耦合电感, 包括: 通过一个公共磁芯耦合的N个绕组, 其中N个绕组中的每个绕组的一端分别与N路多电平桥臂中的一路多电平桥臂的交流电节点相连接, N个绕组中每个绕组的另一端连接到第三端子。本发明的技术方案简化了功率变换器的控制逻辑。

功率变换电路和功率变换系统

技术领域

本发明实施例涉及功率变换技术，尤其是涉及一种功率变换电路和功率变换系统。

背景技术

在现有的高压逆变技术中，基于电力电子器件直接串联的高压变频器，对动静态的均压电路要求较高，并且输出电压高次谐波含量高，需设置输出滤波器。多电平逆变电路的提出为解决上述问题取得了突破性的进展。多电平逆变器的一般结构是由几个电平台阶合成阶梯波以逼近正弦输出电压。这种逆变器由于输出电压电平数的增加，使得输出波形的谐波含量减小，开关所承受的电压应力减小，无需均压电路，例如，利用开关管来辅助中点箝位的三电平逆变电路、二极管箝位式逆变电路以及主要应用在高压大功率电机调速、无功补偿、有源滤波等领域的多电平逆变器。

在三电平逆变电路基础上，可以通过增加更多功率半导体器件或者通过低电平拓扑串联的方式可以实现更多电平输出。然而该方案的逆变电路的控制逻辑复杂，不容易实现。

发明内容

本发明实施例提供一种功率变换电路和功率变换系统，能够简化功率变换电路的控制逻辑。

一方面，提供了一种功率变换电路，包括：第一端子和第二端子，用于与直流电相连接；第三端子，用于与交流电相连接；N路多电平桥臂，并联连接在第一端子和第二端子之间，用于以交错并联方式工作，其中以交错并联方式工作是以相位错开的方式工作，在N路多电平桥臂中的每个多电平桥臂的交流电节点，产生随时间变化的多个电平，多个电平大于两个

电平；耦合电感，包括通过一个公共磁芯耦合的 N 个绕组，用于形成相互耦合的电感，其中 N 个绕组中的每个绕组的一端分别与 N 路多电平桥臂中的一路多电平桥臂的交流电节点相连接， N 个绕组中每个绕组的另一端连接到第三端子， N 大于或等于 2。

5 在第一种可能的实现方式中，公共磁芯为相互连接的 N 个柱体， N 个绕组分别缠绕 N 个柱体，并且 N 个绕组的缠绕方向相同。

在第二种可能的实现方式中， N 个绕组的匝数相同。

在第三种可能的实现方式中，第一方面的功率变换电路还包括：驱动电路，用于产生驱动信号，控制 N 路多电平桥臂在功率变换电路的驱动信号的开关周期内以相位错开 $360/N$ 度的方式进行工作。

结合第三种可能的实现方式，在第四种可能的实现方式中，驱动信号具有位于多个预设范围内的占空比，所述多个预设范围包括 $[(n-1)/N, n/N]$ ，其中 $n \in [(n-1)/N, n/N]$ 。

15 在第五种可能的实现方式中，多电平桥臂为 M 电平桥臂， N 路多电平桥臂生成 $(M-1) * N + 1$ 个电平。

在第六种可能的实现方式中，第一方面的功率变换电路还包括：滤波电路，与第三端子相连接，用于对交流电进行滤波；分压电路，连接在第一端子与第二端子之间，用于对直流电进行分压。

20 结合第六种可能的实现方式，在第七种可能的实现方式中，多电平桥臂为中点箝位型多电平桥臂，分压电路的中点连接到 N 路多电平桥臂中的每个多电平桥臂的箝位中点。

结合第六种可能的实现方式，在第八种可能的实现方式中，滤波电路为电容。

在第九种可能的实现方式中，多电平桥臂为电容箝位型多电平桥臂。

25 结合第一方面的上述任一种可能的实现方式，在第十种可能的实现方式中，功率变换电路为逆变器，用于将直流电变换为交流电，第一端子和第

二端子为输入端子，第三端子为输出端子。

结合第一方面的第一种至第九种可能的实现方式中的任一种，在第十一种可能的实现方式中，功率变换电路为整流器，用于将交流电变换为直流电，第三端子为输入端子，第一端子和第二端子为输出端子。

5 第二方面，提供了一种三相功率变换器，包括：三相功率变换电路，用于在三相交流电与直流电之间进行功率变换，其中每相功率变换电路为如第一方面所述功率变换电路。

在第一种可能的实现方式中，第二方面的三相功率变换器还包括：分压电路，连接在每相功率变换电路的第一端子与第二端子之间，用于对直流
10 电进行分压；三相滤波电路，包括三个电容，用于对三相交流电进行滤波，三个电容中的每个电容的一端分别与三相功率逆变电路中的一相功率逆变电路的第三端子相连接，三个电容的另一端连接在一起。

结合第二方面的第一种可能的实现方式，在第二种可能的实现方式中，三个电容的另一端共同连接到分压电路的中点。

15 结合第二方面的第二种可能的实现方式，在第三种可能的实现方式中，第二方面的三相功率变换器还包括：第一中线，用于与电网的中线相连接，其中第一中线连接到三个电容连接在一起的一端。

第三方面，提供了一种功率变换系统，包括：M 路功率变换电路，用于进行在交流电与直流电之间进行功率变换，其中，M 路功率变换电路中的
20 的每路功率变换电路为如第一方面所述的功率变换电路；分压电路，连接在 M 路功率变换电路中的每路功率变换电路的第一端子与第二端子之间，用于对直流电进行分压；第四端子；耦合电感，包括通过一个公共磁芯耦合的 M 个绕组，用于形成相互耦合的电感，M 个绕组中的每个绕组的一端分别与 M 路功率变换电路中的一路功率变换电路的第三端子相连接，M 个
25 绕组中每个绕组的另一端连接到第四端子；滤波电路，与第四端子相连接，用于对交流电进行滤波，M 大于或等于 2。

在第一种可能的实现方式中，滤波电路包括与第四端子连接的电容。

在第二种可能的实现方式中，M 路功率变换电路中的每个功率变换电路中的 N 路多电平桥臂在功率变换电路的驱动信号的开关周期内以相位错开的角度为 $360/(N*M)$ 度的方式进行交错并联工作。

- 5 第四方面，提供了一种功率变换系统，包括：第一功率变换电路为如第一方面的第十种可能的实现方式所述的功率变换电路，用于将直流电变换成交流电；第二功率变换电路为如第一方面的第十种可能的实现方式所述的功率变换电路，用于将交流电变换成直流电，其中所述第一功率变换电路的输出端子与所述第二功率变换电路的输入端子相连接，或者所述第二
- 10 功率变换电路的输出端子与所述第一功率变换电路的输入端子相连接。

本发明的技术方案通过交错并联的多路多电平桥臂与耦合电感相结合，可以在每个多电平桥臂的交流节点产生的多个交流电平，并且在与耦合电感连接的交流端子上产生更多个交流电平。由于多路多电平桥臂可以通过错相工作的方式实现更多个电平的输出，因此，简化了功率变换电路的控制逻辑。

15

附图说明

为了更清楚地说明本发明实施例的技术方案，下面将对实施例或现有技术描述中所需要使用的附图作简单地介绍，显而易见地，下面描述中的附图仅仅是本发明的一些实施例，对于本领域普通技术人员来讲，在不付出创造性劳动性的前提下，还可以根据这些附图获得其他的附图。

20

图1是根据本发明的实施例的功率变换电路的示意性框图。

图2是根据本发明的另一实施例的功率变换电路的示意性框图。

图3是根据本发明的又一实施例的功率变换电路的框图。

25 图4是根据本发明的一个实施例的耦合电感的等效电路图。

图5A是根据本发明的一个实施例的多电平桥臂的电路图。

图5B是根据本发明的一个实施例的多电平桥臂的驱动信号的示意性时序图。

图5C是根据本发明的另一实施例的多电平桥臂的电路图。

图6是根据本发明的一个实施例的功率变换电路的电路图。

5 图7是根据本发明的一个实施例的驱动信号的占空比和输出电压的示意性时序图。

图8是根据本发明的又一实施例的功率变换电路的电路图。

图9是根据本发明的一个实施例的功率变换系统的示意性框图。

图10是根据本发明的另一实施例的功率变换系统的示意性框图。

10 图11是根据本发明的一个实施例的三相功率变换器的示意性框图。

图12是根据本发明的另一实施例的三相功率变换器的示意性框图。

图13是根据本发明的又一实施例的三相功率变换器的示意性框图。

图14是根据本发明的另一实施例的功率变换系统的示意性框图。

15 **具体实施方式**

下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有作出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

20 交错并联技术是提高功率变换器的功率容量的一种有效方案。采用交错并联方案,既可方便地提高变流器的功率等级,又可减小输入、输出电流纹波,还可提高变流器的动态响应,减小电路中磁性元件的体积和实现变流器的自动均流。虽然可以通过使用交错并联的两电平桥臂结合耦合电感实现多电平输出的拓扑,然而这种方案需要滤波电路对输出的多电平波形
25 进行滤波,不利于抑制高次谐波。

图1是根据本发明的实施例的功率变换电路100的示意性框图。功率变

换电路 100 包括：第一端子 110、第二端子 120、第三端子 130、N 路多电平桥臂 140 和耦合电感 150。

第一端子 110 和第二端子 120 与直流电相连接。第三端子 130 与交流电相连接。N 路多电平桥臂 140 包括：多电平桥臂 1、多电平桥臂 2、...、多电平桥臂 N，并联连接在第一端子 110 和第二端子 120 之间，其中 N 路多电平桥臂 140 以交错并联方式工作，以交错并联方式工作是指以相位错开的方式工作，在 N 路多电平桥臂 140 中的每个多电平桥臂的交流电节点，产生随时间变化的多个电平，多个电平大于两个电平。耦合电感 150 包括通过一个公共磁芯耦合的 N 个绕组，用于形成相互耦合的电感，其中 N 个绕组中的每个绕组的一端分别与 N 路多电平桥臂中的一路多电平桥臂的交流电节点相连接，N 个绕组中每个绕组的另一端连接到第三端子 130，N 大于或等于 2。

根据本发明的实施例，功率变换电路 100 可以为整流电路或逆变电路。例如，当第一端子和第二端子为输入端，第三端子为输出端时，功率变换电路 100 为逆变电路。相反，当第三端子为输入端，第一端子和第二端子为输出端时，功率变换电路 100 为整流电路。

多电平桥臂也称为多电平拓扑，包括多个开关管，多个开关管可以在驱动信号的控制下互补导通或关断，使得能够在多电平桥臂的交流节点上生成随时间变化的多个电平，或者在交流节点上随时间呈现多个电平。交错并联是指多个多电平桥臂并联工作，并且多个多电平桥臂的驱动信号的相位之间相隔预设的角度，例如， $360/N$ 度。例如，N 路多电平桥臂 140 可以以相位错开预设角度的方式工作。举例来说，三路三电平桥臂的驱动信号的相位之间的相隔为 120 度，五路三电平桥臂的驱动信号的相位之间的间隔为 72 度。

根据本发明的实施例，N 个绕组通过一个磁芯耦合而成耦合电感，N 路多电平桥臂连接至该耦合电感的 N 个绕组，使得 N 路多电平桥臂中的每路

多电平桥臂产生的多个电平通过耦合电感合并成更多个电平。例如，包括三路三电平桥臂的功率变换电路可以在与耦合电感连接的第三端子生成七个电平。再如，包括三路五电平桥臂的功率变换电路可以在与耦合电感连接的第三端子生成十三个电平。

5 应理解，两个相邻多电平桥臂的驱动信号的相位之间的间隔可以是相同的角度，例如， $360/N$ 度，也可以是不同的角度。在本发明的实施例，将该相位间隔设置为相同的角度使得多电平桥臂的控制方法更简单。

