



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 116368716 A

(43) 申请公布日 2023. 06. 30

(21) 申请号 202180071528.6

(22) 申请日 2021.09.21

(30) 优先权数据

2020-176806 2020.10.21 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2023.04.19

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2021/034639 2021.09.21

(87) PCT国际申请的公布数据

W02022/085351 JA 2022.04.28

(71) 申请人 日立安斯泰莫株式会社

地址 日本茨城县

(72) 发明人 塚越贵哉 谷口峻 原崇文

(74) 专利代理机构 上海华诚知识产权代理有限公司 31300

专利代理师 肖华

(51) Int.Cl.

H02K 7/116 (2006.01)

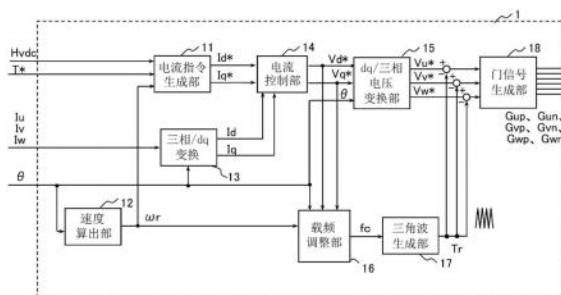
权利要求书2页 说明书15页 附图18页

(54) 发明名称

马达控制装置、机电一体单元、混合动力系统以及电动助力转向系统

(57) 摘要

本发明的马达控制装置控制交流马达的驱动,所述交流马达与进行直流电向交流电的功率变换的功率变换器连接,使用所述交流电进行驱动,该马达控制装置具备:载波生成部,其生成载波;载频调整部,其调整所述载波的频率;以及门信号生成部,其使用所述载波对与转矩指令相应的电压指令进行脉宽调制,生成用于控制所述功率变换器的动作的门信号,随机改变所述电压指令与所述载波的相位差。



1. 一种马达控制装置,其控制交流马达的驱动,所述交流马达与进行直流电向交流电的功率变换的功率变换器连接,使用所述交流电进行驱动,该马达控制装置的特征在于,具备:

载波生成部,其生成载波;

载频调整部,其调整所述载波的频率;以及

门信号生成部,其使用所述载波对与转矩指令相应的电压指令进行脉宽调制,生成用于控制所述功率变换器的动作的门信号,

随机改变所述电压指令与所述载波的相位差。

2. 根据权利要求1所述的马达控制装置,其特征在于,

所述载频调整部以随机改变所述电压指令与所述载波的相位差的方式调整所述载波的频率。

3. 根据权利要求2所述的马达控制装置,其特征在于,

所述载频调整部运算在规定的扩散范围内随机变化的扩散值,根据所述扩散值来调整所述载波的频率。

4. 根据权利要求3所述的马达控制装置,其特征在于,

所述载频调整部具有:

扩散值更新判断部,其根据所述电压指令的相位来判断是否更新所述扩散值;以及

扩散值运算部,其运算所述扩散值,

在由所述扩散值更新判断部判断不更新所述扩散值的情况下,保持所述扩散值运算部给出的上一次的所述扩散值的运算结果,在由所述扩散值更新判断部判断要更新所述扩散值的情况下,使用所述扩散值运算部给出的本次的所述扩散值的运算结果来更新所述扩散值。

5. 根据权利要求4所述的马达控制装置,其特征在于,

所述扩散值更新判断部根据所述电压指令的相位来判断用于使所述载波与所述电压指令同步的同步PWM控制是否已收敛,在判断所述同步PWM控制已收敛的情况下,判断要更新所述扩散值。

6. 根据权利要求5所述的马达控制装置,其特征在于,

在所述电压指令的相位的变化量已超过规定的指定相位时或者所述电压指令与所述载波的相位差已收敛到规定范围内时,所述扩散值更新判断部判断所述同步PWM控制已收敛。

7. 根据权利要求1所述的马达控制装置,其特征在于,

使所述电压指令与所述载波的相位差在以-180deg至+180deg这一范围为上限的规定范围内随机变化。

8. 一种机电一体单元,其特征在于,具备:

根据权利要求1至7中任一项所述的马达控制装置;

所述功率变换器,其连接于所述马达控制装置;

所述交流马达,其由所述功率变换器驱动;以及

齿轮,其传递所述交流马达的旋转驱动力,

所述交流马达、所述功率变换器以及所述齿轮成一体结构。

9. 一种混合动力系统,其特征在于,具备:  
根据权利要求1至7中任一项所述的马达控制装置;  
所述功率变换器,其连接于所述马达控制装置;  
所述交流马达,其由所述功率变换器驱动;以及  
发动机系统,其连接于所述交流马达。
10. 一种电动助力转向系统,其特征在于,具备:  
根据权利要求1至7中任一项所述的马达控制装置;  
所述功率变换器,其连接于所述马达控制装置;以及  
所述交流马达,其由所述功率变换器驱动,  
使用所述交流马达的旋转驱动力来辅助驾驶员的转向操作。

## 马达控制装置、机电一体单元、混合动力系统以及电动助力转向系统

### 技术领域

[0001] 本发明涉及一种马达控制装置、机电一体单元、混合动力系统以及电动助力转向系统。

### 背景技术

[0002] 永磁铁同步马达不需要电刷和整流子等机械性的电流整流机构而易于维护、并且小型轻量、效率和功率因数都较高,所以在电动汽车的驱动、发电等用途已广泛普及。永磁铁同步马达通常由定子和转子构成,所述定子由电枢线圈等构成,所述转子由永磁铁和铁心等构成。将从电池等直流电源供给的直流电压以逆变器转换为交流电压,使用该交流电压对永磁铁同步马达的电枢线圈流通交流电流,由此产生电枢磁通。借助因该电枢磁通与永磁铁的磁铁磁通之间所产生的吸引力和斥力而产生的磁铁转矩、为了使透过转子的电枢磁通的磁阻最小化而产生的磁阻转矩来驱动永磁铁同步马达。

[0003] 永磁铁同步马达中,在马达的旋转方向(周向)和与马达的旋转轴垂直的方向(径向)上分别产生电枢磁通和磁铁磁通带来的电磁力。上述转矩是周向的电磁力积分而成,其中包含马达的磁路的结构所引起的转矩的波动(转矩脉动)。另一方面,马达的径向上产生的电磁力以使马达的定子或罩壳变形、振动的激振力(电磁激振力)的形式发挥作用。

[0004] 在马达的低转速时,其他的振动和噪音因素少,所以转矩脉动所引起的振动和噪音凸显出来。尤其是在电动汽车、混合动力汽车这样的使用永磁铁同步马达的环保汽车中,有时会在低转速时因马达的转子和轮胎这一双惯性系统而产生车体共振,导致振动和噪音变得明显。另一方面,在低转速时除外的马达的转速区域内,径向的电磁力(电磁激振力)的大小为周向的电磁力(转矩脉动)的5~10倍左右。因此,电磁激振力造成的振动和噪音占主导。

[0005] 另外,流至马达的交流电流中包含基波电流分量和谐波电流分量,所述基波电流分量为用于马达的驱动控制、根据马达的转速而变换频率的正弦波等,所述谐波电流分量源于逆变器的开关动作。谐波电流的频率取决于基波电流的频率和PWM调制中使用的载波的频率。因此,根据马达的转速的不同,有时因基波电流而在马达中产生的电磁激振力或转矩脉动与因谐波电流而在马达中产生的电磁激振力或转矩脉动会叠加而产生大的振动和噪音。

[0006] 作为本申请发明的关联技术,已知有专利文献1记载的技术。专利文献1中揭示了以下方法:交流电流中包含与永磁铁马达的转速相应的基波电流和开关动作带来的谐波电流,以在规定的马达转速下因基波电流而在马达中周期性地产生的激振力的相位即第1相位与因谐波电流而在马达中周期性地产生的激振力的相位即第2相位相互不重叠的方式控制第2相位。

现有技术文献

专利文献

[0007] 专利文献1:国际公开第2018/139295号

## 发明内容

### 发明要解决的问题

[0008] 如前文所述,在马达的低转速时,其他的振动和噪音因素少,所以转矩脉动所引起的振动和噪音凸显出来。另一方面,在低转速时除外的马达的转速区域内,电磁激振力造成的振动和噪音占主导。如此,在电动汽车、混合动力汽车这样的使用永磁铁同步马达的环保汽车中,在广阔范围的转速内振动和噪音成为问题。但专利文献1揭示的方法无法在广阔范围的转速内有效地改善这样的问题。

[0009] 本发明是鉴于上述问题而成,其目的在于有效地抑制永磁铁同步马达中产生的振动和噪音。

### 解决问题的技术手段

[0010] 本发明的马达控制装置控制交流马达的驱动,所述交流马达与进行直流电向交流电的功率变换的功率变换器连接,使用所述交流电进行驱动,该马达控制装置具备:载波生成部,其生成载波;载频调整部,其调整所述载波的频率;以及门信号生成部,其使用所述载波对与转矩指令相应的电压指令进行脉宽调制,生成用于控制所述功率变换器的动作的门信号,随机改变所述电压指令与所述载波的相位差。

本发明的机电一体单元具备:所述马达控制装置;所述功率变换器,其连接于所述马达控制装置;所述交流马达,其由所述功率变换器驱动;以及齿轮,其传递所述交流马达的旋转驱动力,所述交流马达、所述功率变换器以及所述齿轮成一体结构。

本发明的混合动力系统具备:所述马达控制装置;所述功率变换器,其连接于所述马达控制装置;所述交流马达,其由所述功率变换器驱动;以及发动机系统,其连接于所述交流马达。

本发明的电动助力转向系统具备:所述马达控制装置;所述功率变换器,其连接于所述马达控制装置;以及所述交流马达,其由所述功率变换器驱动,使用所述交流马达的旋转驱动力来辅助驾驶员的转向操作。

### 发明的效果

[0011] 根据本发明,能够有效地抑制永磁铁同步马达中产生的振动和噪音。

## 附图说明

[0012] 图1为配备有本发明的一实施方式的马达控制装置的马达驱动系统的整体构成图。

图2为表示本发明的第1实施方式的马达控制装置的功能构成的框图。

图3为说明马达的驱动时的振动和噪音的产生及其传递路径的图。

图4为说明每一正弦波的开关脉冲数与时谐波电压的关系的图。

图5为表示改变调制波与载波的相位差的情况下的电压波形的关系的图。

图6为表示改变调制波与载波的相位差的情况下的U相交流电压的谐波分量的图。

图7为本发明的第1实施方式的载频调整部的框图。

图8为本发明的第1实施方式的电压相位误差运算部的框图。

图9为本发明的第1实施方式的载波相移量扩散值运算部的框图。

图10为表示载波相移量扩散值运算部给出的扩散值的运算结果的例子的图。

图11为本发明的基准电压相位运算的概念图。

图12为表示本发明的第1实施方式的电压相位误差运算部的运算处理的流程图。

图13为表示本实施方式的马达控制方法的运用的有无带来的U相电流的各谐波和扩散值的变化的情形的例子的图。

图14为表示本实施方式的马达控制方法的运用的有无带来的U相电流的各谐波和扩散值的变化的情形的例子的图。

图15为本发明的第2实施方式中的机电一体单元的外观立体图。

图16为本发明的第3实施方式中的混合动力系统的构成图。

图17为本发明的第4实施方式中的电动助力转向系统的构成图。

图18为本发明的第4实施方式的电动助力转向系统中的驱动控制系统的构成图。

## 具体实施方式

### [0013] [第1实施方式]

下面,使用附图,对本发明的第1实施方式进行说明。

[0014] 图1为配备有本发明的一实施方式的马达控制装置的马达驱动系统的整体构成图。图1中,马达驱动系统100具有马达控制装置1、马达2、逆变器3、高压电池5、电流检测部7、旋转位置检测器8。

[0015] 马达2的旋转位置 $\theta$ 从旋转位置检测器8输入至马达控制装置1。此外,分别表示流至马达2的三相交流电流的 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 从电流检测部7输入至马达控制装置1,转矩指令 $T^*$ 从省略了图示的上位控制装置输入至马达控制装置1。马达控制装置1根据这些输入信息来生成用于控制马达2的驱动的门信号,并输出至逆变器3。由此来控制逆变器3的动作而控制马达2的驱动。再者,马达控制装置1的详情于后文进行说明。

[0016] 逆变器3具有逆变电路31、PWM信号驱动电路32以及平滑电容器33。PWM信号驱动电路32根据从马达控制装置1输入的门信号来生成用于控制逆变电路31所具有的各开关元件的PWM信号,并输出至逆变电路31。逆变电路31具有分别对应于U相、V相、W相的上臂及下臂的开关元件。通过按照从PWM信号驱动电路32输入的PWM信号来分别控制这些开关元件,从高压电池5供给的直流电得以转换为交流电而输出至马达2。平滑电容器33使从高压电池5供给至逆变电路31的直流电平滑化。

[0017] 高压电池5为马达驱动系统100的直流电压源,向逆变器3输出电源电压 $H_{vdc}$ 。高压电池5的电源电压 $H_{vdc}$ 由逆变器3的逆变电路31和PWM信号驱动电路32转换为可变电压、可变频率的脉冲状的三相交流电压,以线间电压的形式施加至马达2。由此,根据高压电池5的直流电从逆变器3向马达2供给交流电。再者,高压电池5的电源电压 $H_{vdc}$ 根据其充电状态而变动。

[0018] 马达2是由从逆变器3供给的交流电加以旋转驱动的三相电动机,具有定子(stator)及转子(rotor)。本实施方式中是对使用永磁铁同步马达作为马达2的例子进行说明,但也可使用例如感应马达、同步磁阻马达等其他方式的马达2。当从逆变器3输入的交流电施加至定子中设置的三相线圈 $L_u$ 、 $L_v$ 、 $L_w$ 时,在马达2中导通三相交流电流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 而在

各线圈中产生磁通。在这各线圈的磁通与转子中配置的永磁铁的磁铁磁通之间产生吸引力和斥力,由此使得转子产生转矩而旋转驱动马达2。

[0019] 马达2上安装有用于检测转子的旋转位置 $\theta$ 的旋转位置传感器4。旋转位置检测器8利用旋转位置传感器4的输入信号来运算旋转位置 $\theta$ 。旋转位置检测器8给出的旋转位置 $\theta$ 的运算结果输入至马达控制装置1,在通过由马达控制装置1根据马达2的感应电压的相位而生成脉冲状的门信号来进行的交流电的相位控制中加以利用。

