



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 110168905 B

(45) 授权公告日 2021.01.26

(21) 申请号 201780078451.9

(22) 申请日 2017.11.10

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 110168905 A

(43) 申请公布日 2019.08.23

(30) 优先权数据
2016-254647 2016.12.28 JP

(85) PCT国际申请进入国家阶段日
2019.06.18

(86) PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2017/040530 2017.11.10

(87) PCT国际申请的公布数据
W02018/123291 JA 2018.07.05

(73) 专利权人 日立汽车系统株式会社
地址 日本茨城县

(72) 发明人 原崇文 安岛俊幸 星野胜洋
芦田明广 大山和人

(74) 专利代理机构 上海华诚知识产权代理有限公司 31300
代理人 肖华

(51) Int.Cl.
H02M 7/48 (2007.01)

(56) 对比文件
US 2016094163 A1, 2016.03.31
US 2016094163 A1, 2016.03.31
CN 102906993 A, 2013.01.30
CN 103368488 A, 2013.10.23

审查员 颜汇

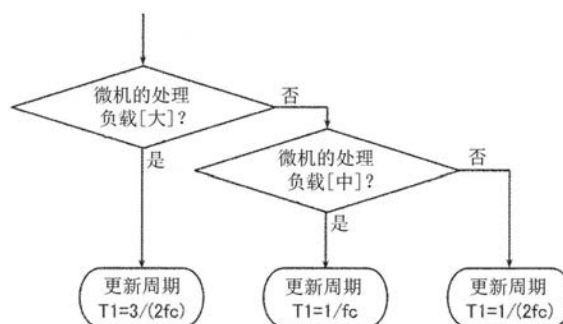
权利要求书1页 说明书7页 附图10页

(54) 发明名称

变换器驱动装置及使用该装置的电动车辆系统

(57) 摘要

本发明的问题是在减轻微机的运算负载的同时,降低电磁噪声。本发明的变换器驱动装置在对通过基于载波信号的PWM脉冲信号驱动多相马达的电力变换器进行控制的马达控制装置中,基于车速信息切换如下3个控制模式:第1控制模式,其仅在所述载波信号的波峰侧或波谷侧对去往所述电力变换器的指令电压信号进行更新;第2控制模式,其在所述载波信号的波峰侧及波谷侧的双方对去往所述电力变换器的指令电压信号进行更新;以及第3控制模式,其在所述载波信号的波峰波谷波峰或波谷波峰波谷之中对去往所述电力变换器的指令电压信号仅进行1次更新。



1. 一种变换器驱动装置,其特征在于,

在对通过基于载波信号的PWM脉冲信号驱动多相马达的电力变换器进行控制的马达控制装置中,基于所述马达控制装置的运算负载切换如下3个控制模式:

第1控制模式,其仅在所述载波信号的波峰侧或波谷侧对去往所述电力变换器的指令电压信号进行更新;

第2控制模式,其在所述载波信号的波峰侧及波谷侧的双方对去往所述电力变换器的指令电压信号进行更新;以及

第3控制模式,其以所述载波信号的1周期的3/2倍作为电压更新周期,对去往所述电力变换器的指令电压信号进行更新。

2. 根据权利要求1所述的变换器驱动装置,其特征在于,

改变所述载波信号的频率与所述3个控制模式,以使由在所述3个控制模式下产生的所述电力变换器的PWM脉冲信号所产生的电磁噪声的频率与所述多相马达的谐振频率不一致。

3. 根据权利要求1所述的变换器驱动装置,其特征在于,

改变所述载波信号的频率与所述3个控制模式,以使由在所述3个控制模式下产生的所述电力变换器的PWM脉冲信号所产生的电磁噪声的频率、与由于所述多相马达的电磁激振力而产生的噪声的频率不一致。

4. 一种电动车辆系统,其特征在于,具备:

权利要求1至3中的任一项所述的变换器驱动装置;以及
由该变换器驱动装置驱动控制的三相马达。

变换器驱动装置及使用该装置的电动车辆系统

技术领域

[0001] 本发明涉及变换器驱动装置,特别涉及用于电动车辆系统的变换器驱动装置。

背景技术

[0002] 控制PWM(脉冲宽度调制)来驱动马达的变换器驱动装置从直流电源转换为任意频率的交流电压,从而实现可变速驱动。

[0003] 由于PWM控制将正弦波状的调制信号与锯齿波、三角波等载波信号进行比较,来产生脉冲电压,因此会产生由电磁激振力引起的噪声(以下,简称为电磁噪声),该电磁激振力由于载波信号的频率而产生。

[0004] 尤其是,当电磁激振力的频率 f 与机构的固有振动频率 f_m 一致时,会发生谐振从而产生大的电磁噪声。在专利文献1中,记载有如下技术:为了降低由谐振引起的电磁噪声,使载波信号的频率 f_c 与机构的固有振动频率 f_m 一致。

[0005] 现有技术文献

[0006] 专利文献

[0007] 专利文献1:日本专利特开2011-172303号公报

发明内容

[0008] 发明要解决的问题

[0009] 在专利文献1中,通过将正弦波状的调制信号的更新时机设为三角波的载波信号的“波峰”和“波谷”这两次,以使载波信号的频率 f_c 的电磁噪声不会产生(参照图1)。

[0010] 然而,当将电压更新时机设为“波峰”和“波谷”(以下,简称为波峰波谷更新)时,需要以载波信号的频率的2倍 $2f_c$ 更新施加于变换器的三相电压,从而微机的处理负载增大。

[0011] 在使用该波峰波谷更新的情况下,必须提高电压的更新时机的频度,因此难以提高变换器的载波信号的频率。与此相对的,当将电压更新时机仅设为“波峰”(以下,简称为波峰更新)时,以载波信号的频率 f_c 更新施加于变换器的三相电压即可,从而微机的处理负载降低(参照图2)。另一方面,波峰更新的电压的更新时机的次数减半,因此与波峰波谷更新相比,输出电压的波形变粗,由此除了基波电压以外的高次谐波电压增大。

[0012] 本发明的课题是在减轻微机的运算负载的同时,降低电磁噪声。

[0013] 用于解决问题的技术手段

[0014] 为了解决上述问题,本发明的变换器驱动装置在对通过基于载波信号的PWM脉冲信号驱动多相马达的电力变换器进行控制的马达控制装置中,基于车速信息切换如下3个控制模式:第1控制模式,其仅在所述载波信号的波峰侧或波谷侧对去往所述电力变换器的指令电压信号进行更新;第2控制模式,其在所述载波信号的波峰侧及波谷侧双方对去往所述电力变换器的指令电压信号进行更新;第3控制模式,其在所述载波信号的波峰波谷波峰或波谷波峰波谷之中对去往所述电力变换器的指令电压信号仅进行1次更新。

[0015] 发明效果

[0016] 根据本发明,能够在减轻微机的运算负载的同时,降低电磁噪声。

附图说明

[0017] 图1是示出将调制信号的更新时机设为波峰波谷时的例子的图。

[0018] 图2是示出将调制信号的更新时机设为波峰时的例子的图。

[0019] 图3是示出具有本实施方式的变换器驱动装置的马达驱动装置的构成的框图。

[0020] 图4是图3所示出的控制部1内的框图。

[0021] 图5是电压指令生成部13的框图。

[0022] 图6是第1实施方式中的电压更新时机生成流程。

[0023] 图7是更新周期 T_1 为 $3/(2f_c)$ 时的电压更新时机。

[0024] 图8是更新周期 T_1 为 $1/f_c$ 时的电压更新时机。

[0025] 图9是更新周期 T_1 为 $1/(2f_c)$ 时的电压更新时机。

[0026] 图10是示出在将马达电角频率设为 f_1 、载波信号的频率设为 f_c 时,将 f_1 与 f_c 的比设为15时的由于电压的更新时机的不同而产生的电压的高次谐波分量的图表。

[0027] 图11是由变换器驱动装置驱动的马达2的噪声的测定结果的图表。

[0028] 图12是由马达2、变换器3产生的电磁噪声的频率的表。

[0029] 图13是示出第2实施方式中的载波信号的频率与噪声的关系的图表。

[0030] 图14示出本发明的第2实施方式的载波频率与电压更新时机的变化方法例。

[0031] 图15是应用了本实施方式的变换器驱动装置的混合动力汽车系统的构成图。

具体实施方式

[0032] 以下,使用附图对本发明的第1实施方式进行说明。

[0033] 图3是示出具有本实施方式的变换器驱动装置的马达驱动装置6的构成的框图。图4是图3所示出的控制部1内的框图。

[0034] 马达驱动装置6具有马达2和变换器3。

[0035] 变换器3具有:变换器电路31,其对直流电流与交流电流进行相互转换;脉冲宽度调制信号输出单元32,其将PWM信号输出到变换器电路31;以及平滑电容器33,其使直流电力平滑化。

