



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103797702 B

(45) 授权公告日 2016. 03. 16

(21) 申请号 201280043920. 0

(22) 申请日 2012. 09. 24

(30) 优先权数据

2012-004723 2012. 01. 13 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2014. 03. 10

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2012/006044 2012. 09. 24

(87) PCT国际申请的公布数据

W02013/105156 JA 2013. 07. 18

(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 泷泽聪毅

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

司 31100

代理人 俞丹

(51) Int. Cl.

H02M 7/487(2006. 01)

H02M 7/217(2006. 01)

H02M 7/537(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 101336508 A, 2008. 12. 31,

CN 101860248 A, 2010. 10. 13,

US 6480403 B1, 2002. 11. 12,

US 6278626 B1, 2001. 08. 21,

WO 2005/124961 A1, 2005. 12. 29,

JP 特开 2010-246189 A, 2010. 10. 28,

审查员 王宇

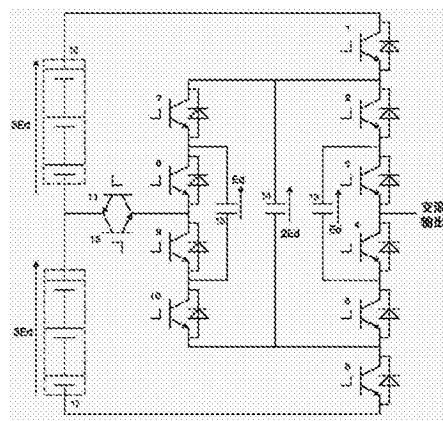
权利要求书1页 说明书7页 附图11页

(54) 发明名称

多电平功率转换电路

(57) 摘要

生成高电压交流的多电平转换电路中存在若开关切换时的电压变化较大,则会有浪涌电压施加到负载电路上,从而导致绝缘破坏的问题。将直流电源设为两个电源的串联电路,本发明的多电平功率转换电路中作为交流输出的半导体开关切换时的电压变化与现有技术相比较小,该多电平功率转换电路包括:连接在PN间的2n个IGBT的串联电路与电容器组合而成的第一半导体开关串联电路;连接在该半导体开关电路的第一IGBT的发射极与第2nIGBT的集电极之间的2n-2个IGBT的串联电路与电容器组合而成的第二半导体开关串联电路;以及连接在所述第二半导体开关串联电路的中间点与直流电源的中间点之间的双向开关。



1. 一种多电平功率转换电路,该多电平功率转换电路将直流转换为交流或将交流转换为直流,其特征在于,包括:

直流电源串联电路,该直流电源串联电路由两个直流电源串联连接而成;第一半导体开关串联电路,该第一半导体开关串联电路连接在所述直流电源串联电路的正极端子和负极端子之间, n 取3以上的整数时,该第一半导体开关串联电路由 $2n$ 个与二极管反向并联连接的半导体开关串联连接而成; $n-1$ 个电容器,该 $n-1$ 个电容器分别连接在从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第 n 个半导体开关的集电极与第 $n+1$ 个半导体开关的发射极之间、以及 m 取1到 $n-2$ 为止的整数时从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第 $n-m$ 个半导体开关的集电极与第 $n+m+1$ 个半导体开关的发射极之间;第二半导体开关串联电路,该第二半导体开关串联电路由 $2n-2$ 个与连接在从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第一个半导体开关的发射极与第 $2n$ 个半导体开关的集电极之间的二极管反向并联连接的半导体开关串联连接而成; $n-2$ 个电容器,该 $n-2$ 个电容器分别连接在从所述第二半导体开关串联电路的正侧起算为第 $n-1$ 个半导体开关的集电极与第 n 个半导体开关的发射极之间、以及在 n 为4以上的情况下, m 取2至 $n-2$ 为止的整数时从所述第二半导体开关串联电路的正侧起算为第 $n-m$ 个半导体开关的集电极与第 $n+m-1$ 个半导体开关的发射极之间;以及双向开关,该双向开关能够进行双向开关,连接在所述第二半导体开关串联电路的第 $n-1$ 个半导体开关的发射极与所述直流电源串联电路的中间电位点之间。

2. 如权利要求1所述的多电平功率转换电路,其特征在于,
构成具有 $2n+1$ 个电平的电压变化的功率转换电路。

3. 如权利要求1或2所述的多电平功率转换电路,其特征在于,

所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第一个或第 $2n$ 个半导体开关采用多个半导体开关串联连接的结构。

多电平功率转换电路

技术领域

[0001] 本发明涉及将直流转换成高次谐波分量较少的交流,或在减小交流输入电流波形的失真的同时将交流转换成直流的多电平功率转换电路的构成方法。

背景技术

[0002] 图 7 中示出专利文献 1 所记载的将直流转换成交流的功率转换电路,即五电平逆变器的电路示例。

[0003] 60、61 是串联连接的直流电源 ($2E_d \times 2$),将正极电位设为 P、负极电位设为 N、中间电位设为 M。通常,在由交流电源系统构成本直流电源的情况下,可以通过将未图示的整流器与大容量的电容器进行双串联连接等来构成。

[0004] U_a 为一个相 (U 相) 的电路结构 (相桥臂)。下面说明内部结构。51 至 54 是在 P 侧电位与 N 侧电位之间串联连接的四个由 IGBT 和二极管构成的半导体开关。55 和 56 是在半导体开关 51 和 52 的连接点与半导体开关 53 和 54 的连接点之间串联连接的两个由 IGBT 和二极管构成的半导体开关。

[0005] IGBT57 和 58 的反向并联电路是连接在直流电源的 M 电位与半导体开关 55 和 56 的连接点之间的双向半导体开关,可以如图 7 所示,将具有反向耐压的 IGBT (57 和 58) 反向并联连接,或者可以如图 10(a) 至图 10(c) 所示,将不具有反向耐压的 IGBT (Q1、Q2) 与二极管 (D1、D2) 进行组合来构成。图 10(a) 是将 IGBT Q1 和二极管 D1 构成的串联电路与 IGBT Q2 和二极管 D2 构成的串联电路进行反向并联连接而构成。图 10(b) 是将和二极管 D2 反向并联连接的 IGBT Q1 与和二极管 D1 反向并联连接的 IGBT Q2 以共集电极的方式反向串联连接而构成,图 10(c) 是将 IGBT Q1 与 IGBT Q2 以共发射极的方式反向串联连接而构成。除此之外,还存在有利用二极管桥式电路和一个 IGBT 构成的结构等。

[0006] 59 是称为飞跨电容器的电容器,其两端的平均电压由 E_d 来控制,利用其充放电现象来实现直流电源 $2E_d$ 的中间电位 E_d 的输出。这些电路组 U_a 构成一个相,通过将 3 个相 (U_a 、 U_b 、 U_c) 并联连接来构成三相逆变器电路。

[0007] 62 是交流电动机,以作为本系统的负载。通过构成本电路,并利用直流电源的 P 电位、N 电位、M 电位、以及半导体开关的导通截止和电容器 59 的电压,能够使转换器的交流输出端子输出 (P- E_d) 和 (N+ E_d) 的中间电位,从而构成五电平输出的逆变器。

[0008] 例如,当输出电压 $2E_d$ 时,使 IGBT51 和 52 导通,当输出电压 E_d 时,使 IGBT51 和 53 导通,当输出零电压 (M 电位的电压) 时,使 IGBT58、56、53 导通,当输出 $-E_d$ 时,使 IGBT53、55、57 导通,当输出 $-2E_d$ 时,使 IGBT53、54 导通,通过进行上述等动作来输出五电平的电压。除上述以外还存在有其他的动作方式,这里省略详细说明。特征在于直流电源 $2E_d$ 的电压一半即电压 E_d 通过从 P 侧的直流电源 60 的电压 $2E_d$ 中减去电容器 59 的电压 E_d 而得到, $-E_d$ 的电压通过从 N 侧的直流电源 61 的电压 ($-2E_d$) 中减去电容器 59 的电压 ($-E_d$) 而得到。

