



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103339004 A

(43) 申请公布日 2013. 10. 02

(21) 申请号 201280006462. 3

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2012. 03. 23

B60W 10/08 (2006. 01)

(30) 优先权数据

B60K 6/48 (2006. 01)

2011-068144 2011. 03. 25 JP

B60K 6/547 (2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

B60L 11/14 (2006. 01)

2013. 07. 25

B60L 15/20 (2006. 01)

(86) PCT申请的申请数据

B60W 20/00 (2006. 01)

PCT/JP2012/057580 2012. 03. 23

H02P 21/00 (2006. 01)

(87) PCT申请的公布数据

H02P 27/04 (2006. 01)

W02012/133220 JA 2012. 10. 04

H02P 27/06 (2006. 01)

(71) 申请人 爱信艾达株式会社

地址 日本爱知县

(72) 发明人 小林弘和 岛田有礼 青木刚志

苏布拉塔·萨哈 岩月健

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司

公司 11227

代理人 舒艳君 李洋

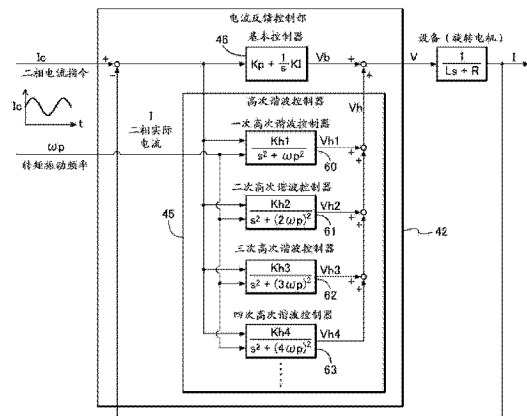
权利要求书1页 说明书23页 附图16页

(54) 发明名称

控制装置

(57) 摘要

寻求一种能够降低实际的输出转矩以及实际电流相对于正在振动的转矩指令以及电流指令的追踪延迟而降低稳态偏差的旋转电机的控制装置。该控制装置对与内燃机以及车轮驱动连结的旋转电机进行控制,具备:转矩电流运算部,其基于转矩指令来运算二相电流指令;实际电流运算部,其运算二相实际电流;电流反馈控制部,其使二相电压指令以二相实际电流接近于二相电流指令的方式变化;以及基于二相电压指令的电压控制部,转矩指令包含从内燃机传递来的传递转矩振动的振动抵消转矩指令,电流反馈控制部具有利用与传递转矩振动的频率的周期函数对应的传递函数的特性来算出二相电压指令的高次谐波控制器。



1. 一种控制装置,用于对与内燃机驱动连结并且与车轮驱动连结的旋转电机进行控制,其中,具备:

转矩电流运算部,其利用与所述旋转电机的旋转同步旋转的二轴的旋转坐标系即二轴旋转坐标系,基于使所述旋转电机进行输出的转矩指令来运算二相电流指令,所述二相电流指令是将所述旋转电机中流过的电流指令表示在所述二轴旋转坐标系中的电流指令;

实际电流运算部,其基于所述旋转电机中流过的实际电流来运算在所述二轴旋转坐标系中表示的二相实际电流;

电流反馈控制部,其使将施加给所述旋转电机的电压指令表示在所述二轴旋转坐标系中的二相电压指令按照所述二相实际电流接近于所述二相电流指令的方式变化;以及

电压控制部,其基于所述二相电压指令来控制施加给所述旋转电机的电压,

所述转矩指令包含振动抵消转矩指令,所述振动抵消转矩指令是用于抵消从所述内燃机向所述旋转电机传递的转矩振动即传递转矩振动的转矩指令,

所述电流反馈控制部具有利用与所述传递转矩振动的频率即转矩振动频率的周期函数对应的传递函数的特性来算出所述二相电压指令的高次谐波控制器。

2. 根据权利要求1所述的控制装置,其中,

所述高次谐波控制器利用具有与所述转矩振动频率的正弦波或者余弦波对应的传递函数的特性的运算器来算出所述二相电压指令。

3. 根据权利要求1或者2所述的控制装置,其中,

所述高次谐波控制器利用将与从所述转矩振动频率的1倍到n倍的各自然数倍的频率的周期函数分别对应的传递函数的特性并列而得到的特性,来算出所述二相电压指令,其中,n是2以上的自然数。

4. 根据权利要求1至3中任意一项所述的控制装置,其中,

所述电流反馈控制部具备:

比例积分控制器,其基于所述二相实际电流与所述二相电流指令之间的偏差来进行比例运算以及积分运算,算出基本电压指令;和

所述高次谐波控制器,其基于所述偏差来进行利用了与所述转矩振动频率的周期函数对应的传递函数的特性的运算,算出高频电压指令,

将所述基本电压指令和所述高频电压指令相加来算出所述二相电压指令。

5. 根据权利要求1至4中任意一项所述的控制装置,其中,

所述振动抵消转矩指令具有所述传递转矩振动的频率的正弦波分量或者余弦波分量。

## 控制装置

### 技术领域

[0001] 本发明涉及用于对与内燃机驱动连结并且与车轮驱动连结的旋转电机进行控制的控制装置。

### 背景技术

[0002] 关于上述那样的控制装置,例如在下述的专利文献 1 中公开了一种使旋转电机输出用于对从内燃机传递来的转矩振动进行减振的转矩的技术。此时,针对旋转电机的转矩指令成为传递转矩振动的逆相位的转矩指令。

[0003] 另外,在下述的专利文献 2 中公开了一种为了降低旋转电机输出的转矩脉动,而对旋转电机的电流反馈系统中的电流指令叠加用于降低转矩脉动的高频分量的技术。

[0004] 然而,由于旋转电机的控制装置为了追踪直流的电流指令而利用比例积分(PI)控制器,所以针对正在振动的指令的响应会产生延迟。因此,在专利文献 1 中,存在着实际的输出转矩以及实际电流相对于正在振动的转矩指令以及电流指令以具有相位延迟的方式进行追踪,产生稳态偏差,无法得到充分的减振效果以及转矩脉动降低效果的可能性。另外,在专利文献 2 的技术中,存在着由于振动指令分量在高通滤波器中穿出,所以会过度响应或弱于噪声这样的课题。

[0005] 专利文献 1: 日本特开 2006 — 33969 号公报

[0006] 专利文献 2: 日本特开 2004 — 64909 号公报

### 发明内容

[0007] 鉴于此,寻求一种能够抑制噪声的影响,并且降低实际的输出转矩以及实际电流相对于正在振动的转矩指令以及电流指令的追踪延迟,能够降低稳态偏差的旋转电机的控制装置。

[0008] 本发明所涉及的用于对与内燃机驱动连结并且与车轮驱动连结的旋转电机进行控制的控制装置的特征构成在于,具备:转矩电流运算部,其利用与所述旋转电机的旋转同步旋转的二轴的旋转坐标系即二轴旋转坐标系,基于使所述旋转电机进行输出的转矩指令来运算二相电流指令,该二相电流指令是将所述旋转电机中流过的电流指令表示在所述二轴旋转坐标系中的指令;实际电流运算部,其基于所述旋转电机中流过的实际电流,来运算在所述二轴旋转坐标系中表示的二相实际电流;电流反馈控制部,其使将施加给所述旋转电机的电压指令表示在所述二轴旋转坐标系中的二相电压指令按照所述二相实际电流接近于所述二相电流指令的方式变化;以及电压控制部,其基于所述二相电压指令来控制施加给所述旋转电机的电压,所述转矩指令包含振动抵消转矩指令,该振动抵消转矩指令是用于抵消从所述内燃机向所述旋转电机传递的转矩振动即传递转矩振动的转矩指令,所述电流反馈控制部具有利用与所述传递转矩振动的频率即转矩振动频率的周期函数对应的传递函数的特性来算出所述二相电压指令的高次谐波控制器。

[0009] 其中,本申请中的“旋转电机”包含马达(电动机)、发电机(Generator)以及根据需

要发挥马达以及发电机双方功能的马达 / 发电机中的任意一个概念。

[0010] 另外,在本申请中,“驱动连结”是指 2 个旋转构件被连结成能够传递驱动力的状态,包含该 2 个旋转构件被连结成一体旋转的状态或者该 2 个旋转构件被连结成能够借助一个或者二个以上传动部件传递驱动力的状态的概念。作为这样的传动部件,包括使旋转以同速或者变速传递的各种部件,例如包括轴、齿轮机构、传动带、链条等。另外,作为这样的传动部件,也可以包括选择性地传递旋转以及驱动力的接合构件,例如摩擦离合器、啮合式离合器等。

[0011] 根据上述的特征构成,用于抵消来自内燃机的传递转矩振动的振动抵消转矩指令中包含传递转矩振动的频率分量,将包含该振动抵消转矩指令的转矩指令表示在二轴旋转坐标系中的二相电流指令也包含传递转矩振动的频率分量。即,与成为针对电流反馈控制系统的输入的二相电流指令对应的传递函数中包含与传递转矩振动的频率的周期函数对应的传递函数。

[0012] 而且,根据上述的特征构成,由于电流反馈控制部被构成为利用与传递转矩振动的频率的周期函数对应的传递函数的特性,来算出二相电压指令,所以在电流反馈控制系统内具有与二相电流指令对应的传递函数。

[0013] 因此,由于电流反馈控制部具有与被输入给反馈控制部的指令即二相电流指令所含的传递函数同样的传递函数即传递转矩振动的频率的周期函数所对应的传递函数,所以能够减少稳态偏差地使二相实际电流追踪二相电流指令所含的传递转矩振动的频率分量。因此,能够减少稳态偏差地使旋转电机的输出转矩追踪振动抵消转矩指令,可提高振动抵消控制的效果。从而,能够在旋转电机中有效地抵消从内燃机传递的传递转矩振动,抑制被传递到车轮的情况。