[0036] 高压电池5是马达驱动装置6的直流电压源。高压电池5的直流电压 V_B 通过变换器3的变换器电路31与脉冲宽度调制信号输出单元32转换为可变电压、可变频率的脉冲状的三相交流电压,并被施加到马达2。

[0037] 马达2是通过三相交流电压的供给而旋转驱动同步的同步马达。在马达2上安装有旋转位置传感器4,以配合马达2的感应电压的相位来对三相交流的施加电压的相位进行控制,用旋转位置检测器41根据旋转位置传感器4的输入信号来计算旋转位置 θ ,并计算马达旋转速度 ω_r 。

[0038] 这里,旋转位置传感器4更优选的是由铁芯和绕组构成的旋转变压器,但即使是使用GMR传感器等磁阻元件、霍尔元件的传感器也没问题。

[0039] 电流检测单元7对给马达2通电的三相交流电流即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 进行检测。这里,示出了具备3个电流检测器的电流检测单元,但也

可以将电流检测器设为2个,根据三相电流的和为零来计算出余下的1相。另外,也可以将流入变换器3中的脉冲状的直流母线电流作为被插入平滑电容器33与变换器3之间的分流电阻Rsh的两端的电压(电流检测值Idc)进行检测,并根据施加电压将直流电流再现为三相电流。

[0040] 如图4所示,控制部1具有三相/dq变换电流控制部11、电流控制部12、以及电压指令生成部13,控制部1根据检测出的U相交流电流 I_u 、V相交流电流 I_v 、W相交流电流 I_w 、马达2的d轴电流指令 I_d^* 、以及q轴电流指令 I_q^* ,来驱动变换器3的变换器电路31。

[0041] 三相/dq变换电流控制部11根据检测出的U相交流电流 I_u 、V相交流电流 I_v 、W相交流电流 I_w 、以及旋转位置 θ ,对dq变换后的d轴电流值 I_d 与q轴电流值 I_q 进行运算。在电流控制部12中,对d轴电压指令 V_d^* 与q轴电压指令 V_q^* 进行运算,以使d轴电流值 I_d 和q轴电流值 I_q 与根据目标转矩创建的d轴电流指令 I_d^* 和q轴电流指令 I_q^* 一致。

[0042] 电压指令生成部13根据d轴电压指令 V_d^* 、q轴电压指令 V_q^* 、以及旋转位置 θ ,对UVW变换后的三相电压指令值即U相电压指令值 V_u^* 、V相电压指令值 V_v^* 、以及UV相电压指令值 V_w^* 进行运算,并输出对三相电压指令值进行脉冲宽度调制后而得到的PWM脉冲(PWM)。PWM脉冲经由驱动电路,对变换器电路31的半导体开关元件进行接通/断开控制来调整输出电压。

[0043] 此外,在马达驱动装置6中,对马达2的旋转速度进行控制的情况下,根据旋转位置 θ 的时间变化来运算马达旋转速度 ω_r ,并以与来自上位的控制器的速度指令一致的方式来创建电压指令或电流指令。另外,在对马达输出转矩进行控制的情况下,使用d轴电流值 I_d 、q轴电流值 I_q 、以及马达转矩的关系式或映射,来创建d轴电流指令 I_d^* 与q轴电流指令 I_q^* 。

[0044] 接下来,使用图5对本实施方式的电压指令生成部13进行说明。图5是电压指令生成部13的框图。电压指令生成部13由电压更新时机生成部131、dq/三相电压指令变换部132、三角波生成部133、栅极信号生成部134构成。

[0045] 电压更新时机生成部131根据微机的运算负载来确定电压的更新时机。图6是第1实施方式中的电压更新时机生成流程。

[0046] 在电压更新时机生成部131中,基于图6的电压更新时机生成流程,并根据微机的处理负载率,来改变更新周期 T_1 。微机的处理负载率根据运算负载而变化。例如,举出使用提高电压利用率的矩形波控制、转矩脉动抑制控制的情况。

[0047] 将载波信号的频率设为 f_c 。在该情况下,进行电流推定运算或在dq轴电流上叠加6倍的脉动的控制,因此与通常的电流控制相比运算量增加。在这样的情况下,通过将更新周期 T_1 从通常的电流控制所使用的 $1/(2f_c)$ 延长为 $1/f_c$ 或 $3/(2f_c)$,从而能够确保矩形波控制、转矩脉动抑制控制所必需的运算时间。

[0048] 图7至图9示出更新周期 T_1 中的电压更新时机。在图7至图9中,在将马达电角频率设为 f_1 、载波信号的频率设为 f_c 时,将 f_1 与 f_c 的比设为15。

[0049] 图7是更新周期 T_1 为 $3/(2f_c)$ 时的电压更新时机。在图7中,电压的更新时机为载波信号的1周期($1/f_c$)的 $3/2$ 倍,作为三角波的载波信号的“波峰侧·波谷侧·波峰侧”与“波谷侧·波峰侧·波谷侧”交替出现。

[0050] 图8是更新周期 T_1 为 $1/f_c$ 时的电压更新时机。在图8中,电压的更新时机为载波信

号的1周期(1/fc)的1倍,作为三角波的载波信号的“波峰侧·波谷侧”连续出现。以下,简称为“波峰”的更新时机。

[0051] 图9是更新周期T1为1/(2fc)时的电压更新时机。在图9中,电压的更新时机为载波信号的1周期(1/fc)的1/2倍,作为三角波的载波信号的“波峰侧”与“波谷侧”交替出现。以下,简称为“波峰波谷”的更新时机。

[0052] dq/三相电压变换部132根据作为电流控制部12的输出的d轴电压指令Vd*与q轴电压指令Vq*、作为旋转位置检测器41的输出的旋转位置 θ 、以及作为电压更新时机生成部131的输出的更新周期T1,进行固定坐标变换及二相三相变换,从而生成U相电压指令值Vu*、V相电压指令值Vv*、以及W相电压指令值Vw*。

[0053] 三角波生成部133基于载波信号的频率fc,生成载波信号的频率fc的三角波。

[0054] 栅极信号生成部134对作为dq/三相电压变换部132的输出的U相电压指令值Vu*、V相电压指令值Vv*、以及W相电压指令值Vw*、与作为三角波生成部133的输出的三角波进行比较,来生成脉冲状的电压。此时,使上臂的栅极信号Gup、Gvp、Gwp逻辑反转,生成下臂栅极信号Gun、Gvn、Gwn。

[0055] 像这样,使用图6所示的第1实施方式中的电压更新时机生成流程来间隔剔除电压更新的时机,由此能够将dq轴电压指令运算为三相电压的指令,并降低与三角波进行比较的电压指令生成部13的微机的处理负载。

[0056] 接下来,使用附图对本发明的第2实施方式进行说明。

[0057] 图10是示出在将马达电角频率设为f1、载波信号的频率设为fc时,将f1与fc的比设为15时的由于图7至图9所示的电压的更新时机的不同而产生的电压的高次谐波分量的图表。

[0058] 无论在哪一电压的更新时机,都会出现频率 $fc \pm 2f1$ (图10的13次分量、17次分量)、 $fc \pm 4f1$ (图10的11次分量、19次分量)以及 $2fc \pm f1$ (图10的29次分量、31次分量)。

[0059] 由于该电压的高次谐波分量而产生的定子的旋转磁场与转子的磁场相互干扰,由此会产生频率 $fc \pm 3f1$ 与 $2fc$ 的电磁噪声。

[0060] 以实际测量的马达的电磁噪声为例对上述频率详细地进行说明。图11是由变换器驱动装置驱动的马达2的噪声的测定结果的图表。位于该变换器驱动装置中的电压更新时机生成部131的电压的更新时机T1为(1/fc)。此时,马达驱动装置6的变换器31所输出的高次谐波电压是图10的电压更新时机T1为(1/fc)时的高次谐波电压。电压更新时机T1为(1/fc)时的高次谐波电压除了会出现频率 $fc \pm 2f1$ (图10的13次分量、17次分量)、 $fc \pm 4f1$ (图10的11次分量、19次分量)以及 $2fc \pm f1$ (图10的29次分量、31次分量),还会出现 $fc \pm f1$ (图10的14次分量、16次分量)。

[0061] 当该高次谐波电压被施加到马达时,会成为与电压相同频率的高次谐波电流。由频率 $fc \pm 2f1$ (图10的13次分量、17次分量)、 $fc \pm 4f1$ (图10的11次分量、19次分量)产生的定子的旋转磁场与转子的磁场会发生干扰,从而出现频率 $fc \pm 3f1$ 的电磁力。同样地,会出现频率 $fc \pm 3f1$ 、 $2fc$ 的电磁力。该电磁力使马达壳体或外壳发生振动,从而成为电磁噪声。

[0062] 另一方面,图10的电压更新时机T1为(1/2fc)时的高次谐波电压不会出现 $fc \pm f1$ (图10的14次分量、16次分量)。因此,由上述高次谐波电压产生的电磁力的频率为频率 $fc \pm 3f1$ 、 $2fc$ 。另外,图10的电压更新时机T1为(3/2fc)时的高次谐波电压不会产生 $fc \pm f1$ (图10

