



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104205603 B

(45)授权公告日 2017.09.29

(21)申请号 201280071984.1

真田和法

(22)申请日 2012.03.30

(74)专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 104205603 A

代理人 宋俊寅

(43)申请公布日 2014.12.10

(51)Int.Cl.

H02M 1/12(2006.01)

H02M 5/458(2006.01)

H02M 7/5387(2007.01)

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2014.09.28

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2012/058517 2012.03.30

(56)对比文件

CN 102148581 A, 2011.08.10,

JP 特开平10-257775 A, 1998.09.25,

(87)PCT国际申请的公布数据

W02013/145248 JA 2013.10.03

审查员 谢冬莹

(73)专利权人 东芝三菱电机产业系统株式会社

地址 日本东京

(72)发明人 李定安 木下雅博 永井信幸

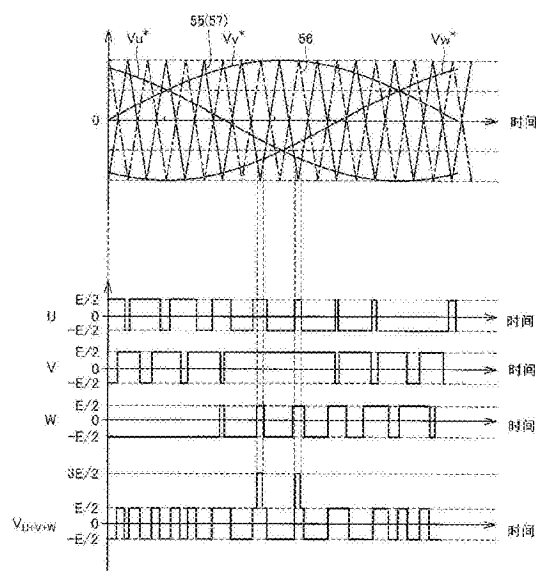
权利要求书2页 说明书11页 附图18页

(54)发明名称

电源装置

(57)摘要

与三相交流线相连接的电力转换电路根据PWM方式进行控制。为了控制各相所对应的臂,生成第1至第3载波信号(55,56,57)。第1至第3载波信号包含相位彼此相差 180° 的2个信号(55,56)。由于零相分量达到极值的频率降低,所以零相分量的时间平均值变小。因此能够减小从电源装置产生的零相高次谐波分量。



1. 一种电源装置,包括:

包含分别与第1至第3交流线相连接的第1至第3臂的电力转换电路(3,4);

在所述第1至第3交流线与所述电力转换电路(3,4)之间配置的滤波器(2,5);以及

用于根据PWM方式来控制所述电力转换电路(3,4)的PWM控制电路(10),

所述PWM控制电路(10)包含:

生成分别与所述第1至第3交流线的电压相对应的第1至第3电压指令值的第1电压指令值生成电路;

产生分别与所述第1至第3电压指令值相对应的第1至第3载波信号的第1载波信号生成电路;

将所述第1电压指令值与所述第1载波信号的值进行比较以生成用于控制所述第1臂的第1控制信号的第1比较器;

将所述第2电压指令值与所述第2载波信号的值进行比较以生成用于控制所述第2臂的第2控制信号的第2比较器;以及

将所述第3电压指令值与所述第3载波信号的值进行比较以生成用于控制所述第3臂的第3控制信号的第3比较器,

所述第1至第3载波信号包含相位彼此相差 180° 的第1信号以及第2信号。

2. 如权利要求1所述的电源装置,其特征在于,

所述第1信号为所述第1载波信号,

所述第2信号为所述第2载波信号,

所述第3载波信号的相位与所述第1载波信号的相位相同。

3. 如权利要求1所述的电源装置,其特征在于,

所述第1信号以及第2信号为所述第1至第3载波信号中任意的2个信号。

4. 如权利要求1所述的电源装置,其特征在于,

所述第1至第3臂分别为多电平电路,

所述第1至第3载波信号分别包含

在正侧进行变化的正信号、以及

在负侧进行变化的负信号,

所述第1信号为所述正信号,

所述第2信号为所述负信号,

所述正信号与所述负信号之间的相位差为 180° 。

5. 如权利要求1所述的电源装置,其特征在于,

所述电力转换电路(3,4)为逆变器(4)。

6. 如权利要求1所述的电源装置,其特征在于,

所述电力转换电路(3,4)为整流器。

7. 如权利要求1所述的电源装置,其特征在于,

所述电力转换电路(3,4)为逆变器(4),

所述电源装置还包括

经由直流正侧线(13)以及直流负侧线(14)与所述逆变器(4)相连接的整流器(3),

所述整流器(3)包含分别与第4至第6的交流线(RL、SL、TL)相连接的第4至第6臂(3R、

3S、3T)，

所述PWM控制电路(10)包含：

生成分别与所述第4至第6交流线(RL、SL、TL)的电压相对应的第4至第6电压指令值的第2电压指令值生成电路；

产生分别与第4至第6电压指令值相对应的第4至第6载波信号的第2载波信号生成电路；

将所述第4电压指令值与所述第4载波信号的值进行比较以生成用于控制所述第4臂(3R)的第4控制信号的第4比较器；

将所述第5电压指令值与所述第5载波信号的值进行比较以生成用于控制所述第5臂(3S)的第2控制信号的第5比较器；以及

将所述第6电压指令值与所述第6载波信号的值进行比较以生成用于控制所述第6臂(3T)的第3控制信号的第6比较器，

所述第1信号为所述第1载波信号，

所述第2信号为所述第2载波信号，

所述第3载波信号的相位与所述第1载波信号的相位相同，

所述第4载波信号与所述第5载波信号之间的相位差为 180° ，

所述第6载波信号的相位与所述第4载波信号的相位相同，

所述第2载波信号与所述第5载波信号之间的相位差为 180° 。

电源装置

技术领域

[0001] 本发明涉及电源装置,特别是涉及电力转换电路的PWM(脉宽调制)控制。

背景技术

[0002] 逆变器为包含开关元件的电力变换电路。PWM(脉宽调制)控制是逆变器的代表性的控制方式中的一种。在按照PWM控制方式来控制逆变器时,通过比较载波与信号波,从而生成用于控制开关元件的栅极信号。

[0003] 一般而言,三相PWM逆变器产生共模电压。共模电压含有零相的高次谐波分量。

[0004] 日本专利特开2008-271617号公报(专利文献1)披露了:用于在电动机低速区域中保持与现有3相调制方式同等的波形特征的同时,减少电磁波的电力转换装置。该电力转换装置中,分别对应于3个相的3个三角波载波相互独立产生。此外,3个三角波载波之间设有相位差。例如,1个三角波载波的频率暂时比其他的三角波载波的频率要高。

[0005] 日本专利特开2005-51959号公报(专利文献2)披露了用于减小电力转换装置的漏电流的结构。根据此结构,通过将各相的电压指令与三角波进行比较,从而生成3个脉冲信号。在同时产生2个脉冲信号时,一方的脉冲信号相对于另一脉冲信号发生延迟。

[0006] 现有技术文献

[0007] 专利文献

[0008] 专利文献1:日本专利特开2008-271617号公报

[0009] 专利文献2:日本专利特开2005-51959号公报

发明内容

[0010] 发明所要解决的技术问题

[0011] 零相的高次谐波分量不仅有高次谐波噪声,而且还会产生滤波损耗。因此要求降低高次谐波分量。这样的课题不仅在三相逆变器中会产生,而且在与三相交流线相连接的整流器中也会产生。

[0012] 本发明的目的在于降低包含于电源装置中的电力转换电路所产生的零相的高次谐波分量。

[0013] 解决技术问题所采用的技术方案

[0014] 本发明的某一方面中,电源装置包括:包含分别与第1至第3交流线相连接的第1至第3臂的电力转换电路;在第1至第3交流线与电力转换电路之间配置的滤波器;以及用于根据PWM(脉宽调制)方式来控制电力转换电路的PWM控制电路。PWM控制电路包含:生成分别与第1至第3交流线电压相对应的第1至第3电压指令值的电压指令值生成电路;产生分别与第1至第3电压指令值相对应的第1至第3载波信号的载波信号生成电路;将第1电压指令值与第1载波信号的值进行比较以生成用于控制第1臂的第1控制信号的第1比较器;将第2电压指令值与第2载波信号的值进行比较以生成用于控制第2臂的第2控制信号的第2比较器;以及将第3电压指令值与第3载波信号的值进行比较以生成用于控制所述第3臂的第3控制信

号的第3比较器。第1至第3载波信号包含相位彼此相差 180° 的第1信号以及第2信号。

[0015] 发明的技术效果

[0016] 根据本发明,可以降低包含于电源装置中的电力转换电路所产生的零相的高次谐波分量。

附图说明

[0017] 图1是表示本发明的第1实施方式所涉及的电源装置的简要结构的图。

[0018] 图2是详细说明图1所示的整流器3以及逆变器4的结构的电路图。

[0019] 图3是简要地表示不停电电源装置100的主电路的结构的图。

[0020] 图4是示意性地表示仅使用整流器的状态的图。

[0021] 图5是示意性地表示仅使用逆变器的状态的图。

[0022] 图6是说明用于控制逆变器的结构的一例的功能框图。

[0023] 图7是图6所示的PWM电路的功能框图。

[0024] 图8是说明用于控制整流器的结构的一例的功能框图。

[0025] 图9是图8所示的PWM电路的功能框图。

[0026] 图10是说明发明者们所设计的逆变器的控制的探讨例的波形图。

[0027] 图11是用于说明各相的开关元件的状态与电压向量的对应关系的图。

[0028] 图12是用于说明电压向量的图。

[0029] 图13是用于说明U相、V相以及W相各个电压以及零相电压的图。

[0030] 图14是用于说明第1实施方式所涉及的逆变器控制的波形图。

[0031] 图15是用于说明逆变器控制所使用的3个载波信号与整流器控制所使用的3个载波信号之间的相位差的图。

[0032] 图16是表示具有本发明的第4实施方式所涉及的电源装置的不停电电源装置的简要结构的图。

[0033] 图17是用于详细说明图16所示的整流器3A、逆变器4A的结构的电路图。

[0034] 图18是用于说明图16所示的逆变器4A的PWM控制的信号波形图。

[0035] 图19是用于说明第4实施方式所涉及的逆变器控制的波形图。

[0036] 图20是用于说明第4实施方式所涉及的逆变器其他控制的波形图。

具体实施方式

[0037] 以下就本发明的实施方式,参照附图进行详细说明。此外,对于图中相同或者相当部分使用同一标号,并且不重复其说明。

[0038] [实施方式1]

[0039] 图1是表示本发明的第1实施方式所涉及的电源装置的简要结构的图。

[0040] 参照图1,不停电电源装置100具有:输入滤波器2;整流器3;逆变器4;输出滤波器5;控制装置10;直流正侧线13;直流负侧线14;电容器15、16;中性点线17;接地线27;R相线RL;S相线SL;T相线TL;U相线UL;V相线VL;W相线WL。不停电电源装置100还具有电压传感器21、23、25、26;以及电流传感器22、24。

[0041] 商用交流电源1提供三相交流电压以及接地线27的电位。交流负载6是三相4线式

的负载。

[0042] 输入滤波器2防止高次谐波流出至商用交流电源1。输入滤波器2是由电容器11(电容器11R、11S、11T)以及电抗器12(电抗器12R、12S、12T)构成的三相LC滤波电路。

[0043] 整流器3将从商用交流电源1经由输入滤波器2供给的三相交流电力转换为直流电力,经由直流正侧线13以及直流负侧线14,向逆变器4供给该直流电力。逆变器4将来自整流器3的直流电力转换为三相交流电力。整流器3和逆变器4经由直流正侧线13以及直流负侧线14相连接。

[0044] 电容器15、16串联连接于直流正侧线13与直流负侧线14之间,以使直流正侧线13与直流负侧线14之间的电压平滑化。中性点线17与电容器15、16的连接点即中性点20相连接。中性点线17与接地线27相连接。

[0045] 来自逆变器4的交流电力经由输出滤波器5供给至交流负载6。输出滤波器5除去因逆变器4的动作而产生的高次谐波。输出滤波器5是由电抗器18(电抗器18U、18V、18W)以及电容器19(电容器19U、19V、19W)构成的三相LC滤波电路。

[0046] 蓄电池8连接于直流正侧线13与直流负侧线14之间。此实施方式中,蓄电池8设置于不停电电源装置100的外部。蓄电池8也可内置于不停电电源装置100中。