本发明的技术方案通过交错并联的多路多电平桥臂与耦合电感相结合，可以在每个多电平桥臂的交流节点产生的多个交流电平，并且在与耦合电
10 感连接的交流端子上产生更多个交流电平。由于多路多电平桥臂可以通过错相工作的方式实现更多个电平的输出，因此，简化了功率变换电路的控制逻辑。

而且，由于本发明的实施例的可以实现交流电平数目的增加，使得交流电中的高次谐波的含量减小，从而可以有效抑制高次谐波。

15 另外，由于高次谐波得到有效抑制，因此，无需使用规格较大的滤波电路进行滤波，从而降低了滤波电路的成本。

根据本发明的实施例，多电平桥臂为中点箝位型多电平桥臂或电容箝位型多电平桥臂。本发明的实施例的多电平桥臂并不限于此这两种多电平桥臂，例如，也可以为混合型多电平桥臂。

20 根据本发明的实施例，多电平桥臂为 M 电平桥臂， N 路多电平桥臂生成 $(M-1)*N+1$ 个电平。例如，多电平桥臂为三电平桥臂， N 路多电平桥臂生成 $2N+1$ 个电平。例如，三路三电平桥臂生成七个电平，五路三电平桥臂生成 13 个电平。

根据本发明的实施例， N 个绕组的匝数相同。采用 N 个绕组设置相同
25 的匝数的方案可以减小纹波电流，从而进一步抑制高次谐波。

根据本发明的实施例，公共磁芯为相互连接的 N 个柱体， N 个绕组分

别缠绕 N 个柱体，并且 N 个绕组的缠绕方向相同。换句话说， N 路多电平桥臂可以分别连接到 N 个绕组的同名端。由于这样的耦合电感的结构可以产生漏感，因此无需在滤波电路中设置电感，从而降低了滤波电路的成本。

根据本发明的实施例，图 1 的功率变换电路 100 还包括：驱动电路，用于产生驱动信号，控制 N 路多电平桥臂在功率变换电路的驱动信号的开关周期内以相位错开 $360/N$ 度的方式进行工作。换句话说， N 路多电平桥臂可以按照驱动波形（或脉冲）相同的驱动信号进行工作，只是相邻多电平桥臂的驱动信号的相位相差 $360/N$ 度。例如，驱动信号可以为脉冲宽度调制（Pulse Width Modulation, PWM）信号。

根据本发明的实施例，驱动信号具有位于多个预设范围内的占空比，所述多个预设范围包括 $[(n-1)/N, n/N]$ ，其中 $n \in [(n-1)/N, n/N]$ 。第三端子的多电平的输出状态取决于占空比的预设范围。通过调整驱动信号的占空比，使得每路多电平桥臂产生的电平能够在第三端子合成更多个电平。

图 2 是根据本发明的另一实施例的功率变换电路 200 的示意性框图。功率变换电路 200 包括：第一端子 210、第二端子 220、第三端子 230、 N 路多电平桥臂 240 和耦合电感 250。功率变换电路 200 与图 1 的功率变换电路 100 类似，在此适当省略详细的描述。

图 2 的功率变换电路还包括：分压电路 260、参考电压端子 270 以及滤波电路 280。滤波电路 280 的一端与第三端子 330 相连接，滤波电路 280 的另一端与参考电压端子 270 相连接，用于对交流电进行滤波。分压电路 260 连接在第一端子 210 与第二端子 220 之间，用于对直流电进行分压。参考电压端子 270 用于接收参考电压，例如，与分压电路 260 的中点相连接，而分压电路的中点可以接收参考电压。分压电路 260 的中点还连接到多电平桥臂的箝位中点。在相位交错的驱动信号的控制下，多电平桥臂 1、多电平桥臂 2、...、多电平桥臂 N 分别在其交流节点产生多电平的交流电 V_1 、 V_2 、...、 V_N 。多电平的交流电 V_1 、 V_2 、...、 V_N 在经过耦合电感后

在第三端子合并成更多平的交流电。

根据权利要求 7 的功率变换电路，其特征在于，多电平桥臂为中点箝位型多电平桥臂，分压电路的中点连接到 N 路多电平桥臂中的每个多电平桥臂的箝位中点。

5 根据本发明的实施例，滤波电路 280 为电容。本发明的实施例采用耦合电感产生的漏感与电容 280 构成滤波电路，因此无需在滤波电路中设置电感，这样可以缩小滤波电路的尺寸和成本，从而缩小了功率变换电路的尺寸，并且降低了功率变换电路的成本。

10 可选地，作为另一实施例，滤波电路还可以包括电感，例如，该电感（未示出）可以串联连接在第三端子 230 与耦合电感 250 之间。

根据本发明的实施例，功率变换电路 200 为逆变器，用于将直流电变换为交流电，第一端子和第二端子为输入端子，接收直流输入，第三端子为输出端子，输出交流电。

图 3 是根据本发明的又一实施例的功率变换电路 300 的示意性框图。功率变换电路 300 包括：第一端子 310、第二端子 320、第三端子 330、N 路多电平桥臂 340 和耦合电感 350。功率变换电路 300 与图 1 的功率变换电路 100 类似，在此适当省略详细的描述。图 3 的功率变换电路还包括：分压电路 360、参考电压端子 370 以及滤波电路 380。滤波电路 380 的一端与第三端子 330 相连接，滤波电路 380 的另一端与参考电压端子 370 相连接，用于对交流电进行滤波。分压电路 360 连接在第一端子 310 与第二端子 320 之间，用于对直流电进行分压。参考电压端子 370 用于接收参考电压，例如，与分压电路 360 的中点相连接。分压电路 360 的中点还连接到多电平桥臂的箝位中点。在相位交错的驱动信号的控制下，交流电经过耦合电感 350 后，分别在多电平桥臂 1、多电平桥臂 2、...、多电平桥臂 N 的交流节点产生多电平的交流电 V_1 、 V_2 、...、 V_N 。

与图 2 的实施例不同的，功率变换电路 300 为整流器，用于将交流电变

换为直流电，第三端子 330 为输入端子，用于接收交流输入，第一端子 310 和第二端子 320 为输出端子，用于输出直流电。

图 4 是根据本发明的一个实施例的耦合电感的等效电路图。

本实施例以耦合电感包括三个绕组为例进行说明。假设三个绕组分别与
5 多电平桥臂 A、多电平桥臂 B、多电平桥臂 C 的输出端相连接，三个绕组
共用一个磁芯。多电平桥臂 A、多电平桥臂 B、多电平桥臂 C 在驱动信号
的开关周期内错相 $360/3=120^\circ$ 工作，即以相位错开 120° 的方式交错并联
工作，耦合电感在这种情况下可以等效为图 4 所示的工作模型，其中 L_{ab} 、
 L_{bc} 和 L_{ca} 为等效耦合电感， L_{cm} 为漏感。根据图 4 的等效耦合电感的工作
10 模型，可以得到 $V_o=(V_1+V_2+V_3)/3$ 。由于多电平桥臂 A、多电平桥臂
B、多电平桥臂 C 在驱动信号的开关周期内错相 $360/3=120^\circ$ 工作，因此，
在用于逆变电路时，耦合电感可以根据 V_1 、 V_2 和 V_3 的不同状态合并
得到 V_o 的多个不同的电平状态。或者，在用于整流电路时，可以将输入
的交流电变成多电平交流电 V_1 、 V_2 和 V_3 。

15 另外，耦合电感的磁芯各个部分可以根据自身磁通变换量选取不同磁芯
材料进行组合。

图 5A 是根据本发明的一个实施例的多电平桥臂的电路图。图 5B 是根
据本发明的一个实施例的多电平桥臂的驱动信号的示意性时序图。

参见图 5A，本实施例以中点箝位型三电平桥臂为例进行说明。中点
20 箝位型三电平桥臂包括第一开关 Q1 至第四开关 Q4 以及第一二极管 D1 至
第四二极管 D4。

第一开关管 Q1 连接在功率变换电路的第一端子与多电平桥臂的交流电
节点之间。第一二极管 D1 与第一开关管 Q1 并联，第一二极管 D1 的正极
连接到多电平桥臂的交流电节点。第三开关管 Q3 的一端与多电平桥臂的交
25 流电节点相连接。第三二极管 D3 与第三开关管 Q3 并联，第三二极管 D3
的正极与多电平桥臂的交流电节点相连接。第二开关管 Q2 的一端与分压电

路的中点相连接，第二开关管 Q2 的另一端与第三开关管 Q3 的另一端相连接。第二二极管 D2 与第二开关管 Q2 并联，第二二极管 Q2 的正极与分压电路的中点相连接。第四开关管 Q4 连接在功率变换电路的第二端子与多电平桥臂的交流电节点之间。第四二极管 D4 与第四开关管 Q4 并联，第四二
5 极管 D4 的负极连接到多电平桥臂的交流电节点。

参见图 5B，描述每个三电平桥臂的控制方法。在每个开关周期的第一半周内，第三开关管 Q3 开通，第四开关管 Q4 关断，第一开关管 Q1 在第一脉冲的驱动下开通和关断，第二开关管 Q2 在第二脉冲的驱动下开通和关断，第一脉冲与第二脉冲反相，在每个开关周期的第二半周内，第一开关
10 管 Q1 关断，第二开关管 Q2 开通，第三开关管 Q3 在第三脉冲的驱动下开通和关断，第四开关管 Q4 在第四脉冲的驱动下开通和关断，第三脉冲与第四脉冲反相。上述四个开关管的开关状态与输出电压关系如表 1 所示。

表 1 四个开关管的开关状态与输出电压关系

Q1	Q2	Q3	Q4	输出电压
ON	OFF	ON	OFF	$V_{dc}/2$
OFF	ON	ON	OFF	0
OFF	ON	OFF	ON	$-V_{dc}/2$

从上表中可以看出，输出电压根据开关的不同状态呈现 $V_{dc}/2$ 、0 和 $-V_{dc}/2$ 三个电平状态。

20 应理解的是，图 5A 的三电平桥臂只是中点箝位型三电平桥臂的一个例子，中点箝位型三电平桥臂还可以有其它变形。

图 5C 是根据本发明的另一实施例的多电平桥臂的电路图。以三电平桥臂为例，参见图 5C，三电平桥臂包括：第一开关管 Q1 至第四开关管 Q4、分别与第一开关管 Q1 至第四开关管 Q4 并联连接的第一二极管 D1 至第四
25 二极管 D4。另外，还包括用于中点箝位的二极管 D5 和 D6。

根据本发明的实施例，本发明的开关管可以但不限于金属氧化物半导体

(Metal Oxide Semiconductor, MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)、集成门极换流晶闸管(Integrated Gate Commutated Thyristors, IGCT)或可控硅整流器(Silicon Controlled Rectifier, SCR)等功率器件或不同功率器件的组合形式。

5 图 6 是根据本发明的一个实施例的功率变换电路 600 的电路图。功率变换电路 600 是图 1、图 2 或图 3 的实施例的例子。

本实施例以功率变换电路为功率逆变电路且该功率逆变电路包括三路中点箝位型三电平桥臂为例进行说明,相应地,耦合电感的绕组的数目也为三个,但本发明的实施例并不限于此,例如,功率变换电路 600 也可以
10 包括两路三电平桥臂或者包括更多路三电平桥臂。包括其它数目的三电平桥臂的功率变换电路的电路拓扑与包括三路三电平桥臂的功率变换电路的电路拓扑类似,在此不再赘述。

功率变换电路 600 包括直流母线(Bus)610、分压电路 620、三路三电平桥臂 630、耦合电感 640 和滤波电路 650。

15 功率变换电路 600 的第一端子与直流母线的正极(Bus₊)相连接,第二端子与直流母线的负极(Bus₋)相连接。

分压电路包括第一电容 C1 和第二电容 C2,第一电容 C1 连接在 Bus₊与分压电路的中点 Bus_N之间,第二电容 C2 连接在 Bus₋与 Bus_N之间。