的14次分量、16次分量),例如会产生频率 $(2fc)/3 \pm f1$ 以及 $(2fc)/3 \pm f1$ 的高次谐波电压。因此,成为由上述高次谐波电压产生的频率 $(2fc)/3 \pm 2f1$ 的电磁噪声。

[0063] 当马达的转速发生变化时,马达电角频率 $f1$ 也随之发生变化。根据马达的转速而变化的电磁噪声的频率 $fc \pm 3f1$ 、马达2的壳体(机构)的固有振动数 f_m 、以及由于与马达2的电磁设计固有的转速成比例产生的电磁激振力而产生的频率发生谐振,从而变大。例如,在图11的马达2的电磁噪声的测定结果中,由于变换器3的电压高次谐波而产生的频率 $fc - 3f1$ 的噪声与马达结构系统的固有振动数 f_m 一致,噪声由于谐振而变大。

[0064] 接下来,对由于马达的电磁设计而产生的噪声进行叙述。由于马达的电磁设计而产生的噪声依赖于马达的转子的极数、定子的槽数、磁隙、定子的绕线方法等而产生,一般以马达的电角频率 $f1$ 的 N 倍产生。例如,在图11的马达的测定结果中,马达2多以电角频率 $f1$ 的12倍和24倍产生噪声。

[0065] 在图12中示出由上述由马达2、变换器3产生的电磁噪声的频率的表。以这些频率产生的电磁力与壳体的固有振动数(f_{m1} 、 f_{m2} 、 f_{m3} 、 \dots)一致,由此由于电磁力而产生的振动、噪声变大。

[0066] 在本发明的第2实施方式中,改变电压指令更新时机与载波信号的频率,以使其与图11所示的实际测量的电磁噪声不同,避免谐振并使电磁噪声最小。

[0067] 一般来说,当增加载波信号的频率、并且将电压指令更新时机设为波峰波谷更新时,微机的运算负载会增大。因此,在增加载波信号的频率的情况下,需要设为波峰更新。切换波峰波谷更新与波峰更新时,在设为同样的载波频率的情况下,如图13所示与壳体的固有振动数 f_{m1} 和 f_{m2} 一致,载波电磁噪声变大。

[0068] 在图14中示出本发明的第2实施方式的载波频率与电压更新时机的变化方法例。在本发明的第2实施方式中,将载波频率设置为第1载波频率 $fc1$ 与第2载波频率 $fc2$ 这二者,在马达的转速较低时,设定为比壳体的固有振动数 f_{m1} 和 f_{m2} 低的载波频率 $fc2$ 。在微机的处理负载变高,并且将电压的更新时机设为波峰更新时,将载波频率 $fc1$ 设为介于壳体的固有振动数 f_{m1} 与 f_{m2} 之间,使其与呈放射状扩展的电磁噪声的频率 $fc \pm 3f1$ 不一致。通过这样,能够避免与壳体的谐振,并降低在马达驱动系统6中产生的电磁噪声。

[0069] 另外,也可以在马达的转速较低时,将电压的更新时机设为 $T1$,使由此产生的载波电磁噪声的频率 $fc2$ 与壳体的固有振动数 f_{m1} 或 f_{m2} 一致,以较低的高次谐波电压产生声音。

[0070] 接下来,使用图15,对将本发明的变换器驱动装置应用于车辆的其他的实施方式进行说明。

[0071] 图15是应用了本实施方式的变换器驱动装置的混合动力汽车系统的构成图。如图15所示,混合动力汽车系统具有将马达2作为马达/发电机应用的动力传动系。

[0072] 在图15所示的汽车中,符号700是车体。在车体700的前部可旋转地轴支承有前轮车轴701,并且在轮车轴701的两端设置有前轮702、703。在车体700的后部可旋转地轴支承有后轮车轴704,并且在后轮车轴704的两端设置有后轮705、706。

[0073] 在前轮车轴701的中央部设置有作为动力分配机构的差速齿轮711,以使从发动机710经由变速器712传递的旋转驱动力分配到左右的前轮车轴701。

[0074] 在发动机710与马达2中,设置在发动机710的曲轴上的皮带轮710a与设置在马达2的旋转轴上的皮带轮720a经由皮带730机械地连接。

[0075] 由此,马达2的旋转驱动力能够传递到发动机710,并且发动机710的旋转驱动力能够传递到马达2。在马达2中,由变换器3控制的三相交流电力被供给至定子的定子线圈,从而转子旋转,产生与三相交流电力相应的旋转驱动力。

[0076] 也就是说,马达2被变换器3控制并作为电动机工作的同时,转子接受发动机710的旋转驱动力而旋转,从而在定子的定子线圈上感应出电动势,作为产生三相交流电力的发电机工作。

[0077] 变换器3是将供给自作为高电压(42V或300V)系电源的高压电池5的直流电力转换为三相交流电力的电力转换装置,根据运转指令值,对与转子的磁极位置对应的、在马达2的定子线圈内流动的三相交流电流进行控制。

[0078] 由马达2发电的三相交流电力通过变换器3转换为直流电力,从而给高压电池5充电。高压电池5经由DC-DC转换器724被电连接到低压电池723。低压电池723构成汽车的低电压(14V)系电源,被用于使发动机710初始起动(冷起动)的起动机725、收音机、灯等的电源。

[0079] 当车辆处于等待信号灯等停车时(怠速停止模式),使发动机710停止,并在再次发车时重新起动发动机710(热起动)时,用变换器3驱动马达2,并重新启动发动机710。此外,在怠速停止模式中,高压电池5的充电量不足的情况、或发动机710没有充分预热的的情况下等,不停止发动机710并继续进行驱动。另外,在怠速停止模式中,需要确保空调的压缩机等的、将发动机710作为驱动源的辅机类的驱动源。在该情况下,驱动马达2以驱动辅机类。

[0080] 在处于加速模式时或高负载运转模式时,也驱动马达2以辅助发动机710的驱动。相反,在处于需要高压电池5的充电的充电模式时,通过发动机710使马达2发电,从而对高压电池5进行充电。即,进行车辆的制动时、减速时等再生模式。

[0081] 在使用了本实施方式的变换器驱动装置的电动车辆中,在减轻微机的运算负载的同时,降低电磁噪声,由此能够减少贴付于车体的防振材料、隔音材料、隔声材料。另外,通过减少这些材料,能够降低油耗。

[0082] 在上述实施方式中,对将本实施方式的马达驱动装置6应用于混合动力汽车系统的情况进行了说明,但在电动汽车中也能得到同样的效果。

[0083] 另外,在上述实施方式中,对单个变换器装置进行了说明,但只要具有该上述功能,更不用说能够应用在变换器装置与马达一体化的马达驱动系统中。

[0084] 此外,本发明不限于上述实施方式,可以在不脱离本发明的宗旨的范围内进行各种变更。

[0085] 符号说明

[0086] 1…控制部、2…马达、3…变换器、4…旋转位置传感器、5…高压电池、6…马达驱动装置、7…电流检测单元、11…三相/dq变换电流控制部、12…电流控制部、13…电压指令生成部、31…变换器电路、32…脉冲宽度调制信号输出单元、33…平滑电容器、41…旋转位置检测器、131…电压更新时机生成部、132…dq/三相电压指令变换部、133…三角波生成部、134…栅极信号生成部、700…车体、701…前轮车轴、702…前轮、703…前轮、704…后轮车轴、705…后轮、706…后轮、710…发动机、710a…皮带轮、711…差速齿轮、712…变速器、720a…皮带轮、723…低压电池、724…DC-DC转换器、725…起动机、730…皮带、f1…马达电角频率、fc…载波信号的频率、Gup…上臂的U相栅极信号、Gvp…上臂的V相栅极信号、Gwp…

上臂的W相栅极信号、Gun...下臂的U相栅极信号、Gvn...下臂的V相栅极信号、Gwn...下臂的W相栅极信号、Id...d轴电流值、Idc...电流检测值、Id*...d轴电流指令、Iq...q轴电流值、Iq*...q轴电流指令、Iu...U相交流电流、Iv...V相交流电流、Iw...W相交流电流、T1...更新周期、Rsh...分流电阻、VB...直流电压、Vd*...d轴电压指令、Vq*...q轴电压指令、Vu*...U相电压指令值、Vv*...V相电压指令值、Vw*...W相电压指令值、 θ ...旋转位置、 ω_r ...马达旋转速度。