[0047] 电压传感器21检测R相线的电压VR、S相线的电压VS以及T相线的电压VT,将表示电压VR、VS、VT的三相电压信号输出至控制装置10。电流传感器22包含电流传感器22R、22S、22T。电流传感器22R检测R相线RL的电流IR。电流传感器22S检测S相线SL的电流IS。电流传感器22T检测T相线TL的电流IT。电流传感器22将表示电压IR、IS、IT的三相电流信号输出至控制装置10。

[0048] 电压传感器23检测直流正侧线13与中性点线17之间的电压Ep,将表示该电压Ep的信号输出至控制装置10。电压传感器26检测直流负侧线14与中性点线17之间的电压En,将表示该电压En的信号输出至控制装置10。 $(E_p + E_n) = E$ 。直流电压E保持为一定。电压Ep、En共同保持在E/2。

[0049] 电压传感器25检测U相线的电压Vu、V相线的电压Vv以及W相线的电压Vw,将表示电压Vu、Vv、Vw的三相电压信号输出至控制装置10。电流传感器24包含电流传感器24U、24V、24W。电流传感器24U检测U相线UL的电流Iu。电流传感器24V检测V相线VL的电流Iv。电流传感器24W检测W相线WL的电流Iw。电流传感器24将表示电压Iu、Iv、Iw的三相电流信号输出至控制装置10。

[0050] 控制装置10控制整流器3以及逆变器4的运作。如稍后详细说明,整流器3、逆变器4由半导体开关元件构成。此实施方式中,IGBT(绝缘栅双极型晶体管)作为半导体开关元件使用。此实施方式中,采用PWM(脉宽调制)控制以作为半导体开关元件的控制方式。控制装置10接受来自各个电压传感器21、25的三相电压信号、来自各个电流传感器22、24的三相电流信号、以及来自电压传感器23、26的信号,执行PWM控制。控制装置10例如通过执行预定程序的微型计算机来实现。

[0051] 图2是详细说明图1所示的整流器3以及逆变器4结构的电路图。参照图2,整流器3包含R相臂3R、S相臂3S、T相臂3T。R相臂3R包含IGBT元件Q1R、Q2R以及二极管D1R、D2R。S相臂3S包含IGBT元件Q1S、Q2S以及二极管D1S、D2S。T相臂3T包含IGBT元件Q1T、Q2T以及二极管D1T、D2T。

[0052] R相线RL与IGBT元件Q1R、Q2R的连接点相连接。S相线SL与IGBT元件Q1S、Q2S的连接点相连接。T相线TL与IGBT元件Q1T、Q2T的连接点相连接。

[0053] 逆变器4包含U相臂4U、V相臂4V、W相臂4W。U相臂4U包含IGBT元件Q1U、Q2U以及二极管D1U、D2U。V相臂4V包含IGBT元件Q1V、Q2V以及二极管D1V、D2V。W相臂4W包含IGBT元件Q1W、Q2W以及二极管D1W、D2W。

[0054] U相线UL与IGBT元件Q1U、Q2U的连接点相连接。V相线VL与IGBT元件Q1V、Q2V的连接点相连接。W相线WL与IGBT元件Q1W、Q2W的连接点相连接。

[0055] 各臂所包含的2个IGBT元件串联连接于直流正侧线13与直流负侧线14之间。各二极管与对应的IGBT元件逆并联连接。

[0056] 由于图2所示的其他部分在图1中也有示出,所以不再重复其余的详细说明。

[0057] 接下来,就不停电电源装置100的动作进行说明。图3是简要地表示不停电电源装置100的主电路的结构的图。参照图3,商用交流电源1供给三相交流电压以及接地线27的电位。来自商用交流电源1的三相交流电压经由滤波器2供给至整流器3。整流器3将三相交流电压转换成直流电压。

[0058] 电容器15、16构成直流电路。通过PWM控制,整流器3将直流正侧线13与直流负侧线14之间的直流电压E保持为一定。通过PWM控制,逆变器4将直流电压E转换成三相交流电压。根据电压指令值控制逆变器4。从逆变器4输出的三相交流经由滤波器5供给至交流负载6。

[0059] 在执行上述的电力转换时,如箭头所示,从整流器3向滤波器2流入零相的高次谐波分量。零相的高次谐波分量由三相的各个高次谐波分量合成而生成。从整流器3输出的零相的高次谐波分量从滤波器2经由接地线27流至中性点20。同样地,如箭头所示,从逆变器4向滤波器5流入零相的高次谐波分量。从逆变器4输出的零相的高次谐波分量从滤波器5经由接地线27流至中性点20。

[0060] 图4是示意性地表示仅使用整流器的状态的图。参照图4,从整流器3输出的直流电力供给至直流负载9。代替直流负载9,也可由蓄电池8与整流器3的输出端子相连接。逆变器4停止其动作。

[0061] 直流正侧线13与中性点20之间的电压为 $+E/2$ 。中性点20与直流负侧线14之间的电压为 $+E/2$ 。因此,直流正侧线13与直流负侧线14之间的电压为E。为了使直流电压E维持一定,整流器3根据PWM控制进行动作。

[0062] 图5是示意性地表示仅使用逆变器的状态的图。参照图5,例如因为停电,整流器3无法从商用交流电源1接受交流电力。此时,整流器3停止。例如直流电力从蓄电池8供给至逆变器4。逆变器4根据PWM控制,将直流电力转换成交流电力。

[0063] 图6是说明用于控制逆变器的结构的一例的功能框图。参照图6,控制装置10包含电压指令生成电路31、控制部32、PWM电路33、栅极电路34。控制部32包含电压控制电路41、减法器42U、42V、42W、电流控制电路43、加法器44U、44V、44W。

[0064] 电压指令生成电路31生成用于各个U相、V相以及W相的电压指令值。表示电压指令值的信号为正弦波信号。正弦波的频率与交流电压的频率相对应。

[0065] 电压控制电路41基于来自电压指令生成电路31的电压指令值(U相、V相以及W相),生成电流指令值 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* 。电流指令值 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* 分别与U相、V相以及W相对应。

[0066] 减法器42U生成电流指令值 I_u^* 与电流值 I_u 之间的差值。减法器42V生成电流指令

值 I_v^* 与电流值 I_v 之间的差值。减法器42W生成电流指令值 I_w^* 与电流值 I_w 之间的差值。电流值 I_u 、 I_v 、 I_w 分别由电流传感器24U、24V、24W检测出。

[0067] 电流控制电路43基于电流指令值 I_u^* 与电流值 I_u 之间的差值,生成电压指令值 V_{ua}^* 。电流控制电路43基于电流指令值 I_v^* 与电流值 I_v 之间的差值,生成电压指令值 V_{va}^* 。电流控制电路43基于电流指令值 I_w^* 与电流值 I_w 之间的差值,生成电压指令值 V_{wa}^* 。

[0068] 加法器44U在电压指令值 V_{ua}^* 上加上电压值 V_u 。加法器44V在电压指令值 V_{va}^* 上加上电压值 V_v 。加法器44W在电压指令值 V_{wa}^* 上加上电压值 V_w 。电压值 V_u 、 V_v 、 V_w 通过电压传感器25检测出。

[0069] 电压指令值 V_u^* 为加法器44U的输出。电压指令值 V_v^* 为加法器44V的输出。电压指令值 V_w^* 为加法器44W的输出。

[0070] PWM电路33基于电压指令值 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* ,生成用于控制U相、V相、W相的各个臂的PWM控制信号。栅极电路34基于用于各相的PWM控制信号,生成用于控制逆变器4的各臂所包含的2个开关元件的信号。

[0071] 图7是图6所示的PWM电路的功能框图。参照图7,PWM电路33具有载波信号发生电路51U、51V、51W、以及比较器52U、52V、52W。

[0072] 载波信号发生电路51U、51V、51W产生载波信号。载波信号是用于决定逆变器所包含的开关元件的开关周期的信号。一般而言,载波使用三角波。在此实施方式中,载波信号为三角波。载波信号发生电路51U、51V、51W例如按照分别预先设定的函数产生三角波。载波信号发生电路51U、51V、51W分别产生载波信号55、56、57。

[0073] 比较器52U比较电压指令值 V_u^* 与载波信号55,输出用于U相的PWM控制信号。比较器52V比较电压指令值 V_v^* 与载波信号56,输出用于V相的PWM控制信号。比较器52W比较电压指令值 V_w^* 与载波信号57,输出用于W相的PWM控制信号。PWM控制信号是矩形波信号。

[0074] 图8是说明用于控制整流器的结构的一例的功能框图。参照图8,控制装置10具有正弦波发生电路84、电压指令生成电路61、PWM电路35、以及栅极电路36。电压指令生成电路61具有基准值生成电路81、减法器82、86A~86C、直流电压控制电路83、乘法器85A~85C、电流控制电路87。

[0075] 基准值生成电路81生成电压值 (E_p+E_n) 的基准值即基准值 E_{ref} 。电压值 (E_p+E_n) 是由电压传感器23检测出的电压 E_p 的值与由电压传感器26检测出的电压 E_n 之和。减法器82算出基准值 E_{ref} 与电压值 (E_p+E_n) 之间的差。直流电压控制电路83算出用于控制向整流器3的输入侧流入的电流的电流指令值 I^* 以使得基准值 E_{ref} 与电压值 (E_p+E_n) 之间的差为0。直流电压控制电路83例如通过对基准值与检测出的电压值之间的误差进行比例演算或者比例积分演算,从而算出电流指令值 I^* 。

[0076] 正弦波发生电路84输出与商用交流电源1的R相电压同相的正弦波信号、与商用交流电源1的S相电压同相的正弦波信号、以及与商用交流电源1的T相电压同相的正弦波信号。3个正弦波信号被分别输入到乘法器85A~85C中,与电流指令值 I^* 相乘。由此生成与商用交流电源1的相电压同相的电流指令值 I_R^* 、 I_S^* 、 I_T^* 。

[0077] 减法器86A算出电流指令值 I_R^* 与电流传感器22所检测出的R相电流 I_R 之差。减法器86B算出电流指令值 I_S^* 与电流传感器22所检测出的S相电流 I_S 之差。减法器86C算出电流指令值 I_T^* 与电流传感器22所检测出的T相电流 I_T 之差。

[0078] 电流控制电路87生成电压指令值 V_{Ra}^* 、 V_{Sa}^* 、 V_{Ta}^* ，以使得电流指令值 I_R^* 与R相电流 I_R 之差、电流指令值 I_S^* 与S相电流 I_S 之差、以及电流指令值 I_T^* 与T相电流 I_T 之差中的一个都为0。电流控制电路87例如将电流指令值与电流传感器所检测出的电流值之差根据比例控制或者比例积分控制进行放大从而生成电压指令值。

[0079] 加法器88A将电压指令值 V_{Ra}^* 与电压传感器21所检测出的R相电压 V_R 相加以生成电压指令值 V_{R0}^* 。加法器88B将电压指令值 V_{Sa}^* 与电压传感器21所检测出的S相电压 V_S 相加以生成电压指令值 V_{S0}^* 。加法器88C将电压指令值 V_{Ta}^* 与电压传感器21所检测出的T相电压 V_T 相加以生成电压指令值 V_{T0}^* 。

[0080] PWM电路35基于电压指令值 V_{R0}^* 、 V_{S0}^* 、 V_{T0}^* ，生成用于各个R相、S相、T相的PWM控制信号。栅极电路36基于用于各相的PWM控制信号，生成用于控制整流器3的各臂所包含的2个开关元件的信号。

[0081] 图9是图8所示的PWM电路的功能框图。参照图9，PWM电路35具有载波信号发生电路51R、51S、51T、以及比较器52R、52S、52T。

[0082] 载波信号发生电路51R、51S、51T例如按照分别预先设定的函数产生三角波。载波信号发生电路51R、51S、51T分别产生载波信号55c、56c、57c。载波信号55c、56c、57c之间的相位差可以任意设定。

[0083] 比较器52R比较电压指令值 V_{R0}^* 与载波信号55A，输出用于R相的PWM控制信号。比较器52S比较电压指令值 V_{S0}^* 与载波信号56A，输出用于S相的PWM控制信号。比较器52T比较电压指令值 V_{T0}^* 与载波信号57A，输出用于T相的PWM控制信号。

[0084] 图10是说明发明者们所设计的逆变器的控制的探讨例的波形图。参照图10，电压值 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 为交流电压的指令值。电压指令值由正弦波表示。电压指令值 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 的相位彼此错开 120° 。