[0009] 图 13 示出输出线之间的电压 (V_{out}) 的波形例。该波形由五电平的电压构成,相

对于双电平的逆变器,这种五电平逆变器的低阶的高次谐波分量较少,从而能够减少半导体开关的开关损耗,能够建立高效率的系统。

[0010] 此外,图 8 示出构成图 7 的五电平转换电路等多电平转换电路的基本形式的电路。将具有相同功能的元器件编号设为与图 7 的电路相同,并省略说明。通过在图中的端子 A 与 B 之间增加转换电路,能够实现多电平电路。

[0011] 图 9 示出作为其应用电路的七电平逆变器的电路例。该电路通过在直流电源 16 与 17 串联连接而得到的电压 ($3E_d \times 2$) 的正极与负极之间连接作为半导体开关的 IGBT1 ~ 6,在 IGBT3 的集电极与 IGBT4 的发射极之间连接已充电至一个单位电压 (E_d) 的电容器 13,并且在 IGBT2 的集电极与 IGBT5 的发射极之间连接已充电至 2 个单位电压 ($2E_d$) 的电容器 14,能够进行具有七电平电位的交流输出。

[0012] 对于输出七电平电压的动作,可与五电平的情况一样地来进行考虑。例如,当输出 $3E_d$ 的电压时,使 IGBT1、2、3 导通,当输出 $2E_d$ 的电压时,使 IGBT1、2、4 导通,当输出 E_d 的电压时,使 IGBT1、5、4 导通,当输出零电压 (M 电位的电压) 时,使 IGBT12、56、5、4 导通,当输出 $-E_d$ 时,使 IGBT4、5、55、11 导通,当输出 $-2E_d$ 时,使 IGBT4、2、55、11 导通,当输出 $-3E_d$ 时,使 IGBT4、5、6 导通,通过进行上述等动作来输出七电平的电压。除上述以外还存在有其他的动作方式,这里省略详细说明。特征在于, E_d 的电压通过从 P 侧的直流电源 16 的电压 $3E_d$ 中减去电容器 14 的电压 $2E_d$ 而得到, $2E_d$ 的电压通过从直流电源 16 的电压 $3E_d$ 中减去电容器 13 的电压 E_d 而得到, $-E_d$ 的电压通过从 N 侧的直流电源 17 的电压 ($-3E_d$) 中减去电容器 14 的电压 ($-2E_d$) 而得到, $-2E_d$ 的电压通过从 N 侧的直流电源 17 的电压 ($-3E_d$) 中减去电容器 13 的电压 ($-E_d$) 而得到。

[0013] 现有技术文献

[0014] 专利文献

[0015] 专利文献 1 :日本专利特表 2009-525717 号公报

[0016] 非专利文献

[0017] 非专利文献 1 :[Fast High-power/High-voltage Switch Using Series-connected IGBTs with Active Gate-controlled Voltage-balancing] APEC1994, P469-472

发明内容

[0018] 发明所要解决的技术问题

[0019] 如上所述,在图 9 所示的七电平逆变器电路的动作中,当开关元件 55 或 56 进行开关时,电压的变化为 2 个单位 ($2E_d$)。一般情况下,若较大的电压变化出现在输出波形中,则负载侧的交流电动机中会产生与该电压相应的较高的微浪涌电压,其结果是有可能发生绝缘破坏的问题。

[0020] 图 11 示出此时的动作图。图 11(a) 是输出 M 电位的状态、且开关元件 12、56、5、4 导通的状态。若从该状态使 IGBT56 截止,则如同图 (b) 所示,由于在 IGBT55 与电容器 14 侧的整流,因此在输出处输出 M 点电位 (零) $-2E_d$ 的电压,因而此时的电压变化幅度为 $2E_d$ 。

[0021] 此外,若根据一个单位的电压变化 (E_d) 来选择元件作为 IGBT55、56,则需要将两个元件串联连接,在这种情况下对串联连接的 IGBT 进行开关时,为了使其均等地承担切断时电压,同步性成为必要条件。作为实现这种情况的方法,就需要非专利文献 1 所示的附属

电路,其结果是导致了成本的增加。

[0022] 本发明的课题是解决上述问题。即,在所有的动作模式下将因 IGBT 的开关而引起的电压变化设为 1 个单位 (Ed),且不需要同时开关串联连接的 IGBT。

[0023] 这里,若根据一个单位的电压变化来应用耐压元件,则 IGBT1 及 6 也需要进行串联连接,但由于在切换该 IGBT 时输出电压的变化为 1 个单位 (Ed),因此没有微浪涌的问题,此外也不一定需要同时对串联连接的元件进行开关,也不至于会导致元件破坏。

[0024] 解决技术问题所采用的技术方案

[0025] 为解决上述问题,第一发明是将直流转换为交流或将交流转换为直流的多电平功率转换电路,包括:直流电源串联电路,该直流电源串联电路由两个直流电源串联连接而成;第一半导体开关串联电路,该第一半导体开关串联电路连接在所述直流电源串联电路的正极端子和负极端子之间、由 $2n$ (n 为 3 以上的整数) 个与二极管反向并联连接的半导体开关串联连接而成; $n-1$ 个电容器,该 $n-1$ 个电容器分别连接在从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第 n 个半导体开关的集电极与第 $n+1$ 个半导体开关的发射极之间、以及 m 取 1 到 $n-2$ 为止的整数时为第 $n-m$ 个半导体开关的集电极与第 $n+m+1$ 个半导体开关的发射极之间;第二半导体开关串联电路,该第二半导体开关串联电路由 $2n-2$ 个与连接在从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第一个半导体开关的发射极与第 $2n$ 个半导体开关的集电极之间的二极管反向并联连接的半导体开关串联连接而成; $n-2$ 个电容器,该 $n-2$ 个电容器分别连接在从所述第二半导体开关串联电路的正侧起算为第 $n-1$ 个半导体开关的集电极与第 n 个半导体开关的发射极之间、以及在 n 为 4 以上的情况下, m 取 2 至 $n-2$ 为止的整数时为第 $n-m$ 个半导体开关的集电极与第 $n+m-1$ 个半导体开关的发射极之间;以及双向开关,该双向开关能够进行双向开关,连接在所述第二半导体开关串联电路的第 $n-1$ 个半导体开关的发射极与所述直流电源串联电路的中间电位点之间。

[0026] 在第二发明中,将第一发明中的功率转换电路构成为具有 $2n+1$ 个电平的电压变化。

[0027] 在第三发明中,将第一或第二发明中从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第一个或第 $2n$ 半导体开关构成为多个半导体开关串联连接的结构。

[0028] 发明效果

[0029] 本发明包括:直流电源串联电路,该直流电源串联电路由两个直流电源串联连接而成;第一半导体开关串联电路,该第一半导体开关串联电路连接在所述直流电源串联电路的正极端子和负极端子之间、由 $2n$ (n 为 3 以上的整数) 个与二极管反向并联连接的半导体开关串联连接而成; $n-1$ 个电容器,该 $n-1$ 个电容器分别连接在从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第 n 个半导体开关的集电极与第 $n+1$ 个半导体开关的发射极之间、以及 m 取 1 到 $n-2$ 为止的整数时为第 $n-m$ 个半导体开关的集电极与第 $n+m+1$ 个半导体开关的发射极之间;第二半导体开关串联电路,该第二半导体开关串联电路由 $2n-2$ 个与连接在从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第一个半导体开关的发射极与第 $2n$ 个半导体开关的集电极之间的二极管反向并联连接的半导体开关串联连接而成; $n-2$ 个电容器,该 $n-2$ 个电容器分别连接在从所

述第二半导体开关串联电路的正侧起算为第 $n-1$ 个半导体开关的集电极与第 n 个半导体开关的发射极之间、以及在 n 为 4 以上的情况下, m 取 2 至 $n-2$ 为止的整数时为第 $n-m$ 个半导体开关的集电极与第 $n+m-1$ 个半导体开关的发射极之间; 以及双向开关, 该双向开关能够进行双向开关, 连接在所述第二半导体开关串联电路的第 $n-1$ 个半导体开关的发射极与所述直流电源串联电路的中间电位点之间, 使得可输出具有 $2n+1$ 个电平的电压变化的交流输出电压。