[0020] 此处,旋转位置传感器4更佳为由铁心和绕组构成的旋转变压器,但也可为GMR传感器等使用磁阻元件、霍尔元件的传感器。只要能测定转子的磁极位置,则可以使用任意传感器作为旋转位置传感器4。此外,旋转位置检测器8也可不使用来自旋转位置传感器4的输入信号而是使用流至马达2的三相交流电流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 或者从逆变器3施加至马达2的三相交流电压 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ 来推断旋转位置 $\theta$ 。

[0021] 在逆变器3与马达2之间的电流路径上配置有电流检测部7。电流检测部7检测使马达2通电的三相交流电流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ (U相交流电流 $I_u$ 、V相交流电流 $I_v$ 以及W相交流电流 $I_w$ )。电流检测部7例如是使用霍尔电流传感器等而构成。电流检测部7给出的三相交流电流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 的检测结果输入至马达控制装置1,用于马达控制装置1所进行的门信号的生成。再者,图1中展示的是电流检测部7由3个电流检测器构成的例子,但也可将电流检测器设为2个而利用三相交流电流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 的和为零这一事实来算出剩余一相的交流电流。此外,也可借助插入于平滑电容器33与逆变器3之间的分流电阻等来检测从高压电池5流入至逆变器3的脉冲状的直流电流,并根据该直流电流和从逆变器3施加至马达2的三相交流电压 $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ 来求三相交流电流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 。

[0022] 接着,对马达控制装置1的详情进行说明。图2为表示本发明的第1实施方式的马达控制装置1的功能构成的框图。

[0023] 如图2所示,马达控制装置1具有电流指令生成部11、速度算出部12、三相/dq变换部13、电流控制部14、dq/三相电压变换部15、载频调整部16、三角波生成部17、门信号生成部18这各个功能块。马达控制装置1例如由微电脑构成,可以通过在微电脑中执行规定程序来实现这些功能块。或者,也可使用逻辑IC、FPGA等硬件电路来实现这些功能块的一部分或全部。

[0024] 电流指令生成部11根据输入的转矩指令 $T^*$ 和电源电压 $H_{vdc}$ 来运算d轴电流指令 $I_d^*$ 及q轴电流指令 $I_q^*$ 。此处,例如使用预先设定的电流指令图谱或者表示d轴电流 $I_d$ 、q轴电流 $I_q$ 与马达转矩的关系的数式等来求与转矩指令 $T^*$ 相应的d轴电流指令 $I_d^*$ 、q轴电流指令 $I_q^*$ 。

[0025] 速度算出部12根据旋转位置 $\theta$ 的时间变化来运算表示马达2的旋转速度(转速)的马达旋转速度 $\omega_r$ 。再者,马达旋转速度 $\omega_r$ 的值能以角速度(rad/s)或转速(rpm)来表示。此外,这些值也可相互转换使用。

[0026] 三相/dq变换部13对电流检测部7所检测到的三相交流电流 $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 进行基于旋转位置检测器8所求出的旋转位置 $\theta$ 的dq变换,运算出d轴电流值 $I_d$ 及q轴电流值 $I_q$ 。

[0027] 电流控制部14根据从电流指令生成部11输出的d轴电流指令 $I_d^*$ 及q轴电流指令 $I_q^*$ 与从三相/dq变换部13输出的d轴电流值 $I_d$ 及q轴电流值 $I_q$ 的偏差、以这些值分别一致的方式运算与转矩指令 $T^*$ 相应的d轴电压指令 $V_d^*$ 及q轴电压指令 $V_q^*$ 。此处,例如通过PI控制

等控制方式来求与d轴电流指令 $I_d^*$ 同d轴电流值 $I_d$ 的偏差相应的d轴电压指令 $V_d^*$ 和与q轴电流指令 $I_q^*$ 同q轴电流值 $I_q$ 的偏差相应的q轴电压指令 $V_q^*$ 。

[0028] dq/三相电压变换部15对电流控制部14所运算出的d轴电压指令 $V_d^*$ 及q轴电压指令 $V_q^*$ 进行基于旋转位置检测器8所求出的旋转位置 $\theta$ 的三相变换,运算出三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ (U相电压指令值 $V_u^*$ 、V相电压指令值 $V_v^*$ 以及W相电压指令值 $V_w^*$ )。由此生成与转矩指令 $T^*$ 相应的三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 。

[0029] 载频调整部16根据电流指令生成部11所生成的d轴电压指令 $V_d^*$ 及q轴电压指令 $V_q^*$ 、旋转位置检测器8所求出的旋转位置 $\theta$ 、速度算出部12所求出的转速 $\omega_r$ 来运算表示门信号的生成中使用的载波的频率的载频 $f_c$ 。再者,载频调整部16对载频 $f_c$ 的运算方法的详情于后文叙述。

[0030] 三角波生成部17根据载频调整部16所运算出的载频 $f_c$ 而针对三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 分别生成三角波信号(载波信号) $T_r$ 。

[0031] 门信号生成部18使用从三角波生成部17输出的三角波信号 $T_r$ 对从dq/三相电压变换部15输出的三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 分别进行脉宽调制,生成用于控制逆变器3的动作用的门信号。具体而言,根据从dq/三相电压变换部15输出的三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 与从三角波生成部17输出的三角波信号 $T_r$ 的比较结果而针对U相、V相、W相这各相来生成脉冲状的电压。继而,根据生成的脉冲状的电压来生成针对逆变器3的各相的开关元件的脉冲状的门信号。此时,使各相的上臂的门信号 $G_{up}$ 、 $G_{vp}$ 、 $G_{wp}$ 分别作逻辑反相来生成下臂的门信号 $G_{un}$ 、 $G_{vn}$ 、 $G_{wn}$ 。门信号生成部18所生成的门信号从马达控制装置1输出至逆变器3的PWM信号驱动电路32,由PWM信号驱动电路32转换为PWM信号。由此,逆变电路31的各开关元件得到通断控制,从而调整逆变器3的输出电压。

[0032] 接着,对作为本实施方式的特征的载频调整部16的详情进行说明。

[0033] 首先,在说明载频调整部16之前,对以往的马达控制的问题进行说明。图3为说明马达2的驱动时的振动和噪音的产生及其传递路径的图。

[0034] 如图3的(a)所示,马达2借助马达安装部而设置于例如车身等结构物。在马达2的驱动时,由于作为输出轴的转轴上连接的减速齿轮的齿合力的变化或者转轴的扭转等,会相对于转轴而在周向(绕轴的方向)上产生轴振动(转矩脉动)。此外,在马达2的周向及径向上,由于与各电磁力相应的激振力(电磁激振力)而分别产生成为电磁噪音的振动。这些振动的大小根据包含马达2的结构系统的固有模态和固有频率而不同,根据马达2的动作点发生变化。

[0035] 如此,马达2的驱动时的振动和噪音要考虑多个产生因素。本发明是着眼于其中的马达2的周向和径向的电磁力造成的振动和噪音而对其进行抑制。

[0036] 如图3的(b)所示,马达2的驱动时产生的周向和径向的电磁力造成的振动和噪音经由马达安装部等结构传递系统而输入至车辆侧,产生振动和噪音。

[0037] 逆变器3根据从马达控制装置1输入的门信号来生成PWM信号,并根据该PWM信号使逆变电路31的各开关元件进行开关动作,由此,以任意频率产生交流电压而施加至马达2。该交流电压使得马达2中流通交流电流,由此在周向和径向上分别产生电磁力。

[0038] 此处,逆变电路31所具有的各开关元件的开关动作的频率(开关频率)存在源于开关损耗等制约的上限值。因此,当交流电压的频率升高而接近开关频率时,根据开关频率的

上限值来限制交流电压的每一正弦波的开关脉冲数。另一方面,近年来随着对马达2的小型化要求的提高,施加至马达2的交流电压有高频化的趋势,以使马达2进行高频驱动。因此,在本实施方式的马达控制装置1中,采用使三角波信号(载波信号) $T_r$ 与三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 的相位固定的同步PWM控制来生成针对逆变器3的各开关元件的门信号。

[0039] 若将开关频率设为 $f_c$ ,将施加至马达2的交流电压的基波频率也就是作为正弦波的三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 的频率设为 $f_1$ ,则它们的比 $f_c/f_1$ 表示交流电压的每一正弦波的开关脉冲数。我们知道,在同步PWM控制中,交流电压中会产生该开关脉冲数 $f_c/f_1$ 所引起的时谐波。例如,以 $f_c/f_1=9$ 的情况为代表例来进行说明,在该情况下,在相电压的基础上产生时间5次( $f_c-4f_1$ )、时间7次( $f_c-2f_1$ )、时间11次( $f_c+2f_1$ )、时间13次( $f_c+4f_1$ )、时间17次( $2f_c-f_1$ )、时间19次( $2f_c+f_1$ )等时谐波电压。此外,在它们作旋转坐标变换而成的dq轴电压的基础上产生时间6次( $f_c-3f_1$ )、时间12次( $f_c+3f_1$ )、时间18次( $2f_c$ )等时谐波电压。当这些时谐波电压施加至马达2时,流至马达2的交流电流中便会重叠与时谐波电压的各次数分量相应的谐波。这样的谐波电流有时会在马达2中引起转矩脉动或激振力的脉动而产生大的振动和噪音。即,逆变器3所进行的同步PWM控制会使得马达2中产生时间6次( $f_c-3f_1$ )、时间12次( $f_c+3f_1$ )、时间18次( $2f_c$ )等的转矩脉动。

[0040] 图4为说明每一正弦波的开关脉冲数与时谐波电压的关系的图。图4中,针对同步21脉冲( $f_c/f_1=21$ )、同步9脉冲( $f_c/f_1=9$ )、同步3脉冲( $f_c/f_1=3$ )各者而从上方起依序展示了电压指令 $V_{u*}$ 与载波信号 $T_r$ 的关系以及生成的交流电压的频率解析结果。根据这些图得知,当每一正弦波的开关脉冲数减少时,尤其是在低次数侧,交流电压中包含的时谐波分量增大。

[0041] 对于像以上说明过的交流电压的时谐波所引起的马达2的转矩脉动或激振力脉动,由于开关脉冲数的制约,以往没有怎么处理。因此,在以往的马达控制中,存在基于同步PWM控制的马达驱动中产生与马达转速成比例的振动和噪音这一问题。

[0042] 因此,在本发明中,着眼于以下着眼点而抑制马达2中产生的谐波电流的各次数分量的峰值、减少同步PWM控制所引发的马达驱动中的振动和噪音。

[0043] 首先,下面参考图5、图6,对本实施方式中的谐波电流峰值的抑制方法的基本思路进行说明。图5为表示改变作为调制波的U相电压指令 $V_{u*}$ 与作为载波的三角波信号 $T_r$ 之间的相位差(以下称为“调制波/载波相位差”)的情况下的这些电压波形的关系的图。

图5的(a)展示了将调制波/载波相位差设为 $-90\text{deg}$ 的情况下的载波和调制波的电压波形,图5的(b)展示了将调制波/载波相位差设为 $0\text{deg}$ 的情况下的载波和调制波的电压波形,图5的(c)展示了将调制波/载波相位差设为 $90\text{deg}$ 的情况下的载波和调制波的电压波形。在图5的(a)的情况下,在调制波的过零上升时,作为载波的三角波变为波谷,在图5的(b)的情况下,在调制波的过零上升时,三角波变为过零下降,在图5的(c)的情况下,在调制波的过零上升时,三角波变为波峰。如此,通过改变调制波/载波相位差,可以像以下说明的那样在使由PWM控制获得的U相交流电压 $V_u$ 的振幅固定不变的状态下自如地改变基波分量以外的谐波分量的相位。

[0044] 再者,图5的(a)~图5的(c)中,为方便说明,是将调制波与载波的频率比设为15,但本发明并不限于此。此外,图5的(a)~图5的(c)中展示的是U相电压指令 $V_{u*}$ 作为调制波的例子,而对于其他相的电压指令也就是V相电压指令 $V_{v*}$ 和W相电压指令 $V_{w*}$ ,也可以通

过与图5同样地设定调制波/载波相位差来自如地改变基波分量以外的谐波分量的相位。

[0045] 图6为表示改变作为调制波的U相电压指令 $V_u^*$ 与作为载波的三角波信号 $Tr$ 的相位差的情况下从逆变器3输出至马达2的U相交流电压 $V_u$ 的谐波分量的图。图6的(a)中展示了图5的(a)~图5的(c)所示的调制波/载波相位差即 $-90deg$ 、 $0deg$ 、 $90deg$ 这各相位差下的U相交流电压 $V_u$ 的每一谐波分量的振幅,图6的(b)中展示了这各相位差下的U相交流电压 $V_u$ 的每一谐波分量的相位。再者,图6的(a)、图6的(b)中分别以U相交流电压 $V_u$ 的1次分量的形式展示了基波分量的振幅和相位。此外,图6的(b)中,针对图6的(a)中振幅相对大的11次、13次、17次、19次、29次、31次的各谐波分量而分别展示了将基波分量的相位设为 $-135deg$ 时的相位。

[0046] 根据图6的(a)确认到,即便变更调制波/载波相位差,从逆变器3输出的U相交流电压 $V_u$ 中,包含1次(基波)的各次数分量的振幅也不变。也就是得知,即便改变调制波/载波相位差,马达2的转矩输出值也不变。另一方面,根据图6的(b)得知,U相交流电压 $V_u$ 的1次(基波)分量以外的各谐波分量的相位根据调制波/载波相位差发生变化。也就是说,改变调制波/载波相位差可以说等同于改变U相交流电压 $V_u$ 的基波分量以外的谐波分量的相位。

[0047] 再者,图6的(a)、图6的(b)中展示的是从逆变器3输出的三相交流电压中的U相交流电压 $V_u$ 的频率解析结果,而对于其他相的交流电压也就是V相交流电压 $V_v$ 和W相交流电压 $V_w$ ,也会获得与图6的(a)、图6的(b)同样的频率解析结果。因而,可以通过改变调制波/载波相位差来任意改变从逆变器3输出的三相交流电压的基波分量以外的谐波分量的相位。

[0048] 如以上所说明,通过变更调制波/载波相位差,可以在维持马达2的转矩输出值的情况下改变从逆变器3输出的三相交流电压的各谐波分量的相位。因而得知,通过在规定时刻随机改换调制波/载波相位差而使马达2的交流电压中包含的时谐波的相位扩散,能够抑制马达2中的谐波电流的峰值、减少因谐波电流而产生的振动和噪音。