[0085] 载波信号55、56、57的相位彼此相等。图10中，载波信号55~57以1个载波信号表示。

[0086] 载波信号的值与电压指令值进行比较。由此生成PWM控制信号。PWM控制信号为矩形波信号。在电压指令值比载波信号55的值更大的期间中，矩形波信号的值为1。在电压指令值比载波信号55的值更小的期间中，矩形波信号的值为0。作为一例，图10中示出了U相矩形波信号及V相矩形波信号、以及U-V线间电压。表示电压指令值的正弦波的频率为交流电压的频率（例如50Hz或者60Hz）。载波信号55的频率相对于交流电压的频率显著较大，例如为1~10kHz。

[0087] 图11是用于说明各相的开关元件的状态与电压向量的对应关系的图。图12是用于说明电压向量的图。参照图11以及图12，开关元件为“1”的状态指的是：正侧的开关元件（Q1U、Q1V、Q1W）导通，负侧的开关元件（Q2U、Q2V、Q2W）断开的状态。开关元件为“0”的状态是与“1”的状态相反的状态。E(111)是U相、V相以及W相的开关元件皆为“1”的状态时的电压向量。E(000)是U相、V相以及W相的开关元件皆为“0”的状态时的电压向量。当电压向量为E(111)或者E(000)时，零相分量最大。

[0088] 图13是用于说明U相、V相以及W相的各个电压以及零相电压的图。参照图13，与电压指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 分别相对应的载波信号55~57的相位彼此相等。因此与图10一样，图13中，载波信号55~57作为1个载波信号示出。

[0089] 在电压指令值 V_u^* 比载波信号55的值更大的情况下,向U相线UL输出电压 $E/2$ 。在电压指令值 V_u^* 为负的情况下,在电压指令值 V_u^* 的绝对值比载波信号55b的绝对值更大的期间中,向U相线UL输出电压 $-E/2$ 。向V相线VL以及W相线分别输出的电压也根据电压指令值与载波信号值之间的上述关系来决定。

[0090] 当载波信号的值达到最大值(正极值)时,电压指令值 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 中的任一个都比该载波信号的值要小。此时的电压向量为 $E(000)$ 。因此,U相电压、V相电压、W相电压皆为 $-E/2$ 。零相分量 V_{u+v+w} 的值是将U相电压、V相电压、W相电压合成后的值。当电压向量为 $E(000)$ 时,零相分量 V_{u+v+w} 为 $-3E/2$ 。

[0091] 当载波信号的值达到最小值(负极值)时,电压指令值 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 中的任一个都比该载波信号的值要大。此时的电压向量为 $E(111)$ 。因此,U相电压、V相电压、W相电压皆为 $E/2$ 。当电压向量为 $E(111)$ 时,零相分量 V_{u+v+w} 为 $+3E/2$ 。

[0092] 如图13所示,当载波信号的值达到极值时,零相分量的绝对值变大。图13所示的开关模式中,因为零相分量较大,所以滤波器2、5的损耗变大。此外,因为零相分量较大,因此共模噪声变大。

[0093] 图14是用于说明第1实施方式所涉及的逆变器控制的波形图。参照图14,与电压指令 V_u^* 、 V_w^* 分别相对应的载波信号55、57的相位彼此相等。另一方面,与电压指令值 V_v^* 相对应的载波信号56的相位相对于载波信号55以及57的相位相差 180° 。即,此实施方式中,与3相分别相对应的3个载波信号中,使1个载波信号的相位相对于其他2个载波信号的相位发生反转。

[0094] 若比较图13以及图14,通过使1个载波信号的相位相对于其他2个载波信号的相位发生反转,从而零相分量 V_{u+v+w} 达到正极值($+3E/2$)的频率下降。此外,零相分量 V_{u+v+w} 的负的极值由 $-3E/2$ 变成 $-E/2$ 。由此,零相分量 V_{u+v+w} 的时间平均值减小。因而,能够降低与逆变器4输出相连接的滤波器5的损耗。此外,可以防止共模噪声的增大。

[0095] 根据日本专利特开2005-51959号公报(专利文献2),使分别对应于多个相的多个脉冲信号的相位彼此不同。与此不同的是,实施方式1中,只要使1个载波信号的相位相对于2个载波信号的相位发生反转,就能降低零相分量。此外,只要与U相、V相以及W相中的任一个相对应的载波信号的相位相对于剩下的2个载波信号的相位发生反转即可。

[0096] [实施方式2]

[0097] 实施方式2所涉及的不停电电源装置的整体结构与图1所示的结构相同。此外,用于控制逆变器4的结构与图6以及图7所示的结构相同。

[0098] 实施方式2中,整流器3的PWM控制执行与实施方式1所涉及的逆变器的控制相同的控制。参照图9,PWM电路35使载波信号55c~57c中的1个载波信号的相位相对于其他2个载波信号的相位发生反转。

[0099] 根据实施方式2,能够得到与实施方式1所得到的效果相同的效果。即,只要使3个载波信号中的1个信号的相位相对于其他载波信号的相位发生反转,就能使从整流器3的交流侧输出的零相分量的时间平均值减小。由此,能够降低与整流器3交流侧相连接的滤波器2的损耗。而且,可以防止共模噪声的增大。

[0100] [实施方式3]

[0101] 实施方式3所涉及的不停电电源装置的整体结构与图1所示的结构相同。此外,用

于控制逆变器4的结构与图6以及图7所示的结构相同。

[0102] 实施方式3中,通过整流器的控制与逆变器的控制的组合,进一步降低零相分量。

[0103] 图15是用于说明逆变器控制所使用的3个载波信号、与整流器控制所使用的3个载波信号之间的相位差的图。参照图15,逆变器4中,3个载波信号中的1个载波信号的相位与其他2个载波信号的相位相比发生反转。具体而言,对应于V相的载波信号的相位相对于分别对应于U相以及W相的载波信号的相位有 180° 的差异。

[0104] 同样地,整流器3中,3个载波信号中的1个载波信号的相位与其他2个载波信号的相位相比发生反转。具体而言,对应于S相的载波信号的相位相对于分别对应于R相以及T相的载波信号的相位有 180° 的差异。

[0105] 这里,逆变器4的控制所使用的3个载波信号中,将相位与其他2个载波信号有 180° 差异的载波信号称为第1信号。此外,整流器3的控制所使用的3个载波信号中,将相位与其他2个载波信号有 180° 差异的载波信号称为第2信号。

[0106] 具体而言,对应于整流器3的S相的载波信号、与对应于逆变器4的V相的载波信号之间的相位差为 180° 。因此,对应于整流器3的R相的载波信号、与对应于逆变器4的U相的载波信号之间的相位差为 180° 。此外,对应于整流器3的T相的载波信号、与对应于逆变器4的W相的载波信号之间的相位差为 180° 。

[0107] 如图15所示,通过生成6个载波信号,从而从整流器3经由滤波器2流至接地线27的零相电流与从逆变器4经由滤波器5流至接地线27的零相电流,其符号彼此相反,且大小彼此相等。因此,这些零相电流彼此抵消。与实施方式1以及实施方式2相比,实施方式3中,能够进一步降低零相分量。

[0108] 如上所述,此实施方式中,只要满足第1信号与第2信号之间的相位差为 180° 这一关系即可。因此第1信号不局限为对应于V相的载波信号,也可为对应于U相或者W相的载波信号。同样地,第2信号不局限为对应于S相的载波信号,也可为对应于R相或者T相的载波信号。

[0109] [实施方式4]

[0110] 图16是表示具有本发明的第4实施方式所涉及的电源装置的不停电电源装置的简要结构的图。

[0111] 参照图1以及图16,不停电电源装置101具有整流器3A以及逆变器4A以替代整流器3以及逆变器4。这一点上不停电电源装置101与不停电电源装置100有差异。整流器3A以及逆变器4A为多电平电路。中性点线17将整流器3A与逆变器4A相连接。不停电电源装置101的其他部分的结构与不停电电源装置100相对应的部分的结构相同,所以不再重复其余的说明。

[0112] 图17是用于详细说明图16所示的整流器3A、逆变器4A的结构的电路图。参照图17,整流器3A包含R相臂3R、S相臂3S、T相臂3T。逆变器4A包含U相臂4U、V相臂4V、W相臂4W。

[0113] 整流器3A的各相臂(3R、3S、3T)以及逆变器4A的各相臂(4U、4V、4W)都作为3电平电路构成,包含4个IGBT元件和6个二极管。详细而言,R相臂3R包含IGBT元件Q1R~Q4R以及二极管D1R~D6R。S相臂3S包含IGBT元件Q1S~Q4S以及二极管D1S~D6S。T相臂3T包含IGBT元件Q1T~Q4T以及二极管D1T~D6T。U相臂4U包含IGBT元件Q1U~Q4U以及二极管D1U~D6U。V相臂4V包含IGBT元件Q1V~Q4V以及二极管D1V~D6V。W相臂4W包含IGBT元件Q1W~Q4W以及

二极管D1W~D6W。

[0114] 以下,为了总括性地说明整流器3A的各相臂以及逆变器4A的各相臂,统一符号R、S、T、U、V、W都以符号“x”表示。IGBT元件Q1x~Q4x串联连接于直流正侧线13与直流负侧线14之间。二极管D1x~D4x与IGBT元件Q1x~Q4x分别逆并联连接。二极管D5x与IGBT元件Q1x、Q2x的连接点和中性点20相连接。二极管D6x与IGBT元件Q3x、Q4x的连接点和中性点20相连接。二极管D5x的阴极与IGBT元件Q1x、Q2x的连接点连接,二极管D5x的阳极与中性点20连接。二极管D6x的阳极与IGBT元件Q3x、Q4x的连接点连接,二极管D6x的阴极与中性点20连接。二极管D1x~D4x作为续流二极管发挥作用,二极管D5x、D6x作为钳位二极管发挥作用。

[0115] 整流器3A的各相臂(3R、3S、3T)中,IGBT元件Q2x、Q3x的连接点对应于交流输入端子,二极管D5x、D6x的连接点对应于直流输出端子。另一方面,逆变器4A的各相臂(4U、4V、4T)中,二极管D5x、D6x的连接点对应于直流输入端子,IGBT元件Q2x、Q3x的连接点对应于交流输出端子。整流器3A的各相臂(3R、3S、3T)的交流输入端子与对应的线(R相线RL、S相线SL、T相线TL)相连接,逆变器4A的各相臂(4U、4V、4S)的交流输出端子与对应的线(U相线UL、V相线VL、W相线WL)相连接。整流器3A的各相臂的直流输出端子以及逆变器4A的各相臂的直流输入端子与中性点20相连接。

[0116] 用于控制逆变器4A的结构与图6以及图7所示的结构相同。用于控制整流器3A的结构与图8以及图9所示的结构相同。

[0117] 图18是用于说明图16所示的逆变器4A的PWM控制的信号波形图。参照图18,载波信号55、56、57的相位彼此相等。图18中,载波信号55~57以1个载波信号表示。载波信号55包含载波信号55a、55b。载波信号55a是在正侧进行变化的正信号。载波信号55b是在负侧进行变化的负信号。与载波信号55相同,载波信号56、57分别包含正信号和负信号。

[0118] 在电压指令值 V_u^* 比载波信号55a的值更大的情况下,向U相线UL输出电压 $E/2$ 。在电压指令值 V_u^* 为负的情况下,在其绝对值比载波信号55b的绝对值更大的期间中,向U相线UL输出电压 $-E/2$ 。在电压指令值 V_u^* 是比载波信号55a的值更小的正值时,U相线UL的电压为0。在电压指令值 V_u^* 的值为负,且其绝对值比载波信号55b的绝对值更小时,U相线UL的电压为0。向V相线VL以及W相线分别输出的电压也根据电压指令值与载波信号值之间的上述关系来决定。

[0119] 如上所述,U相线UL、V相线VL、W相线WL上分别产生的电压为 $E/2$ 、0、 $-E/2$ 中的任一个。在U相线UL、V相线VL、W相线WL中的任一个线的电压为0,其他2个线的电压为 $E/2$ 时,零相分量 V_{U+V+W} 为 $E/2+E/2+0=E$ 。在U相线UL、V相线VL、W相线WL中的任一个线的电压为0,其他2个线的电压为 $-E/2$ 时,零相分量 V_{U+V+W} 为 $-E/2-E/2+0=-E$ 。因此零相分量 V_{U+V+W} 的极值为 $+E$,零相分量 V_{U+V+W} 的极值为 $-E$ 。