[0014] 另外,由于高次谐波控制器算出的二相电压指令具有转矩振动频率的周期函数的分量而变化,所以难以受到噪声分量影响。

[0015] 在此,优选所述高次谐波控制器利用具有与所述转矩振动频率的正弦波或者余弦波对应的传递函数的特性的运算器,来算出所述二相电压指令。

[0016] 对从内燃机向旋转电机传递的传递转矩振动而言,转矩振动频率中的高次振动分量因内燃机与旋转电机之间的动力传递机构的衰减而衰减,使得转矩振动频率的正弦波或者余弦波的分量比例变大。因此,对用于抵消该传递转矩振动的振动抵消转矩指令而言,转矩振动频率的正弦波或者余弦波的分量的比例也变大。因此,在针对电流反馈控制系统的输入中,与转矩振动频率的正弦波或者余弦波对应的传递函数的特性的比例也变大。

[0017] 根据上述构成,由于高次谐波控制器利用具有与转矩振动频率的正弦波或者余弦波对应的传递函数的特性的运算器,所以能够减少稳态偏差地使二相实际电流追踪二相电流指令所含的传递转矩振动的正弦波或者余弦波的分量。

[0018] 在此,优选所述高次谐波控制器利用将与从所述转矩振动频率的 1 倍到  $n$  倍( $n$  为 2 以上的自然数)的各自然数倍的频率的周期函数分别对应的传递函数的特性并列而得到的特性,来算出所述二相电压指令。

[0019] 在包含二相电流指令相对于转矩指令的运算特性是曲线或者弯折线等高次函数分量的情况下,相对于具有转矩振动频率的分量的转矩指令,运算后的二相电流指令中含有转矩振动频率的 2 倍以上的频率分量。因此,针对电流反馈控制系统的输入也包含与转

矩振动频率的 2 倍以上频率的周期函数对应的传递函数的特性。

[0020] 根据上述构成,由于高次谐波控制器利用与转矩振动频率的 2 倍以上频率的周期函数对应的传递函数的特性来算出二相电压指令,所以能够使二相实际电流减少稳态偏差地追踪二相电流指令所含的转矩振动频率的 2 倍以上频率的周期函数的分量。

[0021] 在此,优选所述电流反馈控制部具备:比例积分控制器,其基于所述二相实际电流与所述二相电流指令之间的偏差来进行比例运算以及积分运算,算出基本电压指令;和所述高次谐波控制器,其基于所述偏差来进行利用了与所述转矩振动频率的周期函数对应的传递函数的特性的运算,算出高频电压指令,将所述基本电压指令和所述高频电压指令相加来算出所述二相电压指令。

[0022] 根据该构成,能够利用比例积分控制器来确保相对于转矩振动频率以外的二相电流指令的分量的追踪性,并且利用高次谐波控制器来确保相对于转矩振动频率的分量的追踪性。

[0023] 在此,优选所述振动抵消转矩指令具有所述传递转矩振动的频率的正弦波分量或者余弦波分量。

[0024] 根据该构成,能够将针对电流反馈控制系统的输入确定为正弦波或者余弦波并且可使其单纯化,能够容易地设定与输入对应的高次谐波控制器,提高追踪性。

#### 附图说明

[0025] 图 1 是表示本发明的实施方式所涉及的车辆用驱动装置以及控制装置的概略构成的示意图。

[0026] 图 2 是表示本发明的实施方式所涉及的控制装置的构成的框图。

[0027] 图 3 是表示本发明的实施方式所涉及的控制装置的构成的框图。

[0028] 图 4 是用于说明本发明的实施方式所涉及的动力传递系统的模型以及控制装置的处理的图。

[0029] 图 5 是用于说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的图。

[0030] 图 6 是用于说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的图。

[0031] 图 7 是用于说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的图。

[0032] 图 8 是用于说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的图。

[0033] 图 9 是用于说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的图。

[0034] 图 10 是本发明的实施方式所涉及的控制装置的框图。

[0035] 图 11 是说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的流程图。

[0036] 图 12 是说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的时序图。

[0037] 图 13 是说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的时序图。

[0038] 图 14 是说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的时序图。

[0039] 图 15 是说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的时序图。

[0040] 图 16 是说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的流程图。

[0041] 图 17 是说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的时序图。

[0042] 图 18 是说明本发明的实施方式所涉及的控制装置的处理的流程图。

## 具体实施方式

[0043] (第一实施方式)

[0044] 参照附图来说明本发明所涉及的旋转电机控制装置 32 的实施方式。图 1 是表示本实施方式所涉及的车辆用驱动装置 1 的概略构成的示意图。如该图所示,搭载了车辆用驱动装置 1 的车辆是具备内燃机即发动机 E 和旋转电机 MG 作为车辆的驱动力源的混合动力车辆。在该图中,粗实线表示驱动力的传递路径,虚线表示动作油的供给路径,单点划线表示信号的传递路径,细实线表示电力的传递路径。旋转电机 MG 与发动机 E 驱动连结并且与车轮 W 驱动连结。在本实施方式中,旋转电机 MG 借助第一动力传递机构 10 与发动机 E 驱动连结,并且借助第二动力传递机构 11 与车轮 W 驱动连结。在本实施方式中,第一动力传递机构 10 中具备将旋转电机 MG 和发动机 E 之间的驱动连结断开或连接的发动机分离离合器 CL,第二动力传递机构 11 中具备变速机构 TM。

[0045] 另外,混合动力车辆具备进行发动机 E 的控制的发动机控制装置 31、进行旋转电机 MG 的控制的旋转电机控制装置 32、进行变速机构 TM 以及发动机分离离合器 CL 的控制的动力传递控制装置 33 以及统合这些控制装置来进行车辆用驱动装置 1 的控制的车辆控制装置 34。其中,旋转电机控制装置 32 与本发明的“控制装置”相当。

[0046] 旋转电机控制装置 32 如图 2 所示,具备转矩电流运算部 40、实际电流运算部 41、电流反馈控制部 42、作为电压控制部 47 的二相三相电压转换部 43 以及逆变器控制部 44。

[0047] 转矩电流运算部 40 基于使旋转电机 MG 输出的输出转矩指令值  $T_{mo}$ ,来运算将流过旋转电机 MG 的电流指令表示在 dq 轴旋转坐标系的二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$ 。实际电流运算部 41 基于在旋转电机 MG 中流过的实际电流,运算在 dq 轴旋转坐标系中表示的二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$ 。电流反馈控制部 42 使在 dq 轴旋转坐标系中表示了对旋转电机 MG 施加的电压指令的二相电压指令  $V_d$ 、 $V_q$  按照二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  接近于二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  的方式变化。而且,二相三相电压转换部 43 以及逆变器控制部 44 基于二相电压指令  $V_d$ 、 $V_q$ ,来控制施加给旋转电机 MG 的电压。在此,dq 轴旋转坐标系是由与旋转电机 MG 的旋转同步旋转的 d 轴以及 q 轴构成的二轴旋转坐标系。其中,dq 轴旋转坐标系与本发明的“二轴旋转坐标系”相当。

[0048] 在这种构成中,输出转矩指令值  $T_{mo}$  包含用于抵消从发动机 E 向旋转电机 MG 传递的转矩振动即传递转矩振动  $T_{eov}$  的转矩指令即振动抵消转矩指令  $T_p$ 。而且,电流反馈控制部 42 在具有高次谐波控制器 45 的方面具有特征,其中,高次谐波控制器 45 利用与传递转矩振动  $T_{eov}$  的频率即转矩振动频率  $\omega_p$  的周期函数对应的传递函数的特性来算出二相电压指令  $V_d$ 、 $V_q$ 。以下,详细说明本实施方式所涉及的旋转电机控制装置 32 以及车辆用驱动装置 1。

[0049] 1. 车辆用驱动装置的构成

[0050] 首先,说明本实施方式所涉及的混合动力车辆的车辆用驱动装置 1 的构成。如图 1 所示,混合动力车辆是具备发动机 E 以及旋转电机 MG 作为车辆的驱动力源,这些发动机 E 和旋转电机 MG 被直列驱动连结的并行方式的混合动力车辆。混合动力车辆具备变速机构 TM,利用该变速机构 TM 对传递到中间轴 M 的发动机 E 以及旋转电机 MG 的旋转速度进行变速并且对转矩进行转换而向输出轴 O 传递。

[0051] 发动机 E 是通过燃料的燃烧而被驱动的内燃机,例如可以利用汽油发动机或柴油

发动机等公知的各种发动机。在本例中,发动机 E 的曲轴等发动机输出轴 E<sub>o</sub> 借助发动机分离离合器 CL 与和旋转电机 MG 驱动连结的输入轴 I 选择性驱动连结。即,发动机 E 借助作为摩擦接合构件的发动机分离离合器 CL 与旋转电机 MG 选择性驱动连结。另外,发动机输出轴 E<sub>o</sub> 借助未图示的减震器与发动机分离离合器 CL 的接合部件驱动连结。

[0052] 旋转电机 MG 具有被固定于非旋转部件的定子、和具备在该定子的径向内侧被支承为旋转自如的旋转轴的转子。该旋转电机 MG 的转子的旋转轴被驱动连结成与输入轴 I 以及中间轴 M 一体旋转。即,在本实施方式中,成为对输入轴 I 以及中间轴 M 驱动连结发动机 E 以及旋转电机 MG 双方的构成。

[0053] 旋转电机 MG 借助进行直流交流转换的逆变器 IN 与作为蓄电装置的电池 BT 电连接。而且,旋转电机 MG 能够发挥接受电力的供给来产生动力的马达(电动机)的功能、和接受动力的供给来产生电力的发电机(Generator)的功能。即,旋转电机 MG 借助逆变器 IN 接受来自电池 BT 的电力供给来进行牵引,或者将通过从发动机 E 或者车轮 W 传递来的旋转驱动力而发电产生的电力借助逆变器 IN 对电池 BT 蓄电(充电)。其中,电池 BT 是蓄电装置的一例,也可以利用电容器等其他的蓄电装置,或者并用多种蓄电装置。另外,逆变器 IN 具备用于将电池 BT 的直流电力转换成交流电力来驱动旋转电机 MG,或者用于将旋转电机 MG 发电产生的交流电力转换成直流电力来对电池 BT 进行充电的多个开关元件。

[0054] 旋转电机 MG 是基于三相交流动作的同步电动机。在本实施方式中,旋转电机 MG 是在转子上具备永磁铁、在定子上具备线圈的永磁铁同步电动机。此外,也可以代替永磁铁而具备电磁铁。