[0030] 其结果是, 使得切换时输出电压的变化变为 1 个单位 (E_d), 与现有情况相比该输出电压的变化较小, 从而在负载侧的交流电动机等中不会产生微电涌电压, 不会发生绝缘破坏的问题。此外, 通过使从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第一个及第 $2n$ 个半导体开关采用多个半导体开关串联连接的结构, 能够使施加在开关电路的各半导体开关上的电压变为 1 个单位, 并且不需要串联连接时用于均压的附属电路等。

附图说明

- [0031] 图 1 是表示本发明的第 1 实施例的电路图。
- [0032] 图 2 是说明图 1 的开关动作的动作图 A。
- [0033] 图 3 是说明图 1 的开关动作的动作图 B。
- [0034] 图 4 是表示本发明的第 2 实施例的电路图。
- [0035] 图 5 是本发明的第 1 实施例的变形例。
- [0036] 图 6 是本发明的第 2 实施例的变形例。
- [0037] 图 7 是表示现有实施例的五电平逆变器的电路示例。
- [0038] 图 8 是现有的多电平电路的基本电路。
- [0039] 图 9 是七电平转换电路的现有例。
- [0040] 图 10 是双向开关的电路示例。
- [0041] 图 11 是现有的七电平转换电路的动作例。
- [0042] 图 12 是本发明的七电平转换电路的动作例。
- [0043] 图 13 是五电平逆变器的输出电压波形示例。

具体实施方式

[0044] 本发明的要点在于, 包括: 直流电源串联电路, 该直流电源串联电路由两个直流电源串联连接而成; 第一半导体开关串联电路, 该第一半导体开关串联电路由 $2n$ (n 为 3 以上的整数) 个连接在所述直流电源串联电路的正极端子和负极端子之间的半导体开关串联连接而成; $n-1$ 个电容器, 该 $n-1$ 个电容器分别连接在从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第 n 个半导体开关的集电极与第 $n+1$ 个半导体开关的发射极之间、以及 m 取 1 到 $n-2$ 为止的整数时为第 $n-m$ 个半导体开关的集电极与第 $n+m+1$ 个半导体开关的发射极之间; 第二半导体开关串联电路, 该第二半导体开关串联电路由 $2n-2$ 个连接在从所述第一半导体开关串联电路的所述直流电源串联电路的正极端子起算为第一个半导体开关的发射极与第 $2n$ 个半导体开关的集电极之间的半导体开关串联连接而成; $n-2$ 个电容器, 该 $n-2$ 个电容器分别连接在从所述第二半导体开关串联电路的正

侧起算为第 $n-1$ 个半导体开关的集电极与第 n 个半导体开关的发射极之间、以及在 n 为 4 以上的情况下, m 取 2 至 $n-2$ 为止的整数时为第 $n-m$ 个半导体开关的集电极与第 $n+m-1$ 个半导体开关的发射极之间; 以及双向开关, 该双向开关连接在所述第二半导体开关串联电路的第 $n-1$ 个半导体开关的发射极与所述直流电源串联电路的中间电位点之间, 并输出具有 $2n+1$ 个电平的电压变化的交流输出电压。

[0045] 实施例 1

[0046] 图 1 表示本发明的第 1 实施例。第 1 实施例是从具有 $3E_d$ (3 单位) 电压的两个直流电源的串联连接电路产生由七电平的电压波形构成的交流输出电压的功率转换电路的实施例。是使用 IGBT 作为半导体开关的构成例。

[0047] 相对于使用现有的多电平转换电路的基本电路 (图 8) 的图 9 所示的七电平转换电路, 第 1 实施例采用了以下结构, 即: 将第二半导体开关串联电路的 IGBT55 变更为 IGBT7 和 8 的串联电路, 将 IGBT56 变更为 IGBT9 和 10 的串联电路, 并在 IGBT7 和 8 的连接点与 IGBT9 和 10 的连接点之间连接有电容器 15。

[0048] 图 2 和图 3 表示动作模式图。图 2 是输出作为交流输出电压的 $3E_d$ 、 $2E_d$ 、 E_d 、0 的电位时 IGBT1 ~ 12 的输出动作模式, 图 3 是输出作为交流输出电压的 $-E_d$ 、 $-2E_d$ 、 $-3E_d$ 的电位时 IGBT1 ~ 12 的输出动作模式。标记 \circ 表示导通, 标记 \times 表示截止。以下将输出动作模式简要记载为输出模式。

[0049] 在图 2 中, 当输出 $3E_d$ 时, 只要将 IGBT1 ~ 3 设为导通即可, 但为了使下一时刻的整流动作顺畅进行, 将 IGBT9、10、12 也设为导通。

[0050] 输出 $2E_d$ 时的输出模式有 A ~ C 三种。输出模式 A 是将 IGBT1、2、4 设为导通、输出从直流电源 16 的电压 $3E_d$ 减去电容器 13 的电压 E_d 而得到的电压 $2E_d$ 的模式 (表示为 $3-1b$), 为了使下一时刻的整流动作顺畅进行, 将 IGBT9、10、12 也设为导通。输出模式 B 是将 IGBT1、3、5 设为导通, 并从直流电源 16 的电压 $3E_d$ 减去电容器 14 的电压 $2E_d$, 再加上电容器 13 的电压 E_d , 从而输出电压 $2E_d$ 的模式 (表示为 $3-2+1b$), 为了使下一时刻的整流动作顺畅进行, 将 IGBT9、10、12 设为导通。输出模式 C 是将 IGBT2、3、9、10、11、12 设为导通、在 M 电位 (零) 上加上电容器 14 的电压 ($2E_d$)、从而输出电压 $2E_d$ 的模式 (表示为 $0+2$)。

[0051] 输出 E_d 的输出模式有 A ~ E 五种, 输出零的动作模式有 A ~ F 六种, 对于其动作, 可与输出 $3E_d$ 或 $2E_d$ 的输出模式的说明同样地来进行考虑, 因而此处省略说明。

[0052] 图 3 是输出作为交流输出电压的负电压时的输出模式。当输出 $-3E_d$ 时, 只要将 IGBT4、5、6 设为导通即可, 但为了使下一时刻的整流动作顺畅进行, 将 IGBT7、8、11 也设为导通。

[0053] 输出 $-2E_d$ 时的输出模式有 A ~ C 三种。输出模式 A 是将 IGBT3、5、6 设为导通、并在直流电源 17 的电压 $-3E_d$ 上加上电容器 13 的电压 E_d 、从而输出 $-2E_d$ 的模式 (表示为 $-3+1b$), 为了使下一时刻的整流动作顺畅进行, 将 IGBT7、8、11 也设为导通。输出模式 B 是将 IGBT2、4、6 设为导通、并在直流电源 17 的电压 ($-3E_d$) 上加上电容器 14 的电压 ($2E_d$)、再减去电容器 13 的电压 (E_d)、从而输出 $-2E_d$ 的模式 (表示为 $-3+2-1b$), 为了使下一时刻的整流动作顺畅进行, 将 IGBT7、8、11 也设为导通。输出模式 C 是将 IGBT4、5、7、8、11、12 设为导通、输出从直流电源的 M 点电位 (零) 减去电容器 14 的电压 ($2E_d$) 所得到的电压的模式 (表示为 $0-2$)。

[0054] 输出 $-E_d$ 的输出模式有 A ~ E 五种,对于其动作,可与输出 $-3E_d$ 或 $-2E_d$ 的输出模式的说明同样地来进行考虑,因而此处省略说明。

[0055] 通过采用这种电路结构,如图 12 所示,当从输出 M 电位(零)的状态(IGBT12、9、10、5、4 导通)输出负电压时,通过使 IGBT10 截止,从而如图 12(b) 所示,向 IGBT7 和电容器 15 侧进行整流,在输出端输出 $M-E_d$ (具体而言 $M+E_d-2E_d$) 的电位。此时的电位变化为 1 个单位 (E_d)。