[0120] 比较图13与图18可知,通过对逆变器的结构使用多电平电路,从而可使零相分量减小。此实施方式中,与实施方式1相同,分别对应于3相的3个载波信号中,使1个载波信号的相位相对于其他2个载波信号的相位相差 180° 。由此,与实施方式1的控制相比,能减小零相分量 V_{U+V+W} 的时间平均值。

[0121] 图19是用于说明实施方式4所涉及的逆变器控制的波形图。参照图19,载波信号56包含载波信号56a、56b。载波信号56a在正侧进行变化。载波信号56b在负侧进行变化。载波信号56的相位相对于载波信号55的相位相差 180° 。载波信号55的相位与载波信号57的相位

相同。与实施方式1相同,实施方式4中,使对应于3相中的任一相的载波信号的相位与对应于其他相的载波信号的相位相比相差 180° 。

[0122] 根据上述的控制,零相分量 V_{U+V+W} 的极值为 $+E/2$,零相分量 V_{U+V+W} 的极值为 $-E/2$ 。与图18所示的控制相比,图19所示的控制能减小零相分量 V_{U+V+W} 的极值。

[0123] 图20是用于说明实施方式4所涉及的逆变器其他控制的波形图。参照图20,负的载波信号的相位相对于正的载波信号的相位相差 180° 。具体而言,载波信号55b的相位与载波信号55a的相位相比相差 180° 。载波信号56、57的各个正的载波信号的相位与载波信号55a的相位相同。载波信号56、57的各个负的载波信号的相位与载波信号55b的相位相同。

[0124] 根据上述的控制,零相分量 V_{U+V+W} 的极值为 $E/2$,零相分量 V_{U+V+W} 的极值为 $-E/2$ 。因此,图20所示的控制能减小零相分量 V_{U+V+W} 的极值。

[0125] 如上所述,根据实施方式4,逆变器采用多电平电路。因此,能减小零相分量。此外根据实施方式4,实施方式4中,使对应于3相中的任一相的载波信号的相位与对应于其他相的载波信号的相位相比相差 180° 。或者,在分别对应于U相、V相以及W相的正的载波信号与负的载波信号之间使相位相差 180° 。由此能进一步减小零相分量 V_{U+V+W} 的极值。

[0126] 图19或者图20所示的控制不仅限于适用于逆变器4A,也可适用于整流器3A。在图20所示的控制同时适用于逆变器4A以及整流器3A两者时,更优选为采用以下的控制。整流器3A的控制所使用的正的载波信号与逆变器4A的控制所使用的正的载波信号之间的相位差为 180° 。整流器3A的控制所使用的负的载波信号与逆变器4A的控制所使用的负的载波信号之间的相位差为 180° 。通过这种控制,能进一步减小零相分量 V_{U+V+W} 。

[0127] 所述各实施方式中,披露了具有逆变器以及整流器的电源装置。但是,本发明可以适用于仅由逆变器构成的电源装置、或者仅由整流器构成的电源装置。

[0128] 此次披露的实施方式应当认为在所有方面都只是示例而不是限制性的。本发明的范围不由上述的说明来示出而由权利要求书来示出,还包含与权利要求书等同的含义以及范围内的所有的变更。

[0129] 标号说明

[0130] 1商用交流电源

[0131] 2输入滤波器

[0132] 3,3A整流器

[0133] 3R,3S,3T,4U,4V,4W臂

[0134] 4,4A逆变器

[0135] 5输出滤波器

[0136] 6交流负载

[0137] 8蓄电池

[0138] 9直流负载

[0139] 10控制装置

[0140] 11,11R,11S,11T,15,16,19,19U,19V,19W电容器

[0141] 12,12R,12S,12T,18,18U,18V,18W电抗器

[0142] 13直流正侧线

[0143] 14直流负侧线

- [0144] 17中性点线
- [0145] 20中性点
- [0146] 21, 23, 25, 26电压传感器
- [0147] 22, 24, 22R, 22S, 22T, 24U, 24V, 24W电流传感器
- [0148] 27接地线
- [0149] 31, 61电压指令生成电路
- [0150] 32控制部
- [0151] 33, 35 PWM电路
- [0152] 34, 36栅极电路
- [0153] 41电压控制电路
- [0154] 42U, 42V, 42W, 82, 86A~86C减法器
- [0155] 43, 87电流控制电路
- [0156] 44U, 44V, 44W, 51, 88A~88C加法器
- [0157] 51U, 51V, 51W, 51R, 51S, 51T载波信号发生电路
- [0158] 52U, 52V, 52W, 52R, 52S, 52T比较器
- [0159] 81基准值生成电路
- [0160] 83直流电压控制电路
- [0161] 84正弦波发生电路
- [0162] 85A~85C乘法器
- [0163] 100, 101不停电电源装置
- [0164] D1R~D6R, D1S~D6S, D1T~D6T, D1U~D6U, D1V~D6V, D1W~D6W二极管
- [0165] Q1R~Q4R, Q1S~Q4S, Q1T~Q4T, Q1U~Q4U, Q1V~Q4V, Q1W~Q4W IGBT元件
- [0166] RL R相线
- [0167] SL S相线
- [0168] TL T相线
- [0169] UL U相线
- [0170] VL V相线
- [0171] WL W相线