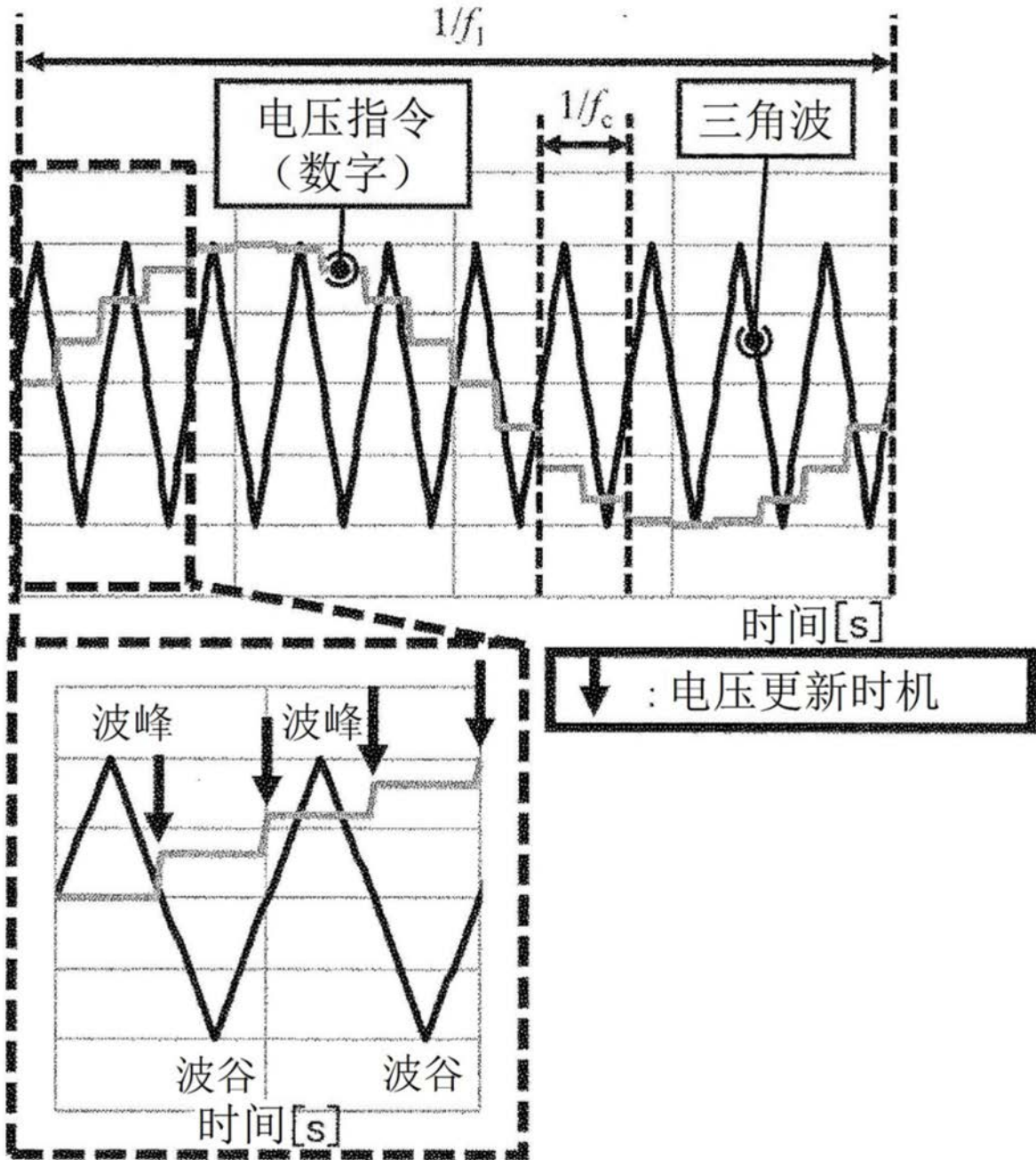


图1

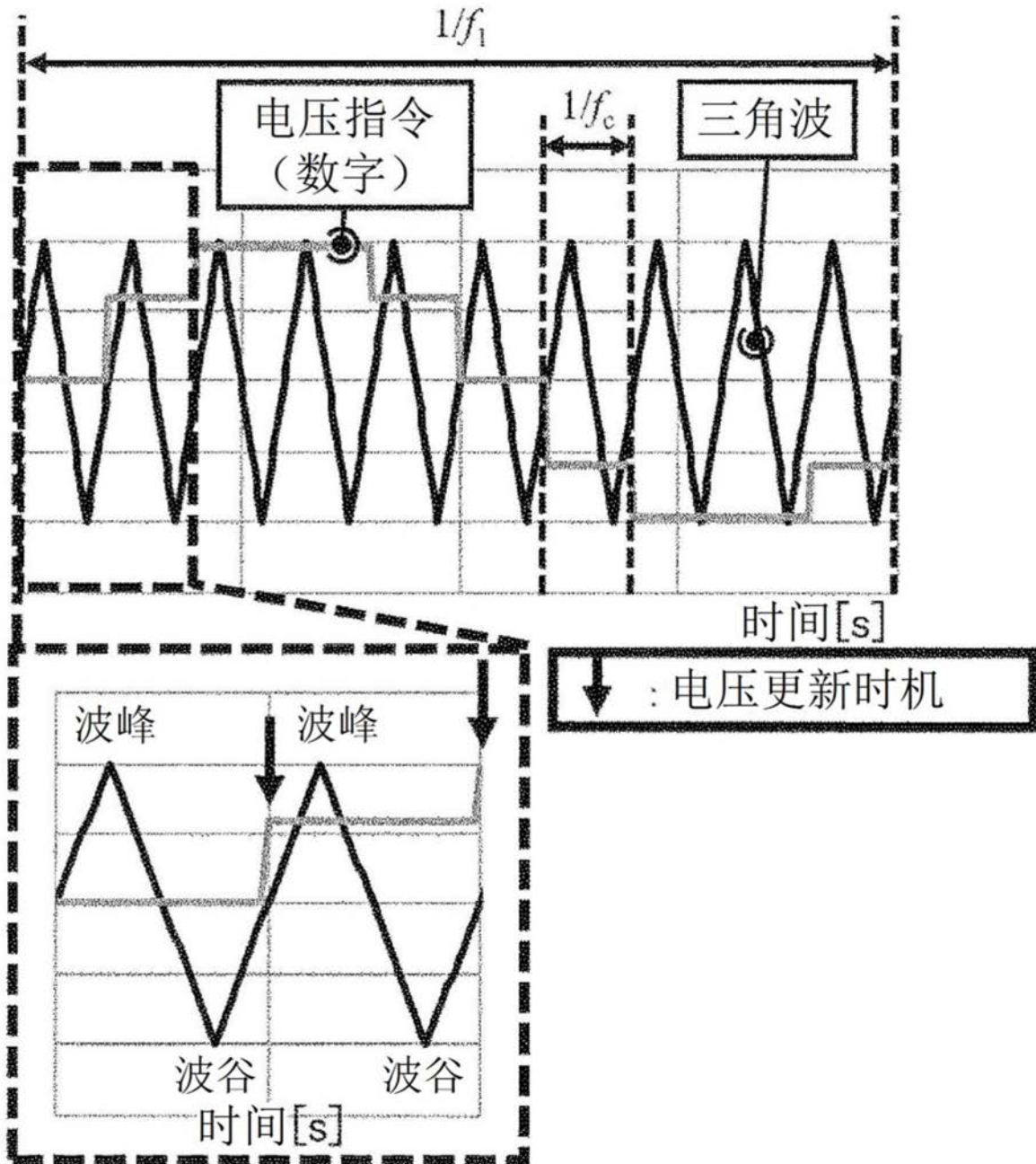


图2

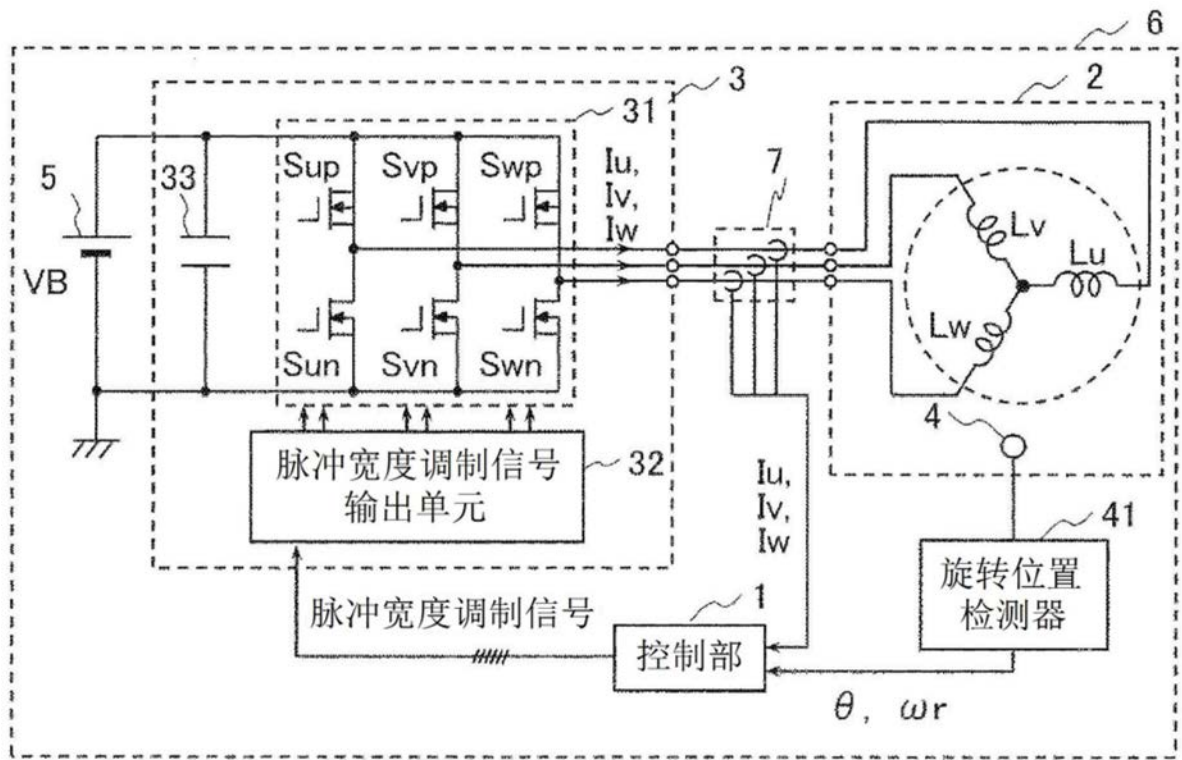


图3

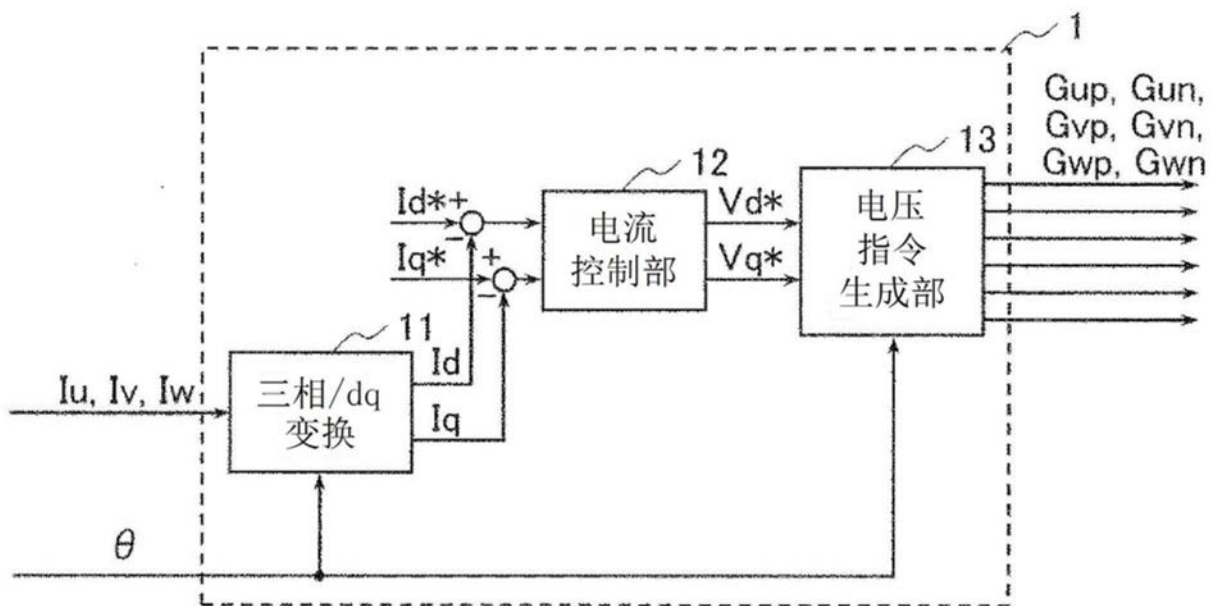