[0056] 图 5 示出在将所有应用的 IGBT 的耐压设为相等的情况下的第 1 实施例(七电平的功率转换电路的实施例)的变形例。这种情况是分别将图 1 中的第一半导体开关串联电路的 IGBT1 变更为 IGBT1a ~ 1d 的四元件串联电路,将 IGBT6 变更为 IGBT6a ~ 6d 的四元件串联电路的例子。由于能够使用具有相同耐压的元件作为所有的 IGBT,因此在装置结构简单化的同时,元器件的管理也变得容易。

[0057] 实施例 2

[0058] 图 4 示出第 2 实施例。第 2 实施例是从具有 $4E_d$ (4 单位)电压的两个直流电源的串联连接电路产生由九电平的电压波形构成的交流输出电压的功率转换电路的实施例。是使用 IGBT 作为半导体开关的构成例。

[0059] 第 2 实施例的基本电路结构与图 1 相同,在 IGBT29 ~ 34 串联连接而成的第二半导体开关串联连接电路中,在 IGBT29 和 30 的连接点与 IGBT33 和 34 的连接点之间连接有电容器 40,并且在 IGBT30 和 31 的连接点与 IGBT32 和 33 的连接点之间连接有电容器 41。此外,在 IGBT21 ~ 28 串联连接而成的第一半导体开关串联连接电路中,也采用与第二半导体开关串联连接电路相同的结构,连接有电容器 39、38 及电容器 37。

[0060] 图 6 示出在将所有应用的 IGBT 的耐压设为相等的情况下的第 2 实施例(九电平转换电路)的变形例。在该结构中,采用分别将图 4 中的 IGBT21 变更为由 IGBT21a ~ 21e 组成的五元件串联连接电路,将 IGBT28 变更为由 IGBT28a ~ 28e 组成的五元件串联连接电路的结构。

[0061] 基于这种基本结构也能实现十一电平以上的多电平转换电路。

[0062] 此外,在上述实施例中,示出了开关时的电压变化为直流电压的一个单位 (E_d) 的情况的例子,但在允许多个单位变化的情况下,当然也可以变更半导体开关的串联连接数、所使用的电容器的个数。

[0063] 此外,在本实施例中,对将直流转换为交流的逆变器电路进行了说明,当然也可以同样地适用于从交流转换为直流的整流器电路。

[0064] 此外,以使用 IGBT 为例来作为这些电路示例中的半导体开关,但也可以使用 MOSFET、GTO 等来实现。

[0065] 此外,对于图 5、图 6 中 IGBT1、6、21 及 28 的结构,通过应用其他的半导体元件的具有两倍耐压、三倍耐压的元件,从而即使减少串联元件个数也能够相同地得以实现。

[0066] 工业上的实用性

[0067] 本发明是涉及从较少串联数的直流电源生成高耐压且低阶的高次谐波分量较少的交流电压的逆变器电路、在确保交流电流波形失真较低的同时从高压交流电源生成较低电压的直流电压的直流电源电路的功率转换电路技术,能够适用于高压电动机驱动用逆变器、系统互连用逆变器等。

- [0068] 标号说明
- [0069] 1 ~ 10、21 ~ 34、51 ~ 56、Q1、Q2 . . . IGBT
- [0070] 1a ~ 1d、6a ~ 6d、21a ~ 21e、28a ~ 28e . . . IGBT
- [0071] 11、12、35、36、57、58 . . . 反向阻断型 IGBT
- [0072] 13 ~ 15、37 ~ 41、59 . . . 电容器
- [0073] 16、17、42、43、60、61 . . . 直流电源
- [0074] 62 . . . 交流电动机
- [0075] Ua、Va、Wa . . . 相桥臂
- [0076] D1、D2 . . . 二极管

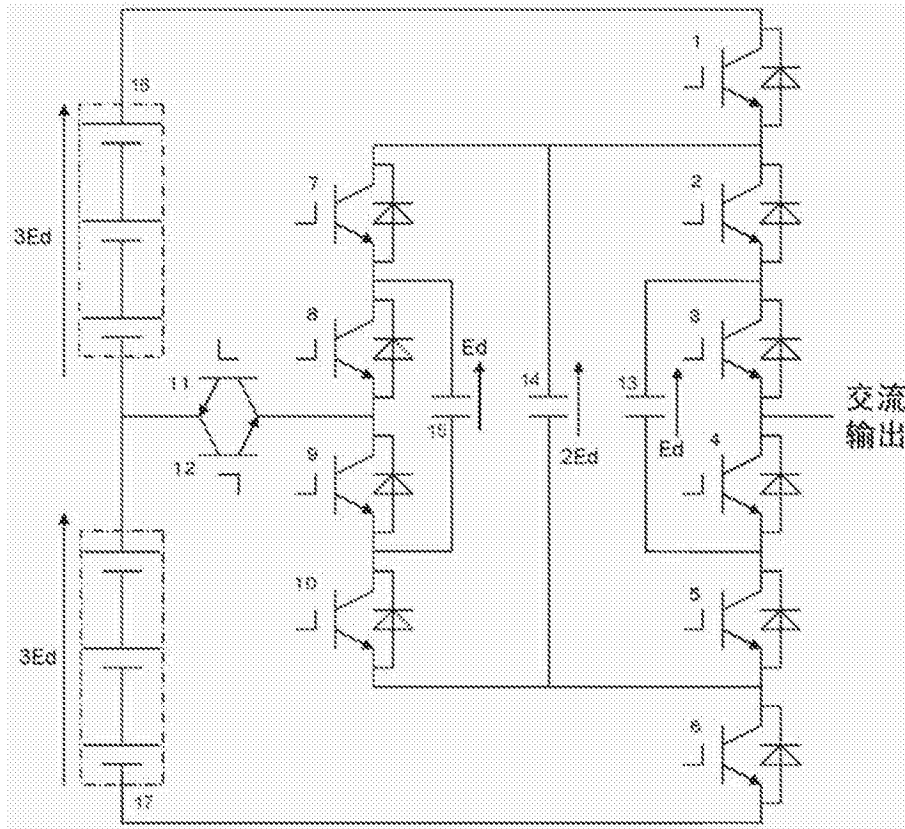


图 1

输出 模式	3Ed				2Ed				Ed				0			
	A	A	B	C	A	B	C	D	E	A	B	C	D	E	F	
	3	3-1a	3-2-1a	0+2	0-2	0+1a	0-2-1a	0+1a	0-1a+2	0a	0a	1a-1a	-1a+1a	1a-2+1a	-1a+2-1a	
IGBT1	○	○	○	×	○	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	
IGBT2	○	○	×	○	×	×	○	○	○	×	○	○	×	×	○	
IGBT3	○	×	○	○	×	○	×	○	○	×	○	×	○	○	×	
IGBT4	×	○	×	×	○	×	○	×	×	○	×	×	×	×	○	
IGBT5	×	×	○	×	○	○	○	×	×	×	×	×	×	○	×	
IGBT6	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	×	
IGBT7	×	×	×	×	×	×	×	○	×	×	○	○	×	○	×	
IGBT8	×	×	×	×	×	×	×	×	○	×	○	×	○	×	○	
IGBT9	○	○	○	○	○	○	○	○	×	○	×	○	×	○	×	
IGBT10	○	○	○	○	○	○	○	×	○	○	×	×	○	×	○	
IGBT11	×	×	×	○	×	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	
IGBT12	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	

标记○: IGBT导通、标记×: IGBT截止

图 2

输出电压 输出 模式	-Ed					-2Ed			-3Ed
	A -3+2	B 0-1b	C 0-2+1b	D 0-1a	E D+1a-2	A -3+1b	B -3+2-1b	C 0-2	A -3
IGBT1	x	x	x	x	x	x	x	x	x
IGBT2	○	○	x	x	x	x	○	x	x
IGBT3	○	x	○	x	x	○	x	x	x
IGBT4	x	○	x	○	○	x	○	○	○
IGBT5	x	x	○	○	○	○	x	○	○
IGBT6	○	x	x	x	x	○	○	x	○
IGBT7	○	○	○	x	○	○	○	○	○
IGBT8	○	○	○	○	x	○	○	○	○
IGBT9	x	x	x	x	○	x	x	x	x
IGBT10	x	x	x	○	x	x	x	x	x
IGBT11	○	○	○	○	○	○	○	○	○
IGBT12	x	○	○	○	○	x	x	○	x