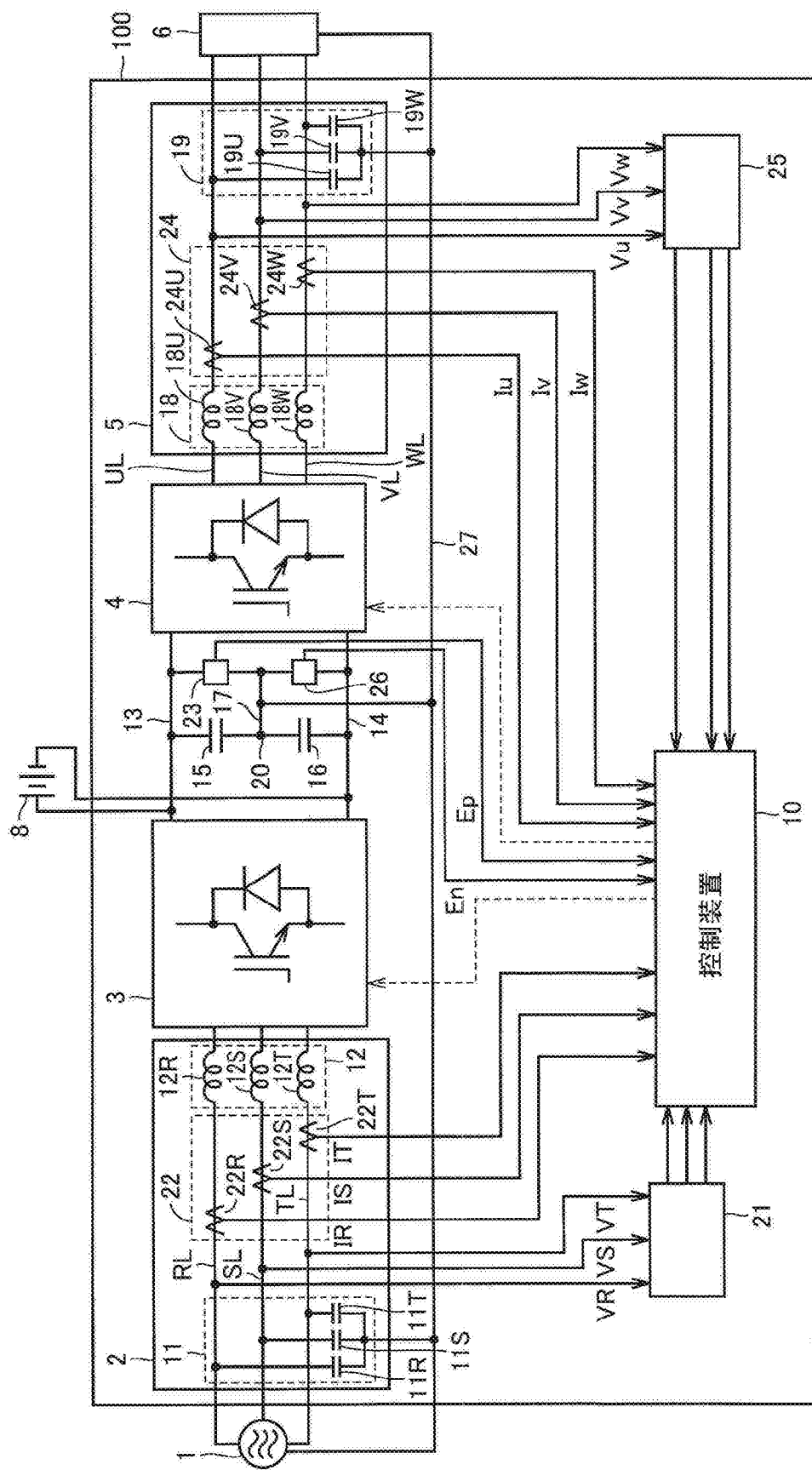


图1

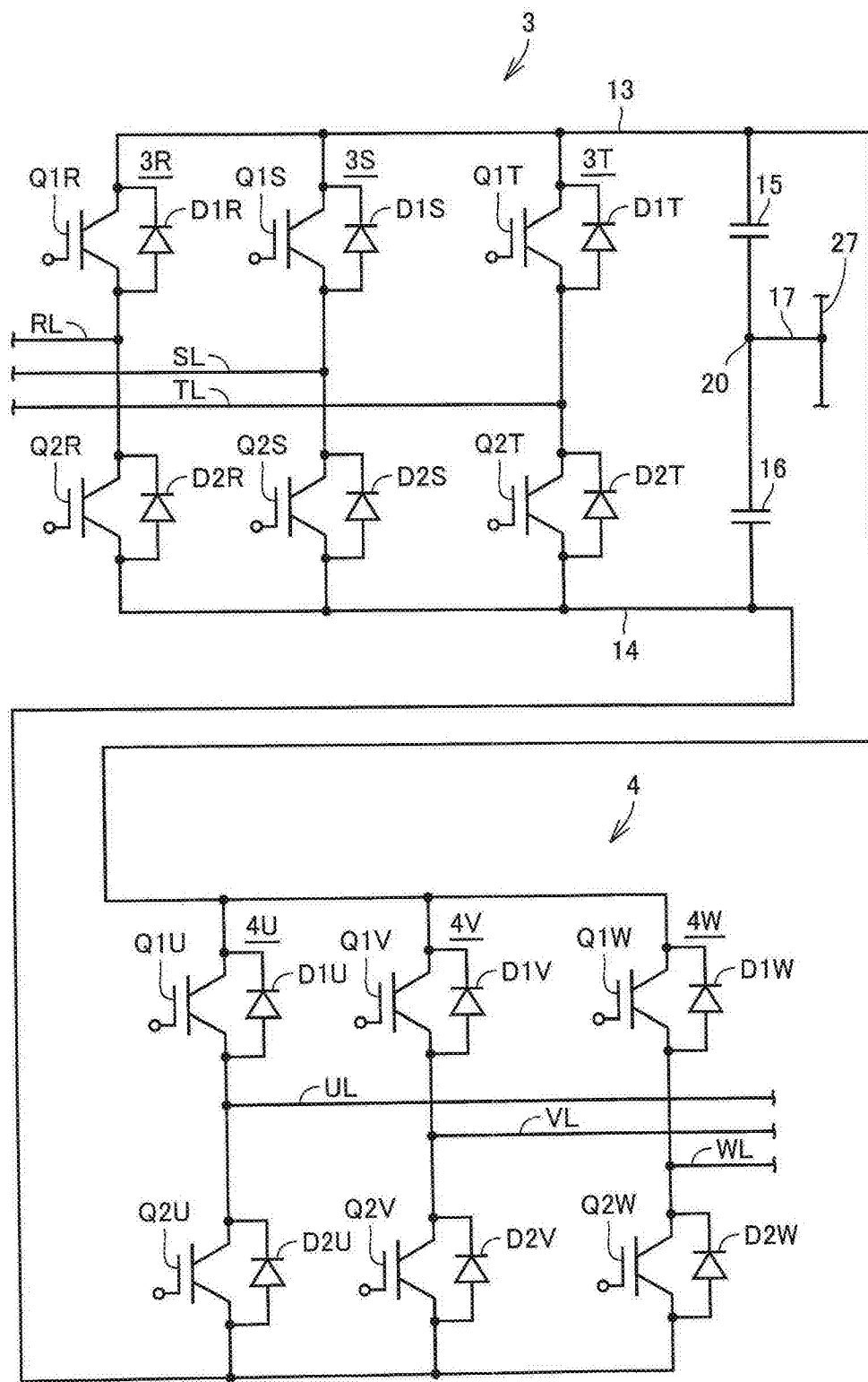


图2

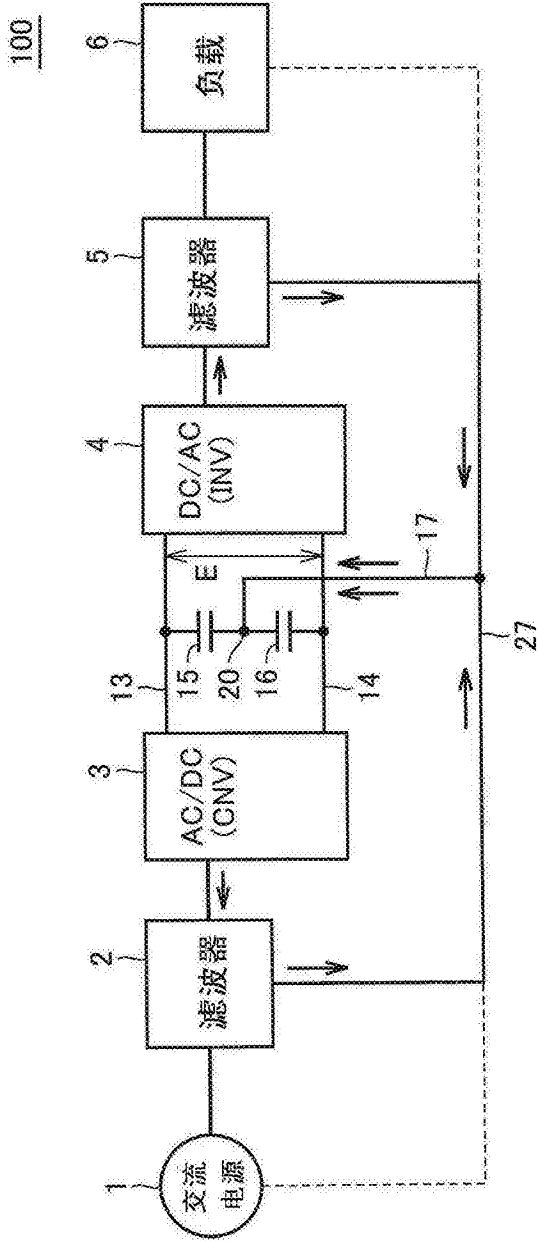


图3

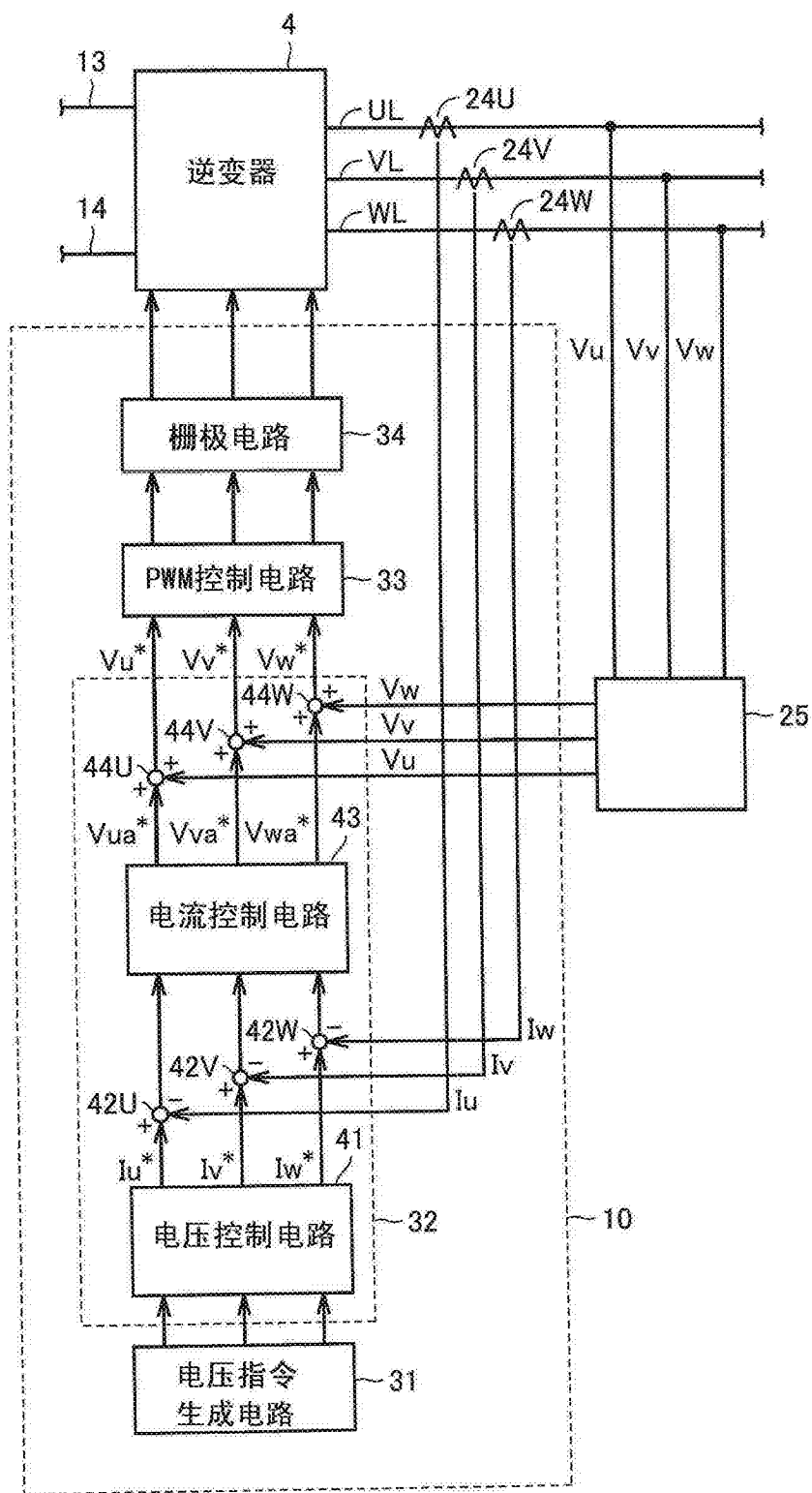


图6

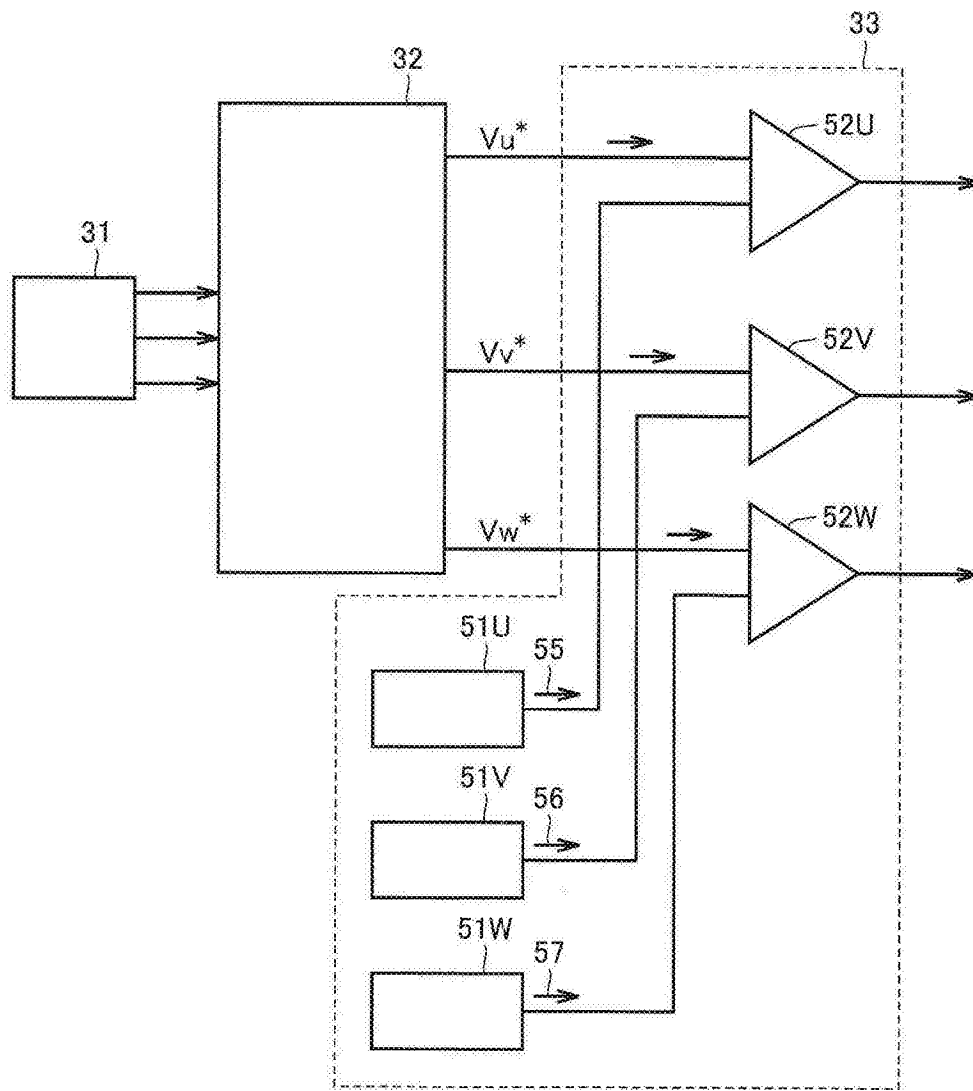


图7