[0055] 驱动连结有驱动力源的中间轴 M 上驱动连结着变速机构 TM。在本实施方式中,变速机构 TM 是具有变速比不同的多个变速档的有级自动变速装置。变速机构 TM 为了形成这些多个变速档而具备行星齿轮机构等齿轮机构和多个摩擦接合构件 B1、C1、……。该变速机构 TM 以各变速档的变速比对中间轴 M 的旋转速度进行变速并且对转矩进行转换,向输出轴 O 传递。从变速机构 TM 向输出轴 O 传递的转矩经由输出用差动齿轮装置 DF 被分配传递到左右二个车轴 AX,并被传递到与各车轴 AX 驱动连结的车轮 W。

[0056] 在本例中,发动机分离离合器 CL 以及多个摩擦接合构件 B1、C1、……是分别具有多个摩擦器件而构成的离合器、制动器等接合构件。这些摩擦接合构件 CL、B1、C1、……通过对被供给的液压进行控制而接合或者释放。作为这种摩擦接合构件,例如优选利用湿式多板离合器或湿式多板制动器等。

### [0057] 2. 液压控制系统的构成

[0058] 下面,说明车辆用驱动装置 1 的液压控制系统。液压控制系统具备用于将从液压泵供给的动作油的液压调整成规定压力的液压控制装置 PC。在此虽然省略详细的说明,但液压控制装置 PC 通过基于来自液压调整用的线性电磁阀的信号压力对一个或者二个以上调整阀的开度进行调整,来对从该调整阀排出的动作油的量进行调整而将动作油的液压调整成一个或者二个以上的规定压力。被调整成规定压力的动作油分别以所需水平的液压被供给变速机构 TM 或发动机分离离合器 CL 的各摩擦接合构件等。

### [0059] 3. 控制装置的构成

[0060] 下面,说明进行车辆用驱动装置 1 的控制的控制装置 31 ~ 34 的构成。

[0061] 控制装置 31 ~ 34 分别具备 CPU 等运算处理装置作为核心部件,并且具有构成为

能够从该运算处理装置读出以及写入数据的 RAM (随机读取存储器)、构成为能够从运算处理装置读出数据的 ROM (只读存储器) 等存储装置等。而且,通过在各控制装置的 ROM 等中存储的软件(程序)或者另行设置的运算电路等硬件或者这两方,来构成图 2 所示那样的旋转电机控制装置 32 的各功能部 40 ~ 44。另外,控制装置 31 ~ 34 被构成为相互进行通信,共享传感器的检测信息以及控制参数等各种信息并且进行协调控制,来实现各功能部 40 ~ 44 的功能。

[0062] 另外,车辆用驱动装置 1 具备传感器 Se1 ~ Se4,从各传感器输出的电信号被输入给控制装置 31 ~ 34。控制装置 31 ~ 34 基于被输入的电信号来算出各传感器的检测信息。发动机旋转速度传感器 Se1 是用于检测发动机输出轴 Eo (发动机 E) 的旋转速度以及旋转角度的传感器。发动机控制装置 31 基于发动机旋转速度传感器 Se1 的输入信号来检测发动机 E 的旋转速度(角速度)  $\omega_e$  以及旋转角度  $\theta_e$ 。

[0063] 输入轴旋转速度传感器 Se2 是用于检测输入轴 I 及中间轴 M 的旋转速度以及旋转角度的传感器。由于旋转电机 MG 的旋转轴与输入轴 I 以及中间轴 M 一体驱动连结,所以旋转电机控制装置 32 基于输入轴旋转速度传感器 Se2 的输入信号来检测旋转电机 MG (转子) 的旋转速度(角速度)  $\omega_m$  及旋转角度  $\theta_m$ 、以及输入轴 I 及中间轴 M 的旋转速度。另外,旋转电机控制装置 32 基于输入轴旋转速度传感器 Se2 的输入信号,来检测旋转电机 MG 的磁极位置  $\theta_{re}$ 、磁极位置  $\theta_{re}$  的旋转速度(角速度)即磁极旋转速度  $\omega_{re}$ 。在此,磁极位置  $\theta_{re}$  以及磁极旋转速度  $\omega_{re}$  用于利用电角来表示转子的旋转角度以及旋转速度(角速度)。其中,作为输入轴旋转速度传感器 Se2,可利用分析器或者旋转编码器等。

[0064] 输出轴旋转速度传感器 Se3 是用于检测输出轴 O 的旋转速度的传感器。动力传递控制装置 33 基于输出轴旋转速度传感器 Se3 的输入信号来检测输出轴 O 的旋转速度(角速度)  $\omega_o$ 。另外,由于输出轴 O 的旋转速度与车速成比例,所以动力传递控制装置 33 基于输出轴旋转速度传感器 Se3 的输入信号来算出车速。

[0065] 电流传感器 Se4 是用于检测在旋转电机 MG 的各相线圈中流过的电流的传感器。旋转电机控制装置 32 基于电流传感器 Se4 的输入信号来检测在各相线圈中流过的实际电流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$ 。

[0066] 3 - 1. 车辆控制装置

[0067] 车辆控制装置 34 具备对发动机 E、旋转电机 MG、变速机构 TM 以及发动机分离离合器 CL 等进行的各种转矩控制以及进行将各摩擦接合构件的接合控制等统合为车辆整体的控制的功能部。

[0068] 车辆控制装置 34 根据加速器开度、车速以及电池的充电量等,来算出从中间轴 M 侧向输出轴 O 侧传递的目标驱动力即车辆要求转矩,并且决定发动机 E 以及旋转电机 MG 的运转模式。而且,车辆控制装置 34 基于车辆要求转矩以及运转模式等,来算出对发动机 E 要求的输出转矩即发动机要求转矩、对旋转电机 MG 要求的输出转矩即旋转电机要求转矩以及发动机分离离合器 CL 的目标传递转矩容量,将它们指示给其他的控制装置 31 ~ 33 来进行统合控制。

[0069] 车辆控制装置 34 基于加速器开度、车速以及电池的充电量等,来决定各驱动力源的运转模式。在本实施方式中,作为运转模式,具有仅将旋转电机 MG 作为驱动力源的电动模式、至少将发动机 E 作为驱动力源的并行模式(Parallel mode)、通过发动机 E 的旋转驱



动力来进行旋转电机 MG 的再生发电的发动机发电模式、利用从车轮传递的旋转驱动力来进行旋转电机 MG 的再生发电的再生发电模式、以及利用旋转电机 MG 的旋转驱动力来使发动机 E 起动的发动机起动模式。在此,发动机分离离合器 CL 被接合的运转模式是并行模式、发动机发电模式以及发动机起动模式。因此,在运转模式是并行模式、发动机发电模式或者发动机起动模式的情况下,由于发动机 E 的输出转矩经由发动机分离离合器 CL 被向旋转电机 MG 传递,所以在规定的条件成立的情况下,实施后述的转矩振动抵消控制以及高次谐波控制。

### [0070] 3-2. 发动机控制装置

[0071] 发动机控制装置 31 具备进行发动机 E 的动作控制的功能部。在本实施方式中,发动机控制装置 31 在被从车辆控制装置 34 指示了发动机要求转矩的情况下,将从车辆控制装置 34 指示的发动机要求转矩设定成输出转矩指令值,进行按照发动机 E 输出输出转矩指令值的输出转矩  $T_e$  的方式加以控制的转矩控制。

### [0072] 3-3. 动力传递控制装置

[0073] 动力传递控制装置 33 具备进行变速机构 TM 以及发动机分离离合器 CL 的控制的功能部。动力传递控制装置 33 被输入输出轴旋转速度传感器  $Se_3$  等传感器的检测信息。

#### [0074] 3-3-1. 变速机构的控制

[0075] 动力传递控制装置 33 进行对变速机构 TM 形成变速档的控制。在本实施方式中,动力传递控制装置 33 基于车速、加速器开度以及档位位置等传感器检测信息来决定变速机构 TM 中的目标变速档。而且,动力传递控制装置 33 借助液压控制装置 PC 对变速机构 TM 所具备的各摩擦接合构件  $C_1$ 、 $B_1$ 、……被供给的液压进行控制,来使各摩擦接合构件接合或者释放而使变速机构 TM 形成目标的变速档。

#### [0076] 3-3-2. 发动机分离离合器的控制

[0077] 另外,动力传递控制装置 33 进行发动机分离离合器 CL 的接合或者释放。在本实施方式中,动力传递控制装置 33 按照发动机分离离合器 CL 的传递转矩容量与从车辆控制装置 34 指示的目标传递转矩容量一致的方式,借助液压控制装置 PC 来控制向发动机分离离合器 CL 供给的液压。其中,在本实施方式中,只要没有特别说明,则发动机分离离合器 CL 被接合。

### [0078] 3-4. 旋转电机控制装置

[0079] 旋转电机控制装置 32 是进行旋转电机 MG 的动作控制的控制装置。如图 2 所示,旋转电机控制装置 32 具备转矩电流运算部 40、实际电流运算部 41、电流反馈控制部 42、二相三相电压转换部 43 以及逆变器控制部 44 的功能部,各功能部相配合地进行控制,以使旋转电机 MG 输出输出转矩指令值  $T_{mo}$  的转矩。

[0080] 输出转矩指令值  $T_{mo}$  包含用于抵消从发动机 E 向旋转电机 MG 传递的转矩振动即传递转矩振动  $Te_{ov}$  的转矩指令即振动抵消转矩指令  $T_p$ 。

[0081] 在本实施方式中,旋转电机控制装置 32 构成为具备算出振动抵消转矩指令  $T_p$  的转矩振动抵消控制部 70。

[0082] 旋转电机控制装置 32 基于由车辆控制装置 34 指示的旋转电机要求转矩等来设定基础转矩指令值  $T_b$ 。而且,旋转电机控制装置 32 如图 2 所示,被构成为将基础转矩指令值  $T_b$  与转矩振动抵消控制部 70 算出的振动抵消转矩指令  $T_p$  相加后的值设定为输出转矩指令

值  $T_{m0}$ 。其中,输出转矩指令值  $T_{m0}$  相当于本发明“转矩指令”。

[0083] 3-4-1. 转矩振动抵消控制部 70

[0084] 转矩振动抵消控制部 70 是执行算出用于将从发动机 E 向旋转电机 MG 传递的传递转矩振动  $Teov$  抵消的振动抵消转矩指令  $Tp$  的转矩振动抵消控制的功能部。以下,详细说明算出振动抵消转矩指令  $Tp$  的转矩振动抵消控制的处理。