标记○:IGBT导通、标记×:IGBT截止

图 3

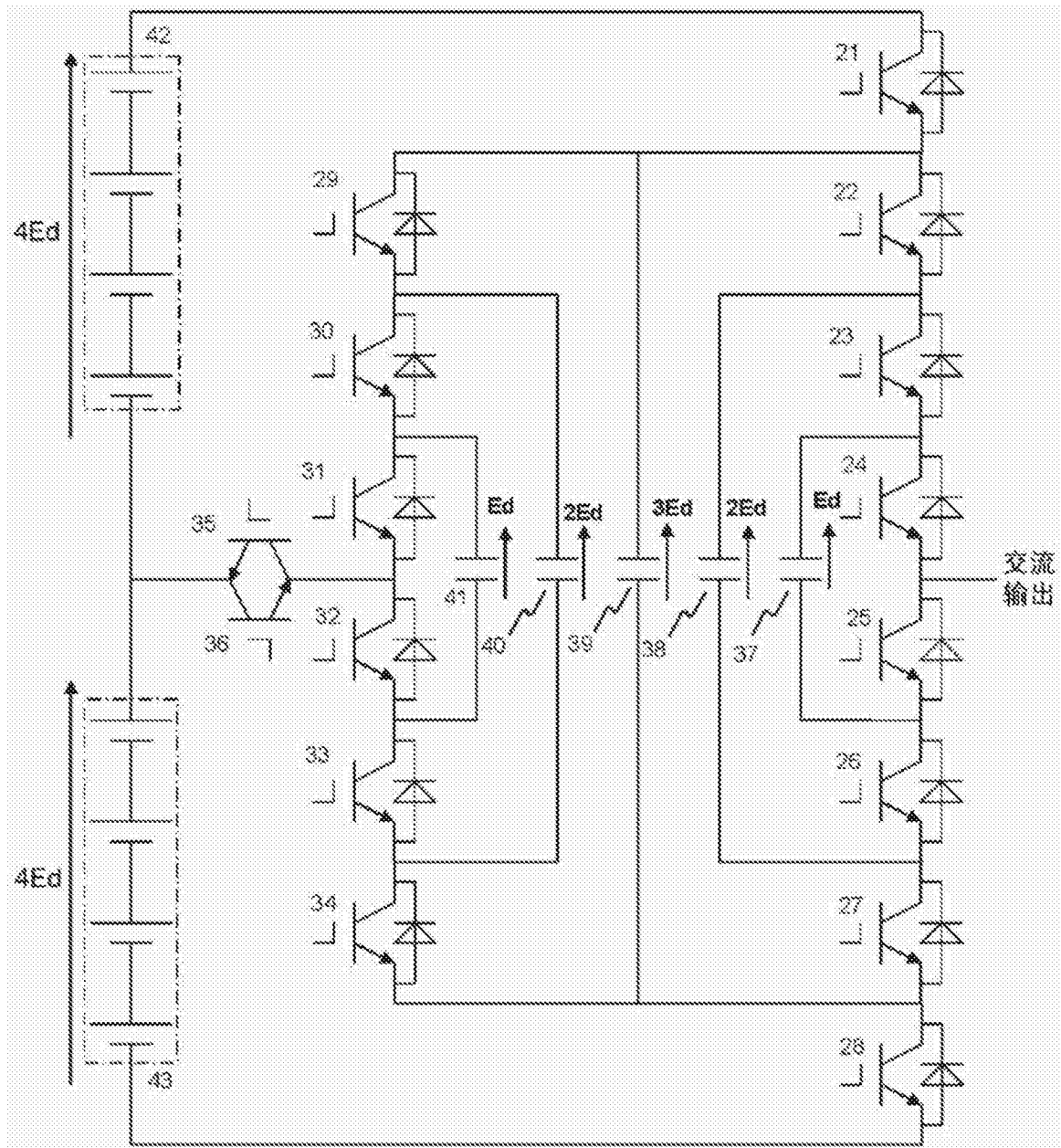


图 4

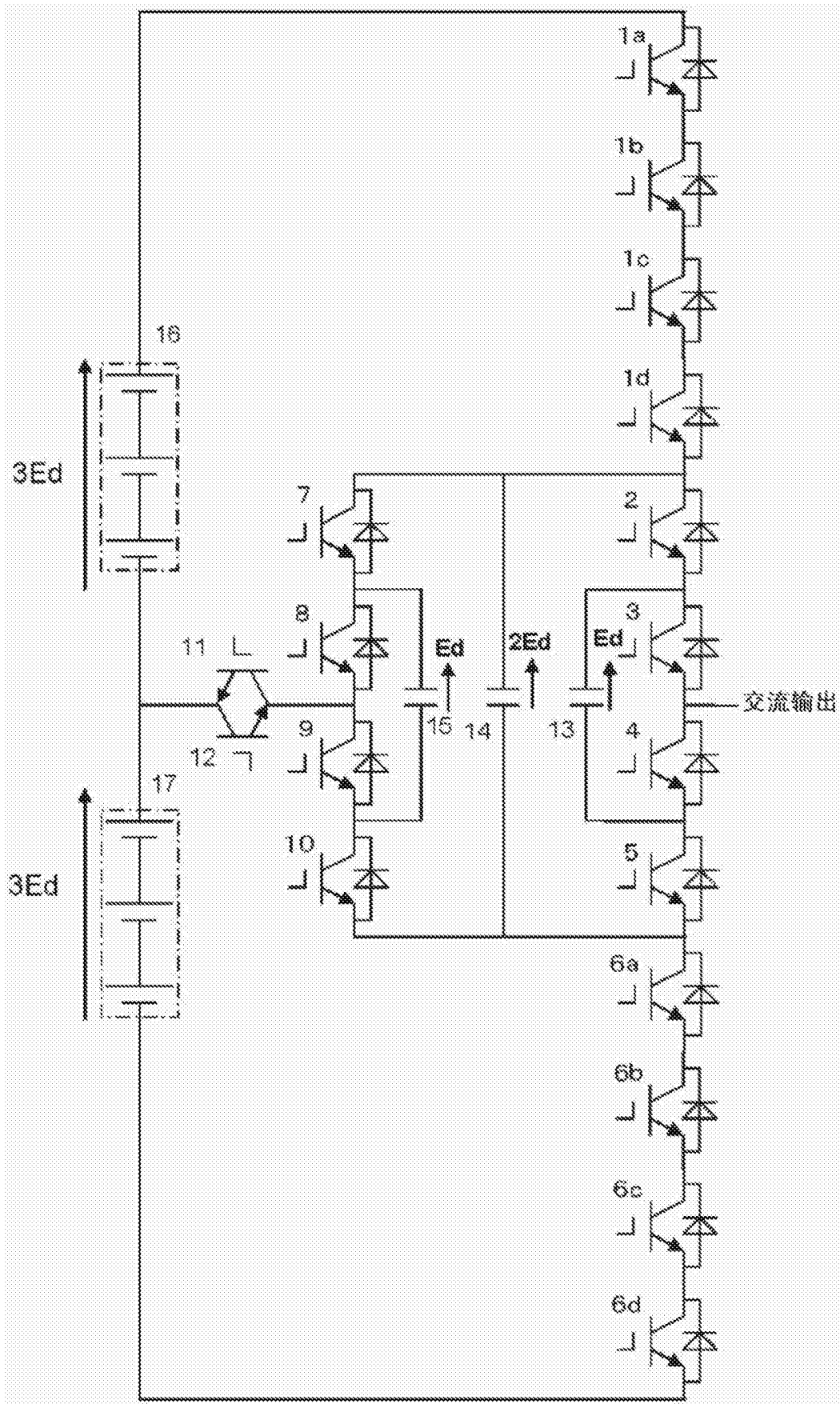


图 5