[0049] 在本实施方式中,根据上述思路而在载频调整部16中可以在规定时刻随机改换调制波/载波相位差的方式决定载频 $f_c$ 。通过逐次控制三角波生成部17按照该载频 $f_c$ 来生成的三角波信号 $Tr$ 的频率,以相对于与转矩指令 $T^*$ 相应的三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 的电压波形而作为载波的三角波信号 $Tr$ 的周期和相位分别变为期望的关系的方式进行调整。再者,此处的所谓期望的关系,是指在维持使三角波信号 $Tr$ 与三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 同步的同步PWM控制的情况下三角波信号 $Tr$ 与三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 的相位差随机变化这样的关系。

[0050] 图7为本发明的第1实施方式的载频调整部16的框图。载频调整部16具有同步PWM载波数选择部161、电压相位运算部162、电压相位误差运算部163、同步载频运算部164、载频设定部165。

[0051] 同步PWM载波数选择部161根据转速 $\omega_r$ 来选择表示同步PWM控制中的相对于电压波形的1周期的载波的数量的同步PWM载波数 $N_c$ 。同步PWM载波数选择部161例如选择3的倍数当中满足 $N_c = 3 \times (2 \times n - 1)$ 这一条件式的数作为同步PWM载波数 $N_c$ 。在该条件式中, $n$ 表示任意自然数,例如大多选择 $n = 1$  ( $N_c = 3$ )、 $n = 2$  ( $N_c = 9$ )、 $n = 3$  ( $N_c = 15$ )等。此外,也可以通过使用特殊载波而选定例如 $N_c = 6$ 、 $N_c = 12$ 等即便是3的倍数也不满足上述条件式的数作为同步PWM载波数 $N_c$ 。再者,同步PWM载波数选择部161也可不仅根据转速 $\omega_r$ 还根据转矩指令 $T^*$ 来进行同步PWM载波数 $N_c$ 的选择。此外,例如也可设定滞后等在转速 $\omega_r$ 上升时和下降时

改变同步PWM载波数 $N_c$ 的选择基准。

[0052] 电压相位运算部162根据d轴电压指令 $V_d^*$ 及q轴电压指令 $V_q^*$ 、旋转位置 $\theta$ 、转速 $\omega_r$ 、以及载频 $f_c$ 而以下式(1)~(4)来运算电压相位 $\theta_v$ 。电压相位 $\theta_v$ 表示针对逆变器3的电压指令即三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 的相位。

$$\theta_v = \theta + \phi_v + \phi_{dqv} + 0.5\pi \cdot \cdot \cdot (1)$$

$$\phi_v = \omega_r \cdot 1.5T_c \cdot \cdot \cdot (2)$$

$$T_c = 1/f_c \cdot \cdot \cdot (3)$$

$$\phi_{dqv} = \text{atan}(V_q/V_d) \cdot \cdot \cdot (4)$$

[0053] 此处， $\phi_v$ 表示电压相位的运算延迟补偿值， $T_c$ 表示载波周期， $\phi_{dqv}$ 表示距d轴的电压相位。运算延迟补偿值 $\phi_v$ 是对旋转位置检测器8获取旋转位置 $\theta$ 起到马达控制装置1向逆变器3输出门信号为止的期间内发生1.5个控制周期的运算延迟这一情况进行补偿的值。再者，在本实施方式中，在式(1)右边的第4项加上了 $0.5\pi$ 。该运算的目的如下：由式(1)右边的第1项~第3项加以运算的电压相位为 $\cos$ 波，所以要将其作视点变换而成为 $\sin$ 波。

[0054] 电压相位误差运算部163根据由同步PWM载波数选择部161选择的同步PWM载波数 $N_c$ 和由电压相位运算部162运算出的电压相位 $\theta_v$ 来运算电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 。电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 表示针对逆变器3的电压指令即三相电压指令 $V_u^*$ 、 $V_v^*$ 、 $V_w^*$ 与脉宽调制中使用的载波即三角波信号 $Tr$ 的相位差。电压相位误差运算部163按规定的每一运算周期来运算电压相位误差 $\Delta\theta_v$ ，由此，可以在载频调整部16中以随机改变针对逆变器3的电压指令与脉宽调制中使用的载波的相位差的方式进行三角波信号 $Tr$ 的频率调整。再者，电压相位误差运算部163对电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 的运算方法的详情于后文叙述。

[0055] 同步载频运算部164按照下式(5)而根据由电压相位误差运算部163运算出的电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 、转速 $\omega_r$ 、以及由同步PWM载波数选择部161选择的同步PWM载波数 $N_c$ 来运算同步载频 $f_{cs}$ 。

$$f_{cs} = \omega_r \cdot N_c \cdot (1 + \Delta\theta_v \cdot K) / (2\pi) \cdot \cdot \cdot (5)$$

[0056] 同步载频运算部164例如可以通过PLL (Phase Locked Loop) 控制来运算基于式(5)的同步载频 $f_{cs}$ 。再者，式(5)中，增益 $K$ 可设为固定值，也可根据条件而设为可变。

[0057] 载频设定部165根据转速 $\omega_r$ 来选择由同步载频运算部164运算出的同步载频 $f_{cs}$ 和非同步载频 $f_{cns}$ 中的任一者，并作为载频 $f_c$ 输出。非同步载频 $f_{cns}$ 是载频设定部165中预先设定的固定值。再者，也可预先准备多个非同步载频 $f_{cns}$ 而根据转速 $\omega_r$ 来选择其中一个。例如，能以转速 $\omega_r$ 的值越大则非同步载频 $f_{cns}$ 的值便越大的方式在载频设定部165中选择非同步载频 $f_{cns}$ 而作为载频 $f_c$ 输出。

[0058] 接着，对载频调整部16中的电压相位误差运算部163中的电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 的运算方法的详情进行说明。

[0059] 图8为本发明的第1实施方式的电压相位误差运算部163的框图。电压相位误差运算部163具有扩散值更新判断部1631、载波相移量扩散值运算部1632、基准电压相位运算部1633、加法部1634、减法部1635。

[0060] 扩散值更新判断部1631根据由电压相位运算部162运算出的电压相位 $\theta_v$ 而以如下面说明的方法来判断是否对载波相移量扩散值运算部1632所运算的载波相移量扩散值 $D_c$  (以下称为“扩散值 $D_c$ ”)进行更新。结果，在判断要更新扩散值 $D_c$ 的情况下，将更新信号 $D_u$ 输

出至载波相移量扩散值运算部1632,由此来使扩散值Dc更新。

[0061] 在载频调整部16中,如前文所述,进行用于使三角波信号Tr与三相电压指令Vu\*、Vv\*、Vw\*同步的控制即同步PWM控制。在该同步PWM控制中,根据同步PWM载波数选择部161所选择的同步PWM载波数Nc而以三角波信号Tr的频率变为三相电压指令Vu\*、Vv\*、Vw\*的频率的整数倍的方式控制三角波信号Tr的频率。扩散值更新判断部1631根据电压相位 $\theta_v$ 来判断同步PWM控制的收敛,在判断已收敛的情况下,判断要更新扩散值Dc而输出更新信号Du。

[0062] 具体而言,在从上一轮的更新信号Du的输出时间点起的电压相位 $\theta_v$ 的变化量超过了规定的指定相位例如相当于三相电压指令Vu\*、Vv\*、Vw\*的1个周期的360deg时,扩散值更新判断部1631判断同步PWM控制已收敛。或者,也可在根据电压相位 $\theta_v$ 运算出的电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 已收敛到规定范围内例如1deg以下的范围内时判断同步PWM控制已收敛。此处,如图8所示,电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 是包含扩散值更新判断部1631的电压相位误差运算部163的输出值。因此,通过反馈上一轮的电压相位误差运算部163的输出而输入至扩散值更新判断部1631,可以判断电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 是否已收敛到规定范围内。除此以外,只要能以门信号生成部18所生成的门信号中获得期望的脉冲形状的方式来确认三角波信号Tr的频率受到了调整,便能以任意方法来判断同步PWM控制的收敛。

[0063] 此外,也可随机改变扩散值更新判断部1631所进行的同步PWM控制的收敛判断的时刻。例如,在像前文所述那样根据电压相位 $\theta_v$ 的变化量来判断同步PWM控制的收敛的情况下,随机改变与电压相位 $\theta_v$ 的变化量作比较的指定相位。或者,在像前文所述那样根据电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 来判断同步PWM控制的收敛的情况下,随机改变判断电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 已收敛的范围。这时,也可在同步载频运算部164运算同步载频 $f_{cs}$ 用的前文所述的式(5)中改变增益K的值,以使到同步PWM控制的收敛为止的期间变得均匀。

[0064] 载波相移量扩散值运算部1632根据从扩散值更新判断部1631输出的更新信号Du、以如下方式来运算用于在规定的角度范围内随机改变电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 的扩散值Dc。

[0065] 图9为本发明的第1实施方式的载波相移量扩散值运算部1632的框图。载波相移量扩散值运算部1632具有随机数发生器16321、前次值保持部16322、切换部16323。

[0066] 随机数发生器16321产生在相当于前文所述的调制波/载波相位差的变更范围的规定的扩散范围内随机变化的随机数。例如,使用线性同余法等公知的伪随机数生成方法来产生以0为中心而在 $\pm 180\text{deg}$ 的扩散范围内均匀地分布的随机数。此时,也可产生按照特定分布图案加权后的随机数而不是均匀分布的随机数,也可随时间改变分布图案。此外,也可产生例如按照正弦波状等特定变化图案进行变化的随机数而不是随机变化的随机数。进而,随机数的扩散范围也可设为例如像 $\pm 45\text{deg}$ 这样受限的范围而不是可设定为调制波/载波相位差的全体范围( $\pm 180\text{deg}$ ),也可随时间改变扩散范围。除此以外,还可以根据流至马达2的交流电流中欲降低的谐波电流的峰值的范围和大小来设定任意扩散范围。即,在马达控制装置1中,可以根据随机数发生器16321中设定的扩散范围而在以 $-180\text{deg}$ 至 $+180\text{deg}$ 这一范围为上限的规定范围内随机改变由电压相位误差运算部163运算的电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 。结果,能以任意的范围和大小来降低流至马达2的交流电流中的谐波电流的峰值。

[0067] 前次值保持部16322保持载波相移量扩散值运算部1632上一次输出的扩散值Dc。

[0068] 切换部16323使用从扩散值更新判断部1631输出的更新信号Du来选择随机数发生器16321或前次值保持部16322中的任一者,将被选那一方的输出值作为扩散值Dc输出。具

体而言,在从扩散值更新判断部1631输出了更新信号Du的情况下,将随机数发生器16321所产生的随机数作为扩散值Dc输出,由此来更新扩散值Dc。另一方面,在从扩散值更新判断部1631未输出更新信号Du的情况下,输出前次值保持部16322所保持的上一次的扩散值Dc,由此,使扩散值Dc维持上一一次的值不变而不作更新。

[0069] 载波相移量扩散值运算部1632像以上说明过的那样运算扩散值Dc。由此,在电压相位误差运算部163中,在由扩散值更新判断部1631判断不更新扩散值Dc的情况下,可以保持载波相移量扩散值运算部1632给出的上一一次的扩散值Dc的运算结果。此外,在由扩散值更新判断部1631判断要更新扩散值Dc的情况下,可以使用载波相移量扩散值运算部1632给出的本次的扩散值Dc的运算结果来更新扩散值Dc。

[0070] 图10为表示载波相移量扩散值运算部1632给出的扩散值Dc的运算结果的例子的图。图10中展示了将随机数发生器16321所产生的随机数的扩散范围也就是扩散值Dc的扩散范围设为 $\pm 180\text{deg}$ 并运算在该扩散范围内均匀地分布的扩散值Dc的例子。图10中,符号601所例示的各点表示按每一规定时间运算出的扩散值Dc。

[0071] 返回至图8的说明,基准电压相位运算部1633根据由同步PWM载波数选择部161选择的同步PWM载波数Nc来运算用于规定同步PWM控制中的载波的相位的基准电压相位 $\theta_{vb}$ 。

[0072] 图11为基准电压相位运算部1633所实施的基准电压相位运算的概念图。基准电压相位运算部1633例如像图11所示那样运算在0到 $2\pi$ 之间以与同步PWM载波数Nc相应的级数呈阶梯状变化的基准电压相位 $\theta_{vb}$ 。再者,图11中为了使得说明易于理解而展示的是同步PWM载波数Nc为3时的例子,但实际上同步PWM载波数Nc优选像前文所述那样设为Nc=3、9或15。或者,也可设为Nc=6或12。

[0073] 在本实施方式中,为降低处理负荷,例如像图11所示,载频调整部16仅在三角载波从最小值(波谷)上升至最大值(波峰)的区间即波谷分割区间内能调整载波的频率。在该情况下,在同步载频运算部164中在载波的波谷分割区间内根据电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 来逐次运算同步载频 $f_{cs}$ ,由此实施同步PWM控制。基准电压相位运算部1633像图11所示那样以按 $\pi/3$ 间隔发生变化的离散值的形式算出该电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 的运算中使用的基准电压相位 $\theta_{vb}$ 。再者,该基准电压相位 $\theta_{vb}$ 的间隔根据同步PWM载波数Nc发生变化。同步PWM载波数Nc越大,基准电压相位 $\theta_{vb}$ 的间隔便越小。

[0074] 具体而言,基准电压相位运算部1633按照下式(6)~(7)而根据电压相位 $\theta_v$ 、同步PWM载波数Nc来运算基准电压相位 $\theta_{vb}$ 。

$$\theta_{vb} = \text{int}(\theta_v/\theta_s) \cdot \theta_s + 0.5\theta_s \dots (6)$$

$$\theta_s = 2\pi/N_c \dots (7)$$

[0075] 此处, $\theta_s$ 表示每一载波的电压相位 $\theta_v$ 的变化幅度,int表示小数点以下的舍去运算。

[0076] 再者,在本实施方式中,以在三角载波从最大值(波峰)下降至最小值(波谷)的区间即波峰分割区间内基准电压相位 $\theta_{vb}$ 变为0rad的方式在基准电压相位运算部1633中按照式(6)~(7)来运算基准电压相位 $\theta_{vb}$ 。但基准电压相位 $\theta_{vb}$ 变为0rad的期间并不限于波峰分割区间。只要能使用电压相位 $\theta_v$ 来运算在0到 $2\pi$ 之间以与同步PWM载波数Nc相应的级数呈阶梯状变化的基准电压相位 $\theta_{vb}$ ,则也可通过式(6)~(7)以外的运算方法由基准电压相位运算部1633来进行基准电压相位 $\theta_{vb}$ 的运算。