三路三电平桥臂 630 包括三电平桥臂 A、三电平桥臂 B 和三电平桥臂 C。
20 每路三电平桥臂的电路拓扑和驱动信号的时序图如图 5A 和图 5B 所示,在此不再赘述。每路三电平桥臂的交流节点分别连接到相应的耦合电感的绕组。每个三电平桥臂的第二开关管 Q2 和第三开关 Q3 串联连接在 Bus_N与三电平桥臂的交流节点之间。每个三电平桥臂的第一开关管 Q1 连接在直流母线的 Bus₊与该三电平桥臂的交流节点之间。每个三电平桥臂的第四开关
25 管 Q4 连接在直流母线的 Bus₋与该三电平桥臂的交流节点之间。每个三电平桥臂的箝位中点与分压电路的中点相连接。分压电路的中点接收参考电

压。

耦合电感 640 的三个绕组共用一个磁芯，该磁芯包括三个柱体，三个柱体的两端分别被磁性连接，三个绕组分别缠绕在三个柱体上且缠绕方向相同，三个绕组的三个首端分别与三路三电平桥臂的交流节点连接，三个绕组
5 的三个尾端与该功率变换电路的第三端子相连接。

滤波电路 650 可以为电容 C3。电容 C3 连接在功率变换电路的第三端子与分压电路的中点之间，根据本发明的实施例并不限于此，例如，滤波电路 650 也可以为由电感和电容组成的 LC 滤波电路或者其它形式的滤波电路。滤波电路 650 与交流负载 660 相连接。

10 应理解的是，当功率变换电路 600 为整流器时，滤波电路 650 与交流电源（未示出）相连接，即滤波电路 650 接收交流电输入。

图 7 是根据本发明的一个实施例的驱动信号的占空比和输出电压的示意性时序图。

根据本发明的实施例，可以通过为功率变换电路的驱动信号设置合适的
15 占空比，使得多路多电平桥臂随着时间的变化在交流电节点产生多个电平，并且多个电平在耦合电感处进行合并，得到更多的电平状态。功率变换电路的驱动信号可以在不同的工频周期内设置有不同的占空比 D。例如，在采用三路三电平桥臂情况下，占空比可以设置为 $D \leq 1/3$ ， $1/3 \leq D \leq 2/3$ ， $2/3 \leq D \leq 1$ ，这样可以得到七个电平状态。

20 从图 4 的实施例可知， $V_o = (V_1 + V_2 + V_3)/3$ ，根据 V_1 、 V_2 和 V_3 随时间变化的不同电平状态，可以在驱动信号的工频周期的正半周和负半周内得到功率变换电路的不同输出电压 V_o ，如表 2 所示。

表 2 不同占空比状态下 V_o 随不同三电平桥臂的输出电压的变化

占空比状态	V_1	V_2	V_3	V_o
25 $2/3 \leq D \leq 1$	$V_{bus}/2$	$V_{bus}/2$	$V_{bus}/2$	$V_{bus}/2$
$1/3 \leq D \leq 2/3$	$V_{bus}/2$	$V_{bus}/2$	0	$V_{bus}/3$

$$0 \leq D \leq 2/3 \quad V_{bus}/20 \quad 0 \quad V_{bus}/6$$

$$0 \leq D \leq 1/3 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0$$

$$0 \leq D \leq 2/3 \quad -V_{bus}/2 \quad 0 \quad 0 \quad -V_{bus}/6$$

$$1/3 \leq D \leq 2/3 \quad -V_{bus}/2 \quad -V_{bus}/2 \quad 0 \quad -V_{bus}/3$$

$$5 \quad 2/3 \leq D \leq 1 \quad -V_{bus}/2 \quad -V_{bus}/2 \quad -V_{bus}/2 \quad -V_{bus}/2$$

功率变换器的输出电压 V_o 根据整个工频周期内占空比所处的不同状态而变化, 如表 2 所示, 在正半周, 如果占空比的状态 (或者变化范围) 为 $2/3 \leq D \leq 1$, 则 V_o 为 $V_{bus}/2$, 而在负半周, 如果占空比的状态为 $2/3 \leq D \leq 1$, 则 V_o 为 $-V_{bus}/2$ 。

10 参见图 7, 下面以工频周期的正半周为例进行说明, 随占空比 D 的不同, 其 V_1 , V_2 , V_3 的组合状态分别如下:

当占空比 $D \leq 1/3$ 时, 输出电压 V_o 为 0 或 $V_{bus}/6$, 当 $1/3 \leq D \leq 2/3$ 时, 输出电压 V_o 为 $V_{bus}/6$ 或者 $V_{bus}/3$, 当 $2/3 \leq D \leq 1$ 时, 输出电压 V_o 为 $V_{bus}/3$ 或 $V_{bus}/2$ 。

15 由此, 在工频周期的正半周内, 随着占空比 D 变化, 产生了 4 个电平: 0、 $V_{bus}/6$ 、 $V_{bus}/3$ 和 $V_{bus}/2$, 在工频周期的负半周内, 同理可得 4 个电平: 0、 $-V_{bus}/6$ 、 $-V_{bus}/3$ 和 $-V_{bus}/2$, 因此, 在工频周期内共产生 7 个电平状态。根据本发明的实施例, 如果在整个工频周期内, 占空比在 0-2/3 变化, 则能够产生 5 电平的效果。由此可见, 第三端子的多电平的输出状态取决于占空比的状态或变化范围。

20

另外, 耦合电感 640 的漏感 L_{cm} 与滤波电路 650 配合, 可以起到输出滤波的作用, 这样可以省去滤波电路中的电感。因此, 滤波电路 650 可以只包括电容。由于滤波电路 650 只需要电容即可实现比较好的滤波效果, 因此, 降低了输出滤波电路 650 的成本, 从而有利于对输出谐波的抑制。

25 同时由于三路多电平桥臂交错工作, 多电平桥臂的输出量中的高频分量以 3 倍开关频率变化, 换句话说, V_1 以开关频率变化, 而 V_o 变化频率为 V_1

的三倍，这样能够提高高次谐波的截止频率，降低滤波电路的成本，从而有利于后级滤波电路的设计。

图 8 是根据本发明的另一实施例的功率变换电路 800 的电路图。功率变换电路 800 是图 1、图 2 或图 3 的实施例的例子。

5 本实施例以功率变换电路为功率逆变电路且该功率逆变电路包括三路电容箝位型三电平桥臂为例进行说明，相应地，耦合电感的绕组的数目也为三个，但本发明的实施例并不限于此，例如，功率变换电路 800 也可以两路三电平桥臂或者包括更多路三电平桥臂。包括其它数目的三电平桥臂的功率变换电路的电路拓扑与包括三路三电平桥臂的功率变换电路的电路
10 拓扑类似，在此不再赘述。

功率变换电路 800 包括直流母线 (Bus) 810、分压电路 820、三路三电平桥臂 830、耦合电感 840、滤波电路 850。

功率变换电路 800 的第一端子与直流母线的正极 (Bus₊) 相连接，第二端子与直流母线的负极 (Bus₋) 相连接。

15 分压电路包括第一电容 C1 和第二电容 C2，第一电容 C1 连接在 Bus₊ 与分压电路的中点 Bus_N 之间，第二电容 C2 连接在 Bus₋ 与 Bus_N 之间。

三路三电平桥臂 830 包括三电平桥臂 A、三电平桥臂 B 和三电平桥臂 C。每路三电平桥臂包括第一开关管、第二开关管、第三开关管和第四开关管，以及与第一开关管并联的第一二极管、与第二开关管并联的第二二极管、
20 与第三开关管并联的第三二极管以及与第四开关管并联的第四二极管。每路三电平桥臂的交流节点分别连接到相应的耦合电感的绕组。

在每个三电平桥臂中，第一开关管 Q1 和第二开关管 Q2 串联连接在直流母线的 Bus₊ 与该三电平桥臂的交流节点之间；第三开关管 Q3 和第四开关管 Q4 串联连接在直流母线的 Bus₋ 与该三电平桥臂的交流节点之间；第
25 一二极管的负极连接到 Bus₊，第二二极管的负极连接到第一二极的正极，第四二极管的正极连接到 Bus₋，第三二极管的正极连接到第四二极管的负

极；在第一二极管的正极与第四二极管的负极之间跨接用于箝位的电容（例如，飞跨电容）。

耦合电感 840 的绕组共用一个磁芯，该磁芯包括三个柱体，三个柱体的两端分别被磁性连接，三个绕组分别缠绕在三个柱体上且缠绕方向相同，
5 三个绕组的三个首端分别与三路三电平桥臂的交流节点连接，三个绕组的三个尾端与该功率变换电路的第三端子相连接。

滤波电路 850 可以为电容 C3。电容 C3 连接在功率变换电路的第三端子与分压电路 820 的中点之间，本发明的实施例并不限于此，例如，滤波电路 850 也可以为由电感和电容组成的 LC 滤波电路或者其它形式的滤波电
10 路。滤波电路 850 与交流负载 860 相连接。

应理解的是，当功率变换电路 800 为整流器时，滤波电路 850 与交流电源（未示出）相连接，即滤波电路 850 接收交流电输入。

图 9 是根据本发明的一个实施例的功率变换系统 900 的示意性框图。功率变换系统 900 包括第一功率变换电路和第二功率变换电路，用于实现交流/交流（AC/AC）变换。第一功率变换电路可以为如图 2 所述的功率变换
15 电路 200，用于将直流电变换成交流电。第二功率变换电路可以为如图 3 所述的功率变换电路 300，用于将交流电变换成直流电。功率变换电路 200 的输入端子与功率变换电路 300 的输出端子相连接。换句话说，第二功率变换电路的直流输出连接到第一功率变换电路直流输入，从而实现 AC/AC 变
20 换。

本发明的实施例通过交错并联的多电平桥臂与耦合电感相结合，可以产生更多电平的输出。由于多路多电平桥臂可以通过错相工作的方式实现更多个电平的输出，因此，简化了功率变换电路的控制逻辑。而且，由于本发明的实施例的可以实现交流电平数目的增加，使得交流电中的高次谐波
25 的含量减小，从而可以有效抑制高次谐波。另外，由于高次谐波得到有效抑制，因此，无需使用规格较大的滤波电路进行滤波，从而降低了滤波电

路的成本。另外，通过将第二功率变换电路的直流输出连接到第一功率变换电路直流输入，从而实现 AC/AC 变换。

图 10 是根据本发明的另一实施例的功率变换系统 1000 的示意性框图。功率变换系统 1000 包括第一功率变换电路和第二功率变换电路，用于实现
5 直流/直流 (DC/DC) 变换。第一功率变换电路可以为如图 2 所述的功率变换电路 200，用于将直流电变换成交流电。第二功率变换电路可以为如图 3 所述的功率变换电路 300，用于将交流电变换成直流电。功率变换电路 200 的输出端子与功率变换电路 300 的输入端子相连接。换句话说，第一功率变换电路的交流输出连接到第二功率变换电路交流输入，从而实现 DC/DC
10 变换。

本发明的实施例通过交错并联的多电平桥臂与耦合电感相结合，可以产生更多电平的输出。由于多路多电平桥臂可以通过错相工作的方式实现更多个电平的输出，因此，简化了功率变换电路的控制逻辑。而且，由于本发明的实施例的可以实现交流电平数目的增加，使得交流电中的高次谐波
15 的含量减小，从而可以有效抑制高次谐波。另外，由于高次谐波得到有效抑制，因此，无需使用规格较大的滤波电路进行滤波，从而降低了滤波电路的成本。另外，通过第一功率变换电路的交流输出连接到第二功率变换电路交流输入，从而实现 DC/DC 变换。

图 11 是根据本发明的一个实施例的三相功率变换器 1100 的示意性框图。
20 三相功率变换器 1100 包括：A 相多电平功率变换电路 1130、B 相多电平功率变换电路 1140、C 相多电平功率变换电路 1150，用于在三相交流电与直流电之间进行功率变换。