[0085] 3-4-1-1. 从发动机传递的转矩振动

[0086] 首先,说明车辆用驱动装置 1 的动力传递系统。图 4 表示了将动力传递系统模型化成 3 惯性的轴扭转振动系统。即,将发动机 E、旋转电机 MG 以及负载(车辆)模型化成分别具有惯性力矩(inertia)  $J_e$ 、 $J_m$ 、 $J_l$  的刚体。而且,模型化成发动机 E 与旋转电机 MG 之间通过具有弹性的第一动力传递机构 10 连结,旋转电机 MG 和负载(车辆)之间通过具有弹性的第二动力传递机构 11 连结。在本实施方式中,第一动力传递机构 10 由减震器、发动机输出轴  $Eo$  以及输入轴 I 等部件构成。第一动力传递机构 10 具有规定的扭转弹簧常数和粘性摩擦系数,产生轴扭转。第二动力传递机构 11 由中间轴 M、变速机构 TM、输出轴 O 以及车轴 AX 等部件构成。

[0087] 如图 4 所示,由于发动机 E 的间歇性燃烧等,在发动机 E 的输出转矩  $Te$  中产生相对于该输出转矩的平均值的振动分量即输出转矩振动  $TeV$ 。发动机 E 的输出转矩  $Te$  经由第一动力传递机构 10 被作为传递转矩  $Teo$  传递给旋转电机 MG。传递转矩  $Teo$  中被传递输出转矩振动  $TeV$ ,产生相对于该传递转矩  $Teo$  的平均值的振动分量即传递转矩振动  $Teov$ 。而且,在没有如本实施方式那样进行转矩振动抵消控制的情况下,有可能传递转矩振动  $Teov$  被向车轮 W 侧传递而使驾驶员感到不舒服。

[0088] 鉴于此,在本实施方式中,构成为通过转矩振动抵消控制,使旋转电机 MG 输出用于抵消传递转矩振动  $Teov$  的抵消振动转矩  $Tmv$ ,来降低从旋转电机 MG 向车轮 W 侧传递的转矩振动。即,构成为通过转矩振动抵消控制来降低将传递转矩  $Teo$  和旋转电机 MG 的输出转矩  $Tm$  合计后的合计转矩  $To$  中的振动分量即合计转矩振动  $Tov$ 。

[0089] 合计转矩振动  $Tov$  产生旋转电机 MG 的旋转速度  $\omega_m$  中的振动分量即旋转速度振动  $\omega_{mv}$ 。详细而言,将合计转矩  $To$  与从第二动力传递机构 11 向旋转电机 MG 传递的转矩合计后的转矩除以旋转电机 MG 的惯性力矩  $J_m$  并进行积分后的值成为旋转电机 MG 的旋转速度(角速度)。因此,旋转电机 MG 的旋转速度  $\omega_m$  中产生将合计转矩振动  $Tov$  除以惯性力矩  $J_m$  并进行积分后的值的旋转速度振动  $\omega_{mv}$ 。

[0090] 鉴于此,转矩振动抵消控制部 70 构成为基于旋转电机 MG 的旋转速度  $\omega_m$ ,按照旋转速度振动  $\omega_{mv}$  减少的方式来算出振动抵消转矩指令  $Tp$ 。即,转矩振动抵消控制部 70 按照抵消振动转矩  $Tmv$  成为传递转矩振动  $Teov$  的逆相位的转矩的方式来算出振动抵消转矩指令  $Tp$ 。

[0091] 接着,更详细地说明从发动机 E 经由第一动力传递机构 10 向旋转电机 MG 传递的传递转矩振动  $Teov$ 。

[0092] 如图 5 所示,发动机 E 的输出转矩  $Te$  因发动机 E 的燃烧步骤中的燃烧而产生。在火花点火式发动机的情况下,在点火正时后开始燃烧。即,由于燃烧而上升的燃烧室内的压力经由活塞以及连杆按照曲轴角度等的几何学关系,被向曲轴(发动机输出轴  $Eo$ )传递,并被转换成发动机 E 的输出转矩  $Te$ 。发动机 E 的输出转矩  $Te$  在点火正时后逐渐增加,随着

活塞接近下止点而逐渐减少。因此,发动机 E 的输出转矩  $T_e$  如图 5 所示,与旋转同步周期性振动。发动机 E 的输出转矩  $T_e$  的转矩振动频率  $\omega_p$  (角频率)根据发动机 E 的旋转速度  $\omega_e$  而变化。在气缸数为 N 的 4 循环发动机中, $\omega_p = N / 2 \times \omega_e$ ,在 4 气缸发动机中, $\omega_p = 2 \times \omega_e$ 。其中,在柴油发动机等压缩自点火发动机中,点火正时、即燃烧开始正时可作为向燃烧室内的燃料喷射正时。

[0093] 如果对发动机 E 的输出转矩  $T_e$  进行傅里叶变换,则针对转矩振动频率  $\omega_p$  能够得到 0 次(0)、1 次( $\omega_p$ )、2 次( $2\omega_p$ )、3 次( $3\omega_p$ )、4 次( $4\omega_p$ )、……的频率分量的振幅。傅里叶变换中的 0 次频率分量的振幅与发动机 E 的输出转矩  $T_e$  的平均值对应。傅里叶变换中的 1 次频率分量的振幅大致与输出转矩振动的  $T_{ev}$  的振幅对应。傅里叶变换中的 2 次以上频率分量的振幅小于 1 次频率分量的振幅,随着变为高次,振幅减少。

[0094] 另外,由于发动机 E 的输出转矩  $T_e$  变动到零附近,所以输出转矩振动  $T_{ev}$  的振幅大。该输出转矩振动  $T_{ev}$  的振幅与发动机 E 的输出转矩  $T_e$  的平均值的增加大概成比例地增加。其中,以下只要没有特别说明,则发动机 E 的输出转矩  $T_e$  表示正在振动的转矩的平均值。

[0095] 该正在振动的发动机 E 的输出转矩  $T_e$  经由第一动力传递机构 10 被向旋转电机 MG 传递,成为传递转矩  $T_{eo}$ 。第一动力传递机构 10 的转矩传递特性在与发动机 E 的旋转速度  $\omega_e$  的运转区域对应的转矩振动频率  $\omega_p$  的频带中,如图 5 所示的转矩传递特性的波德图(Bode diagram)的例子那样,随着转矩振动频率  $\omega_p$  增加,增益自 0dB 开始逐渐减少。例如,在转矩振动频率  $\omega_p$  的频带中,增益以大约  $-40\text{dB} / \text{dec}$  减少。因此,如图 5 的波德图的例子所示,1 次频率分量的增益也自 0dB 开始减少,但 2 次以上频率分量的增益的减少大于 1 次减少幅度。由于该 2 次以上增益的减少是以 dB 为单位的减少,所以是指数函数性的减少,减少量大。其中,由于 0 次频率分量的增益是 0dB,所以发动机 E 的输出转矩  $T_e$  的平均值不减少,而保持原样成为输出转矩振动  $T_{ev}$  的平均值。

[0096] 因此,输出转矩振动  $T_{ev}$  中的 2 次以上振动分量的振幅因第一动力传递机构 10 的传递特性而比 1 次振动分量中的振幅的减少大幅减少,被向旋转电机 MG 传递。因此,传递转矩  $T_{eo}$  中的传递转矩振动  $T_{eov}$  如图 5 所示,2 次以上振动分量的振幅大幅减少,接近于 1 次振动分量。其中,1 次振动分量的振幅也减少。因此,能够如下式所示那样利用转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 次振动分量即转矩振动频率(角频率)  $\omega_p$  的正弦波(或者余弦波)来近似传递转矩振动  $T_{eov}$ 。

[0097] [数 1]

$$[0098] \quad T_{eov}(t) = \Delta T_{eov} \sin(\omega_p t) \dots (1)$$

[0099] 在此,  $\Delta T_{eov}$  是传递转矩振动  $T_{eov}$  的振幅。其中,传递转矩振动  $T_{eov}$  由于第一动力传递机构 10 的传递特性而相对于输出转矩振动  $T_{ev}$  产生大约  $-180\text{deg} \sim -160\text{deg}$  的相位延迟。

[0100] 其中,如图 5 的波德图所示,可知第一动力传递机构 10 的转矩传递特性与转矩振动频率  $\omega_p$ 、即发动机 E 的旋转速度  $\omega_e$  成比例,增益降低。因此,在低的旋转速度  $\omega_e$  (例如 1000rpm)下,增益的减少变小,传递转矩振动的振幅  $\Delta T_{eov}$  变大。另外,发动机 E 的输出转矩  $T_e$  的平均值越大,则该输出转矩  $T_e$  中的输出转矩振动  $T_{ev}$  的振幅越变大,即使是相同的增益(旋转速度),传递转矩振动的振幅也变大。

[0101] 因此,如图 6 所示,低的旋转速度  $\omega_e$  且高的输出转矩  $T_e$  的区域成为传递转矩振动  $T_{eov}$  增大到使驾驶员感到不舒服的水平的高振动区域。该高振动区域如图 6 所示,与发动机 E 的热效率变高的高效率区域重复。在不进行本申请那样的转矩振动抵消控制的情况下,需要避开高振动区域来运转发动机 E,会产生无法使用发动机 E 的高效率区域的情况。因此,在本实施方式所涉及的控制装置中,进行转矩振动抵消控制,抵消传递转矩振动  $T_{eov}$ ,以便能够使用高振动区域。

[0102] 3-4-1-2. 振动抵消转矩指令  $T_p$

[0103] 可知为了抵消能够以相对于转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 次振动分量来加以近似的传递转矩振动  $T_{eov}$ ,只要使旋转电机 MG 输出与式(1)的传递转矩振动  $T_{eov}$  相反的相位、即相位提前或者或者延迟  $\pi$  (180deg) 的转矩振动即可。

[0104] 因此,由转矩振动抵消控制部 70 算出的振动抵消转矩指令  $T_p$  如下式所示,接近于转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 次的振动分量、即转矩振动频率  $\omega_p$  的正弦波(或者余弦波)。