[0077] 加法部1634对基准电压相位运算部1633中运算出的基准电压相位 $\theta_{vb}$ 加上载波相移量扩散值运算部1632中运算出的扩散值 $D_c$ ,由此来运算修正基准电压相位 $\theta_{vb2}$ 。由此,能在规定时刻随机改换调制波/载波相位差而使三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 的各谐波分量的相位扩散的方式运算针对电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 的修正基准电压相位 $\theta_{vb2}$ 。

[0078] 减法部1635从电压相位 $\theta_v$ 减去修正基准电压相位 $\theta_{vb2}$ 而运算电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 。

[0079] 图12为表示本发明的第1实施方式的电压相位误差运算部163的运算处理的流程图。

[0080] 在步骤S101中,由扩散值更新判断部1631判断是否更新扩散值 $D_c$ 。在判断要更新的情况下,输出更新信号 $D_u$ 而前进至步骤S102,在判断不更新的情况下,前进至步骤S103。

[0081] 在步骤S102中,由载波相移量扩散值运算部1632进行扩散值 $D_c$ 的运算并更新扩散值 $D_c$ 。此时,载波相移量扩散值运算部1632根据更新信号 $D_u$ 而借助切换部16323来选择随机数发生器16321中产生的随机数,并作为扩散值 $D_c$ 输出。其后,前进至步骤S104。

[0082] 在步骤S103中,由载波相移量扩散值运算部1632保持上一次的扩散值 $D_c$ 。此时,载波相移量扩散值运算部1632借助切换部16323来选择前次值保持部16322中保持的上一次的扩散值 $D_c$ ,并作为扩散值 $D_c$ 输出。其后,前进至步骤S104。

[0083] 在步骤S104中,由基准电压相位运算部1633运算基准电压相位 $\theta_{vb}$ 。

[0084] 在步骤S105中,由加法部1634及减法部1635使用载波相移量扩散值运算部1632在步骤S102或S103中求出的扩散值 $D_c$ 和基准电压相位运算部1633在步骤S104中求出的基准电压相位 $\theta_{vb}$ 来运算电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 。

[0085] 在电压相位误差运算部163中,像以上说明过的那样进行电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 的运算。由此,能以在维持使三角波信号 $T_r$ 与三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 同步的同步PWM控制的情况下随机改变三角波信号 $T_r$ 与三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 的相位差的方式决定电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 。结果,能以抑制马达2中产生的谐波电流的峰值、由此减少转矩脉动和电磁激振力的方式设定载频 $f_c$ 。

[0086] 下面,参考图13、图14,对本实施方式的马达控制装置1带来的马达2的振动和噪音的减少效果进行说明。图13展示了 $N_c=9$ 的情况下的本实施方式的马达控制方法的运用的有无带来的U相电流的谐波和扩散值 $D_c$ 的变化的情形的例子。图14展示了 $N_c=15$ 的情况下的本实施方式的马达控制方法的运用的有无带来的U相电流的谐波和扩散值 $D_c$ 的变化的情形的例子。再者,图13的(a)及图14的(a)中展示了将针对U相电压指令 $V_{u*}$ 的三角波信号 $T_r$ 的扩散值 $D_c$ 固定为0的情况也就是不运用本实施方式的马达控制方法的情况下的U相电流的各谐波的每一次数分量的大小的例子。另一方面,图13的(b)及图14的(b)中展示了运用本实施方式的马达控制方法而将针对U相电压指令 $V_{u*}$ 的三角波信号 $T_r$ 的扩散值 $D_c$ 的扩散范围设定为 $\pm 180\text{deg}$ 的情况下的U相电流的各谐波的每一次数分量的大小的例子。此外,图13的(c)及图14的(c)中展示了将扩散值 $D_c$ 的扩散范围设定为 $\pm 180\text{deg}$ 的情况下的扩散值 $D_c$ 的时间变化的情形。

[0087] 图13、图14中均能确认通过运用本实施方式的马达控制方法而使得U相电流中包含的各谐波扩散、由此降低了谐波电流的峰值这一情况。因而得知,获得了马达2的振动和噪音的减少效果。

[0088] 再者,图13、图14中,为方便说明,仅展示了 $N_c=9$ 的情况和 $N_c=15$ 的情况,但本发

明并不限于此,可以运用于任意的同步PWM载波数 $N_c$ 。此外,图13、图14中,对于针对U相电压指令 $V_{u*}$ 的三角波信号 $T_r$ 而展示了将扩散值 $D_c$ 固定为0的情况和使扩散值 $D_c$ 在 $\pm 180\text{deg}$ 的扩散范围内扩散的情况下的例子,而对于针对其他相的电压指令即V相电压指令 $V_{v*}$ 和W相电压指令 $V_{w*}$ 的三角波信号 $T_r$ ,也同样可以通过使扩散值 $D_c$ 在规定的扩散范围内扩散来降低各相的谐波电流的峰值、获得马达2的振动和噪音的减少效果。进而,扩散值 $D_c$ 的扩散范围不限于 $\pm 180\text{deg}$ ,可以通过设定任意扩散范围来降低谐波电流的峰值、获得马达2的振动和噪音的减少效果。

[0089] 根据以上说明过的实施方式,可以在避免逆变器3的开关损耗加剧的情况下实现随着开关脉冲数的减少而凸显出来的时谐波所引起的马达2的振动和噪音。因此,能有助于马达驱动系统的低振动化和低噪音化。由此,本实施方式中能够削减以往的马达驱动系统所需的减振材料和吸音材料等振动和噪音对策用构件,所以还能有助于低成本化和轻量化。

[0090] 根据以上说明过的本发明的第1实施方式,取得以下作用效果。

[0091] (1) 马达控制装置1控制马达2的驱动,所述马达2与进行直流电向交流电的功率变换的逆变器3连接,使用该交流电进行驱动,该马达控制装置1具备:三角波生成部17,其生成作为载波的三角波信号 $T_r$ ;载频调整部16,其对表示三角波信号 $T_r$ 的载频 $f_c$ 进行调整;以及门信号生成部18,其使用三角波信号 $T_r$ 对与转矩指令 $T^*$ 相应的三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 进行脉宽调制,生成用于控制逆变器3的动作用的门信号。马达控制装置1随机改变三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 与三角波信号 $T_r$ 的相位差。因此,能够降低流至马达2的交流电流中的谐波电流的峰值。结果,能够有效地抑制马达2中产生的振动和噪音。

[0092] (2) 载频调整部16以随机改变三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 与三角波信号 $T_r$ 的相位差的方式调整载频 $f_c$ 。具体而言,在电压相位误差运算部163中运算在规定的扩散范围内随机变化的扩散值 $D_c$ ,根据该扩散值 $D_c$ 来调整载频 $f_c$ 。因此,能在维持同步PWM控制的情况下可靠且容易地实现三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 与三角波信号 $T_r$ 的相位差的随机变化。

[0093] (3) 载频调整部16的电压相位误差运算部163具有扩散值更新判断部1631和载波相移量扩散值运算部1632,所述扩散值更新判断部1631根据表示三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 的相位的电压相位 $\theta_v$ 来判断是否更新扩散值 $D_c$ ,所述载波相移量扩散值运算部1632运算扩散值 $D_c$ 。继而,在由扩散值更新判断部1631判断不更新扩散值 $D_c$ 的情况下,保持载波相移量扩散值运算部1632给出的上一次的扩散值 $D_c$ 的运算结果,在由扩散值更新判断部1631判断要更新扩散值 $D_c$ 的情况下,使用载波相移量扩散值运算部1632给出的本次的扩散值 $D_c$ 的运算结果来更新扩散值 $D_c$ 。因此,能在恰当的时刻更新扩散值 $D_c$ 而随机改变三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 与三角波信号 $T_r$ 的相位差。

[0094] (4) 扩散值更新判断部1631根据电压相位 $\theta_v$ 来判断用于使三角波信号 $T_r$ 与三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 同步的同步PWM控制是否已收敛,在判断同步PWM控制已收敛的情况下,判断要更新扩散值 $D_c$ 。具体而言,在电压相位 $\theta_v$ 的变化量超过了规定的指定相位时或者表示三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 与三角波信号 $T_r$ 的相位差的电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 已收敛到规定范围内时,扩散值更新判断部1631判断同步PWM控制已收敛。因此,能在恰当的时刻更新扩散值 $D_c$ 。

[0095] (5) 马达控制装置1使三相电压指令 $V_{u*}$ 、 $V_{v*}$ 、 $V_{w*}$ 与三角波信号 $T_r$ 的相位差在以-

180deg至+180deg这一范围为上限的规定范围内随机变化。因此,能以任意的范围和大小来降低流至马达2的交流电流中的谐波电流的峰值。

[0096] [第2实施方式]

接着,使用附图,对本发明的第2实施方式进行说明。

[0097] 图15为第2实施方式中的机电一体单元71的外观立体图。

[0098] 机电一体单元71包含第1实施方式中说明过的马达驱动系统100(马达控制装置1、马达2以及逆变器3)而构成。马达2与逆变器3经由母线712在结合部713相连接。马达2的输出经由齿轮711传递至省略了图示的差速齿轮而传递至车轴。再者,图15中省略了马达控制装置1的图示,而马达控制装置1可以配置在任意位置。

[0099] 该机电一体单元71的特征在于,马达2、逆变器3以及齿轮711是成一体的结构。在机电一体单元71中,由于这样的一体结构,有时会在马达2中产生的时谐波所引起的振动和噪音晃动逆变器3或齿轮711时发生共振,该情况下振动和噪音会加剧。但通过使用第1实施方式中说明过的马达控制装置1来控制马达2的驱动,能使马达2中产生的振动和噪音的发生频率扩散而降低其峰值,所以能实现低振动、低噪音的机电一体单元。

[0100] [第3实施方式]

接着,使用附图,对本发明的第3实施方式进行说明。

[0101] 图16为第3实施方式中的混合动力系统72的构成图。

[0102] 如图16所示,混合动力系统72是包含第1实施方式中说明过的马达驱动系统100(马达控制装置1、马达2、逆变器3、高压电池5、电流检测部7、旋转位置检测器8)和与它同样的马达驱动系统101(马达控制装置1、马达2a、逆变器3a、高压电池5、电流检测部7a、旋转位置检测器8a)而构成。马达驱动系统100、101共享马达控制装置1和高压电池5。

[0103] 马达2a上安装有用于检测转子的旋转位置 $\theta_a$ 的旋转位置传感器4a。旋转位置检测器8a根据旋转位置传感器4a的输入信号来运算旋转位置 $\theta_a$ ,并输出至马达控制装置1。在逆变器3a与马达2a之间配置有电流检测部7a。

[0104] 逆变器3a具有逆变电路31a、PWM信号驱动电路32a以及平滑电容器33a。PWM信号驱动电路32a连接于与逆变器3的PWM信号驱动电路32共用的马达控制装置1,根据从马达控制装置1输入的门信号来生成用于控制逆变电路31a所具有的各开关元件的PWM信号,并输出至逆变电路31a。逆变电路31a及平滑电容器33a连接于与逆变电路31及平滑电容器33共用的高压电池5。

[0105] 针对马达2的转矩指令 $T^*$ 和针对马达2a的转矩指令 $T_{a^*}$ 输入至马达控制装置1。马达控制装置1根据这些转矩指令而以如第1实施方式中说明过的方法来分别生成用于控制马达2、2a的驱动的门信号,并分别输出至逆变器3、3a。即,由马达控制装置1所具有的载频调整部16的电压相位误差运算部163以能分别抑制马达2、2a中产生的振动和噪音的方式运算电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 而对作为载波的三角波信号 $T_r$ 的频率进行调整。再者,在电压相位误差运算部163中,载波相移量扩散值运算部1632也可对逆变器3、3a各自设定不同的扩散值 $D_c$ 。

[0106] 马达2上连接有发动机系统721和发动机控制部722。发动机系统721通过发动机控制部722的控制进行驱动,使马达2旋转驱动。马达2通过被发动机系统721旋转驱动而作为发电机进行动作,产生交流电。马达2所产生的交流电由逆变器3转换为直流电而充入高压

电池5。由此,可以使混合动力系统72作为串联式混合动力系统发挥功能。再者,发动机系统721和发动机控制部722也可设为能与马达2a连接。

[0107] 根据本实施方式,使用第1实施方式中说明过的马达控制装置1来实现图16的混合动力系统72,由此获得时谐波所引起的马达2、2a的振动和噪音的减少的效果。因此,能够削减以往的混合动力系统中为应对振动和噪音而需要的减振材料和吸音材料等。

[0108] [第4实施方式]

接着,使用附图,对本发明的第4实施方式进行说明。在本实施方式中,对在电动助力转向系统中的运用例进行说明。

[0109] 图17为表示本发明的第4实施方式的电动助力转向系统的构成的图。电动助力转向系统61具有驱动控制系统75,所述驱动控制系统75包含第1实施方式中说明过的马达控制装置1和冗余化的驱动系统102A、102B。电动助力转向系统61借助转矩传感器63来检测方向盘62的转矩并根据该转矩使驱动控制系统75动作。由此,使用驱动控制系统75所具有的马达2的旋转驱动力来产生与方向盘62的输入相应的辅助转矩,并经由转向辅助机构64输出至转向机构65,由此来辅助驾驶员的转向操作。结果,借助转向机构65使得轮胎66转舵,从而控制车辆的行进方向。

[0110] 车辆的电动助力转向系统通常经由方向盘而直接连结于驾驶员,所以振动和噪音容易传递至驾驶员,对振动和噪音的要求规格高。尤其是在驾驶员正高速转动方向盘的状态下,与其他产生因素相比,马达的动作在振动和噪音的原因方面占主导。相对于此,本实施方式的电动助力转向系统61能有效地减少驾驶员正高速转动方向盘62的状态下的振动,所以能实现低振动且低噪音的电动助力转向系统。

[0111] 图18为表示本发明的第4实施方式的电动助力转向系统61中的驱动控制系统75的构成的图。在驱动控制系统75中,马达控制装置1、马达2以及高压电池5以共用方式连接于冗余化的驱动系统102A、102B。在本实施方式中,马达2具有2个绕组系统21、22,一绕组系统21构成驱动系统102A,另一绕组系统22构成驱动系统102B。

[0112] 驱动系统102A具有逆变器3及旋转位置检测器8,在马达2上安装有用于检测与绕组系统21相对应的转子的旋转位置 $\theta$ 的旋转位置传感器4。由逆变器3生成的交流电流至马达2的绕组系统21而使马达2旋转驱动。在驱动系统102A中,在逆变器3与马达2之间配置有电流检测部7。