A 相多电平功率变换电路 1130、B 相多电平功率变换电路 1140、C 相多电平功率变换电路 1150 中的每相功率变换电路为如图 1 的实施例所述的
25 功率变换电路 100。

本发明的实施例通过在三相功率变换器中的每一相功率变换电路中将

交错并联的多电平桥臂与耦合电感相结合，可以产生更多电平的三相交流电输出。由于多路多电平桥臂可以通过错相工作的方式实现更多个电平的输出，因此，简化了功率变换电路的控制逻辑。而且，由于本发明的实施例的可以实现交流电平数目的增加，使得交流电中的高次谐波的含量减小，从而可以有效抑制高次谐波。另外，由于高次谐波得到有效抑制，因此，无需使用规格较大的滤波电路进行滤波，从而降低了滤波电路的成本。

可选地，作为另一实施例，三相功率变换器 1100 还包括：分压电路 1120 和三相滤波电路 1160。分压电路 1120 连接在每相功率变换电路的第一端子与第二端子之间，用于对直流电进行分压。三相滤波电路 1160 包括 A 相滤波电容 C1、B 相滤波电容 C2 和 C 相滤波电容 C3，用于对三相交流电进行滤波，三个电容中的每个电容的一端分别与三相功率变换电路中的一相功率变换电路的第三端子相连接，这三个电容中的另一端连接在一起。三相功率变换器 1100 可以为三相功率逆变器，分别接收接入的直流电压 1110，并经过逆变输出三相交流电压 V_a 、 V_b 和 V_c 。

应理解，三相功率变换器 1100 也可以为三相功率整流器，分别用于接收三相交流输入电压 V_a 、 V_b 和 V_c ，并经过整流输出直流电压。

图 12 是根据本发明的另一实施例的三相功率变换器 1200 的示意性框图。三相功率变换器 1200 包括 A 相多电平功率变换电路 1230、B 相多电平功率变换电路 1240、C 相多电平功率变换电路 1250、分压电路 1220 和三相滤波电路 1260。与图 11 的三相功率变换器 1100A 的 A 相多电平功率变换电路 1130、B 相多电平功率变换电路 1140、C 相多电平功率变换电路 1150、分压电路 1120 和三相滤波电路 1160 类似，在此不再赘述。与图 11 的实施例不同的是，图 12 的三相功率变换器 1200 中的三相滤波电容 C1、B 相滤波电容 C2 和 C 相滤波电容 C3 中的每个电容的另一端共同连接到分压电路 1220 的中点。

本发明的实施例通过在三相功率变换器中的每一相功率变换电路中将

交错并联的多电平桥臂与耦合电感相结合。由于多路多电平桥臂可以通过错相工作的方式实现更多个电平的输出，因此，简化了功率变换电路的控制逻辑。而且，由于本发明的实施例的可以实现交流电平数目的增加，使得交流电中的高次谐波的含量减小，从而可以有效抑制高次谐波。另外，
5 由于高次谐波得到有效抑制，因此，无需使用规格较大的滤波电路进行滤波，从而降低了滤波电路的成本。

三相功率变换器 1200 可以为三相功率逆变器，分别接收输入的直流电压 1210，并经过逆变输出三相交流电压 V_a 、 V_b 和 V_c 。

应理解，三相功率变换器 1200 也可以为三相功率整流器，分别用于接
10 收输入的三相交流电压 V_a 、 V_b 和 V_c ，并经过整流输出直流电压。

图 13 是根据本发明的又一实施例的三相功率变换器 1300 的示意性框图。三相功率变换器 1300 与图 12 的三相功率变换器 1200 类似，三相功率变换器 1300 包括 A 相多电平功率变换电路 1330、B 相多电平功率变换电路 1340、C 相多电平功率变换电路 1350、分压电路 1320 和三相滤波电路 1360。与
15 图 12 的三相功率变换器 1200 的 A 相多电平功率变换电路 1230、B 相多电平功率变换电路 1240、C 相多电平功率变换电路 1250、分压电路 1220 和三相滤波电路 1260 类似，在此不再赘述。与图 12 的实施例不同的是，三相功率变换器 1300 还包括第一中线 N，用于与电网的中线相连接，其中该第一中线连接到三相滤波电容 C1、B 相滤波电容 C2 和 C 相滤波电容 C3
20 中的每个电容的连接在一起的一端。三相功率变换器 1300 可以为三相功率逆变器，分别接收输入的直流电压 1310，并经过逆变输出三相交流电压 V_a 、 V_b 和 V_c 。

本发明的实施例通过在三相功率变换器中的每一相功率变换电路中将交错并联的多电平桥臂与耦合电感相结合，可以产生更多电平的三相交流
25 电输出。由于多路多电平桥臂可以通过错相工作的方式实现更多个电平的输出，因此，简化了功率变换电路的控制逻辑。而且，由于本发明的实施

例的可以实现交流电平数目的增加,使得交流电中的高次谐波的含量减小,从而可以有效抑制高次谐波。另外,由于高次谐波得到有效抑制,因此,无需使用规格较大的滤波电路进行滤波,从而降低了滤波电路的成本。

应理解,三相功率变换器 1300 也可以为三相功率整流器,分别用于接
5 收输入的三相交流电压 V_a 、 V_b 和 V_c ,并经过整流分别输出直流电压。

图 14 是根据本发明的另一实施例的功率变换系统 1400 的示意性框图。功率变换系统 1400 包括:分压电路 1420、M 路功率变换电路 1430、耦合电感 1440、滤波电路 1450 和第四端子 1460。

本实施例以耦合电感为两级为例进行了说明,所属领域技术人员能够理
10 解的是,也可以耦合电感也可以为多级。两级耦合电感包括:每个功率变换电路 1430 中的耦合电感以及 M 个功率变换电路 1430 共用的耦合电感 1440。

耦合电感 1440 与图 4 的耦合电感类似,在此不再赘述。

M 路功率变换电路 1430 中的每路功率变换电路为如图 1 的功率变换电
15 路 100,用于进行在交流电与直流电之间进行功率变换,在此不再赘述。分压电路 1420 连接在 M 路功率变换电路 1430 中的每路功率变换电路的第一端子与第二端子之间,用于对直流电进行分压。耦合电感 1440 包括通过一个公共磁芯耦合的 M 个绕组,用于形成相互耦合的电感, M 个绕组中的每个绕组的一端分别与 M 路功率变换电路 1430 中的一路功率变换电路的第三
20 端子相连接, M 个绕组中每个绕组的另一端连接到第四端子 1460。滤波电路 1450 与第四端子 1460 相连接,用于对交流电进行滤波, M 大于等于 2。

根据本发明的实施例,可以将 M 路功率变换电路通过耦合电感连接在一起进行交错并联工作,以实现更多电平的输出,从而进一步扩展了整机功率。

25 根据本发明的实施例,滤波电路 1450 包括与第四端子连接的电容。由于耦合电感产生的漏感可以用于滤波,因此无需在滤波电路中设置电感,

能够降低三相功率变换器的滤波电路的成本。

根据本发明的实施例，M 路功率变换电路 1430 中的每个功率变换电路中的 N 路多电平桥臂在该功率变换电路的驱动信号的开关周期内以相位错开的角度为 $360/(N*M)$ 度的方式进行交错并联工作。换句话说，每路功率变换电路的驱动信号的相位之间的间隔为 $360/M$ 度，每路功率变换电路的 N 个多电平桥臂的驱动信号的相位之间的间隔为 $360/(N*M)$ 度。

根据本发明的实施例，与两电平结合耦合电感产生多电平的方案相比，在电平输出相同的情况下，使得耦合电感的路数更少，使得耦合电感设计及生产更加简单，降低了成本。

本领域普通技术人员可以意识到，结合本文中所公开的实施例描述的各示例的单元及算法步骤，能够以电子硬件、计算机软件或者二者的结合来实现，为了清楚地说明硬件和软件的可互换性，在上述说明中已经按照功能一般性地描述了各示例的组成及步骤。这些功能究竟以硬件还是软件方式来执行，取决于技术方案的特定应用和设计约束条件。专业技术人员可以对每个特定的应用来使用不同方法来实现所描述的功能，但是这种实现不应认为超出本发明的范围。

结合本文中所公开的实施例描述的方法或算法的步骤可以用硬件、处理器执行的软件模块，或者二者的结合来实施。软件模块可以置于随机存储器 (RAM)、内存、只读存储器 (ROM)、电可编程 ROM、电可擦除可编程 ROM、寄存器、硬盘、可移动磁盘、CD-ROM、或技术领域内所公知的任意其它形式的存储介质中。

尽管已示出和描述了本发明的一些实施例，但本领域技术人员应理解，在不脱离本发明的原理和精神的情况下，可对这些实施例进行各种修改，这样的修改应落入本发明的范围内。

权利要求

1、一种功率变换电路，其特征在于，包括：

第一端子和第二端子，用于与直流电相连接；

第三端子，用于与交流电相连接；

5 N路多电平桥臂，并联连接在所述第一端子和所述第二端子之间，用于以交错并联方式工作，其中所述以交错并联方式工作是以相位错开的方式工作，在所述N路多电平桥臂中的每个多电平桥臂的交流电节点，产生随时间变化的多个电平，所述多个电平大于两个电平；

耦合电感，包括通过一个公共磁芯耦合的N个绕组，用于形成相互耦
10 合的电感，其中所述N个绕组中的每个绕组的一端分别与所述N路多电平桥臂中的一路多电平桥臂的交流电节点相连接，所述N个绕组中每个绕组的另一端连接到所述第三端子，N大于或等于2。

2、根据权利要求1所述的功率变换电路，其特征在于，所述公共磁芯为相互连接的N个柱体，所述N个绕组分别缠绕所述N个柱体，并且所述
15 N个绕组的缠绕方向相同。

3、根据权利要求1所述的功率变换电路，其特征在于，所述N个绕组的匝数相同。

4、根据权利要求1所述的功率变换电路，其特征在于，还包括：驱动电路，用于产生驱动信号，控制所述N路多电平桥臂在所述功率变换电路
20 的驱动信号的开关周期内以相位错开 $360/N$ 度的方式进行工作。

5、根据权利要求4所述的功率变换电路，其特征在于，所述驱动信号具有位于多个预设范围内的占空比，所述多个预设范围包括 $[(n-1)/N, n/N]$ ，其中 $n \in [(n-1)/N, n/N]$ 。

6、根据权利要求1所述的功率变换电路，其特征在于，所述多电平桥
25 臂为M电平桥臂，所述N路多电平桥臂生成 $(M-1)*N+1$ 个电平。

7、根据权利要求1所述的功率变换电路，其特征在于，还包括：

滤波电路，与所述第三端子相连接，用于对所述交流电进行滤波；

分压电路，连接在所述第一端子与所述第二端子之间，用于对所述直流电进行分压。

8、根据权利要求 7 所述的功率变换电路，其特征在于，所述多电平桥
5 臂为中点箝位型多电平桥臂，所述分压电路的中点连接到所述 N 路多电平桥臂中的每个多电平桥臂的箝位中点。

9、根据权利要求 7 所述的功率变换电路，其特征在于，所述滤波电路为电容。

10、根据权利要求 1 所述的功率变换电路，其特征在于，所述多电平桥
10 臂为电容箝位型多电平桥臂。

11、一种三相功率变换器，其特征在于，包括：

三相功率变换电路，用于在三相交流电与直流电之间进行功率变换，其中每相功率变换电路为如权利要求 1 至 6 中的任一项所述的功率变换电路。

12、根据权利要求 11 所述的三相变换器，其特征在于，还包括：

15 分压电路，连接在所述每相功率变换电路的第一端子与所述第二端子之间，用于对所述直流电进行分压；

三相滤波电路，包括三个电容，用于对所述三相交流电进行滤波，所述三个电容中的每个电容的一端分别与所述三相功率逆变电路中的一相功率逆变电路的第三端子相连接，所述三个电容的另一端连接在一起。