[0105] [数 2]

$$[0106] \quad T_p(t) = \Delta T_p \sin(\omega_p t) \dots (2)$$

[0107] 在此,  $\Delta T_p$  是振动抵消转矩指令  $T_p$  的振幅,  $\omega_p$  是振动抵消转矩指令  $T_p$  的振动频率。

[0108] 在本实施方式中,转矩振动抵消控制部 70 构成为基于旋转电机 MG 的旋转速度  $\omega_m$ ,进行按照旋转速度  $\omega_m$  的旋转速度振动  $\omega_{mv}$  减少的方式来变更振动抵消转矩指令  $T_p$  的旋转反馈控制。作为该旋转反馈控制的结果,振动抵消转矩指令  $T_p$  变成式(2)所示那样的转矩振动频率  $\omega_p$  的正弦波(或者余弦波)或者与其接近的波形。

[0109] 在本实施方式中,转矩振动抵消控制部 70 被构成为在发动机 E 的旋转速度  $\omega_e$  以及发动机要求转矩的运转条件处于图 6 所示的高振动区域那样的预先决定的抵消控制执行区域内的情况下,判定为执行转矩振动抵消控制,在不处于抵消控制执行区域内的情况下,判定为不执行转矩振动抵消控制。

[0110] 转矩振动抵消控制部 70 在判定为执行转矩振动抵消控制的情况下,算出振动抵消转矩指令  $T_p$ ,在判定为不执行转矩振动抵消控制的情况下,将振动抵消转矩指令  $T_p$  设定成 0。

[0111] 其中,在从基于第一动力传递机构 10 的输出转矩振动  $T_{ev}$  开始传递转矩振动  $T_{eov}$  的振幅减少小的情况等下,存在着在传递转矩振动  $T_{eov}$  中转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 次以上振动分量未充分变小的情况。该情况下,也可以构成为对振动抵消转矩指令  $T_p$  如下式那样,施加转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍以上频率的振动分量。

[0112] [数 3]

$$[0113] \quad T_p(t) = \Delta T_p \sin(\omega_p t) + \Delta T_{p2} \sin(2\omega_p t) + \Delta T_{p3} \sin(3\omega_p t) + \dots \dots \dots \dots (3)$$

[0114] 3-4-2. 转矩控制以及电流反馈控制

[0115] 在本实施方式中,如图 2 所示,旋转电机控制装置 32 将基础转矩指令值  $T_b$  与振动抵消转矩指令  $T_p$  相加后的值设定为输出转矩指令值  $T_{mo}$ 。而且,构成为旋转电机控制装置 32 的各功能部 40 ~ 44 相协调来执行使旋转电机 MG 输出输出转矩指令值  $T_{mo}$  的转矩的转矩控制。

[0116] 此时,旋转电机控制装置 32 被构成为基于输出转矩指令值  $T_{mo}$  来算出电流指令,

通过使用向量控制法的电流反馈控制来进行旋转电机 MG 的控制。在向量控制中,在转子所具备的磁铁的 N 极的朝向(磁极位置)确定 d 轴,由此在电角超前  $\pi / 2$  的方向取 q 轴,设定由与转子的电角的旋转同步旋转的 d 轴以及 q 轴构成的 dq 轴旋转坐标系。在此,以 U 相线圈为基准将 d 轴(磁极位置)的进角(电角)定义为磁极位置  $\theta_{re}$ 。而且,在向量控制中,进行如下的电流反馈控制:在 dq 轴旋转坐标系中设定电流指令,基于磁极位置  $\theta_{re}$  将各相线圈中流过的实际电流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  转换成在 dq 轴旋转坐标系中表示的二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$ ,按照二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  接近于电流指令的方式来控制施加给旋转电机 MG 的电压。以下,详细说明本实施方式所涉及的转矩控制以及电流反馈控制。

[0117] 3-4-2-1. 转矩电流运算部 40

[0118] 转矩电流运算部 40 是基于使旋转电机 MG 输出的输出转矩指令值  $T_{mo}$ ,来运算将旋转电机 MG 中流过的电流指令表示在 dq 轴旋转坐标系中的二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  的功能部。

[0119] 在本实施方式中,转矩电流运算部 40 构成为算出使旋转电机 MG 输出输出转矩指令值  $T_{mo}$  的转矩那样的 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  以及 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$ 。在图 7(a)中,如作为等转矩曲线 A2 而表示那样,使旋转电机 MG 输出相同大小的转矩那样的 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  以及 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  的组合存在无数个。鉴于此,转矩电流运算部 40 根据  $I_d = 0$  控制、最大转矩电流控制、最大转矩磁通控制、以及弱磁通控制等控制方法,来运算二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$ 。 $I_d = 0$  控制是将 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  设定成 0,根据输出转矩指令值  $T_{mo}$  来使 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  变化的控制方法。最大转矩电流控制是算出相对于同一电流使产生转矩最大那样的二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  的控制方法。最大转矩磁通控制是按照在同一转矩产生时交链磁通最小的方式来算出二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  的控制方法。弱磁通控制是通过流过负的 d 轴电流,按照利用基于 d 轴电机子反作用力的减磁效果来使 d 轴方向的磁通减少的方式,算出二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  的控制方法。

[0120] 二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  被决定在考虑各控制方式而确定的曲线上,例如图 7(a)所示的最大转矩电流曲线 A1 上。在此,最大转矩电流曲线 A1 是在进行最大转矩电流控制时,将二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  可取到的值连接而成的曲线。在根据运转条件的变化等变更了控制方式(电流控制模式)的情况下,二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  被决定在与各控制方式(电流控制模式)对应的曲线上。以下,以进行最大转矩电流控制的情况为例来进行说明。

[0121] 如图 7(a)所示,随着输出转矩指令值  $T_{mo}$  从 0 开始增加,转矩电流运算部 40 沿着最大转矩电流曲线 A1,使 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  从 0 开始增加,使 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  从 0 开始减少。另一方面,随着输出转矩指令值  $T_{mo}$  从 0 减少,转矩电流运算部 40 沿着最大转矩电流曲线 A1,使 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  从 0 减少,使 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  从 0 减少。在图 7(b)(c)中,如各电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  相对于输出转矩指令值  $T_{mo}$  的关系特性所示那样,q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  按照相对于输出转矩指令值  $T_{mo}$  的增加而单调增加的方式被算出。另一方面,在输出转矩指令值  $T_{mo}$  小于 0 的情况下,d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  按照相对于输出转矩指令值  $T_{mo}$  的增加而单调增加的方式被算出,在输出转矩指令值  $T_{mo}$  大于 0 的情况下,按照相对于输出转矩指令值  $T_{mo}$  的增加而单调减少的方式被算出。另外,各电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  相对于输出转矩指令值  $T_{mo}$  的关系特性成为曲线,是比 1 次大的高次函数。

[0122] 尤其在如旋转电机要求转矩(基础转矩指令值  $T_b$ )被设定成 0 的状态下正执行转

矩振动抵消控制的情况那样,输出转矩指令值  $T_{mo}$  跨过 0 进行振动的情况下,如图 8 的左侧所示,d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  以输出转矩指令值  $T_{mo}$  的振动频率(转矩振动频率  $\omega_p$ )的 2 倍频率振动。另一方面,q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  以与输出转矩指令值  $T_{mo}$  的振动频率(转矩振动频率  $\omega_p$ )相同的频率振动。

[0123] 因此,如在图 8 的右侧表示对各波形进行了傅里叶变换后的频率特性那样,在输出转矩指令值  $T_{mo}$  中产生振动抵消转矩指令  $T_p$  的转矩振动频率  $\omega_p$  的分量(基本波分量、1 次)的振幅,与此相对,在 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  中相对转矩振动频率  $\omega_p$  产生 2 次( $2\omega_p$ )的频率分量的振幅。其中,在 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  中产生了与振动抵消转矩指令  $T_p$  的转矩振动频率  $\omega_p$  相同的 1 次( $\omega_p$ )的频率分量的振幅。

[0124] 另外,由于各电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  相对于输出转矩指令值  $T_{mo}$  的关系特性成为比 1 次大的高次函数,所以在 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  中产生 4 次( $4\omega_p$ )的频率分量的振幅。另外,在 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  中产生 3 次( $3\omega_p$ )的频率分量的振幅。这样的二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  中的 2 次以上的高次(转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 以上的自然数倍)频率分量在各电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  相对于输出转矩指令值  $T_{mo}$  的关系特性中随着高次函数分量增加而增加。

[0125] 其中,即使在如式(3)所示,对振动抵消转矩指令  $T_p$  添加了转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍以上的频率(2 次以上高次)的振动分量的情况下,也在二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  中产生转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍以上的频率(2 次以上的高次)的分量的振幅。

[0126] 另一方面,如在旋转电机要求转矩(基础转矩指令值  $T_b$ )被设定得大于或者小于 0 的状态下正执行转矩振动抵消控制的情况那样,在输出转矩指令值  $T_{mo}$  不跨过 0 地进行振动的情况下,如图 9 的左侧所示,d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  以及 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  以与输出转矩指令值  $T_{mo}$  的振动频率(转矩振动频率  $\omega_p$ )相同的频率振动。

[0127] 因此,如在图 9 的右侧表示对各波形进行了傅里叶变换后的频率特性那样,d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  以及 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  中产生了与振动抵消转矩指令  $T_p$  的转矩振动频率  $\omega_p$  相同的 1 次( $\omega_p$ )的频率分量的振幅。另外,由于各电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  相对于输出转矩指令值  $T_{mo}$  的关系特性成为比 1 次大的高次函数,所以 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  以及 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  中产生了 3 次( $3\omega_p$ )的频率分量的振幅。

[0128] 3-4-2-2. 实际电流运算部 41

[0129] 如图 2 所示,实际电流运算部 41 是基于旋转电机 MG 中流过的实际电流,来运算在 dq 轴旋转坐标系中表示的二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  的功能部。在本实施方式中,实际电流运算部 41 基于磁极位置  $\theta_{re}$ ,进行三相二相转换以及旋转坐标转换,来将各相线圈中流过的实际电流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  转换成在 dq 轴旋转坐标系中表示的 d 轴二相实际电流  $I_d$ 、q 轴二相实际电流  $I_q$ 。