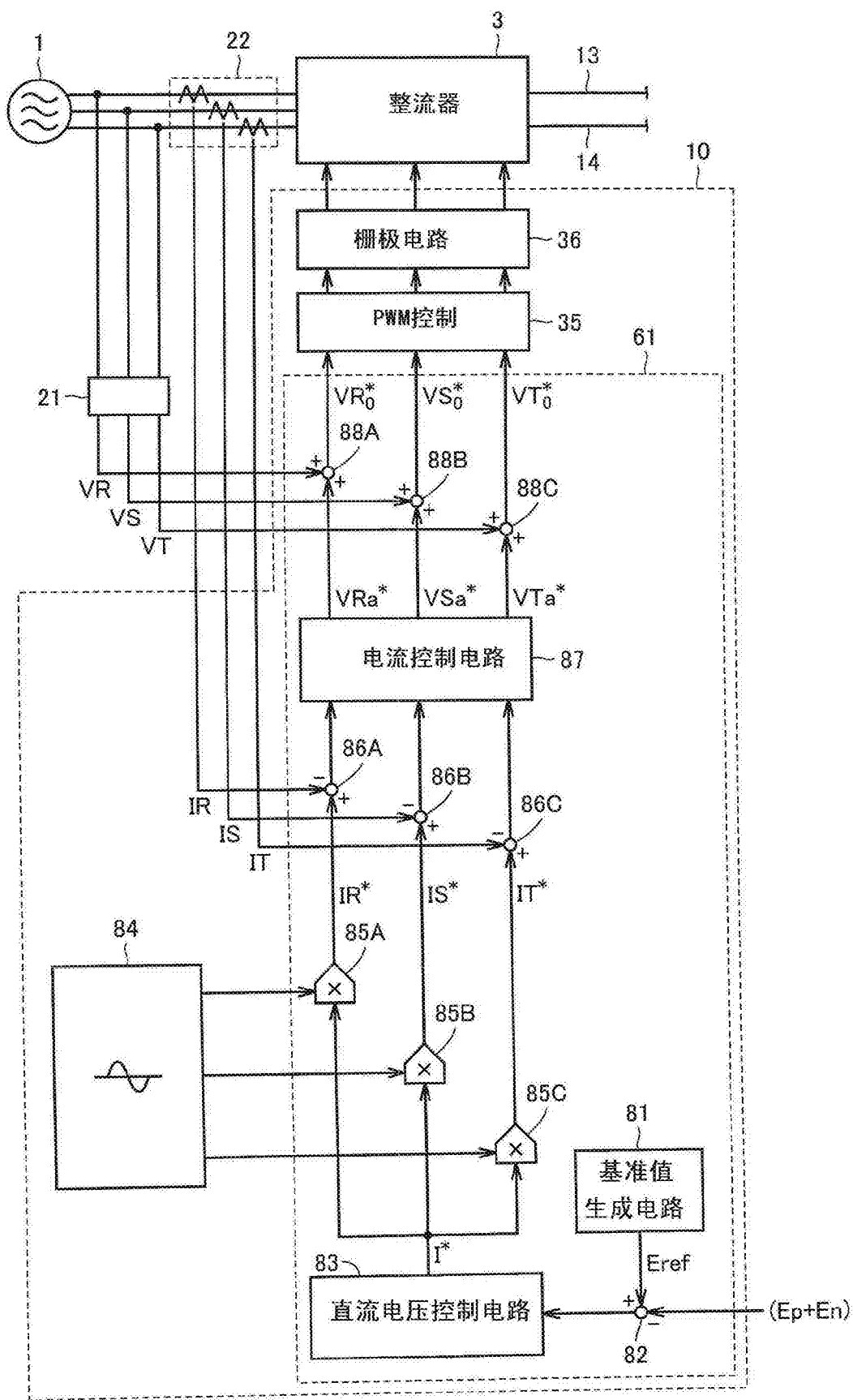


图8

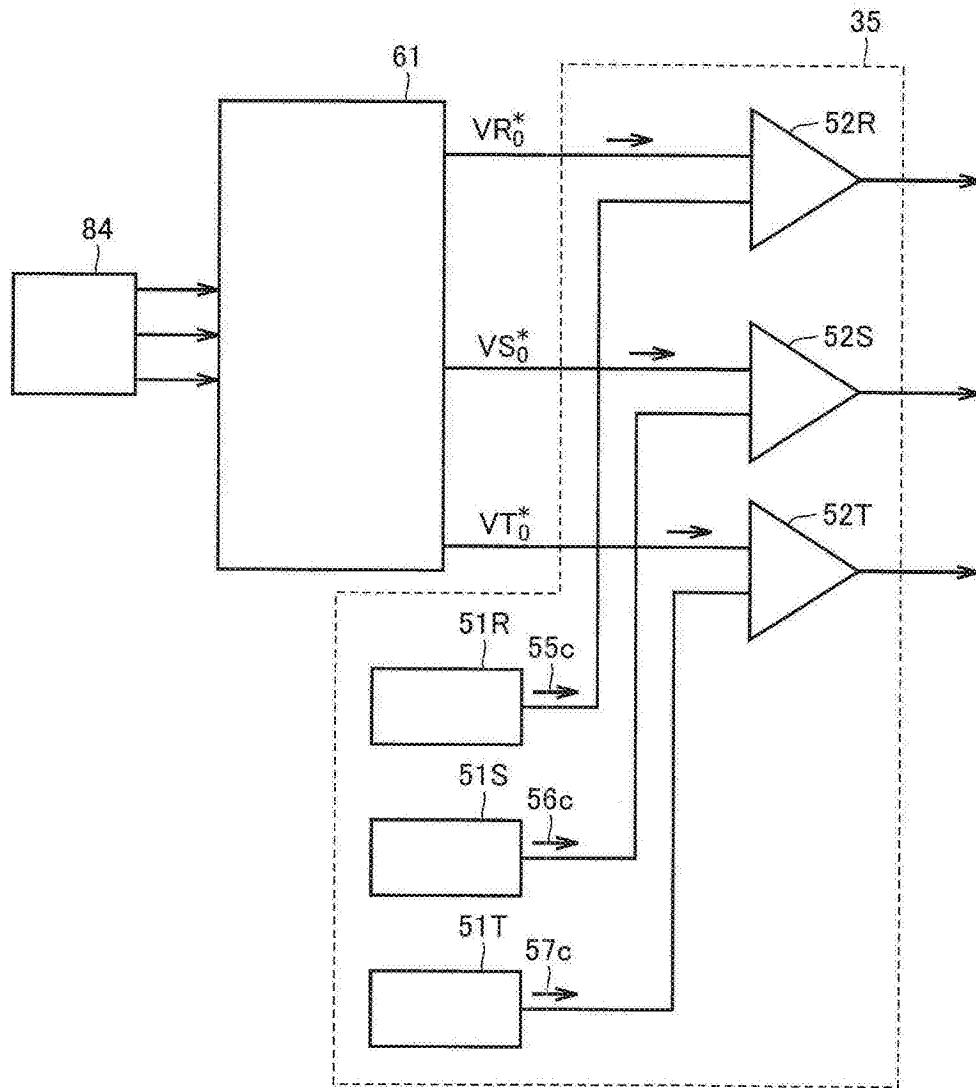


图9

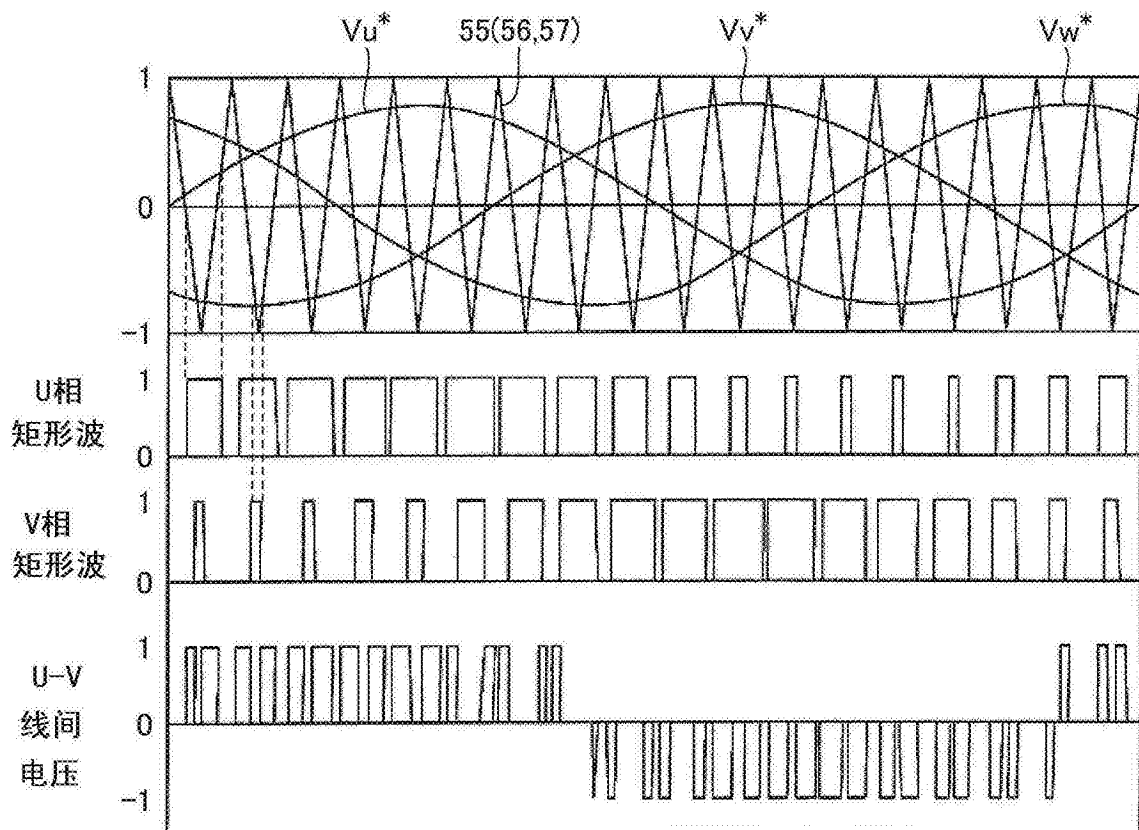


图10

各相 开关的 状态	U	0	1	1	0	0	0	1	1
	V	0	0	1	1	1	0	0	1
	W	0	0	0	0	1	1	1	1
电压向量		E(000)	E(100)	E(110)	E(010)	E(011)	E(001)	E(101)	E(111)