20 13、根据权利要求 12 所述的三相变换器，其特征在于，所述三个电容的另一端共同连接到所述分压电路的中点。

14、根据权利要求 13 所述的三相变换器，其特征在于，还包括：

第一中线，用于与电网的中线相连接，其中所述第一中线连接到所述三个电容的连接在一起的一端。

25 15、一种功率变换系统，其特征在于，包括：

M 路功率变换电路，用于进行在交流电与直流电之间进行功率变换，

其中，所述 M 路功率变换电路中的每路功率变换电路为如权利要求 1 至 6 中的任一项所述的功率变换电路；

分压电路，连接在所述 M 路功率变换电路中的每路功率变换电路的第一端子与第二端子之间，用于对所述直流电进行分压；

5 第四端子；

耦合电感，包括通过一个公共磁芯耦合的 M 个绕组，用于形成相互耦合的电感，所述 M 个绕组中的每个绕组的一端分别与所述 M 路功率变换电路中的一路功率变换电路的第三端子相连接，所述 M 个绕组中每个绕组的另一端连接到所述第四端子；

10 滤波电路，与所述第四端子相连接，用于对所述交流电进行滤波，M 大于或等于 2。

16、根据权利要求 15 所述的功率变换系统，所述滤波电路包括与所述第四端子连接的电容。

17、根据权利要求 15 或 16 所述的功率变换系统，其特征在于，所述 M
15 路功率变换电路中的每个功率变换电路中的 N 路多电平桥臂在所述功率变换电路的驱动信号的开关周期内以相位错开的角度为 $360/(N*M)$ 度的方式进行交错并联工作。

18、一种功率变换系统，其特征在于，包括：

第一功率变换电路为如权利要求 1 至 10 所述的功率变换电路，用于将
20 直流电变换成交流电，其中所述第一端子和所述第二端子为输入端子，所述第三端子为输出端子；

第二功率变换电路为如权利要求 1 至 10 所述的功率变换电路，用于将交流电变换成直流电，其中所述第三端子为输入端子，所述第一端子和所述第二端子为输出端子，并且所述第一功率变换电路的输出端子与所述第
25 二功率变换电路的输入端子相连接，或者所述第二功率变换电路的输出端子与所述第一功率变换电路的输入端子相连接。