[0113] 驱动系统102B具有逆变器3a及旋转位置检测器8a,在马达2上安装有用于检测与绕组系统22相对应的转子的旋转位置 $\theta_a$ 的旋转位置传感器4a。由逆变器3a生成的交流电流至马达2的绕组系统22而使马达2旋转驱动。在驱动系统102B中,在逆变器3a与马达2之间配置有电流检测部7a。再者,逆变器3a、旋转位置检测器8a、旋转位置传感器4a以及电流检测部7a分别与第3实施方式中说明过的图16中的相同。

[0114] 针对马达2的转矩指令 $T^*$ 输入至马达控制装置1。马达控制装置1根据输入的转矩指令 $T^*$ 而以如第1实施方式中说明过的方法来生成用于控制马达2的驱动的门信号,并分别输出至逆变器3、3a。即,由马达控制装置1所具有的载频调整部16的电压相位误差运算部163以能分别抑制驱动系统102A、102B中产生的振动和噪音的方式运算电压相位误差 $\Delta\theta_v$ 而对作为载波的三角波信号 $Tr$ 的频率进行调整。再者,在电压相位误差运算部163中,载波相移量扩散值运算部1632也可对逆变器3、3a各自设定不同的扩散值 $D_c$ 。

[0115] 根据本实施方式,使用第1实施方式中说明过的马达控制装置1来实现图17的电动助力转向系统61,由此获得时谐波所引起的马达2的振动和噪音的减少的效果。因此,能够实现低振动且低噪音的电动助力转向系统。

[0116] 再者,在以上说明过的各实施方式中,马达控制装置1内的各构成(图2、图7、图8、图9等)也可借助CPU和程序来实现各构成的功能而不论硬件所形成的构成。在借助CPU和程序来实现马达控制装置1内的各构成的情况下,硬件的个数减少,所以有能够低成本化的优点。此外,该程序可以预先存放在马达控制装置的存储介质中来加以提供。或者,也可以在独立的存储介质中存放程序来加以提供,或者借助网络线路将程序记录、存放至马达控制装置的存储介质。也能以数据信号(载波)等各种形态的电脑可读入的电脑程序产品的形式来供给。

[0117] 本发明不限于上述实施方式,只要不损害本发明的特征,在本发明的技术思想的范围内思索的其他形态也包含在本发明的范围内。此外,也可设为上述多个实施方式组合而成的构成。

#### 符号说明

[0118] 1…马达控制装置,2…马达,3…逆变器,4…旋转位置传感器,5…高压电池,7…电流检测部,8…旋转位置检测器,11…电流指令生成部,12…速度算出部,13…三相/dq变换部,14…电流控制部,15…dq/三相电压变换部,16…载频调整部,17…三角波生成部,18…门信号生成部,31…逆变电路,32…PWM信号驱动电路,33…平滑电容器,61…电动助力转向系统,71…机电一体化单元,72…混合动力系统,75…驱动控制系统,100、101…马达驱动系统,102A、102B…驱动系统,161…同步PWM载波数选择部,162…电压相位运算部,163…电压相位误差运算部,164…同步载频运算部,165…载频设定部,1631…扩散值更新判断部,1632…载波相移量扩散值运算部,1633…基准电压相位运算部,1634…加法部,1635…减法部,16321…随机数发生器,16322…前次值保持部,16323…切换部。