图4

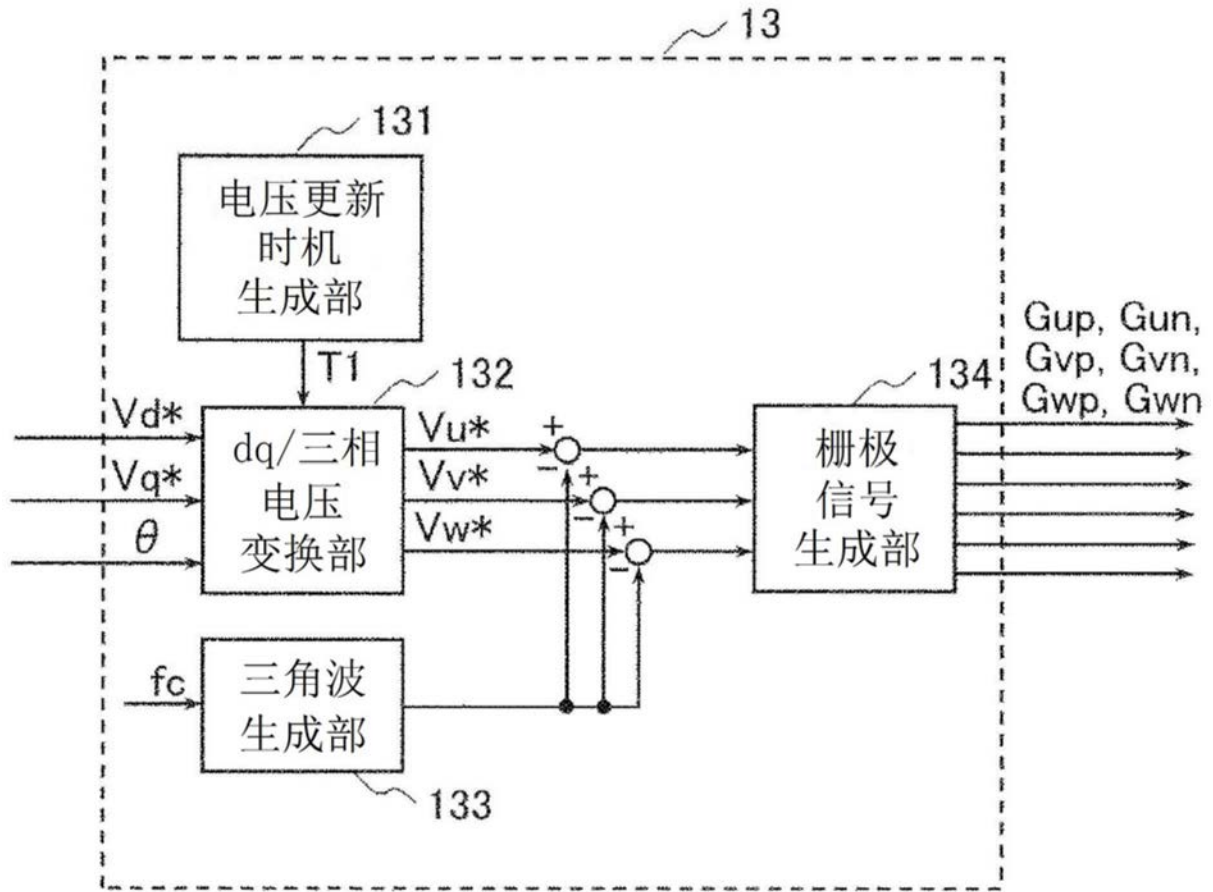


图5

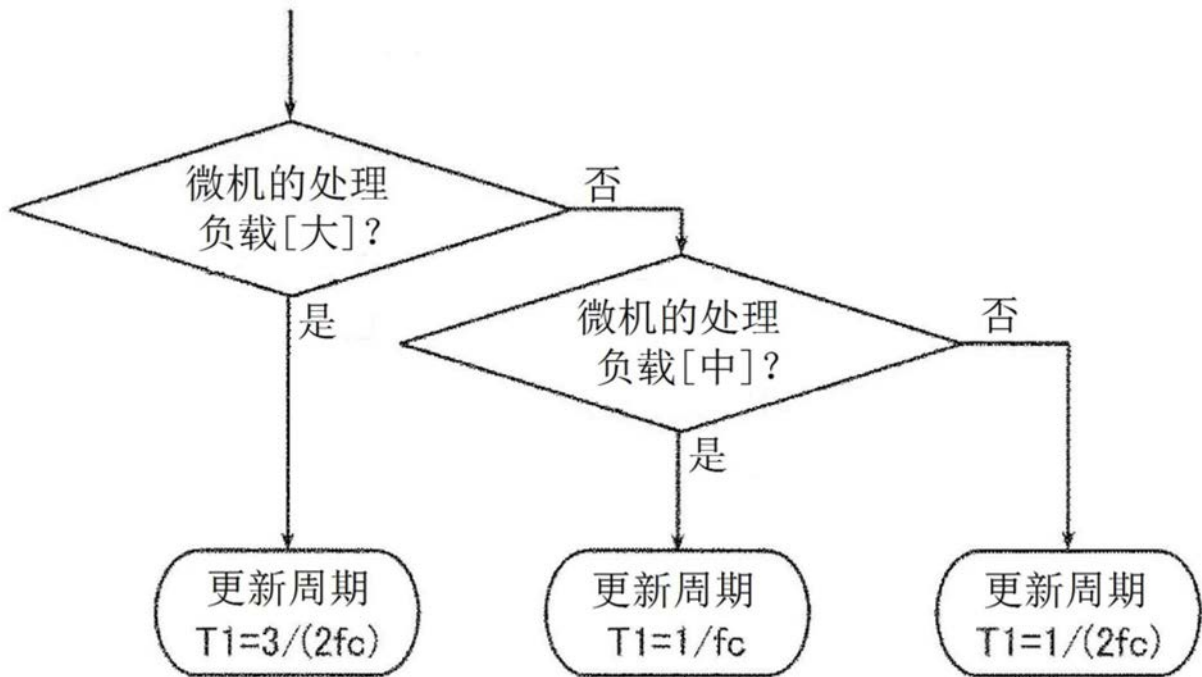


图6

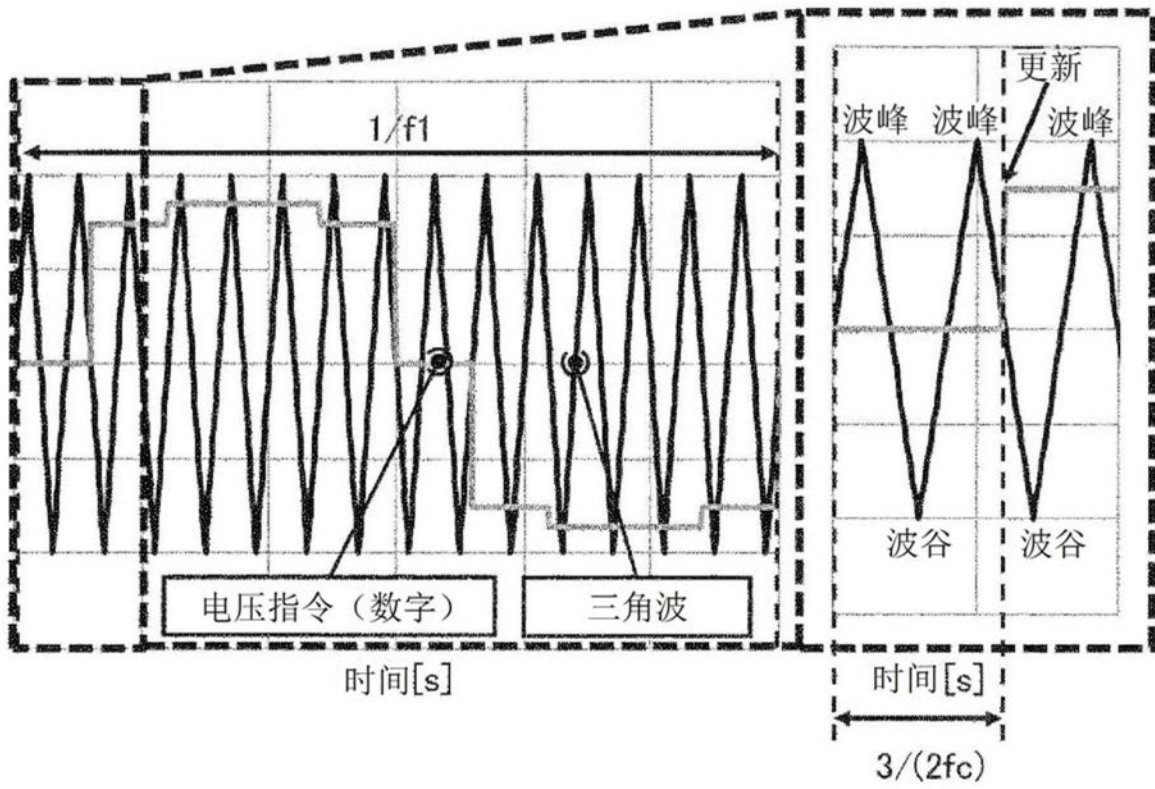


图7

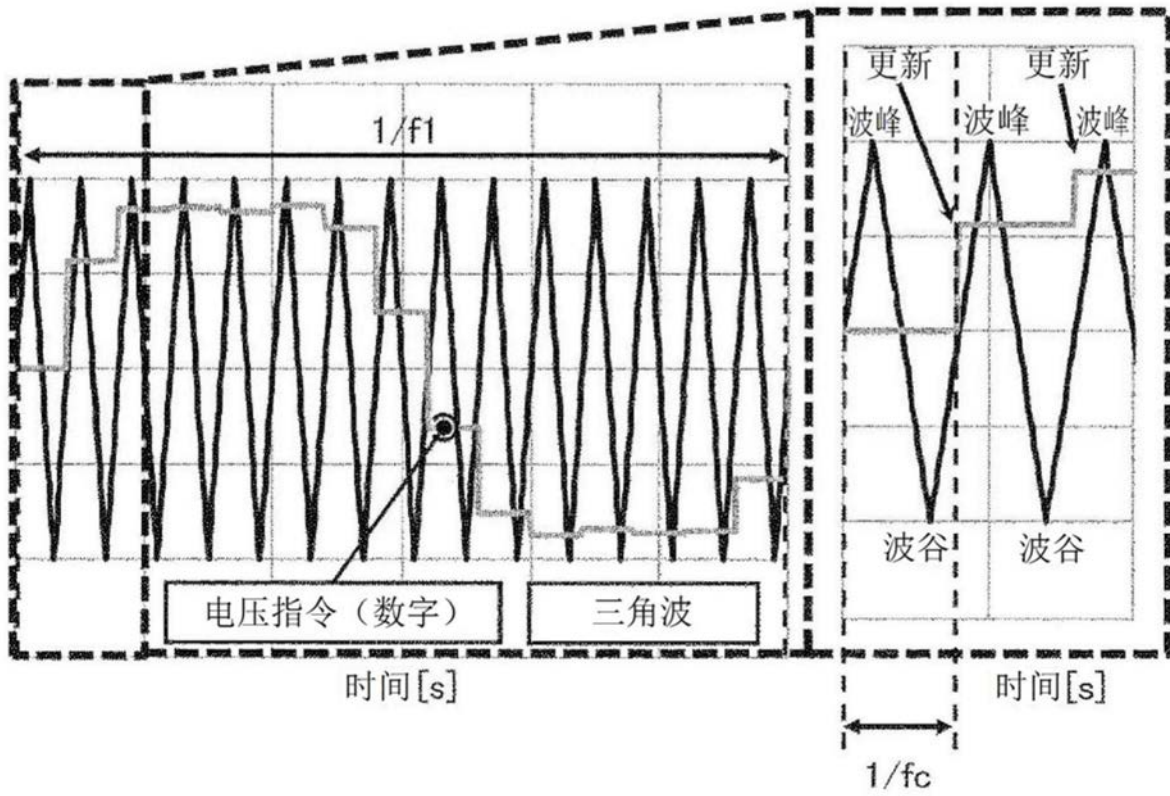