[0130] 3-4-2-3. 电流反馈控制部 42

[0131] 电流反馈控制部 42 是使对旋转电机 MG 施加的电压指令表示在 dq 轴旋转坐标系中的二相电压指令  $V_d$ 、 $V_q$  按照二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  接近于二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  的方式变化的功能部。

[0132] 电流反馈控制部 42 具有高次谐波控制器 45。高次谐波控制器 45 利用与传递转矩振动  $T_{eov}$  的频率即转矩振动频率  $\omega_p$  的周期函数对应的传递函数的特性,来算出高次谐波二相电压指令  $V_{hd}$ 、 $V_{hq}$ 。

[0133] 在本实施方式中,高次谐波控制器 45 构成为利用具有与转矩振动频率  $\omega_p$  的正弦波或者余弦波对应的传递函数的特性的高次谐波模型,来算出高次谐波二相电压指令  $V_{hd}$ 、 $V_{hq}$ 。在此,高次谐波模型相当于本发明的“运算器”。

[0134] 另外,在本实施方式中,高次谐波控制器 45 针对 d 轴电流以及 q 轴电流分别具备 d 轴高次谐波控制器 50 以及 q 轴高次谐波控制器 51。

[0135] 在本实施方式中,电流反馈控制部 42 还具有算出基本二相电压指令  $V_{bd}$ 、 $V_{bq}$  的基本控制器 46。其中,基本控制器 46 针对 d 轴电流以及 q 轴电流,分别具备 d 轴基本控制器 52 以及 q 轴基本控制器 53。

[0136] 而且,电流反馈控制部 42 构成为将 d 轴高次谐波二相电压指令  $V_{hd}$  和 d 轴基本二相电压指令  $V_{bd}$  相加后的值设定为 d 轴二相电压指令  $V_d$ ,将 q 轴高次谐波二相电压指令  $V_{hq}$  和 q 轴基本二相电压指令  $V_{bq}$  相加后的值设定为 q 轴二相电压指令  $V_q$ 。

[0137] 3-4-2-3-1. 基本控制器 46

[0138] 在本实施方式中,基本控制器 46 是如图 3 以及下式所示,基于二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  与二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  之间的电流偏差,进行比例运算以及积分运算来算出基本二相电压指令  $V_{bd}$ 、 $V_{bq}$  的比例积分 (PI) 控制器。

[0139] [数 4]

$$[0140] \quad V_{bd} = \left( K_{pd} + K_{id} \frac{1}{s} \right) (I_{dc} - I_d)$$

$$[0141] \quad V_{bq} = \left( K_{pq} + K_{iq} \frac{1}{s} \right) (I_{qc} - I_q) \quad \dots (4)$$

[0142] 在此,  $K_{pd}$  是 d 轴比例增益,  $K_{pq}$  是 q 轴比例增益,  $K_{id}$  是 d 轴积分增益,  $K_{iq}$  是 q 轴积分增益。这里,各增益也可以被设定成下式的那样的关系。

[0143] [数 5]

$$[0144] \quad \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R}, \quad \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R} \quad \dots (5)$$

[0145] 在此,  $L_d$  是 d 轴电感,  $L_q$  是 q 轴电感。

[0146] 此外,基本控制器 46 也可以采用比例积分 (PI) 控制器以外的控制器,例如比例积分微分 (PID) 控制器。另外,基本控制器 46 中也可以追加具备下式表示那样的非干涉器 (noninteracting unit)。该情况下,非干涉器的算出值  $\Delta V_{bd}$ 、 $\Delta V_{bq}$  被追加到基本二相电压指令  $V_{bd}$ 、 $V_{bq}$  中。

[0147] [数 6]

$$[0148] \quad \begin{bmatrix} \Delta V_{bd} \\ \Delta V_{bq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_e L_q I_q \\ \omega_e (L_d I_d + \Phi) \end{bmatrix} \quad \dots (6)$$

[0149] 在此,  $\Phi$  是磁铁的交链磁通。

[0150] 3-4-2-3-2. 高次谐波控制器 45

[0151] <相对于周期振动分量的追踪误差>

[0152] 表示旋转电机 MG 中流过的二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  相对于二相电压指令  $V_d$ 、 $V_q$  的响应的传递函数如图 3 以及下式所示那样,被以一次延迟表现。

[0153] [数 7]

$$[0154] \quad Id = \frac{1}{Ld s + R} Vd, \quad Iq = \frac{1}{Lq s + R} Vq \quad \dots (7)$$

[0155] 在二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  中不包含周期振动分量的情况下,仅通过如比例积分控制器那样的基本控制器 46 也能够使二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  无稳态偏差地追踪二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$ 。

[0156] 但是,因振动抵消转矩指令  $T_p$  的转矩振动频率  $\omega_p$  的振动分量,在二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  中含有从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到  $n$  倍 ( $n$  是 2 以上的自然数)的周期振动分量。

[0157] 该情况下,仅通过如比例积分控制器那样的基本控制器 46,二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  以具有相位延迟的方式追踪二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  的周期振动分量,产生稳态偏差。例如,如图 12 的时序图所示,在到时刻  $t_{11}$  之前的期间,仅通过由比例积分控制器构成的基本控制器 46 来算出二相电压指令。在该期间,二相实际电流  $I$  相对于正在周期振动的二相电流指令  $I_c$  以存在相位延迟以及增益降低的方式追踪,具有稳态偏差。

[0158] <内部模型原理>

[0159] 鉴于此,为了使指令值无稳态偏差地追踪,采用在反馈系统的内部导入具有与指令值的极相同极的控制器是有效的这一内部模型原理的控制理论。

[0160] 二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  中包含如下式那样表示的从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到  $n$  倍 ( $n$  是 2 以上的自然数)的正弦波(或者余弦波)的周期振动分量。

[0161] [数 8]

$$[0162] \quad Ic(t) = a_0 + a_1 \sin(\omega_p t) + a_2 \sin(2\omega_p t) + a_3 \sin(3\omega_p t) + a_4 \sin(4\omega_p t) \dots$$

$$[0163] \quad = \sum_{n=0} a_n \sin(n\omega_p t) \quad \dots (8)$$

[0164] 如果以传递函数表示式(8)的二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$ ,则为下式。

[0165] [数 9]

$$[0166] \quad Ic(s) = a_0 \frac{1}{s} + a_1 \frac{\omega_p}{s^2 + \omega_p^2} + a_2 \frac{2\omega_p}{s^2 + (2\omega_p)^2} + a_3 \frac{3\omega_p}{s^2 + (3\omega_p)^2} + a_4 \frac{4\omega_p}{s^2 + (4\omega_p)^2} \dots$$

$$[0167] \quad = a_0 \frac{1}{s} + \sum_{n=1} a_n \frac{n\omega_p}{s^2 + (n\omega_p)^2} \quad \dots (9)$$

[0168] 此外,二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  为余弦波的情况由下式的传递函数表示。

[0169] [数 10]

$$[0170] \quad Ic(s) = a_0 \frac{1}{s} + \sum_{n=1} a_n \frac{s}{s^2 + (n\omega_p)^2} \quad \dots (10)$$

[0171] 基于式(8)、式(9),二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  的极、即传递函数的分母为 0 的  $s$  变为下式。

[0172] [数 11]

$$[0173] \quad s = 0, \pm j(n\omega_p) \quad (n=1, 2, 3, \dots) \dots (11)$$

[0174] 因此,基于内部模型原理,如果电流反馈控制部 42 的传递函数  $G_{fb}$  构成为如下式那样具有式(11)的极,则能够使指令值无稳态偏差地追踪。

[0175] [数 12]



$$\begin{aligned}
 [0176] \quad Gfb(s) &= \frac{b_0}{s} + \frac{B_1(s)}{s^2 + ap^2} + \frac{B_2(s)}{s^2 + (2ap)^2} + \frac{B_3(s)}{s^2 + (3ap)^2} + \frac{B_4(s)}{s^2 + (4ap)^2} \dots \dots \dots (12) \\
 &= \frac{b_0}{s} + \sum_{n=1} \frac{B_n(s)}{s^2 + (nap)^2}
 \end{aligned}$$

[0177] 包含式(12)的右边的第一项作为基本控制器 46 (比例积分控制器)的积分运算。

[0178] <高次谐波模型>

[0179] 因此,高次谐波控制器 45 如下式所示,构成了利用将式(12)右边的第一项删除了的、具有与正弦波或者余弦波的周期函数对应的传递函数 Gh 的特性的高次谐波模型。

[0180] [数 13]

$$\begin{aligned}
 [0181] \quad Gh(s) &= \frac{B_1(s)}{s^2 + ap^2} + \frac{B_2(s)}{s^2 + (2ap)^2} + \frac{B_3(s)}{s^2 + (3ap)^2} + \frac{B_4(s)}{s^2 + (4ap)^2} \dots \dots \dots (13) \\
 [0182] \quad &= \sum_{n=1} \frac{B_n(s)}{s^2 + (nap)^2}
 \end{aligned}$$

[0183] 在此,式(13)所示的高次谐波模型的传递函数 Gh 的分母( $s^2 + (n\omega_p)^2$ )是与转矩振动频率  $\omega_p$  的 n 倍(n 是 1 以上的自然数)频率的正弦波或者余弦波的周期函数对应的传递函数。因此,高次谐波控制器 45 所利用的高次谐波模型被构成为具有并列了与从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到 n 倍的各频率的正弦波或者余弦波的周期函数对应的传递函数( $1 / (s^2 + (n\omega_p)^2)$ )的特性而成的特性。

[0184] 在本实施方式中,如图 3 以及下式所示,将以式(13)所示的高次谐波模型的传递函数 Gh 的分子  $B_n(s)$  设定成 0 次(s 的 0 次方)的传递函数、即常数的情况为例进行说明。

[0185] [数 14]

$$\begin{aligned}
 [0186] \quad Gh(s) &= \frac{Kh_1}{s^2 + ap^2} + \frac{Kh_2}{s^2 + (2ap)^2} + \frac{Kh_3}{s^2 + (3ap)^2} + \frac{Kh_4}{s^2 + (4ap)^2} \dots \dots \dots (14) \\
 &= \sum_{n=1} \frac{Kh_n}{s^2 + (nap)^2}
 \end{aligned}$$