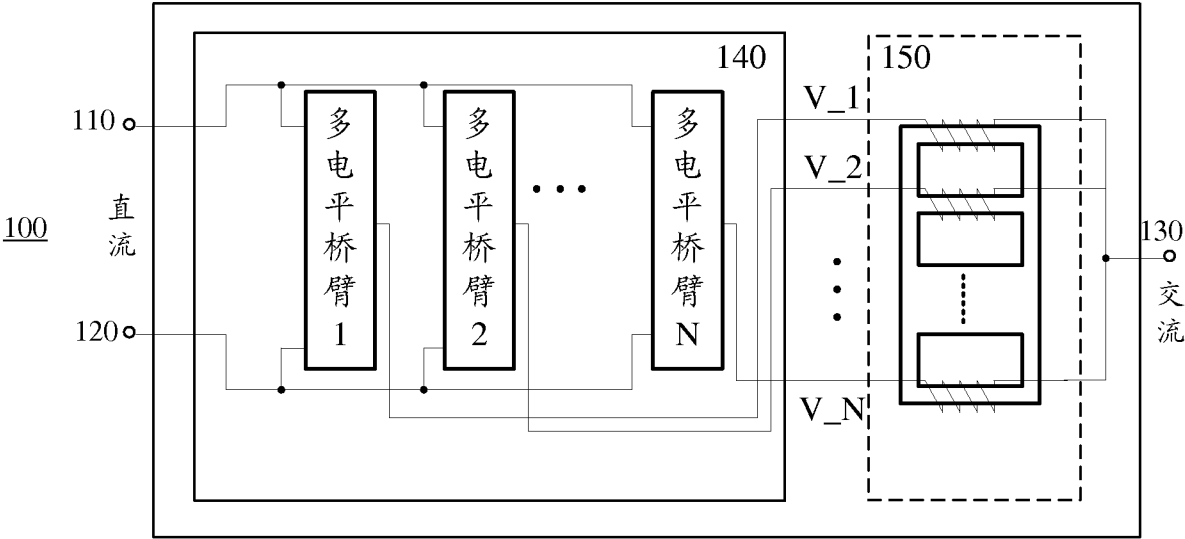


图 1

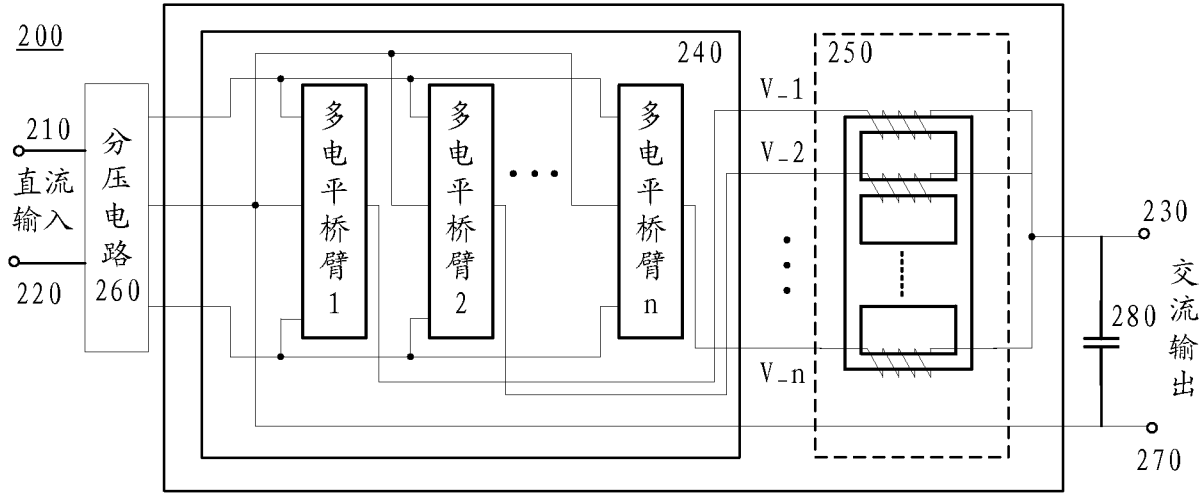


图 2

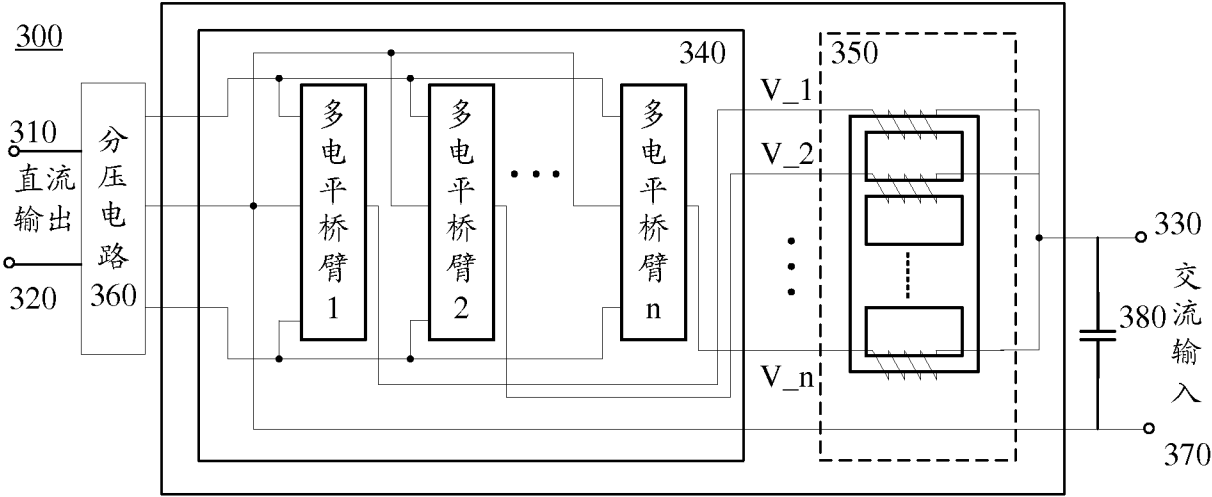


图 3

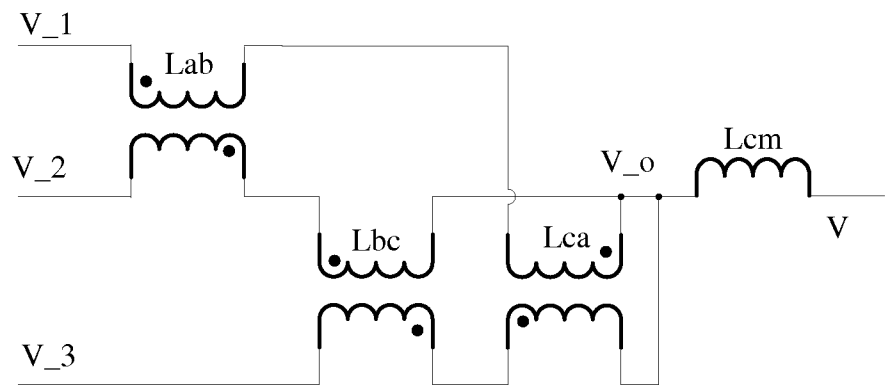


图 4

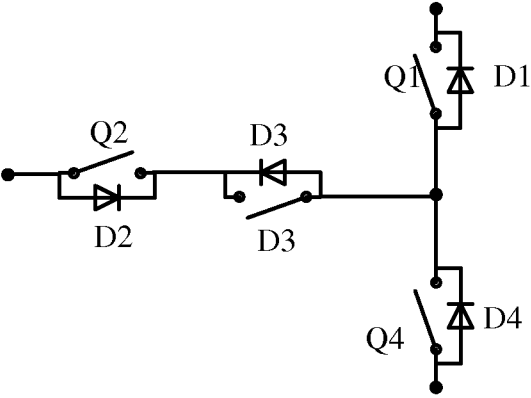


图 5A

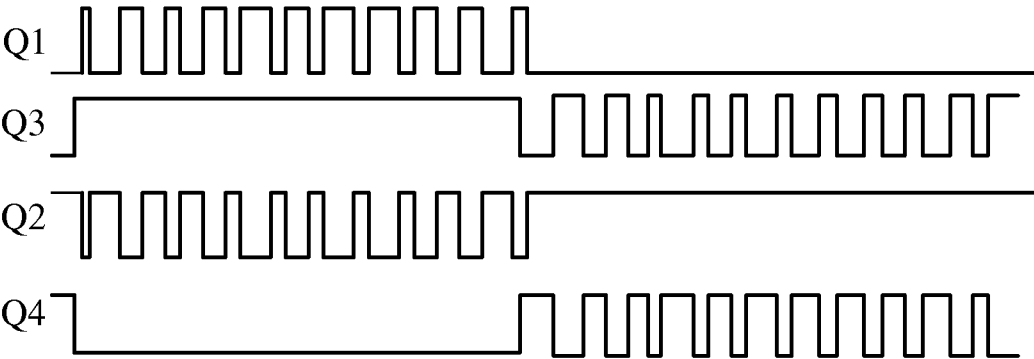


图 5B

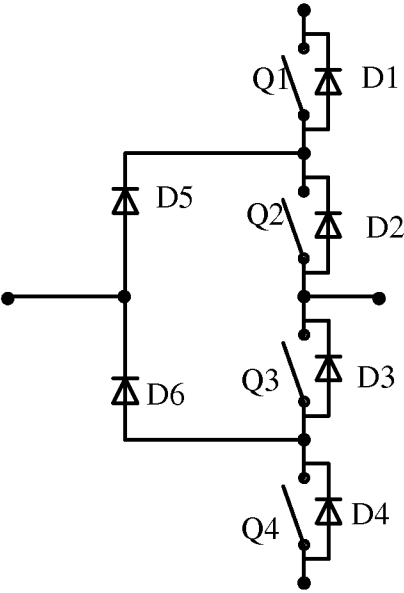


图 5C

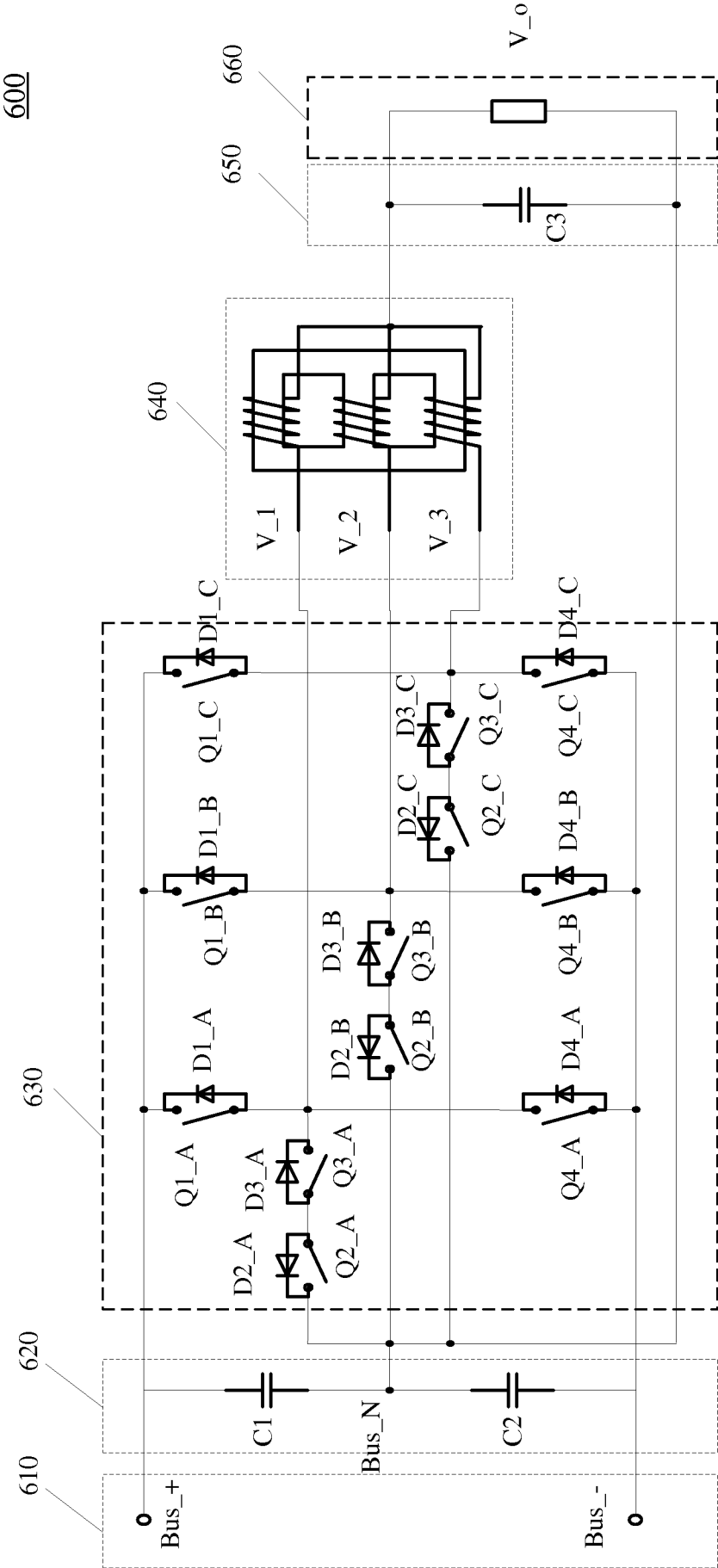


图 6

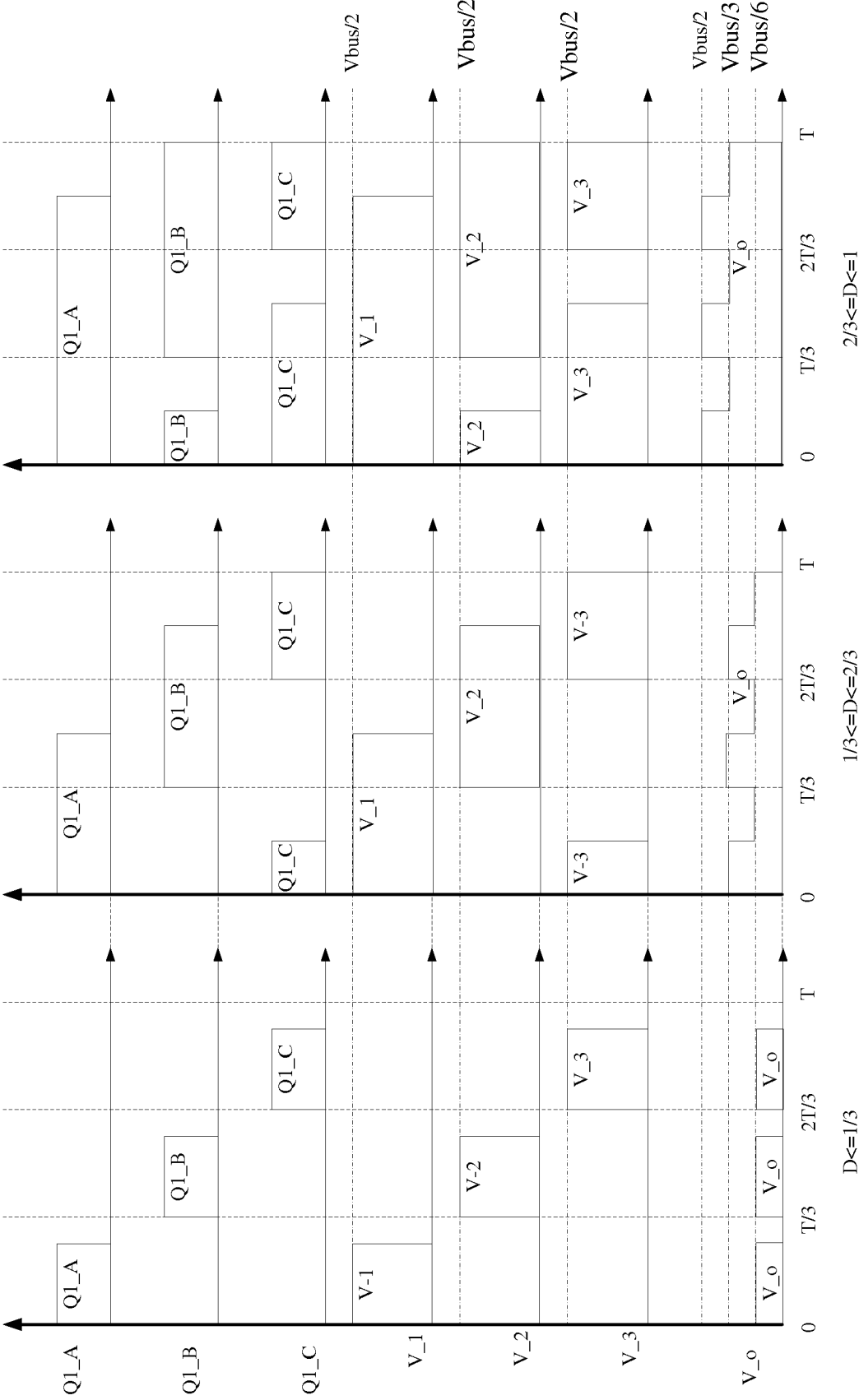


图7

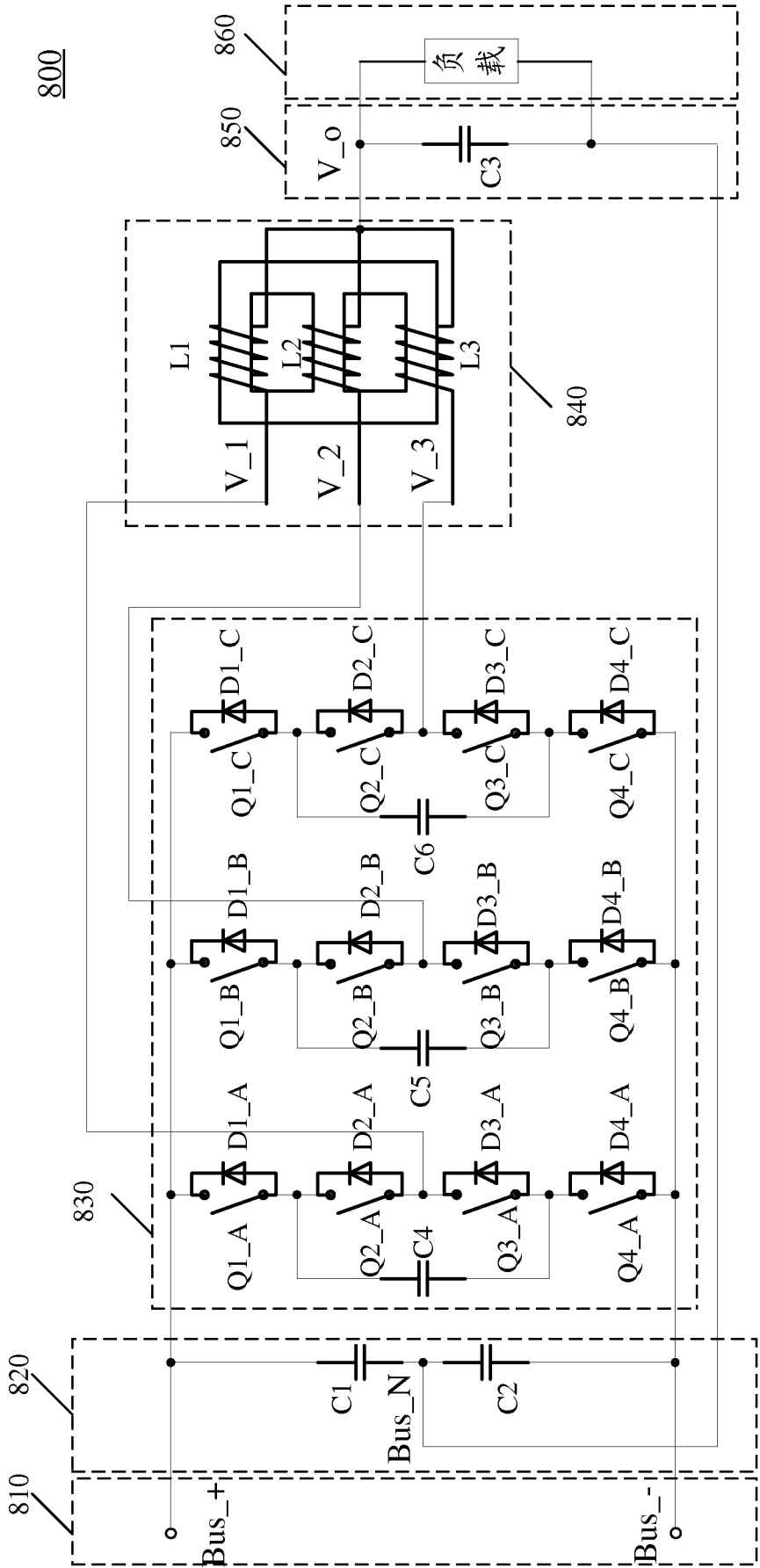


图 8

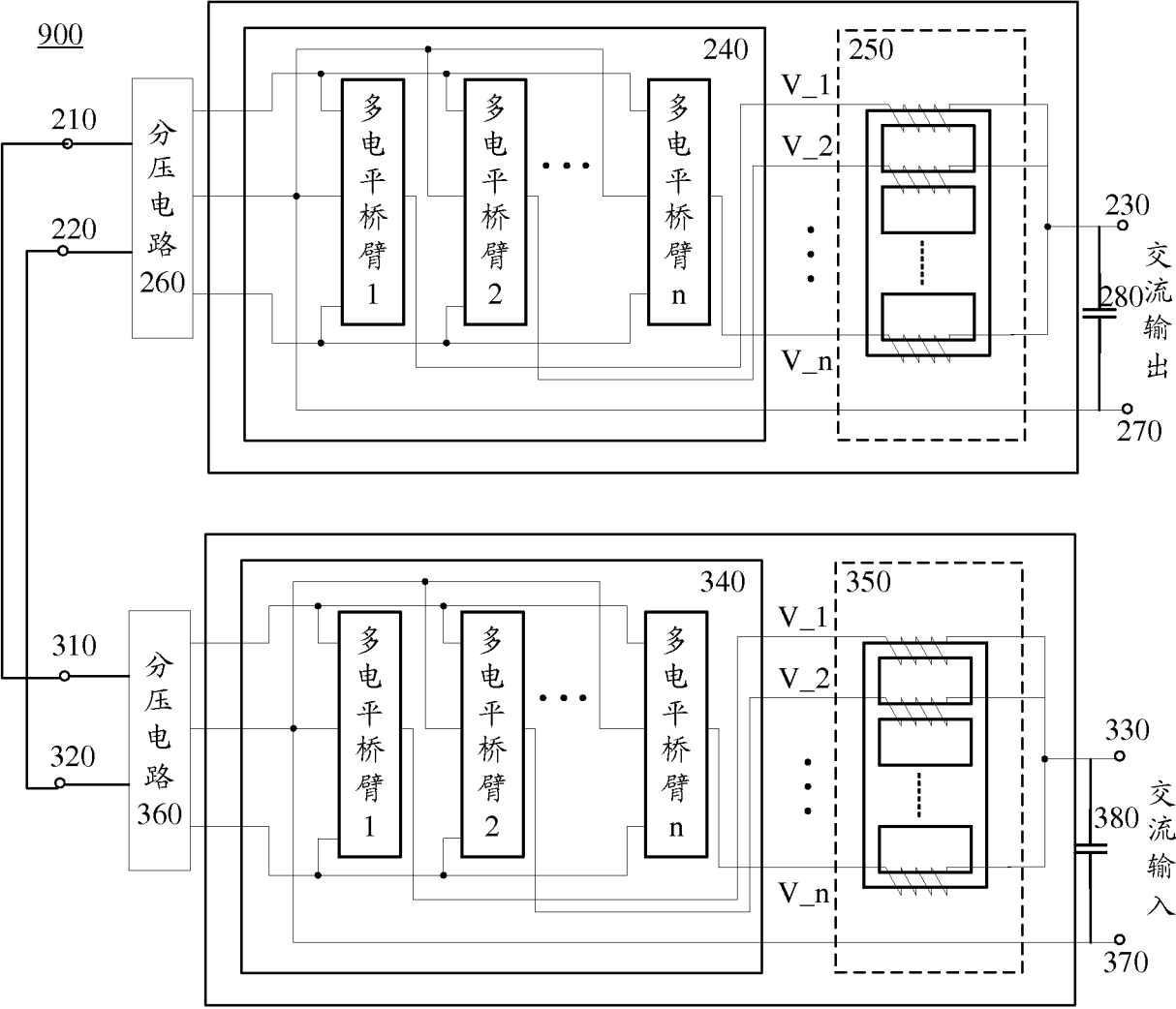


图 9

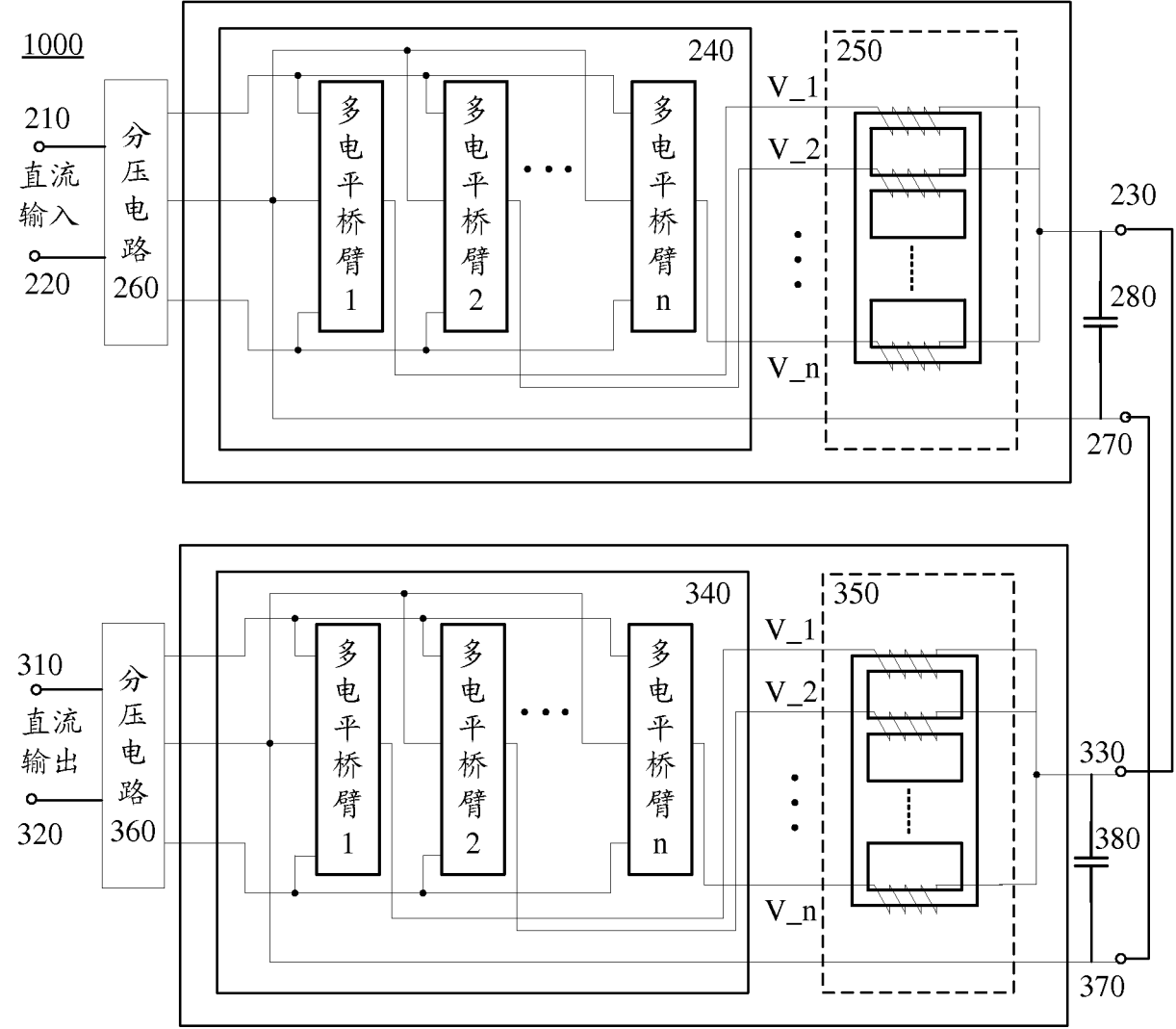


图 10

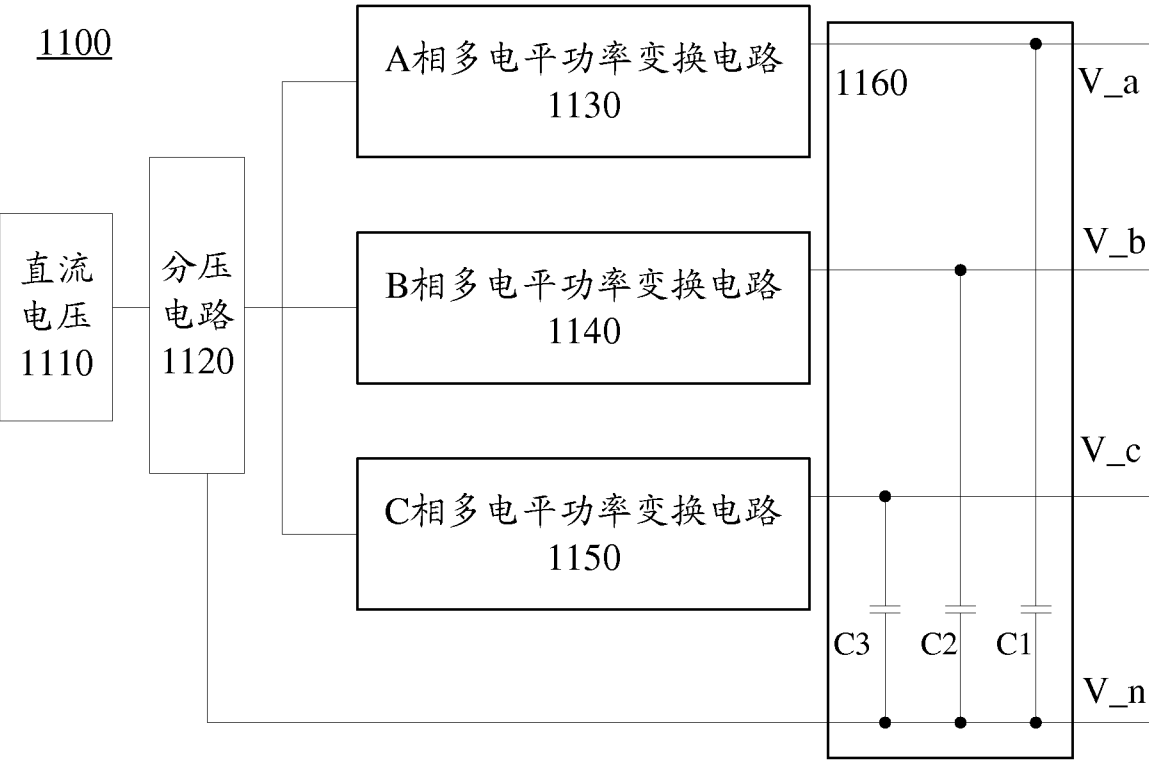


图 11

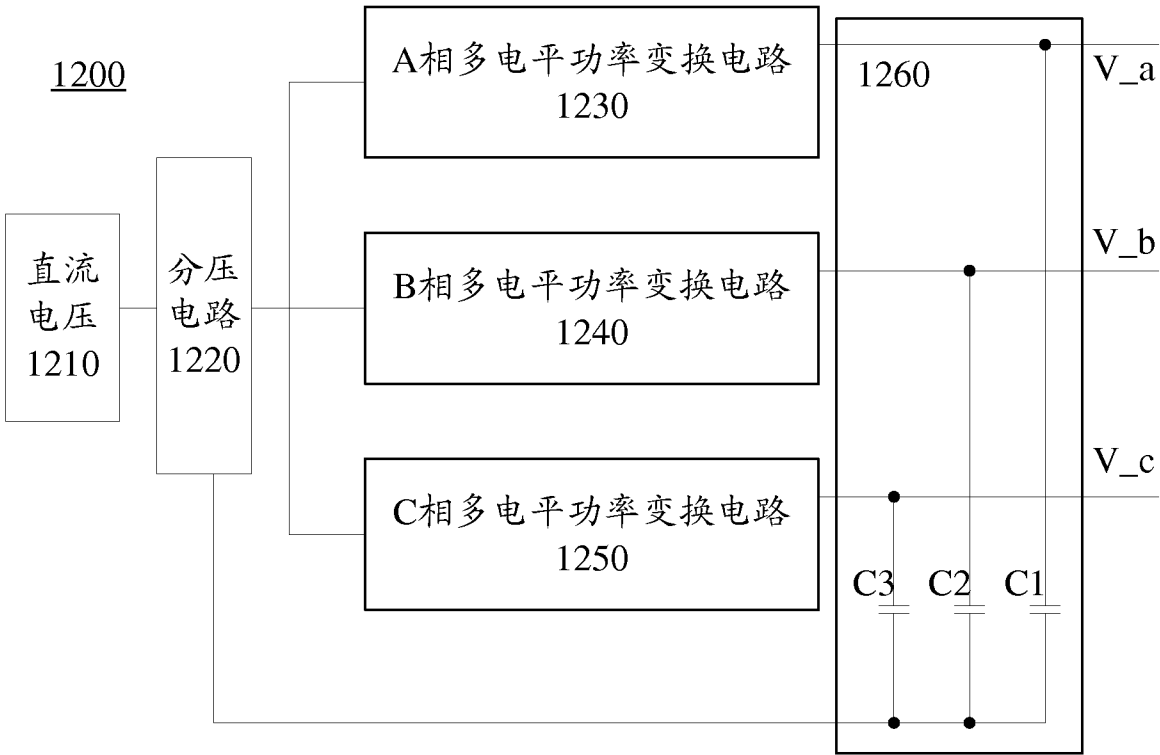


图 12

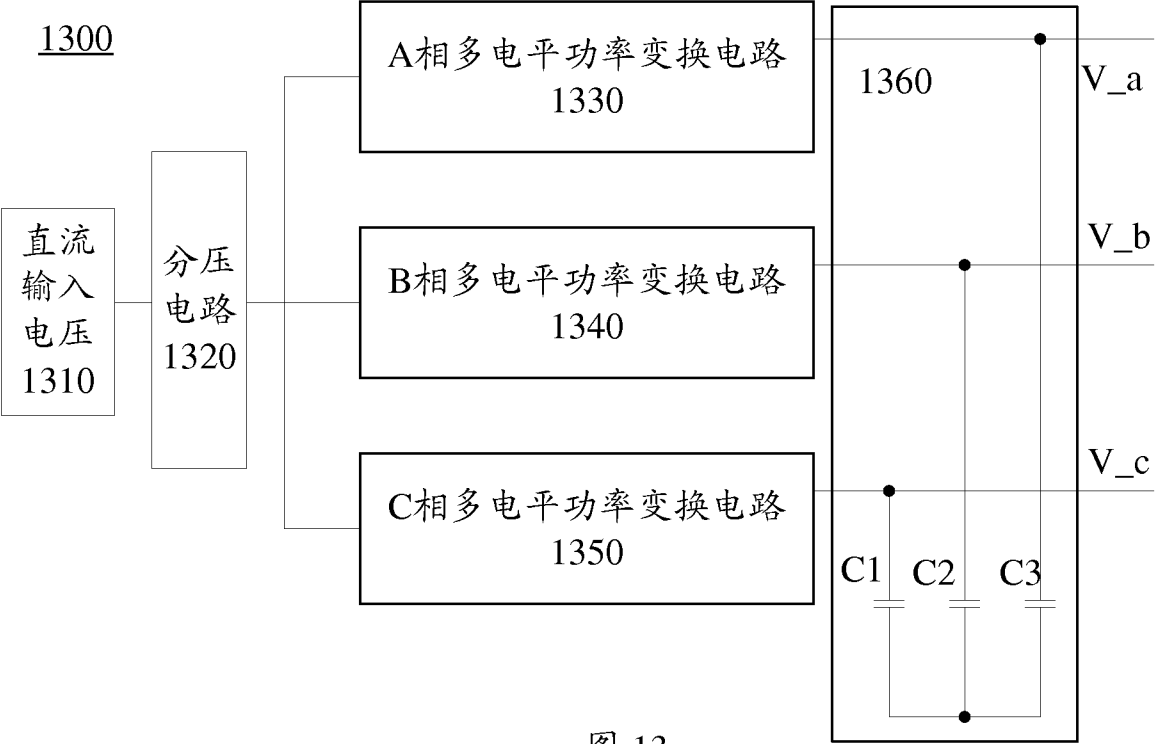


图 13

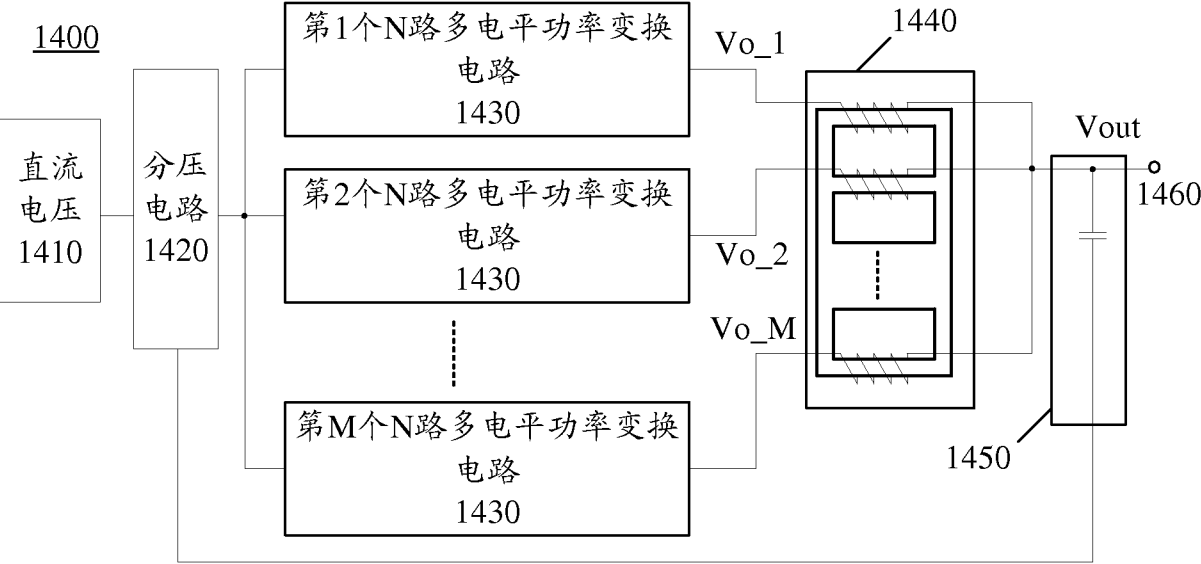


图 14

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2014/072557

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M 7/483 (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 7/-

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)

CNABS, CNTXT, DWPI, SIPOABS: multiple 2d level, inductance, (multi or three or five or seven), 3d level, converter, inverter, parallel+, inductor, coupl+

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
PX	CN 103475248 A (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.), 25 December 2013 (25.12.2013), the whole document	1-18
X	TANG, Fuliang et al., "Research on a New Type of Multi-Level Inverter Topology", PROCEEDINGS OF THE CSEE, number 12, volume 20, 31 December 2000 (31.12.2000), ISSN: ISSN 0258-8013, pages 11-14	1-4, 6-10
X	KEIJU, M. et al., "Application of Parallel Connected NPC-PWM Inverters with Multilevel Modulation for AC Motor Drive", IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, number 5, volume 15, 30 September 2000 (30.09.2000), ISSN: DOI 10.1109/63. 867679, ISSN 0885-8993, pages 901-907	1-4, 6-14