图11

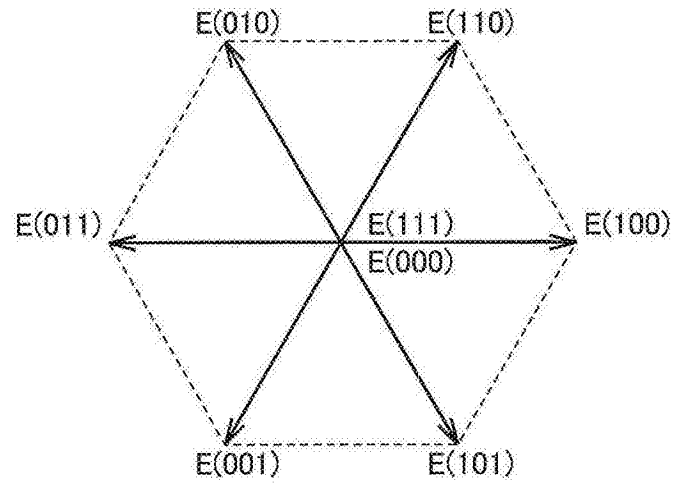


图12

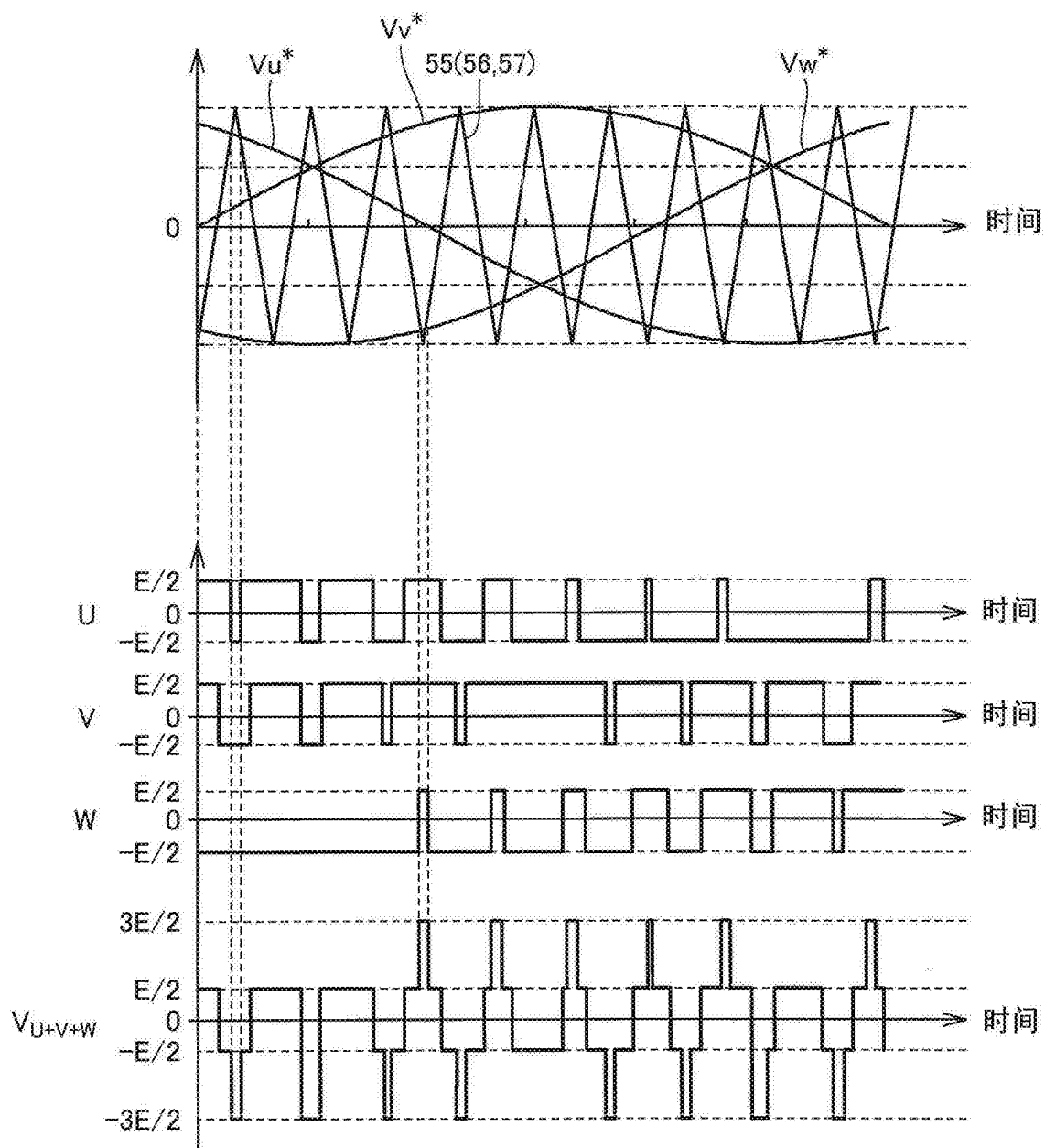


图13

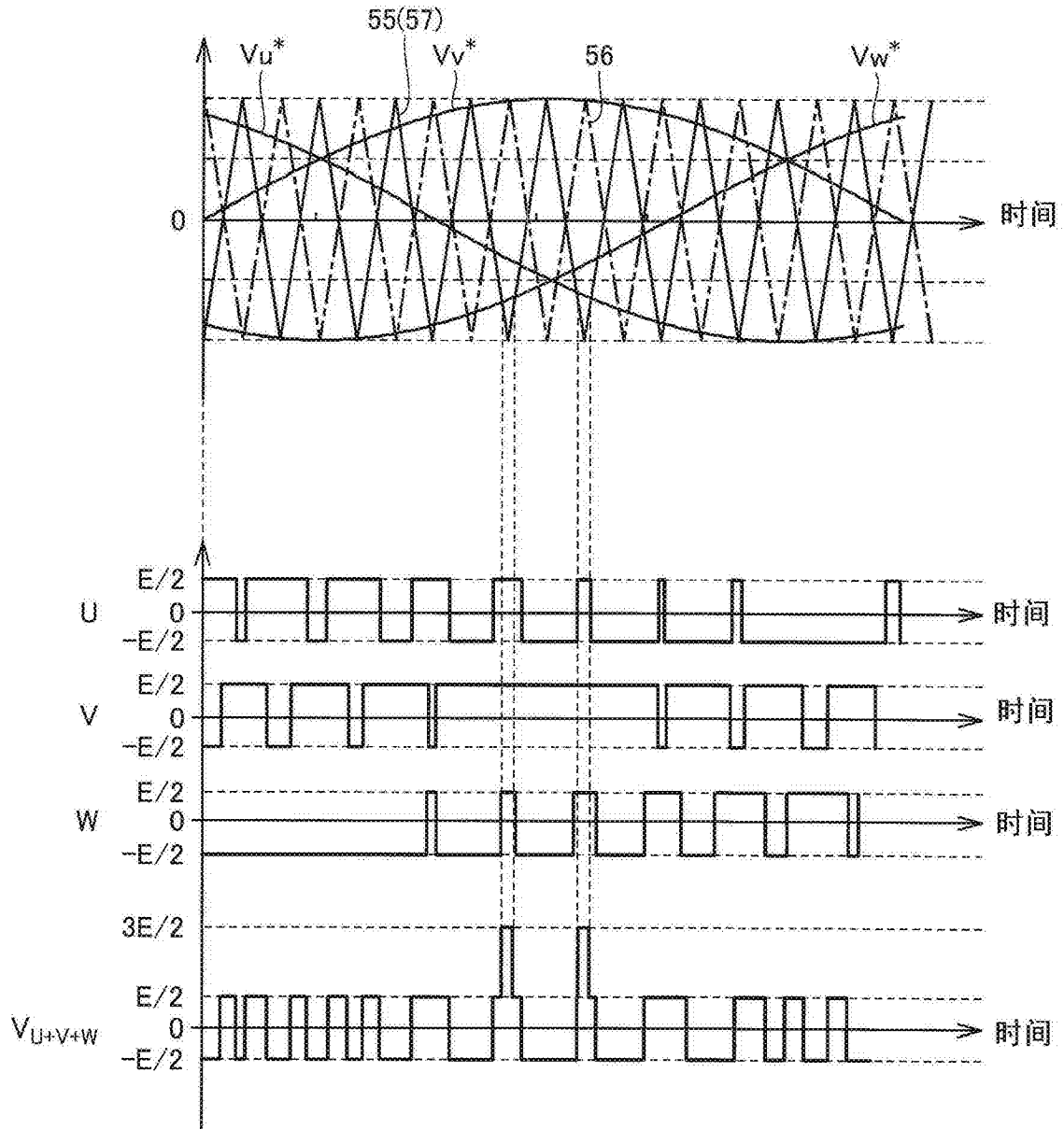


图14

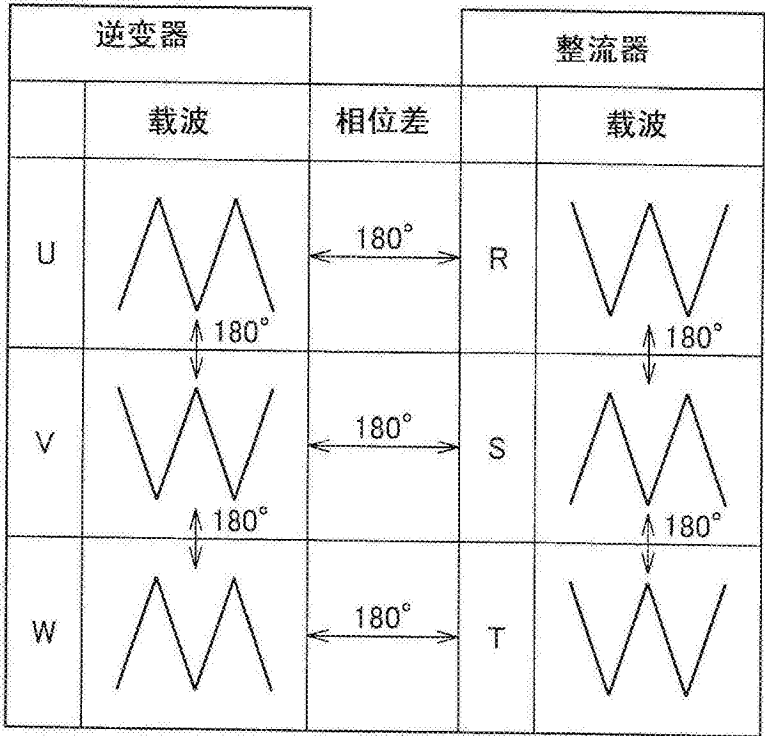


图15