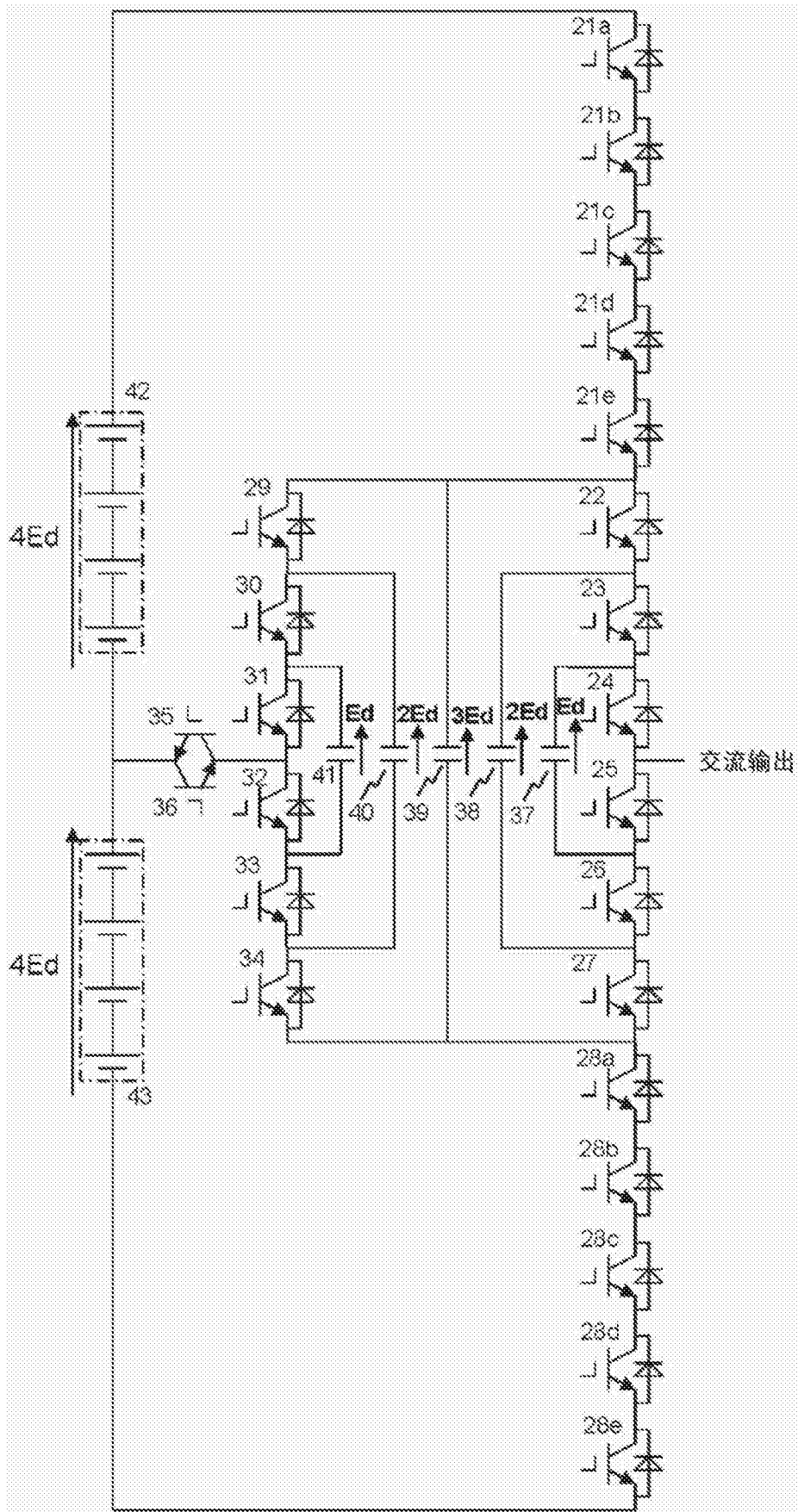


图 6

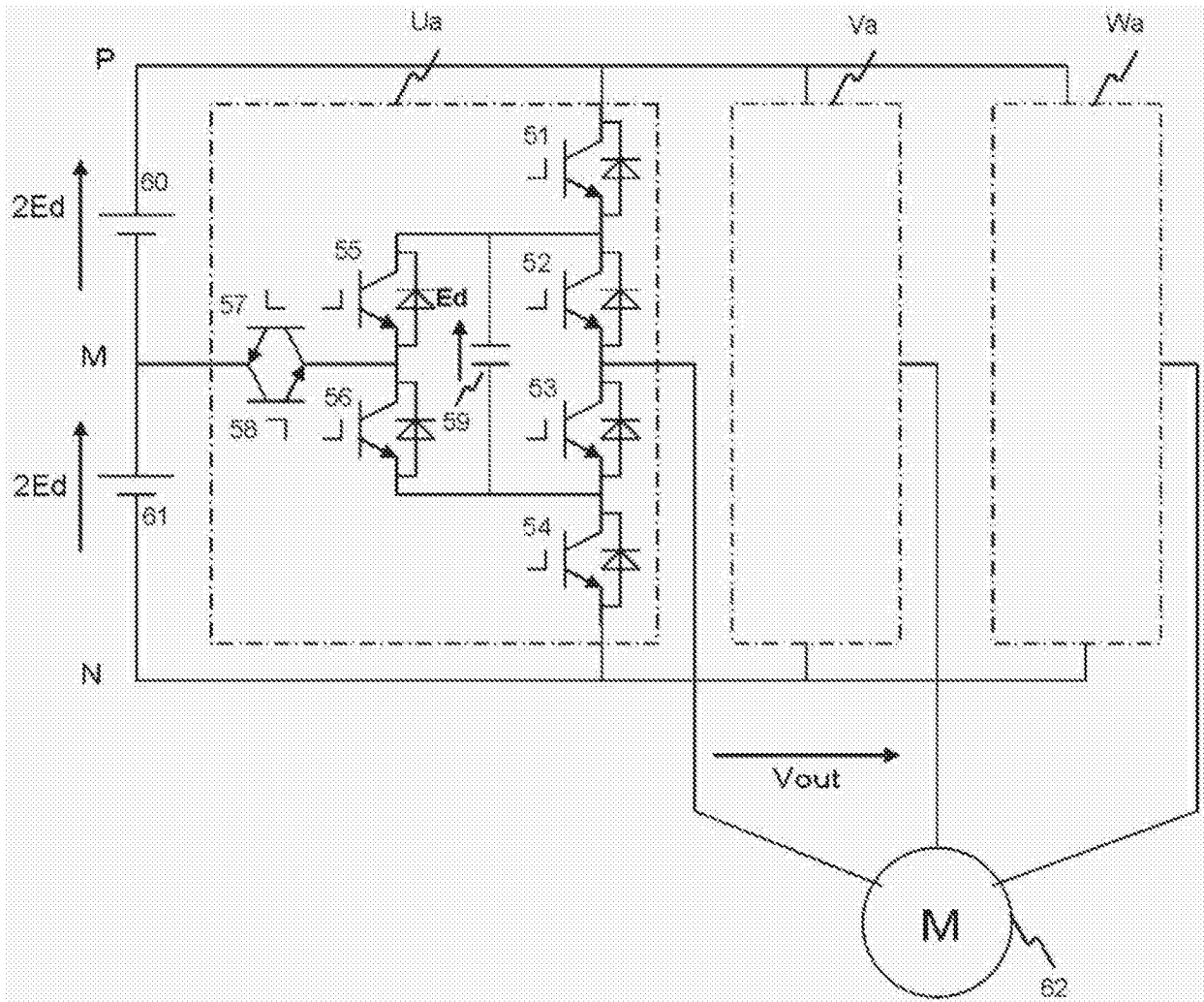


图 7

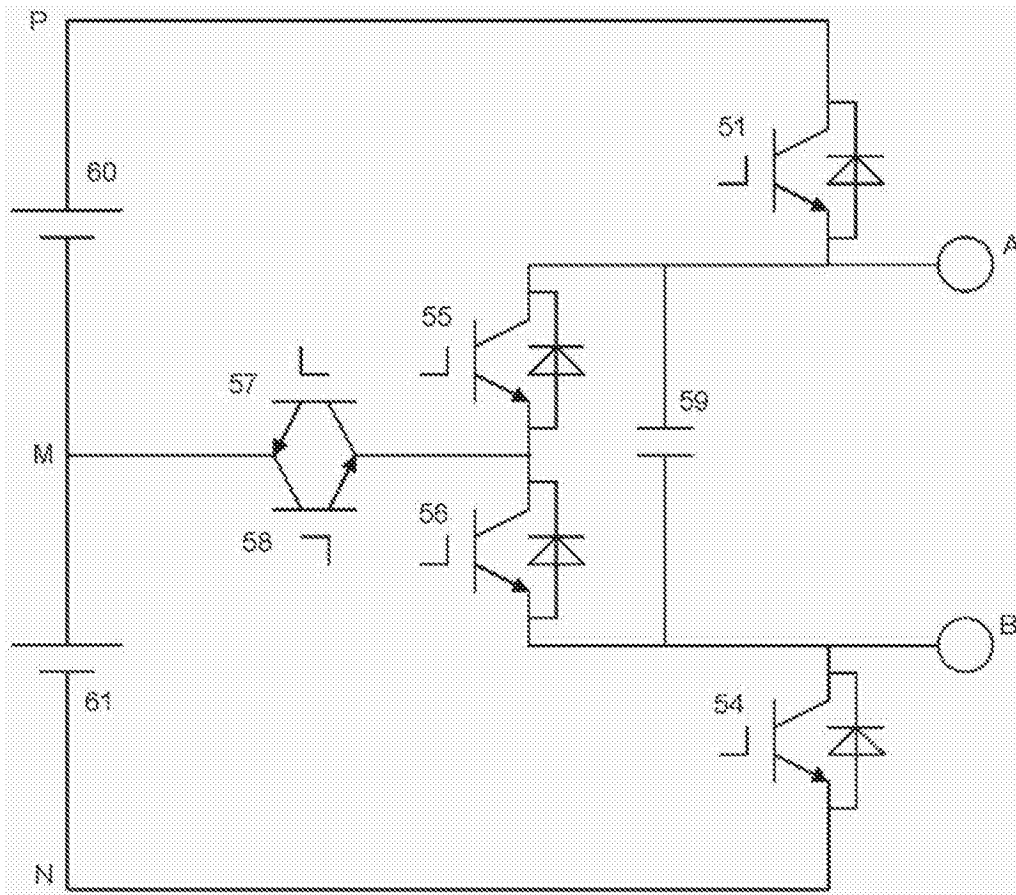