A	CN 101783611 A (NANJING UNIVERSITY OF AERONAUTICS AND ASTRONAUTICS), 21 July 2010 (21.07.2010), the whole document	1-18
A	CN 102624266 A (HUAWEI TECHNOLOGIES CO., LTD.), 01 August 2012 (01.08.2012), the whole document	1-18

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search 14 May 2014 (14.05.2014)	Date of mailing of the international search report 28 May 2014 (28.05.2014)
Name and mailing address of the ISA/CN: 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 JIANG, Na Telephone No.: (86-10) 62413225

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2014/072557

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN 1845433 A (INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERING, CHINESE ACADEMY OF SCIENCES), 11 October 2006 (11.10.2006), the whole document	1-18
A	EP 0430044 A2 (MITSUBISHI DENKI KK), 05 June 1991 (05.06.1991), the whole document	1-18
A	JP 2009095075 A (FUJI DENKI TECHNO ENG KK), 30 April 2009 (30.04.2009), the whole document	1-18

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/CN2014/072557

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 103475248 A	25 December 2013	None	
JP 2009095075 A	30 April 2009	None	
CN 101783611 A	21 July 2010	CN 101783611 B	21 March 2012
CN 102624266 A	01 August 2012	None	
CN 1845433 A	11 October 2006	CN 100541993 C	16 September 2009
EP 0430044 A2	05 June 1991	DE 69008315 T2	04 August 1994
		EP 0430044 B1	20 April 1994
		ES 2051437 T3	16 June 1994
		JP 2566021 B2	25 December 1996
		JPH 03164070 A	16 July 1991
		DE 69008315 D1	26 May 1994
		EP 0430044 A3	16 October 1991
		US 5155675 A	13 October 1992

A. 主题的分类 H02M 7/483(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) H02M7- 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)) CNABS, CNTXT, DWPI, SIPOABS:多电平, 三电平, 五电平, 七电平, 多个 2d 电平, 逆变, 变换, 并联, 电感, 耦合, (multi or three or five or seven) 3d level, converter, inverter, parallel+, inductor, coupl+		