[0187] 在此,Kh1、Kh2、……是与从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到 n 倍分别对应的高次谐波控制器 45 的控制增益,考虑电流反馈控制系统的响应性以及稳定性来加以设定。此外,控制增益 Kh1、Kh2、……也可以构成为与转矩振动频率  $\omega_p$  成比例变更。

[0188] 此外,也可以如下式以及下下式所示那样,将高次谐波模型的传递函数 Gh 的分子  $B_n(s)$  设定成 1 次(s 的 1 次方)或者 2 次(s 的 2 次方)的传递函数。

[0189] [数 15]

$$\begin{aligned}
 [0190] \quad Gh(s) &= \frac{Kh_1 s}{s^2 + ap^2} + \frac{Kh_2 s}{s^2 + (2ap)^2} + \frac{Kh_3 s}{s^2 + (3ap)^2} + \frac{Kh_4 s}{s^2 + (4ap)^2} \dots \dots \dots (15) \\
 &= \sum_{n=1} \frac{Kh_n s}{s^2 + (nap)^2}
 \end{aligned}$$

[0191] [数 16]

$$[0192] \quad Gh(s) = \frac{Khp_1 s^2 + Khi_1 s}{s^2 + ap^2} + \frac{Khp_2 s^2 + Khi_2 s}{s^2 + (2ap)^2} + \frac{Khp_3 s^2 + Khi_3 s}{s^2 + (3ap)^2} + \frac{Khp_4 s^2 + Khi_4 s}{s^2 + (4ap)^2} \dots \dots \dots (16)$$

$$[0193] \quad = \sum_{n=1} \frac{Khp_n s^2 + Khi_n s}{s^2 + (nap)^2}$$

[0194] 在此,  $K_{hp1}$ 、 $K_{hp2}$ 、……以及  $K_{hi1}$ 、 $K_{hi2}$ 、……是与转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到  $n$  倍分别对应的高次谐波控制器 45 的控制增益。

[0195] 另外, 在如图 9 所示, 输出转矩指令值  $T_{mo}$  不跨过 0 的情况下, 在各二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  中转矩振动频率  $\omega_p$  (1 次) 的正弦波 (或者余弦波) 分量的比例变大。因此, 在本实施方式中,  $d$  轴高次谐波控制器 50 以及  $q$  轴高次谐波控制器 51 各自的高次谐波模型被构成为具有转矩振动频率  $\omega_p$  (1 次) 的正弦波或者余弦波的传递函数  $(1 / (s^2 + \omega_p^2))$  的特性。

[0196] 在如图 8 所示, 输出转矩指令值  $T_{mo}$  跨过 0 而振动的情况下, 尤其是在以 0 为中心振动的情况下, 在  $d$  轴二相电流指令  $I_{dc}$  中转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍 (2 次) 频率的正弦波 (或者余弦波) 分量的比例大幅增加。因此, 在本实施方式中,  $d$  轴高次谐波控制器 50 的高次谐波模型被构成为除了转矩振动频率  $\omega_p$  的正弦波或者余弦波之外, 还具有转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍 (2 次) 正弦波或者余弦波的传递函数  $(1 / (s^2 + (2\omega_p)^2))$  的特性。

[0197] 即使在输出转矩指令值  $T_{mo}$  跨过 0 而振动的情况下, 在  $q$  轴二相电流指令  $I_{qc}$  中转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍 (2 次) 频率的正弦波 (或者余弦波) 分量的比例也不大幅增加。

[0198] 另外, 在各电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  相对于输出转矩指令值  $T_{mo}$  的关系特性中, 高次函数分量大的情况下, 各二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  所含的转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍 (2 次) 以上的频率的正弦波 (或者余弦波) 分量变大。另外, 在输出转矩指令值  $T_{mo}$  中包含从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到  $n$  倍的频率的正弦波或者余弦波分量的情况下, 各二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  所含的高次分量也变大。

[0199] 因此, 在这些情况下,  $d$  轴高次谐波控制器 50 以及  $q$  轴高次谐波控制器 51 各自的高次谐波模型也可以构成为还具有从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到  $n$  倍的各频率的正弦波或者余弦波的传递函数  $(1 / (s^2 + (n\omega_p)^2))$  的特性。该情况下, 根据各二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  所含的各次数的分量的大小, 来设定  $n$  的值。即, 具备与具有比较大的振动分量的次数对应的次数 ( $n$ ) 的高次谐波模型。

[0200] 在本实施方式中, 由于如图 8 以及图 9 所示, 各二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  中含有大量从 1 次到 4 次的分量, 所以  $d$  轴高次谐波控制器 50 以及  $q$  轴高次谐波控制器 51 各自的高次谐波模型被构成为具有从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到 4 倍 (从 1 次到 4 次) 的各频率的正弦波或者余弦波的传递函数的特性。

[0201]  $d$  轴高次谐波控制器 50 以及  $q$  轴高次谐波控制器 51 如图 3 所示, 并列具备分别具有与从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到 4 倍 (从 1 次到 4 次) 的各频率 (各次数) 对应的高次谐波模型的一次高次谐波控制器 60、二次高次谐波控制器 61、三次高次谐波控制器 62 以及四次高次谐波控制器 63。各高次谐波控制器 60 到 63 如图 3 以及下式所示, 被构成为对各频率的高次谐波模型输入各二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  与二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  之间的电流偏差, 算出各频率的高次谐波模型的输出作为高次谐波二相电压指令  $V_{hd}$ 、 $V_{hq}$ 。另外, 各高次谐波模型的频率  $\omega_p$  根据被输入的转矩振动频率  $\omega_p$  而变更。

[0202] [数 17]

$$[0203] \quad V_{hd} = V_{hd1} + V_{hd2} + V_{hd3} + V_{hd4}$$

$$[0204] \quad = \frac{K_{hd1}}{s^2 + \omega_p^2} (I_{dc} - I_d) + \frac{K_{hd2}}{s^2 + (2\omega_p)^2} (I_{dc} - I_d) + \frac{K_{hd3}}{s^2 + (3\omega_p)^2} (I_{dc} - I_d) + \frac{K_{hd4}}{s^2 + (4\omega_p)^2} (I_{dc} - I_d)$$

$$\begin{aligned}
 [0205] \quad Vh_q &= Vh_{q_1} + Vh_{q_2} + Vh_{q_3} + Vh_{q_4} \\
 [0206] \quad &= \frac{Kh_{q_1}}{s^2 + ap^2} (I_{qc} - I_q) + \frac{Kh_{q_2}}{s^2 + (2ap)^2} (I_{qc} - I_q) + \frac{Kh_{q_3}}{s^2 + (3ap)^2} (I_{qc} - I_q) + \frac{Kh_{q_4}}{s^2 + (4ap)^2} (I_{qc} - I_q) \\
 &\quad \dots (17)
 \end{aligned}$$

[0207] 各高次谐波控制器 60 到 63 (各频率的高次谐波模型) 例如如图 10 以及下式所示, 具有 2 个积分器和反循环 (feedback loop) 而构成。

[0208] [数 18]

$$[0209] \quad Vhd_n = \left\{ Kh_{d_n} (Idc - Id) - (nap)^2 Vhd_n \right\} \frac{1}{s} \frac{1}{s} \quad \dots (18)$$

[0210] <高次谐波控制的实施条件>

[0211] 下面, 说明高次谐波控制的实施条件。

[0212] 在本实施方式中, 高次谐波控制器 45 被构成为在规定的的高次谐波控制的实施条件成立的情况下, 算出高次谐波二相电压指令 Vhd、Vhq。

[0213] 高次谐波控制器 45 执行转矩振动抵消控制, 算出振动抵消转矩指令 Tp, 并且在旋转电机要求转矩的变化率小于判定值的情况下判定为高次谐波控制的实施条件成立, 在除此之外的情况下判定为高次谐波控制的实施条件不成立。在此, 高次谐波控制器 45 算出规定期间的旋转电机要求转矩的变化量作为变化率。

[0214] 高次谐波控制器 45 在高次谐波控制的实施条件成立的情况下, 算出高次谐波二相电压指令 Vhd、Vhq, 在高次谐波控制的实施条件不成立的情况下, 将高次谐波二相电压指令 Vhd、Vhq 设定成 0。

[0215] 通过如此构成, 在未执行转矩振动抵消控制的情况下, 能够防止高次谐波控制器 45 算出不需要的高次谐波二相电压指令 Vhd、Vhq 而对电流反馈控制系统造成干扰。

[0216] 另外, 在加速或者减速时等旋转电机要求转矩的变化率大的情况下, 能够防止高次谐波控制器 45 算出不需要的高次谐波二相电压指令 Vhd、Vhq 而妨碍旋转电机 MG 的输出转矩的平滑的增加或者减少。

[0217] 此外, 高次谐波控制器 45 也可以构成为在即使执行转矩振动抵消控制、振动抵消转矩指令 Tp 的振幅也小于规定值的情况下, 判定为高次谐波控制的实施条件不成立。

[0218] 另外, 高次谐波控制器 45 构成为在高次谐波控制的实施条件不成立的情况下, 将高次谐波控制器 45 内的各参数设定成初期值。此时, 在高次谐波控制器 45 如图 10 所示那样构成的情况下, 2 个积分器的值被设定成 0。

[0219] 参照图 11 的流程图来说明上述的高次谐波控制的实施条件的处理。

[0220] 高次谐波控制器 45 在步骤 #01 中进行判定是否执行转矩振动抵消控制且算出了振动抵消转矩指令 Tp 的处理 (步骤 # 01)。在判定为正执行转矩振动抵消控制的情况下 (步骤 # 01 : 是), 高次谐波控制器 45 进行判定旋转电机要求转矩的变化率是否小于判定值的处理 (步骤 # 02)。在判定为旋转电机要求转矩的变化率小于判定值的情况下 (步骤 # 02 : 是), 高次谐波控制器 45 判定为高次谐波控制的实施条件成立, 算出高次谐波二相电压指令 Vhd、Vhq, 执行高次谐波控制 (步骤 # 03)。

[0221] 另一方面, 在判定为转矩振动抵消控制未被执行的情况下 (步骤 # 01 : 否), 或者判定为旋转电机要求转矩的变化率为判定值以上的情况下 (步骤 # 02 : 否), 高次谐波控制器