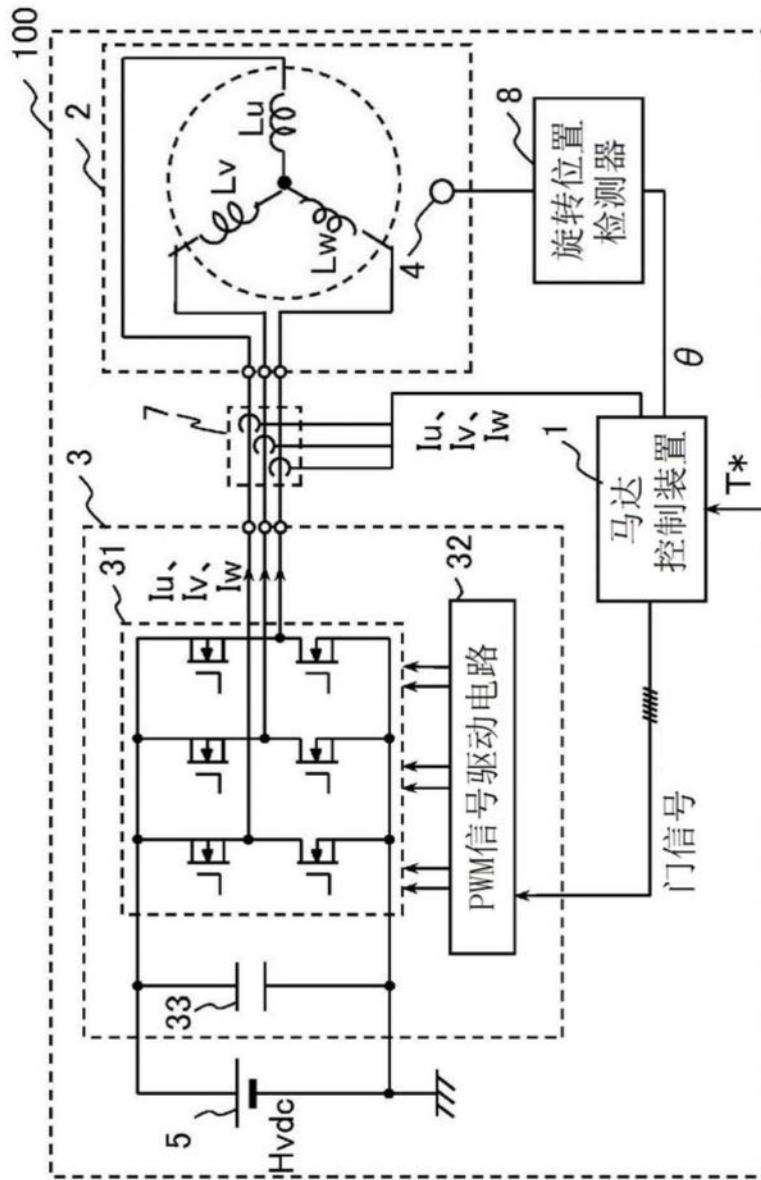


图1

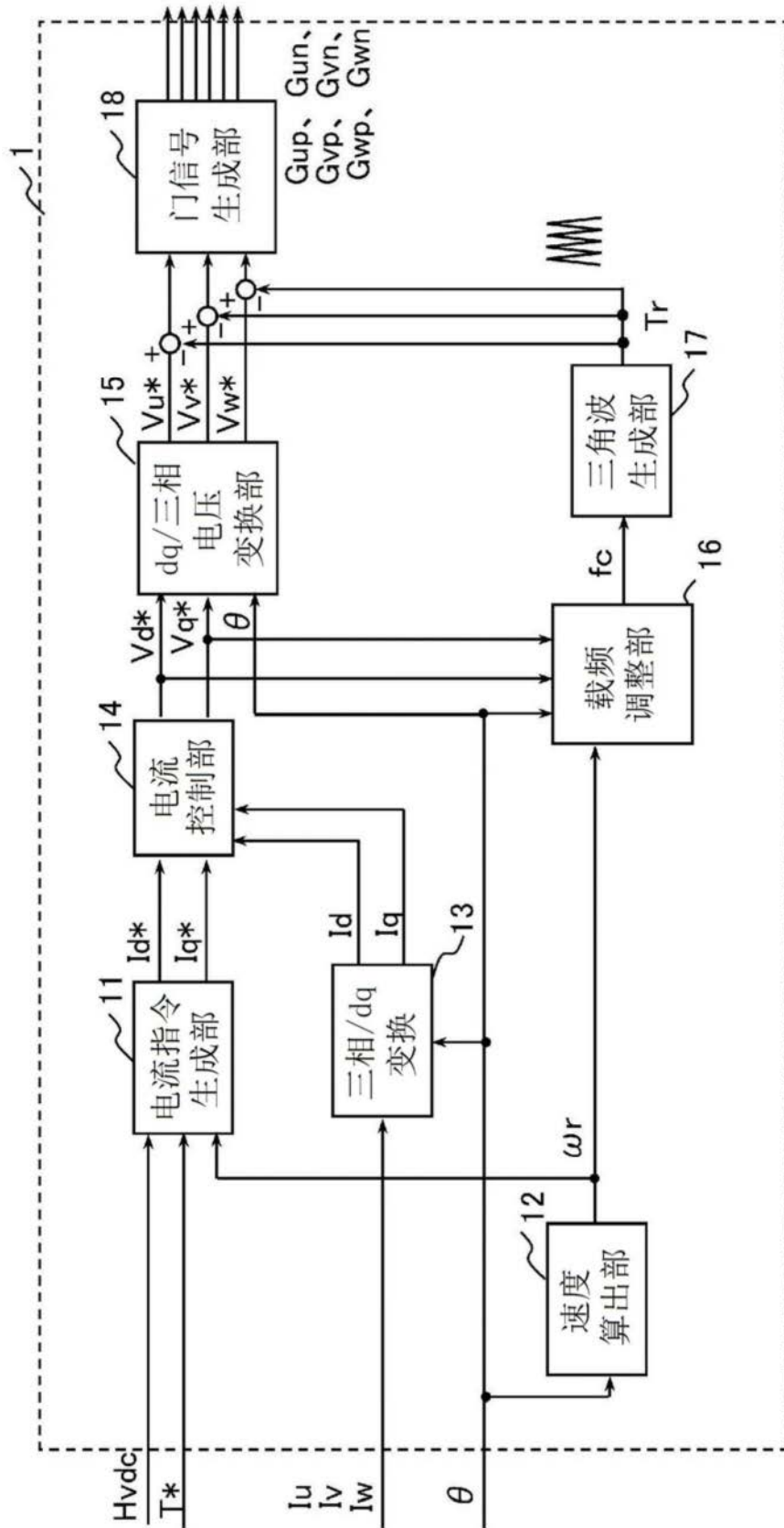


图2

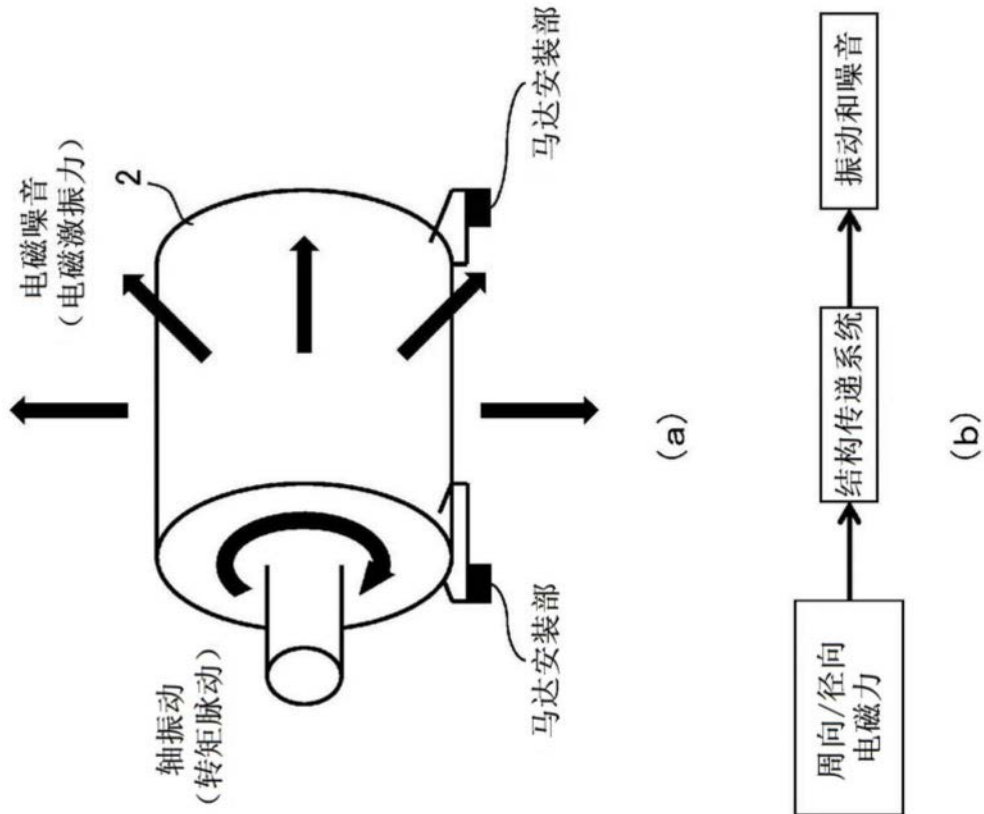


图3

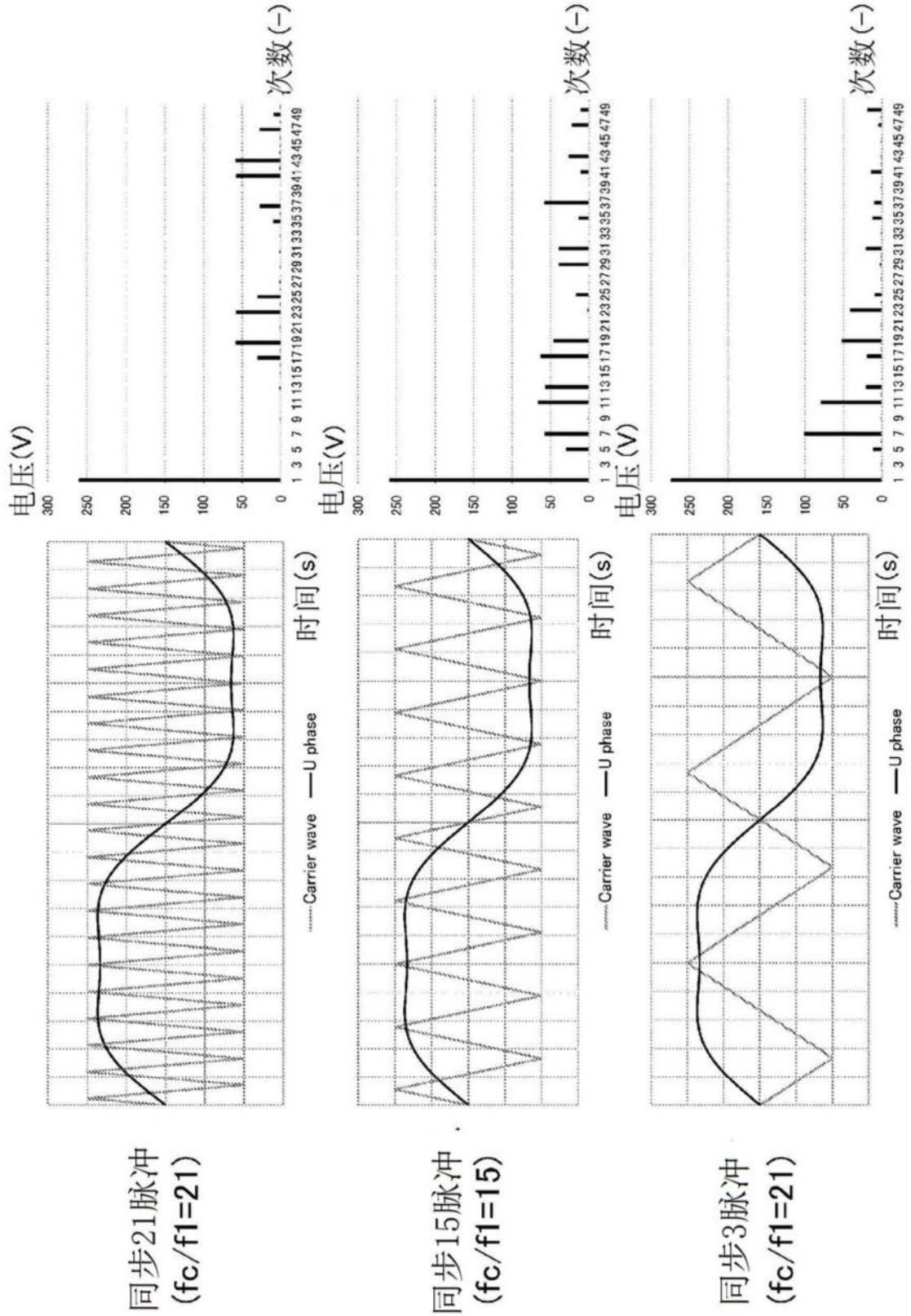


图4

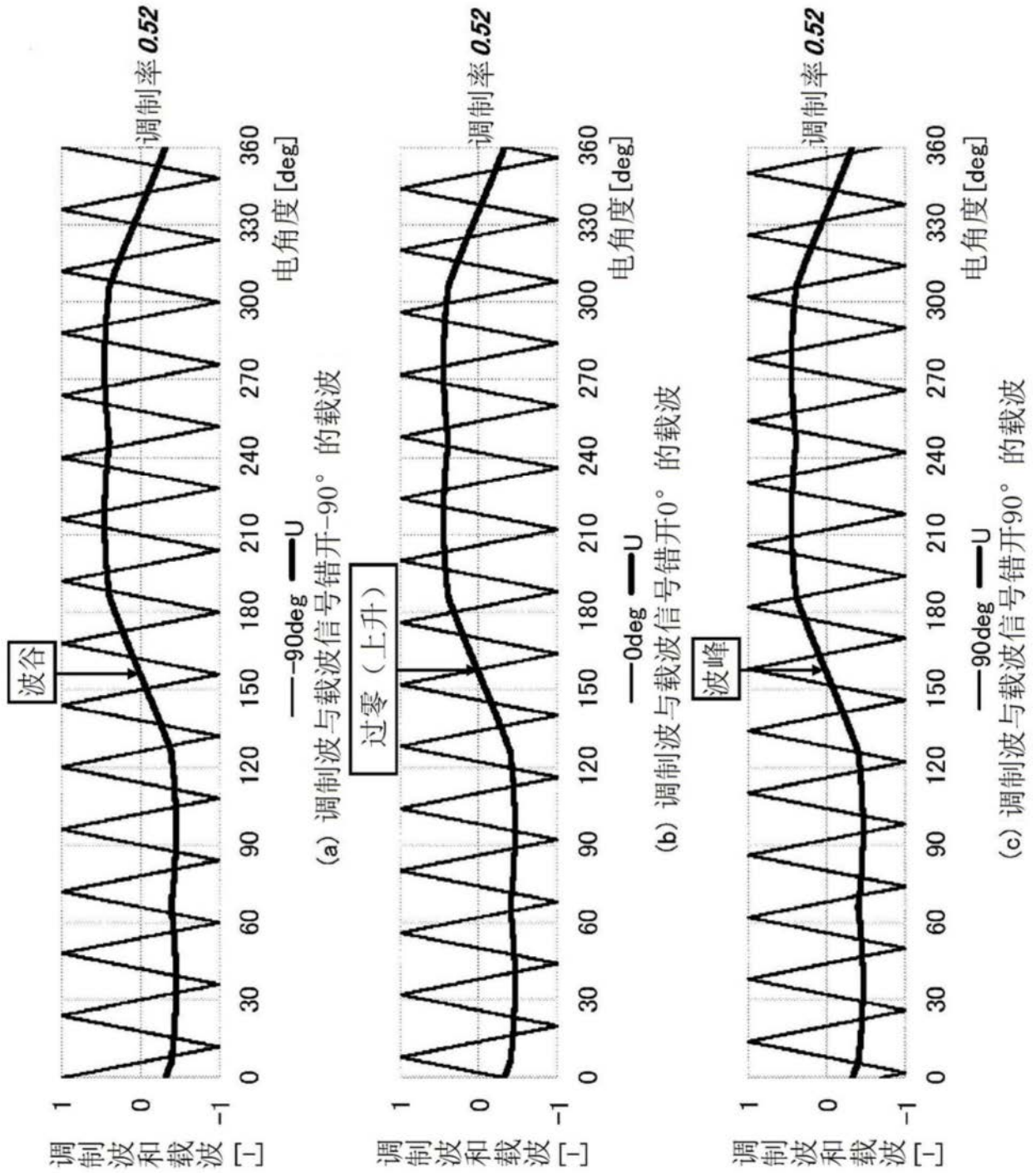


图5

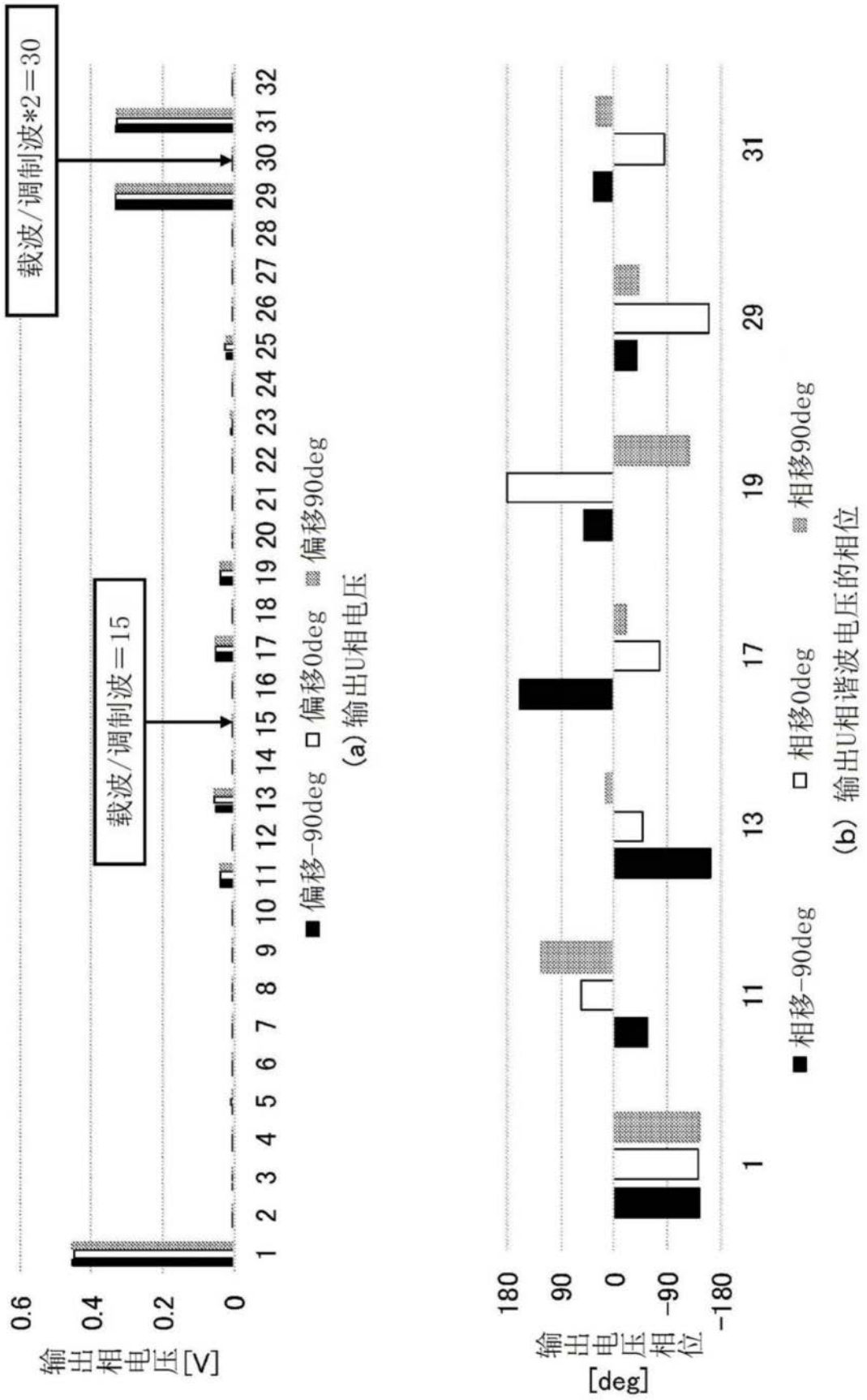


图6