图8

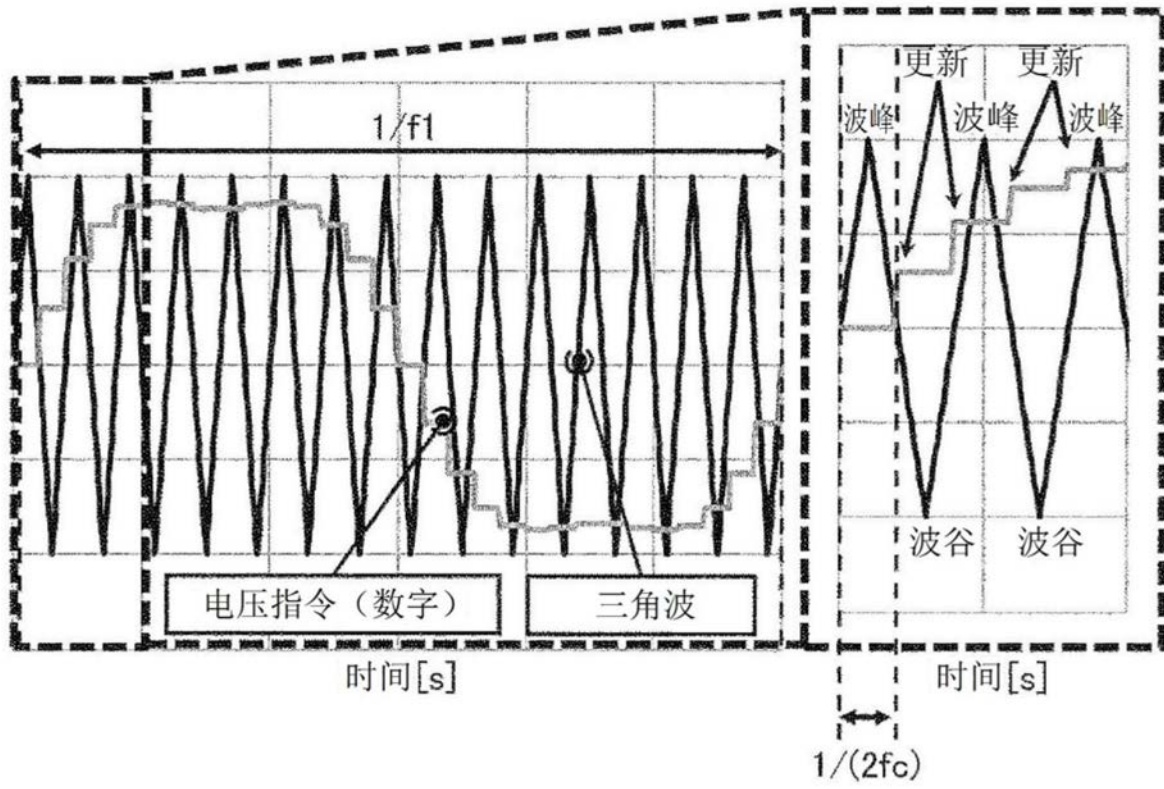


图9

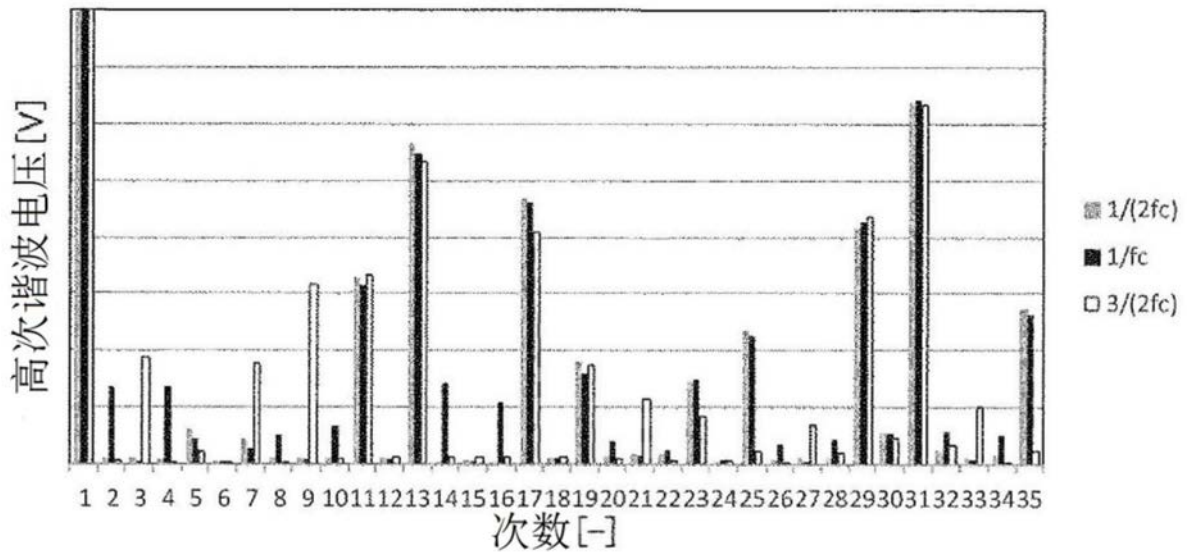


图10

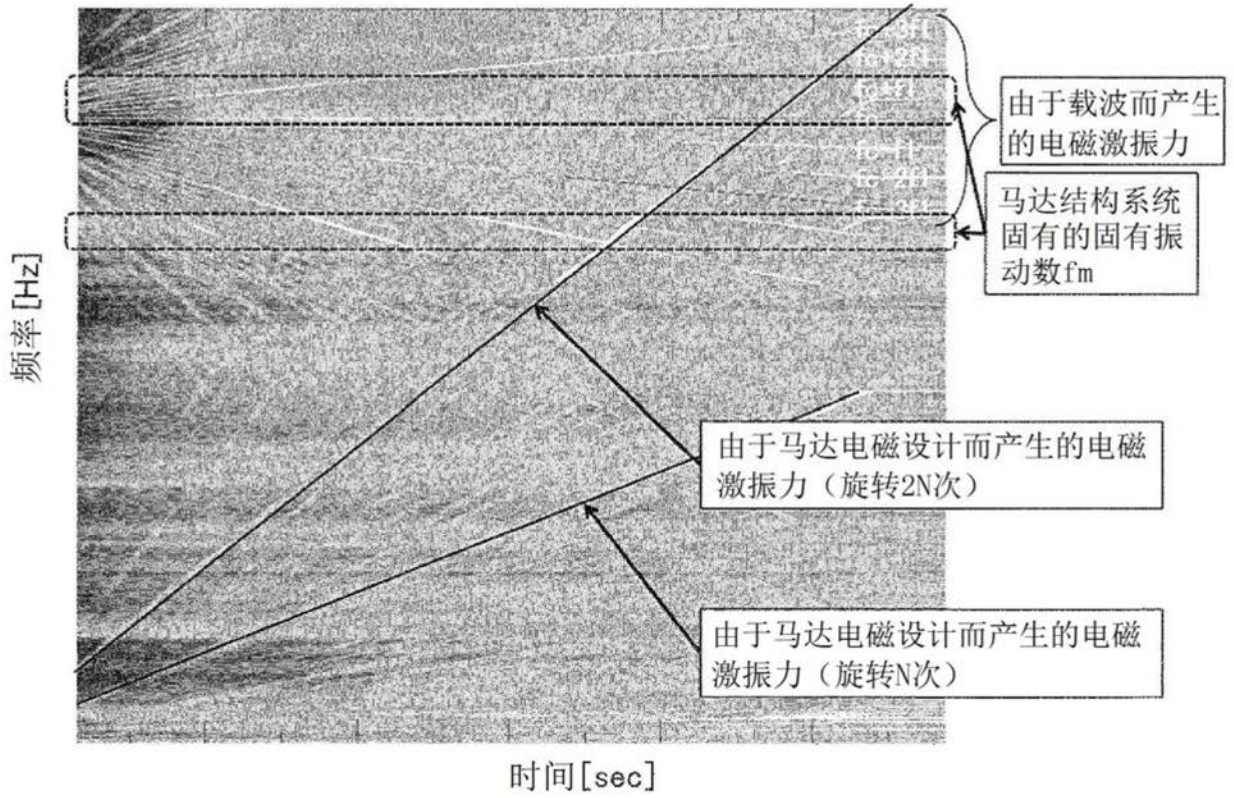


图11

噪声主要原因	噪声频率	附注（控制方式等）
马达的电磁设计	$N \times f_1, 2N \times f_1$	-
由于变换器而产生的电压高次谐波	$f_c \pm 3f_1, 2/3f_c \pm 2f_1$	电压更新时机： $3/(2f_c)$
	$f_c \pm 3f_1, f_c$	电压更新时机： $1/f_c$
	$f_c \pm 3f_1$	电压更新时机： $1/(2f_c)$