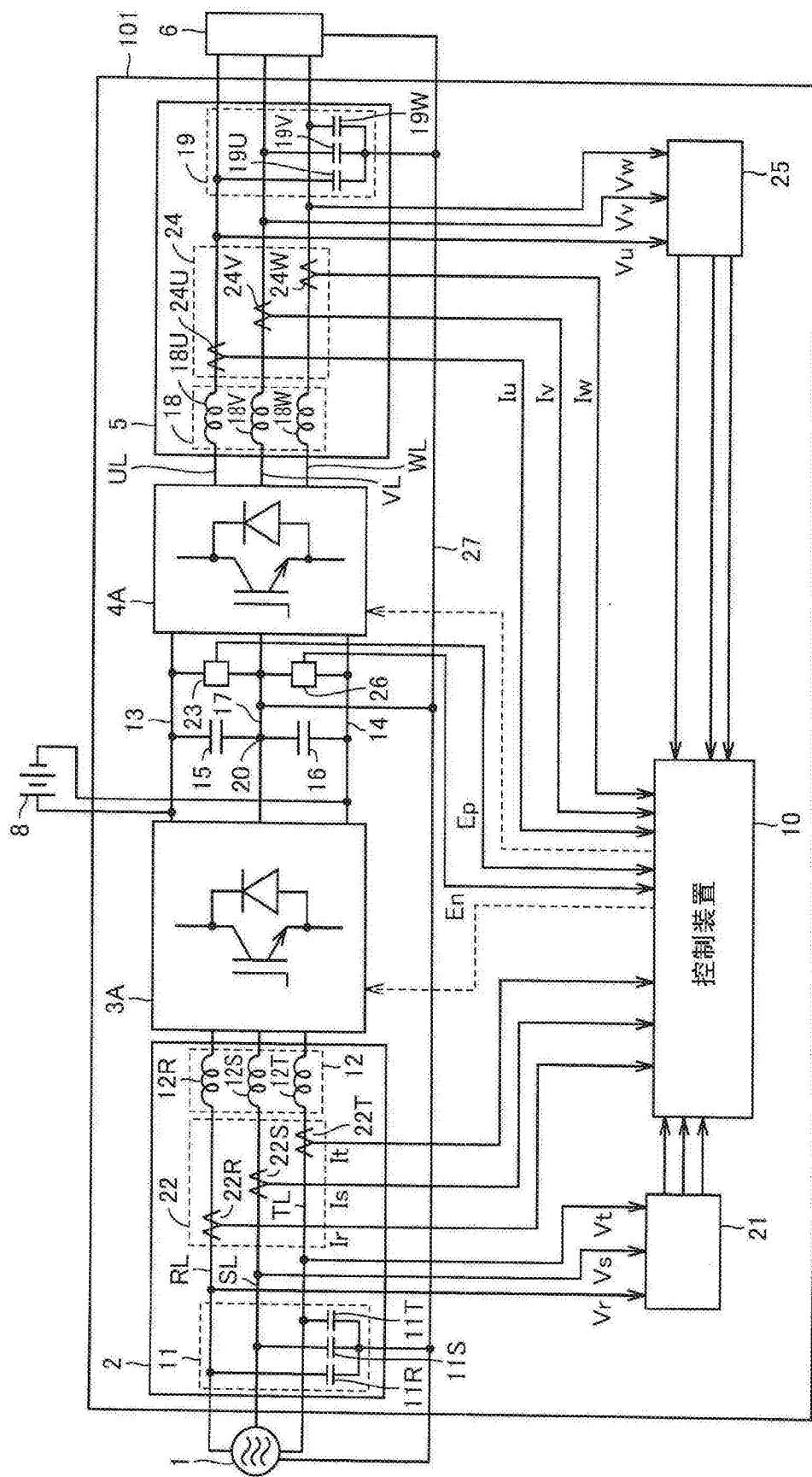


图16

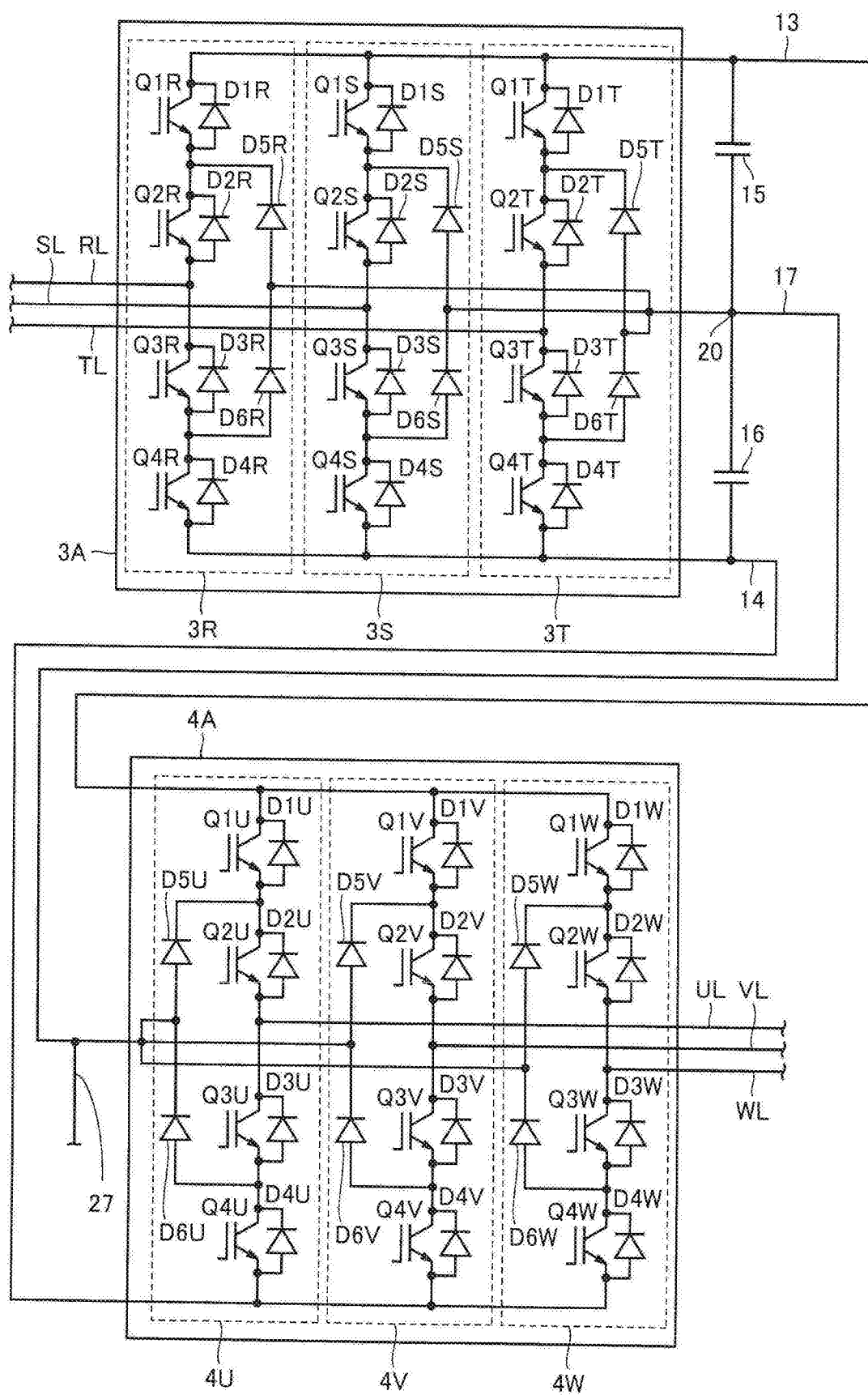


图17

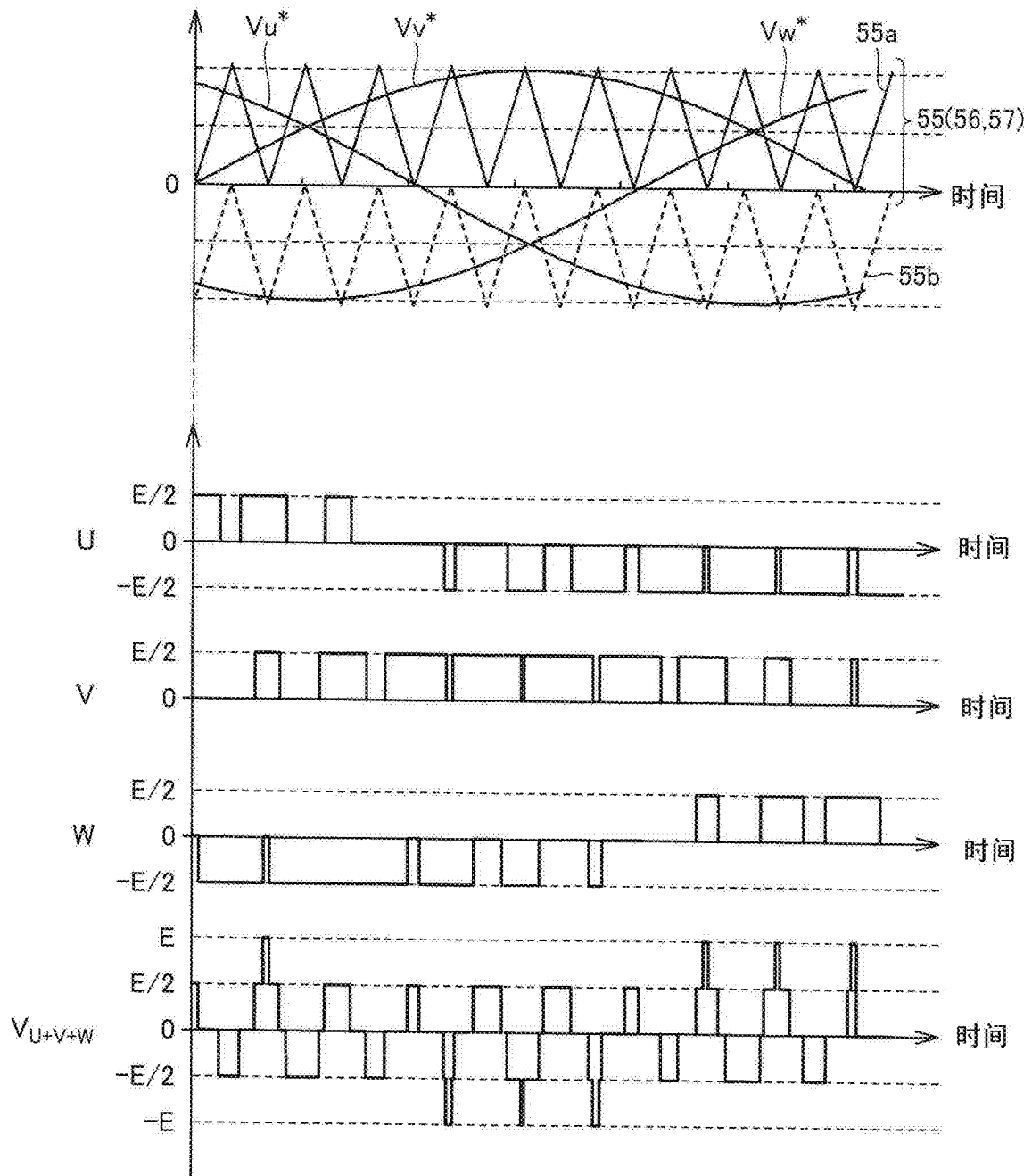


图18

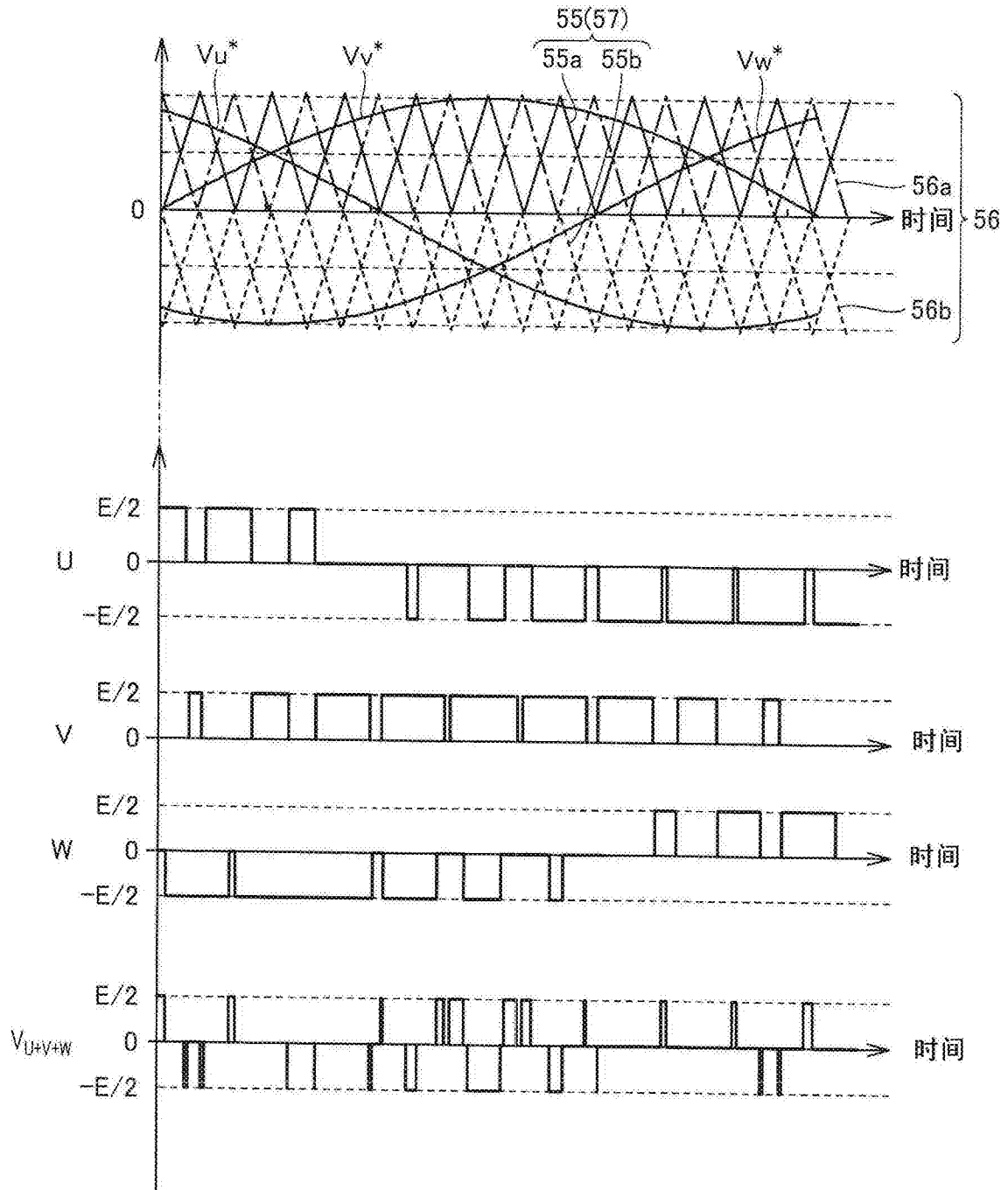


图19

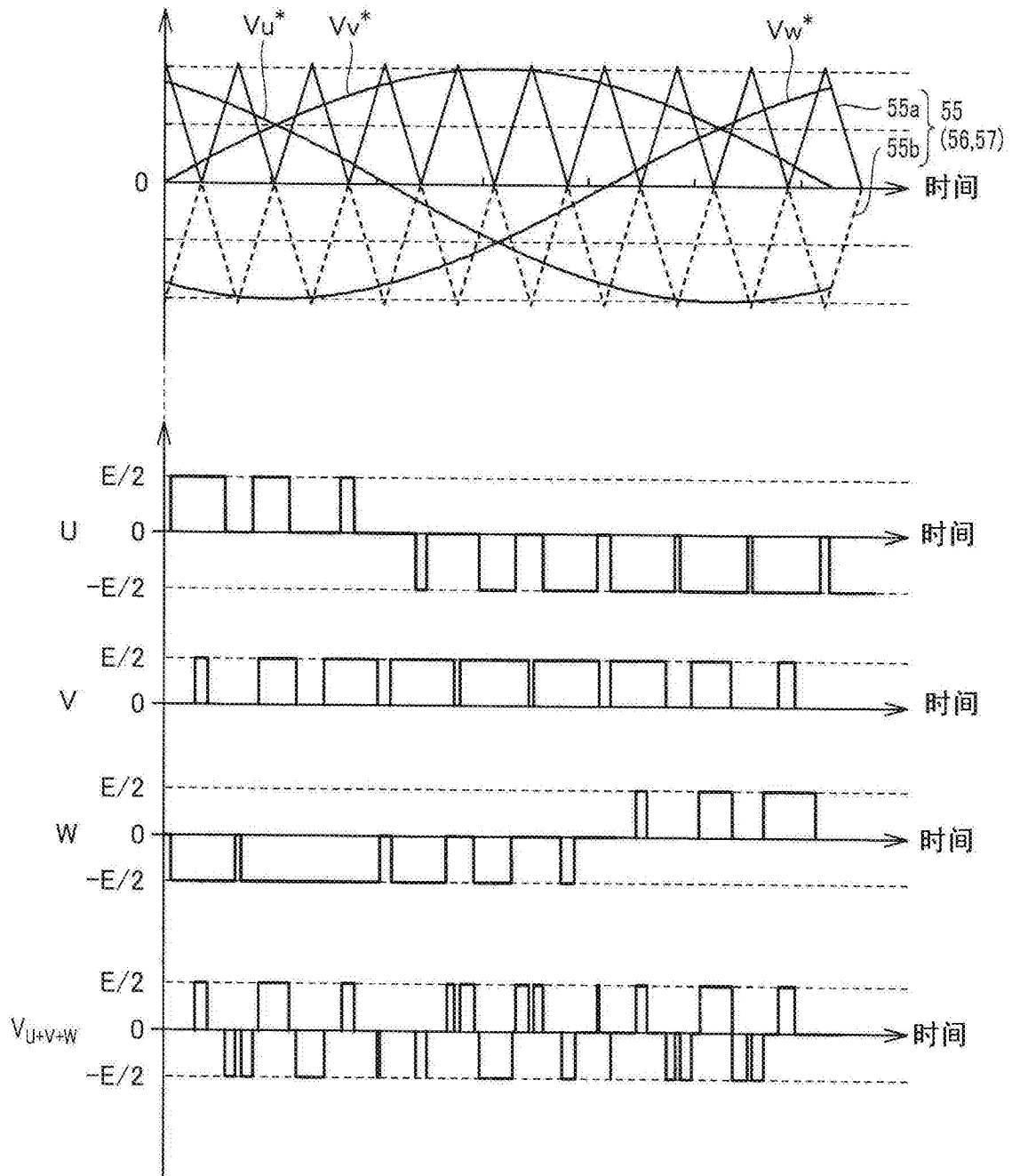


图20