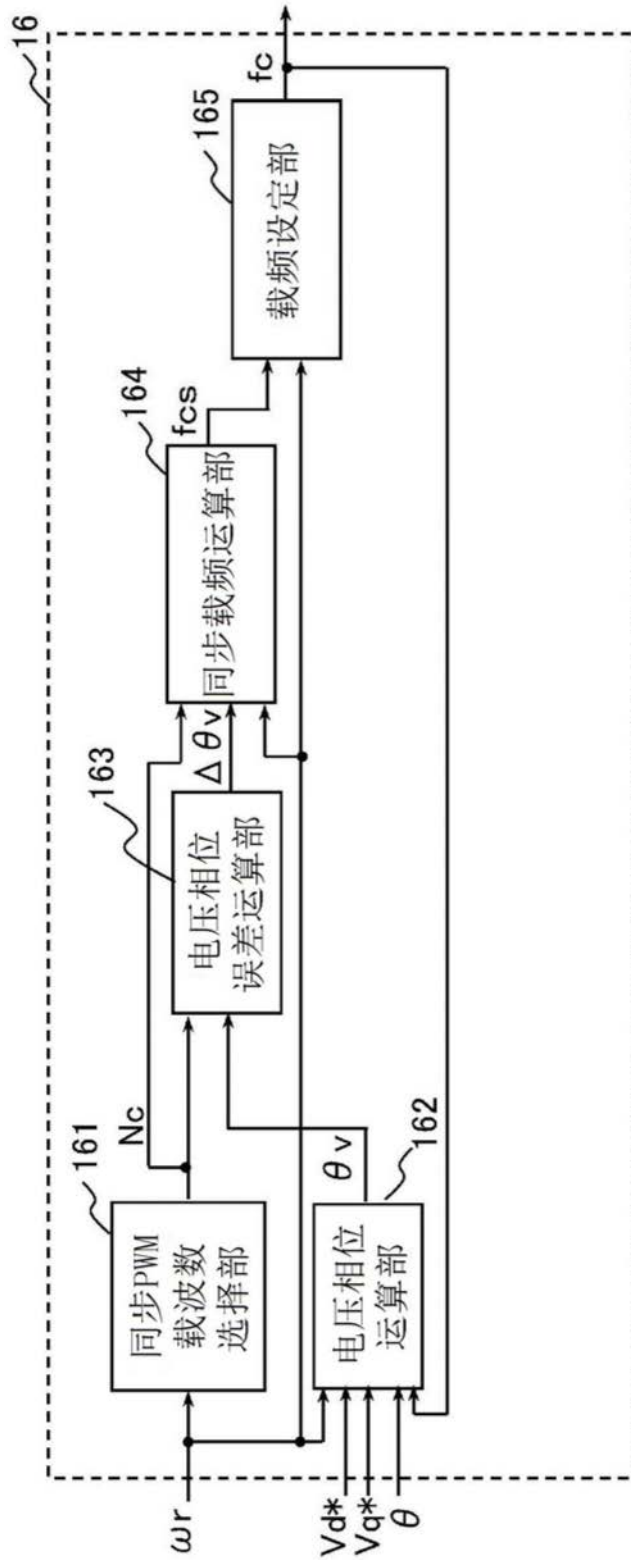


图7

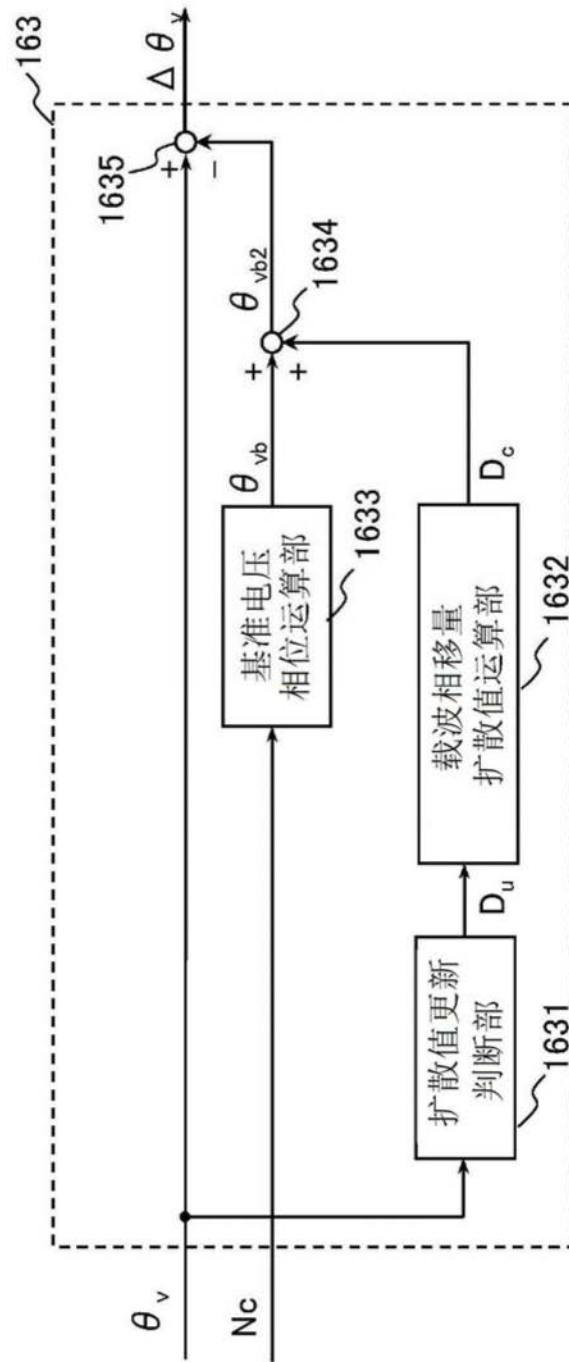


图8

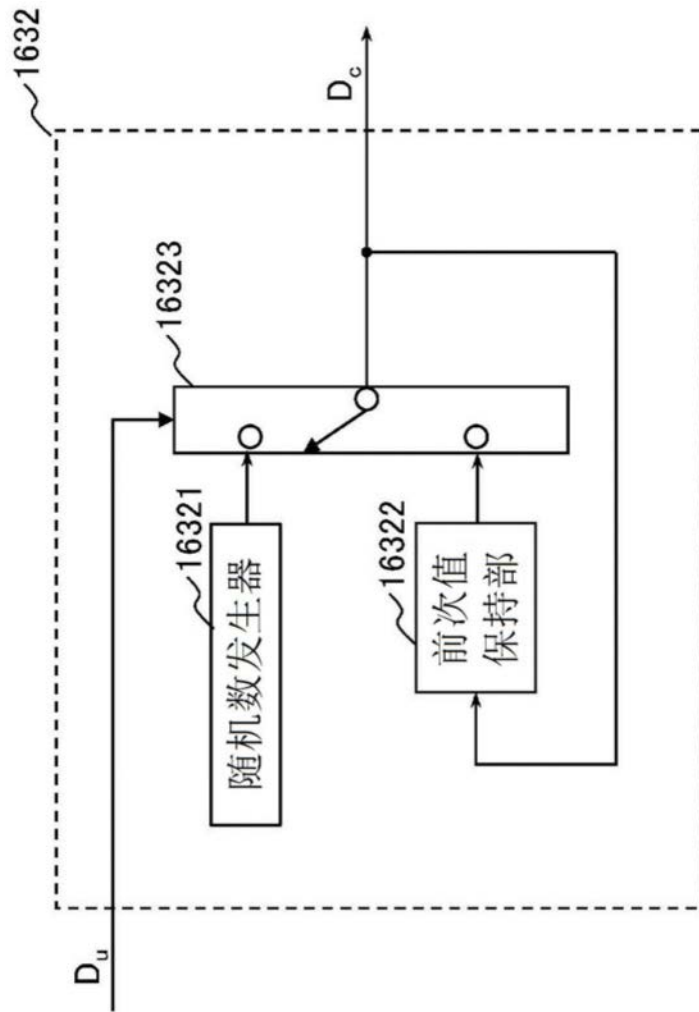


图9

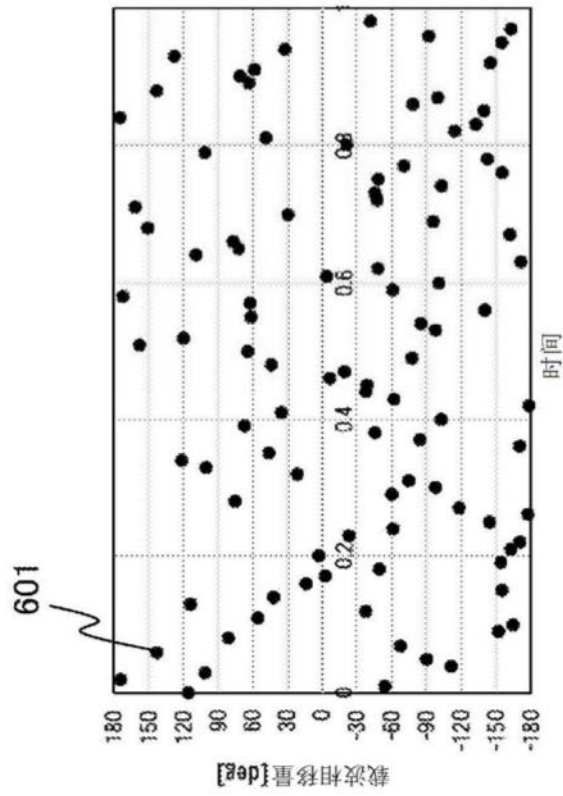


图10

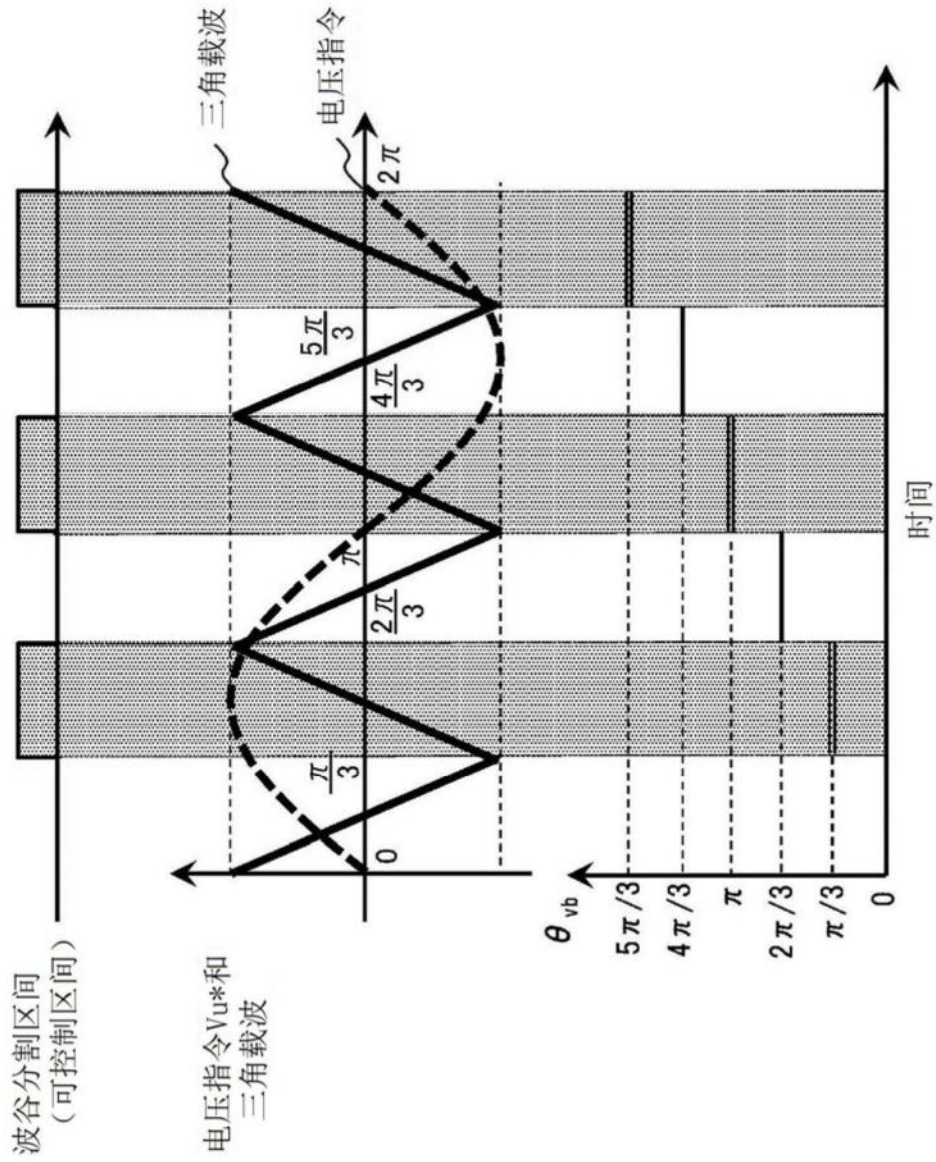


图11

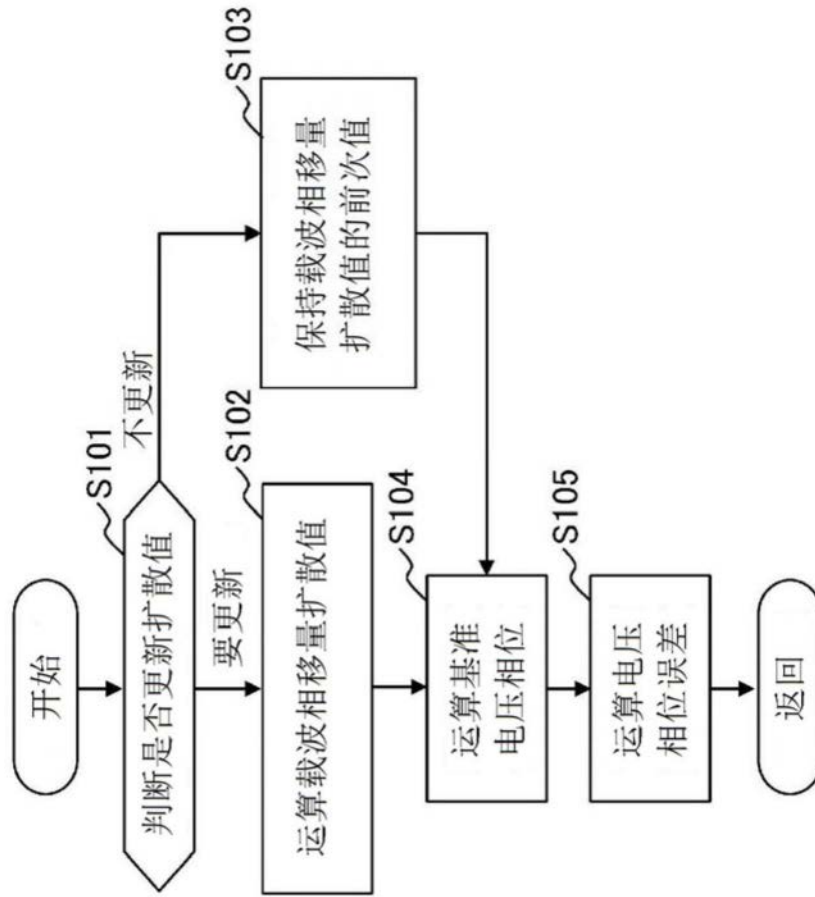


图12