图 8

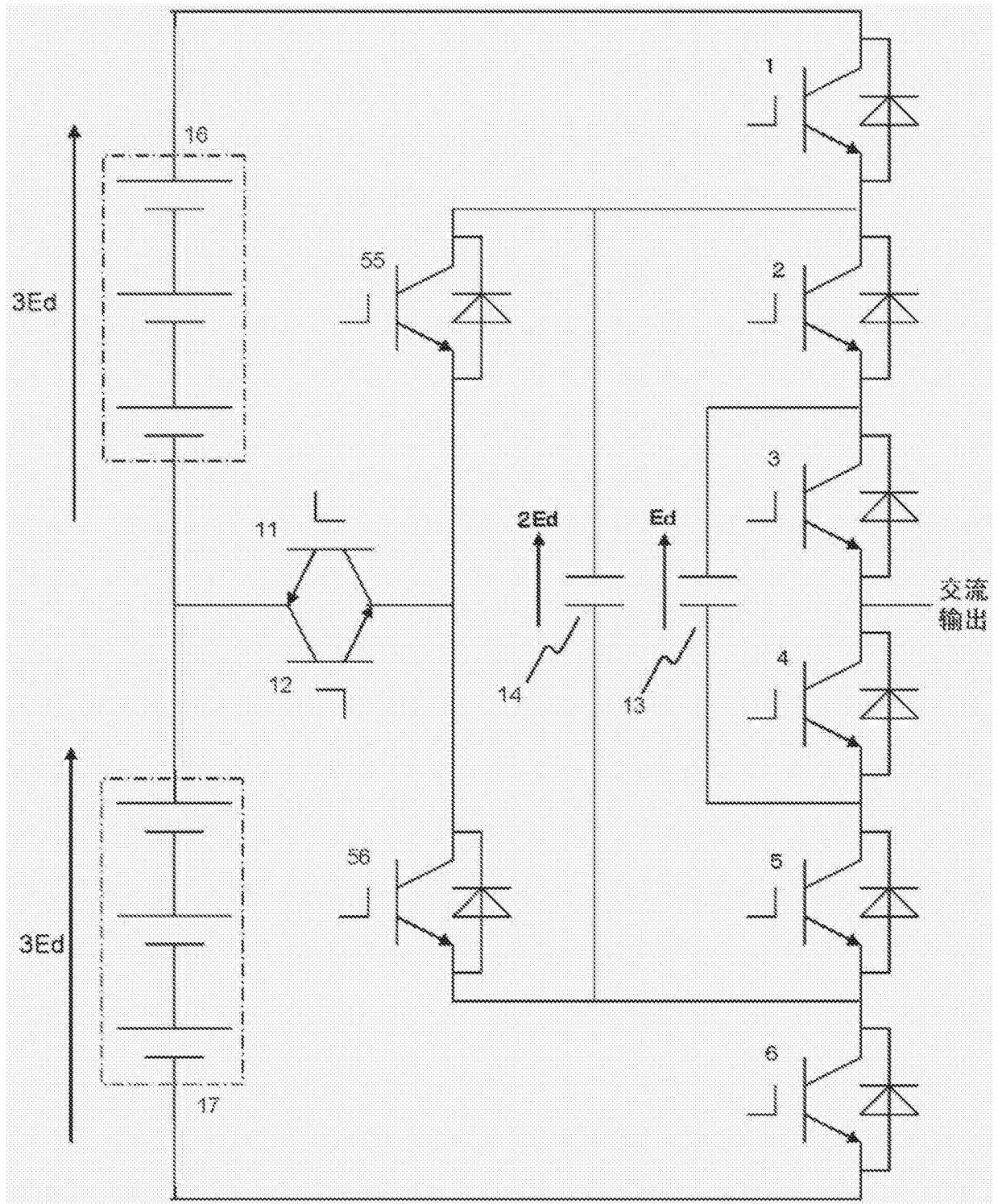


图 9

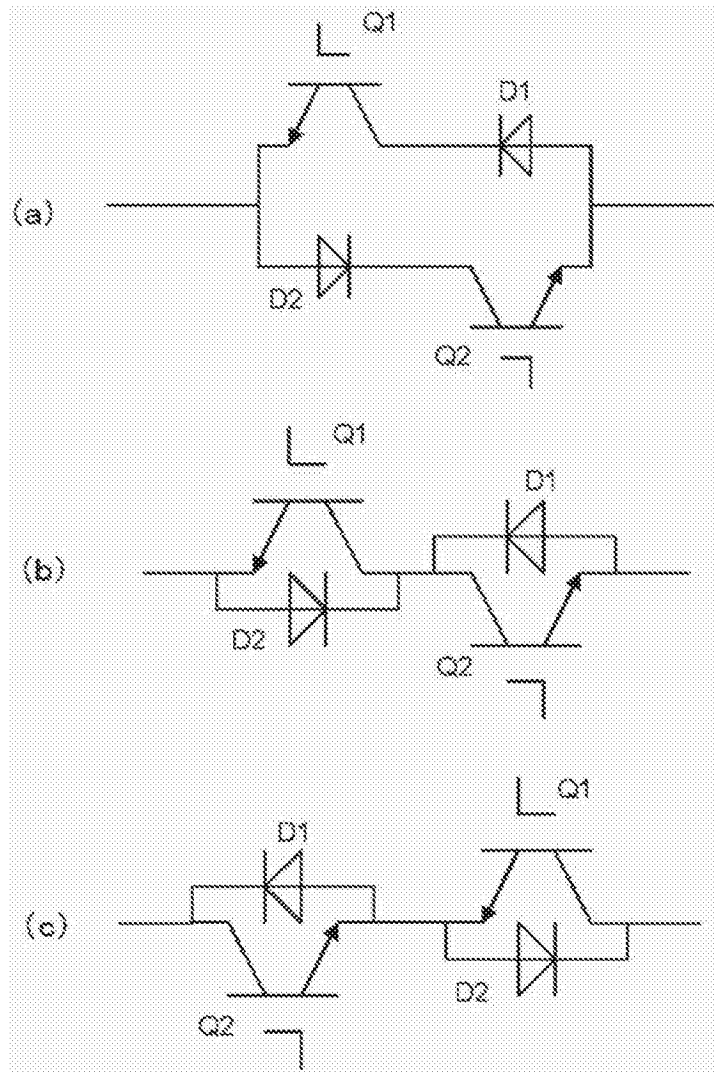


图 10