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
PX	CN 103475248A (华为技术有限公司) 2013年 12月 25日 (2013 - 12 - 25) 全文	1-18
X	唐伏良等. "一类新型的多电平逆变拓扑研究" 中国电机工程学报, 第12期, 卷, 第20卷, 期, 2000年 12月 31日 (2000 - 12 - 31), ISSN: ISSN 0258-8013, 第11页至第14页	1-4, 6-10
X	KEIJU, Matsui等. "Application of Parallel Connected NPC-PWM Inverters with Multilevel Modulation for AC motor Drive." IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS., 第5期, 卷, 第15卷, 期, 2000年 9月 30日 (2000 - 09 - 30), ISSN: DOI 10.1109/63.867679, ISSN 0885-8993, 第901页至第907页	1-4, 6-14
A	CN 101783611A (南京航空航天大学) 2010年 7月 21日 (2010 - 07 - 21) 全文	1-18
A	CN 102624266A (华为技术有限公司) 2012年 8月 01日 (2012 - 08 - 01) 全文	1-18
☒ 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 2014年 5月 14日		国际检索报告邮寄日期 2014年 5月 28日
ISA/CN的名称和邮寄地址 中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN) 北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088 中国 传真号 (86-10)62019451		授权官员 姜娜 电话号码 (86-10)62413225

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 1845433A (中国科学院电工研究所) 2006年 10月 11日 (2006 - 10 - 11) 全文	1-18
A	EP 0430044A2 (MITSUBISHI DENKI KK.) 1991年 6月 05日 (1991 - 06 - 05) 全文	1-18
A	JP 2009095075A (FUJI DENKI TECHNO ENG. KK.) 2009年 4月 30日 (2009 - 04 - 30) 全文	1-18

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2014/072557

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 103475248A	2013年 12月 25日	无	
JP 2009095075A	2009年 4月 30日	无	
CN 101783611A	2010年 7月 21日	CN 101783611B	2012年 3月 21日
CN 102624266A	2012年 8月 01日	无	
CN 1845433A	2006年 10月 11日	CN 100541993C	2009年 9月 16日
EP 0430044A2	1991年 6月 05日	DE 69008315T2	1994年 8月 04日
		EP 0430044B1	1994年 4月 20日
		ES 2051437T3	1994年 6月 16日
		JP 2566021B2	1996年 12月 25日
		JP H03164070A	1991年 7月 16日
		DE 69008315D1	1994年 5月 26日
		EP 0430044A3	1991年 10月 16日
		US 5155675A	1992年 10月 13日

表 PCT/ISA/210 (同族专利附件) (2009年7月)