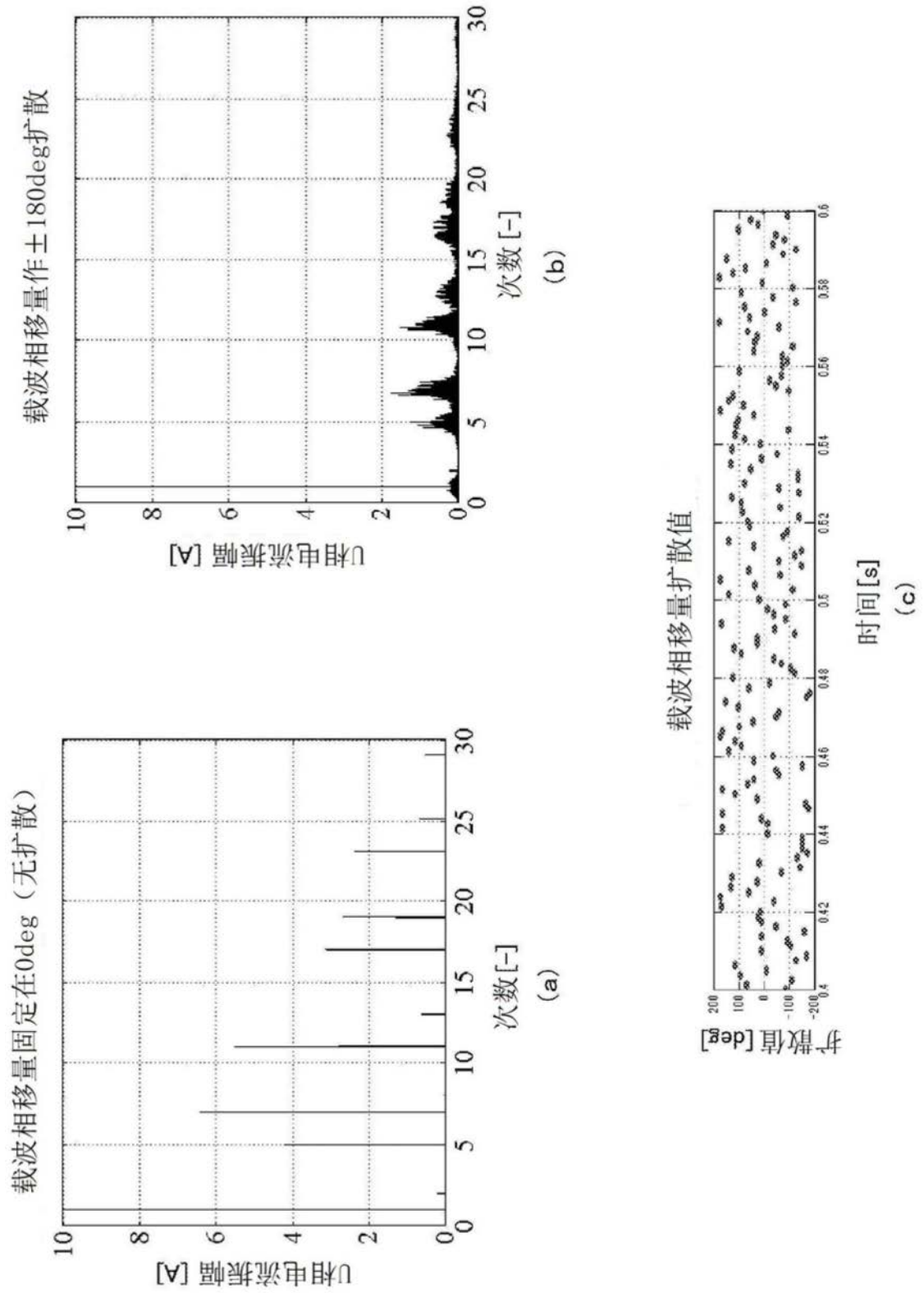


图13

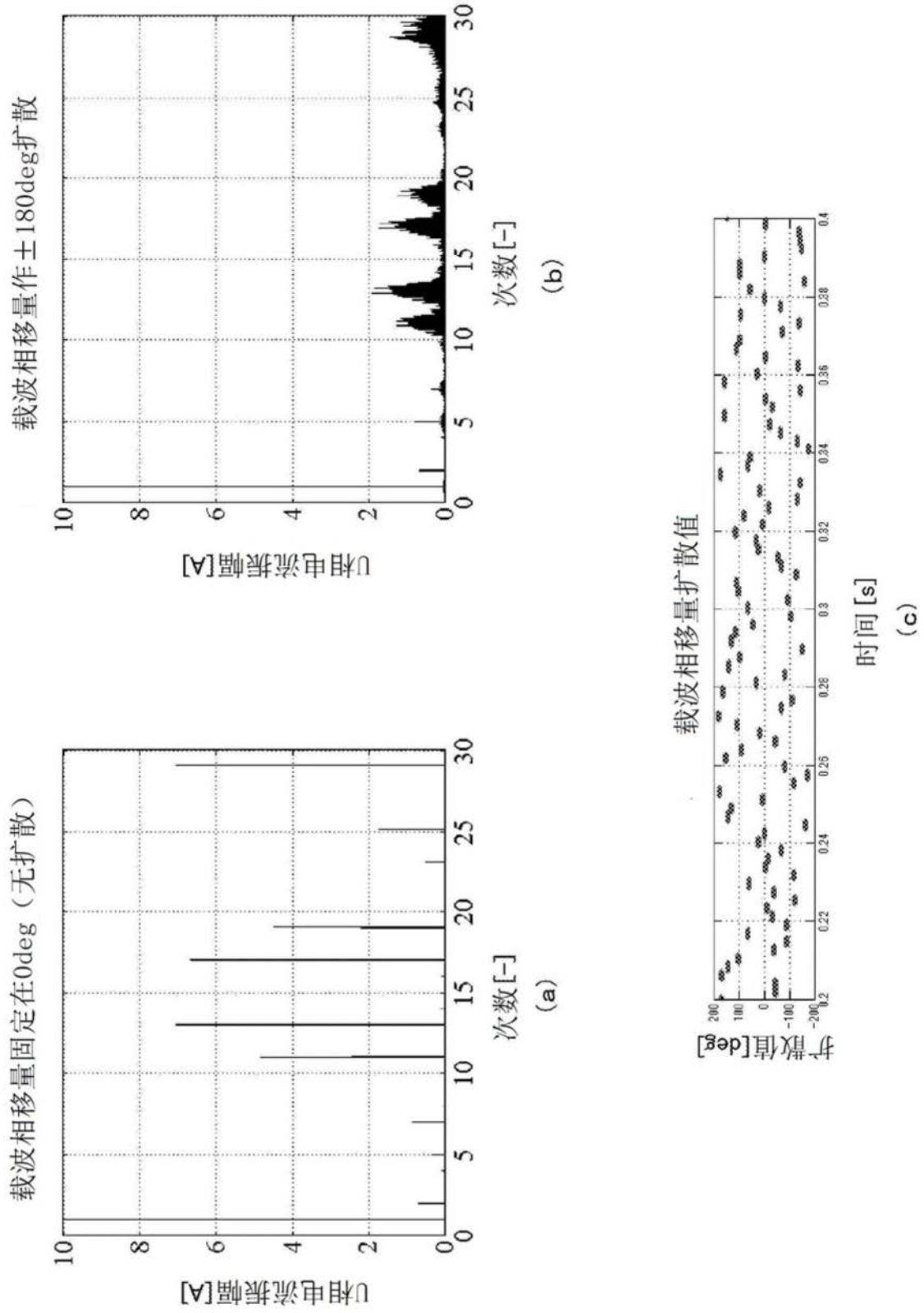


图14

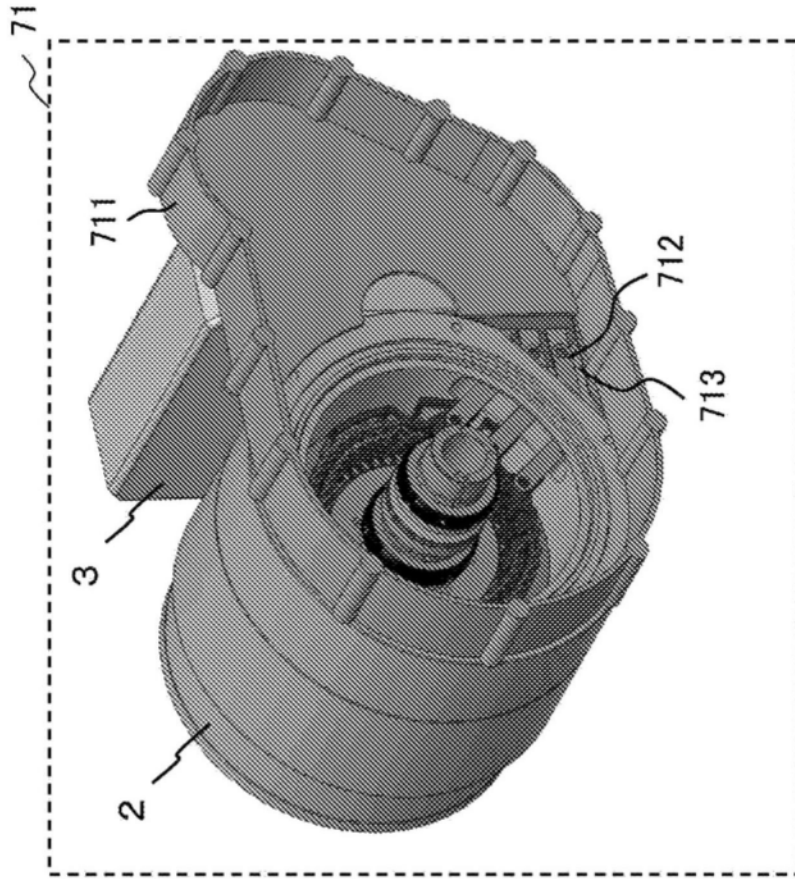


图15

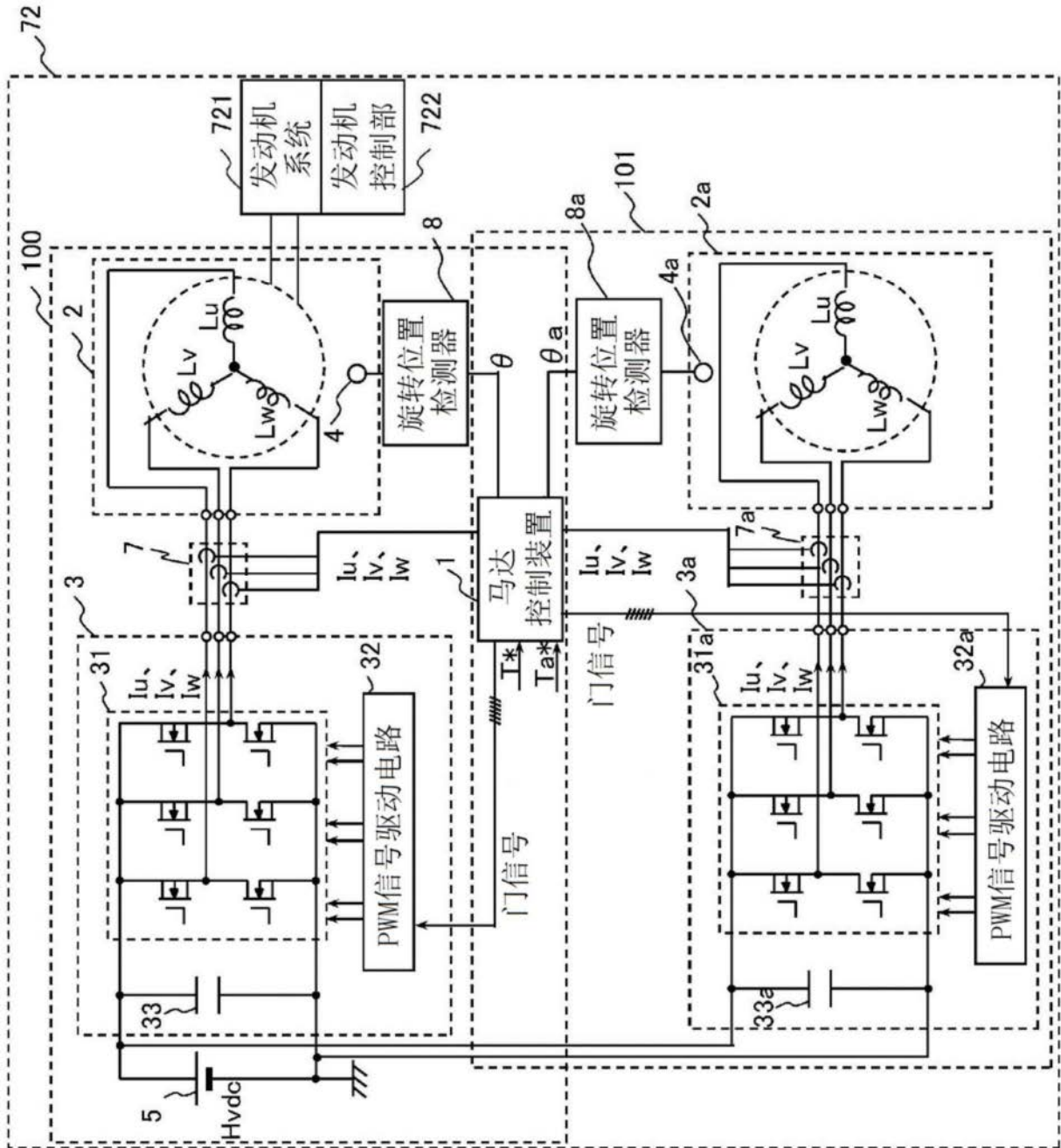


图16

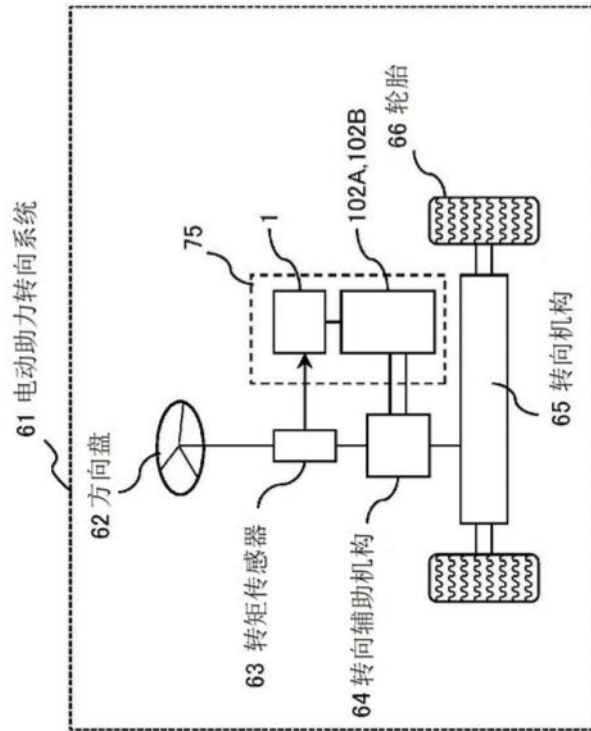


图17

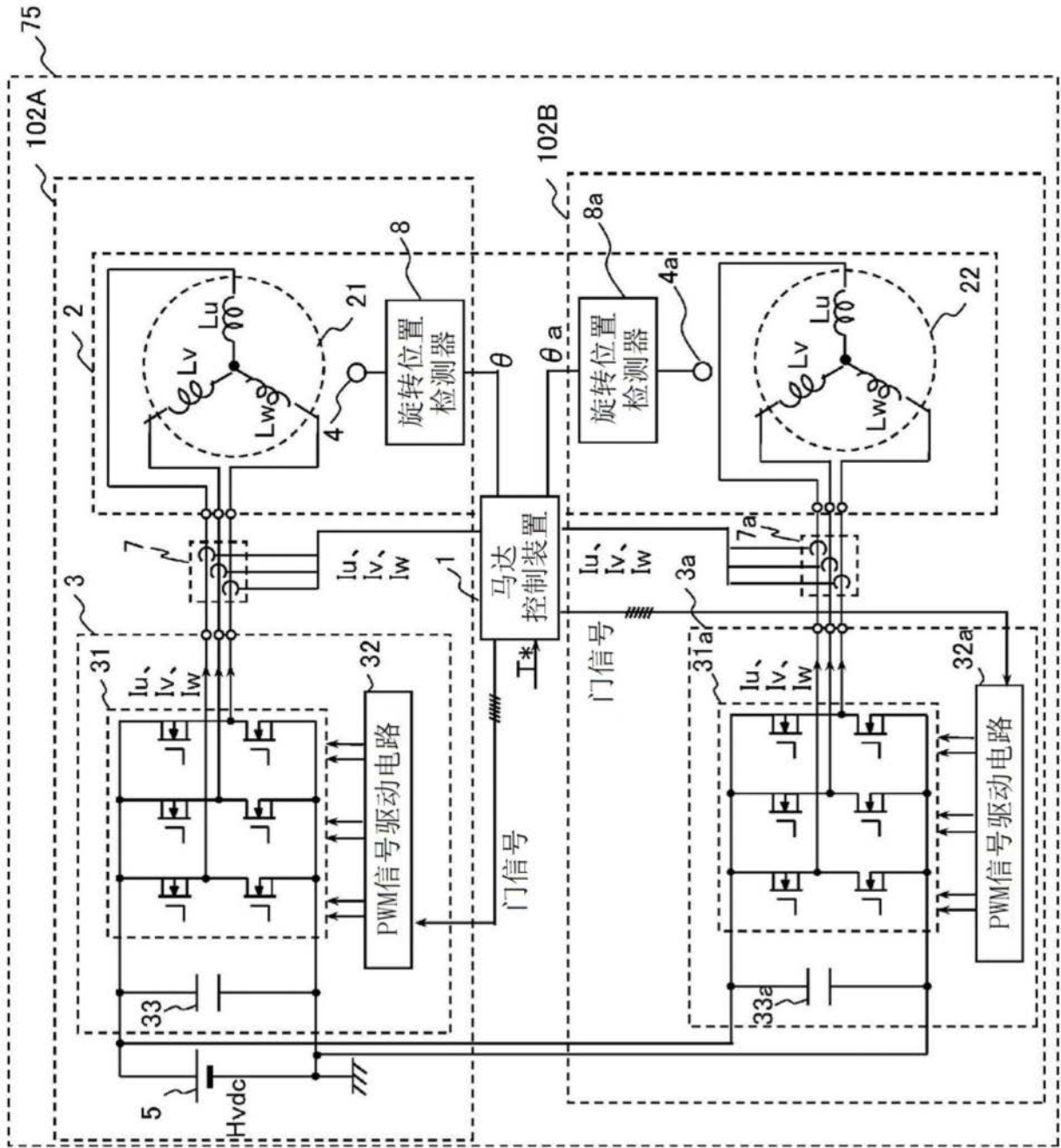


图18