图12

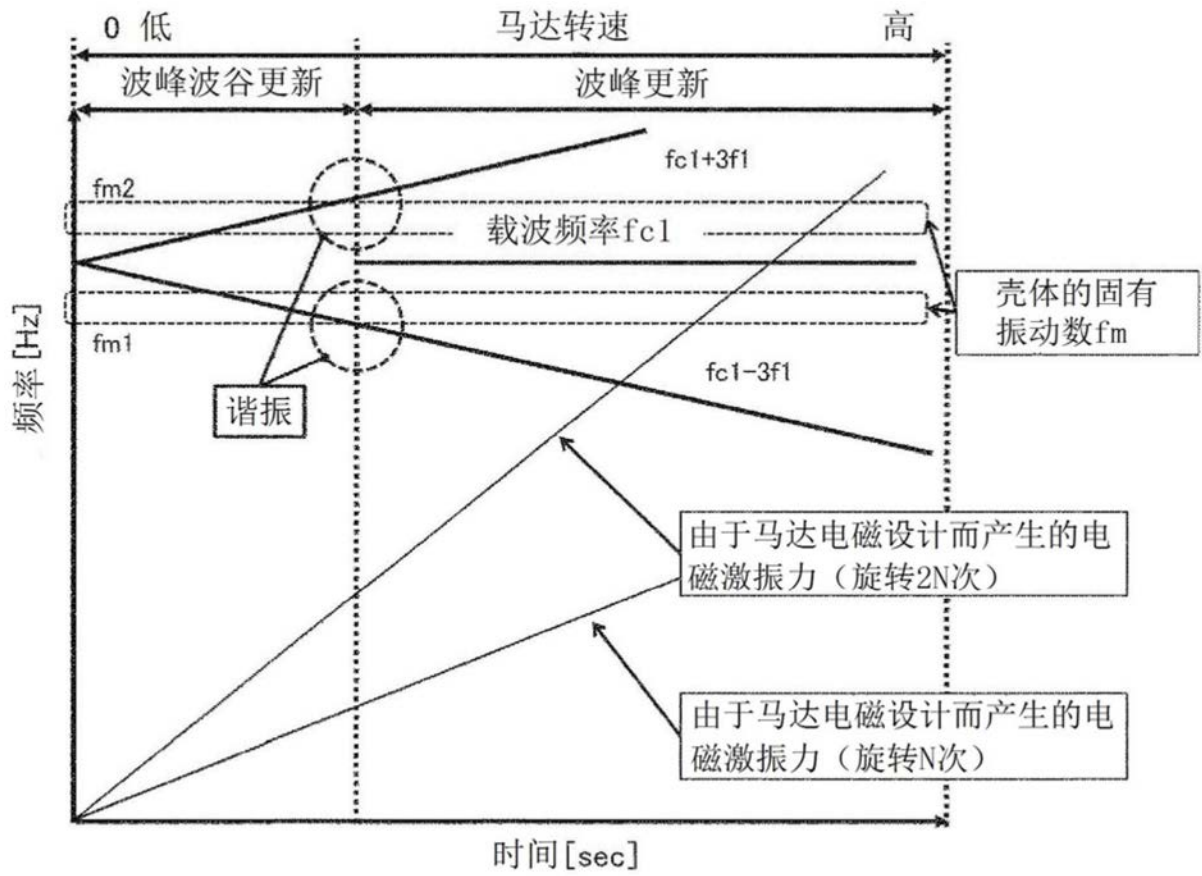


图13

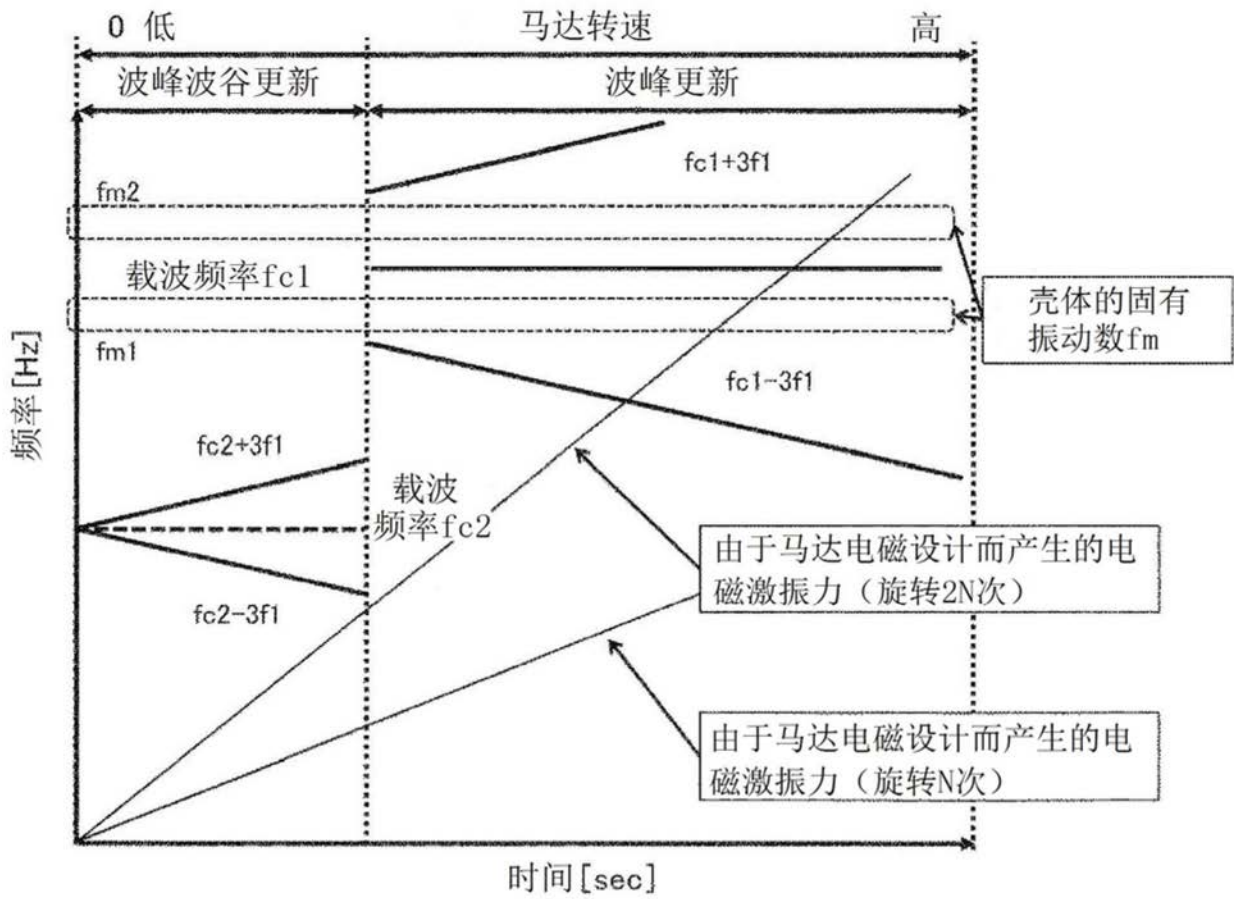


图14

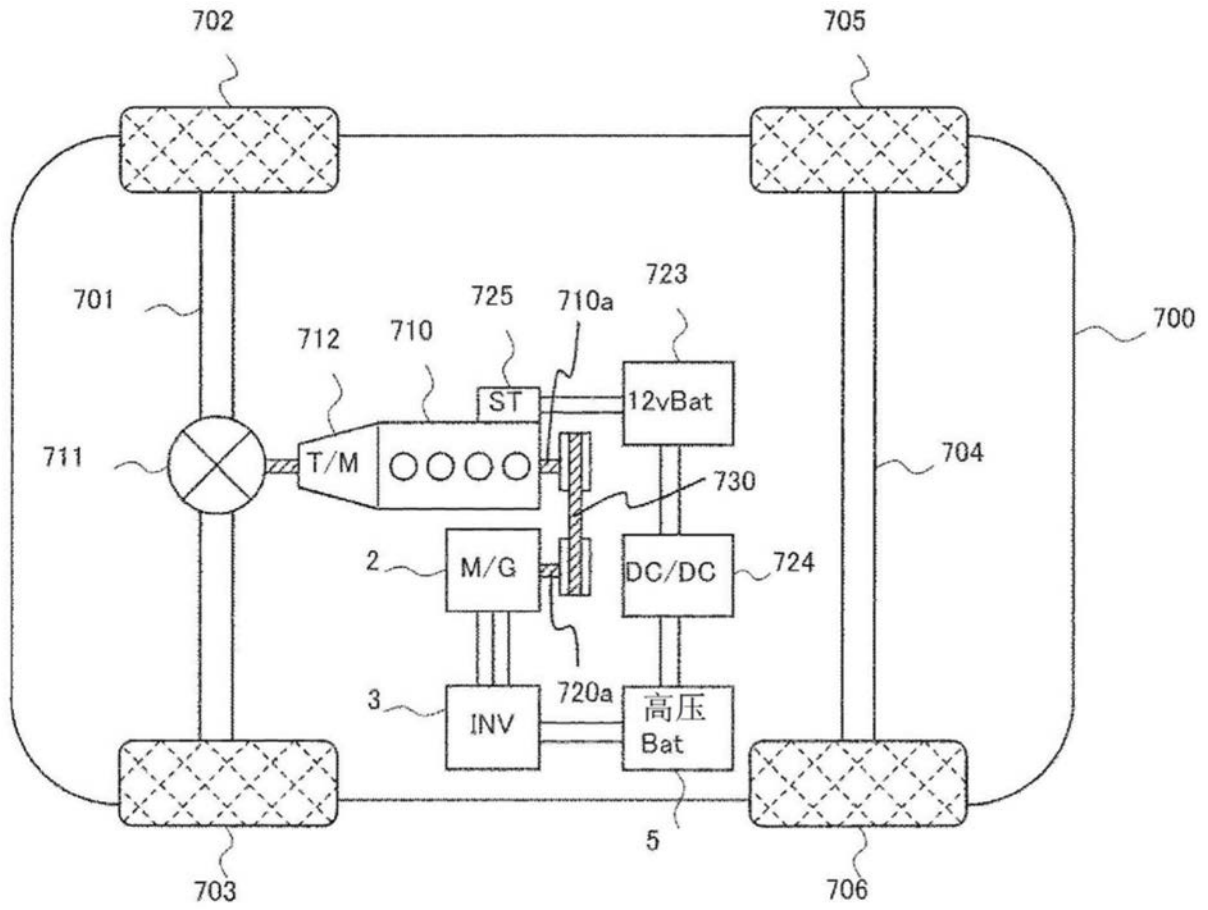


图15