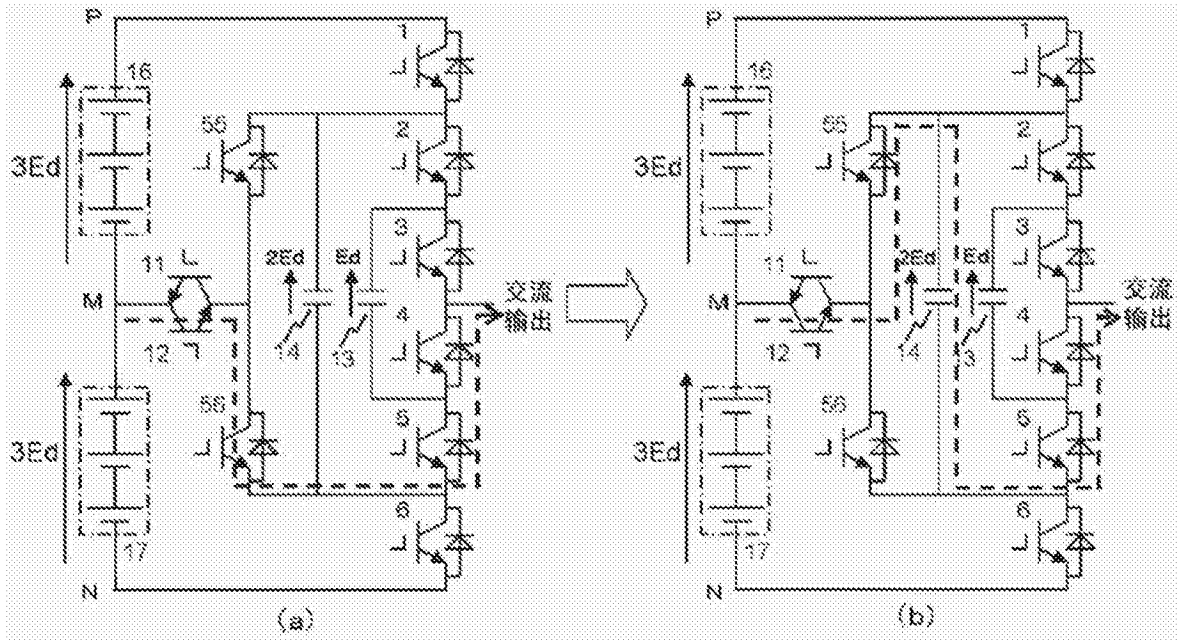


图 11

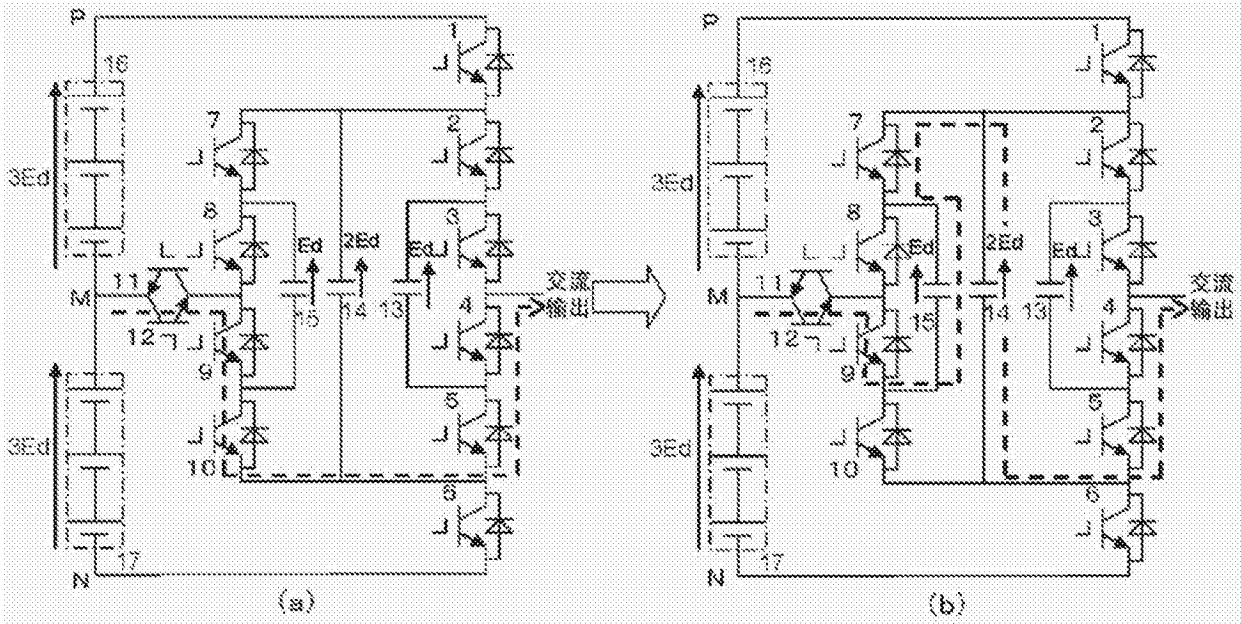


图 12

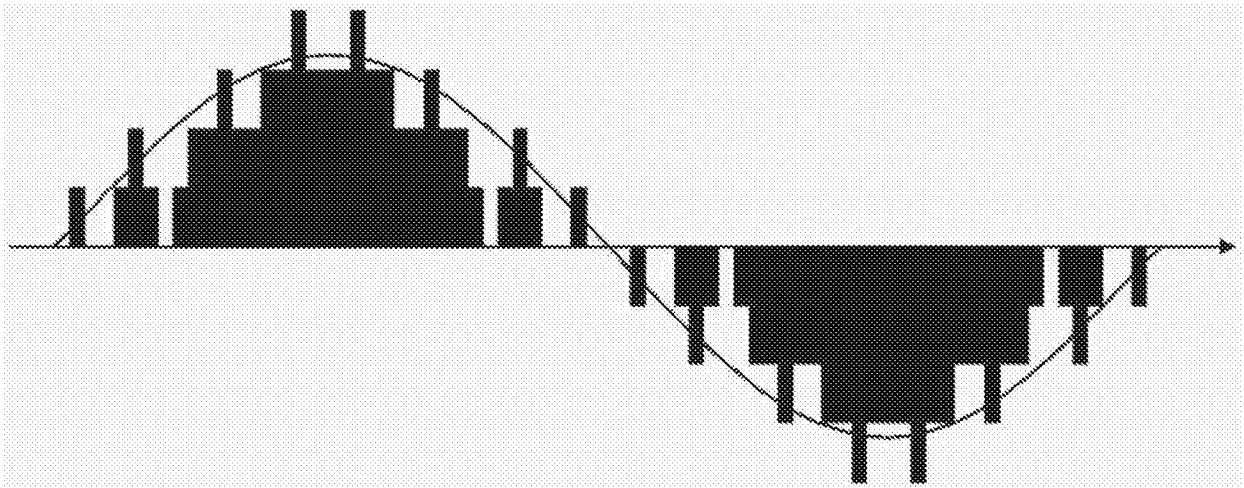


图 13