45 判定为高次谐波控制的实施条件不成立,将高次谐波二相电压指令  $V_{hd}$ 、 $V_{hq}$  设定成 0,不执行高次谐波控制(步骤 #04)。

[0222] 3-4-2-4. 二相三相电压转换部 43

[0223] 二相三相电压转换部 43 是将电流反馈控制部 42 算出的二相电压指令  $V_d$ 、 $V_q$  转换成三相的电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  的功能部。即,基于磁极位置  $\theta_{re}$  进行固定坐标转换以及二相三相转换,将在 dq 轴旋转坐标系中表示的二相电压指令  $V_d$ 、 $V_q$  转换成针对三相各自的线圈的电压指令即三相电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ 。此外,二相三相电压转换部 43 也可以构成为进行对三相的电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  的调制率加以调整的处理。

[0224] 3-4-2-5. 逆变器控制部 44

[0225] 逆变器控制部 44 基于三相电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ ,生成对逆变器 IN 所具备的多个开关元件进行接通断开(ON/OFF)控制的逆变器控制信号  $S_{uvw}$ 。

[0226] 在本实施方式中,逆变器控制部 44 通过基于三相电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$  与载波比较的脉冲宽度调制(PWM:Pulse Width Modulation),来生成逆变器控制信号  $S_{uvw}$ 。

[0227] 也可以构成为能够以正弦波 PWM (SPWM:Sinusoidal PWM)、空间向量 PWM (SVPWM:Space Vector PWM)、3 次高次谐波注入 PWM (THIPWM:Third Harmonics Injection PWM)、不连续 PWM (DPWM:Discontinuous PWM) 等来切换脉冲宽度调制的方式。

[0228] 3-4-2-6. 高次谐波控制的举动

[0229] 下面,参照从图 12 到图 14 来说明高次谐波控制的举动。

[0230] < 1 次的高次谐波模型 >

[0231] 在图 12 中,表示了二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  中转矩振动频率  $\omega_p$  分量的比例大的情况(在图 12 中为 100%),即高次谐波控制器 45 被构成为具有仅转矩振动频率  $\omega_p$ (1 次)的正弦波或者余弦波的传递函数( $1 / (s^2 + \omega_p^2)$ )的特性的情况的例子。

[0232] 在时刻  $t_{11}$  之前不执行高次谐波控制,高次谐波二相电压指令  $V_h$  被设定成 0,二相电压指令  $V$  由通过比例积分运算器所形成的基本控制器 46 算出的基本二相电压指令  $V_b$  构成。基本二相电压指令  $V_b$  为了使以转矩振动频率  $\omega_p$  正在振动的二相电流指令  $I_c$  与二相实际电流  $I$  一致而周期变化,但二相实际电流  $I$  以相对于存在相位延迟以及增益降低的方式追踪正在周期振动的二相电流指令  $I_c$ ,电流偏差具有稳态偏差。

[0233] 另一方面,如果在时刻  $t_{11}$  开始高次谐波控制,则 1 次的高次谐波二相电压指令  $V_h$  根据二相电流指令  $I_c$  与二相实际电流  $I$  之间的电流偏差,以转矩振动频率  $\omega_p$  自激励地开始振动并且振幅逐渐增加。此时,高次谐波模型如图 10 所示,具有对电流偏差进行积分并且自激励地以转矩振动频率  $\omega_p$  振动来生成高次谐波二相电压指令  $V_h$  的作用。另外,电流偏差正以转矩振动频率  $\omega_p$  振动。因此,正以转矩振动频率  $\omega_p$  振动的高次谐波二相电压指令  $V_h$  的相位向电流偏差减少的方向提前或者延后,并且高次谐波二相电压指令  $V_h$  的振幅向电流指令减少的方向增加或者减少。因此,二相电压指令  $V$  与二相实际电流  $I$  之间的电流偏差逐渐减少。

[0234] 因此,根据电流偏差算出的基本二相电压指令  $V_b$  也减少。然后,在时刻  $t_{12}$ ,通过 1 次的高次谐波二相电压指令  $V_h$  能够使二相实际电流  $I$  减少稳态偏差地追踪二相电流指令  $I_c$ ,可使基本二相电压指令  $V_b$  的周期变化减少到 0 附近。

[0235] < 从 1 次到 4 次的高次谐波模型 >

[0236] 在图 13 以及图 14 中,表示如图 8 所示的输出转矩指令值  $T_{mo}$  跨过 0 的情况那样,在二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  中主要产生了从转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍到 4 倍的频率分量情况、即高次谐波控制器 45 被构成为具有从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍到 4 倍的正弦波或者余弦波的传递函数( $1 / (s^2 + (n\omega_p)^2)$ )的特性的情况的例子。图 13 中表示了 d 轴电流的举动,图 14 中表示了 q 轴电流的举动。

[0237] (d 轴电流)

[0238] 首先,说明图 13 的 d 轴电流的举动的例子。

[0239] 输出转矩指令值  $T_{mo}$  将 0 作为中心以转矩振动频率  $\omega_p$  振动,如利用图 8 说明那样,d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  主要以转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍的频率振动。

[0240] 在时刻  $t_{21}$  之前,不执行高次谐波控制,基于 d 轴基本二相电压指令  $V_{bd}$ ,d 轴二相实际电流  $I_d$  相对于正在周期振动的 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  以存在相位延迟以及增益降低的方式追踪,具有稳态偏差。

[0241] 另一方面,如果在时刻  $t_{21}$  开始了高次谐波控制,则由于 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  和 d 轴二相实际电流  $I_d$  之间的电流偏差以转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍(2 次)的频率正在振动,所以根据该电流偏差,2 次 d 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h2d}$  以转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍的频率自激励地开始振动并且振幅逐渐增加,但 1 次 d 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h1d}$  的振幅不怎么增加。

[0242] 另外,如利用图 8 说明那样,由于 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  中还含有转矩振动频率  $\omega_p$  的 4 倍(4 次)的振动分量,所以在电流偏差中也含有 4 次的振动分量。因此,根据该电流偏差,4 次 d 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h4d}$  以转矩振动频率  $\omega_p$  的 4 倍的频率自激励地开始振动并且振幅逐渐增加,但是 3 次 d 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h3d}$  的振幅不怎么增加。

[0243] 因此,基于 2 次以及 4 次的 d 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h2d}$ 、 $V_{h4d}$  的增加,电流偏差逐渐减少。

[0244] 因此,根据电流偏差算出的 d 轴基本二相电压指令  $V_{bd}$  也逐渐减少。而且,在时刻  $t_{22}$ ,通过 2 次以及 4 次的 d 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h2d}$ 、 $V_{h4d}$ ,能够使 d 轴二相实际电流  $I_d$  大幅减少稳态偏差地追踪 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$ ,可使 d 轴基本二相电压指令  $V_{bd}$  的周期变化减少到 0 附近。

[0245] (q 轴电流)

[0246] 下面,说明图 14 的 q 轴电流的举动的例子。

[0247] 与图 13 的情况同样,输出转矩指令值  $T_{mo}$  将 0 作为中心以转矩振动频率  $\omega_p$  振动,如利用图 8 说明那样,q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  主要以转矩振动频率  $\omega_p$  振动。

[0248] 在时刻  $t_{31}$  之前,不执行高次谐波控制,q 轴二相实际电流  $I_q$  相对于正在周期振动的 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  以存在相位延迟以及增益降低的方式追踪,具有稳态偏差。

[0249] 另一方面,如果在时刻  $t_{31}$  开始高次谐波控制,则由于 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  和 q 轴二相实际电流  $I_q$  之间的电流偏差以转矩振动频率  $\omega_p$  的频率正在振动,所以根据该电流偏差,1 次 q 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h1q}$  以转矩振动频率  $\omega_p$  自激励地开始振动并且振幅逐渐增加,但是 2 次 q 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h2q}$  的振幅几乎不增加。

[0250] 另外,如利用图 8 所说明那样,由于 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  中还包含转矩振动频率

$\omega_p$  的 3 倍 (3 次) 振动分量, 所以电流偏差中也包含 3 次振动分量。因此, 根据该电流偏差, 3 次 q 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h3q}$  以转矩振动频率  $\omega_p$  的 3 倍的频率自激励地开始振动并且振幅逐渐增加, 但 4 次 q 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h4q}$  的振幅几乎不增加。

[0251] 因此, 基于 1 次以及 3 次 q 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h1q}$ 、 $V_{h3q}$  的增加, 电流偏差逐渐减少。

[0252] 因此, 根据电流偏差算出的 q 轴基本二相电压指令  $V_{bq}$  也逐渐减少。而且, 在时刻  $t_{32}$ , 能够通过 1 次以及 3 次 q 轴高次谐波二相电压指令  $V_{h1q}$ 、 $V_{h3q}$  使 q 轴二相实际电流  $I_q$  以大幅减少周期性的稳态偏差的方式追踪 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$ , 可使 q 轴基本二相电压指令  $V_{bq}$  的周期变化减少到 0 附近。

[0253] 3 - 4 - 2 - 7. 运算定时

[0254] 下面, 参照图 15 的时序图以及图 16 的流程图来说明旋转电机控制装置 32 具备的各功能部的运算处理被执行的定时。

[0255] 旋转电机控制装置 32 构成为利用 PWM 计时器等在每个基准运算周期  $T_0$  实施一系列的中断处理 (步骤 #11 : 是)。

[0256] 首先, 在每个基准运算周期  $T_0$  的中断处理定时, 旋转电机控制装置 32 执行基于输入轴旋转速度传感器  $Se_2$  的输入信号来检测旋转电机 MG 的磁极位置  $\theta_{re}$  的磁极位置采样 (PS) (步骤 #12)。然后, 旋转电机控制装置 32 执行基于电流传感器  $Se_4$  的输入信号来检测在旋转电机 MG 的各相线圈中流过的实际电流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  的电流值采样 (IS) (步骤 #13)。

[0257] 接着, 旋转电机控制装置 32 执行电流控制 (IC) 的处理 (步骤 # 14)。电流控制 (IC) 中包含转矩电流运算部 40、实际电流运算部 41 以及电流反馈控制部 42 的处理。

[0258] 在本实施方式中, 如图 15 的时序图所示, 旋转电机控制装置 32 进行实际电流运算部 41 的处理 (IC1), 基于磁极位置  $\theta_{re}$  进行三相二相转换以及旋转坐标转换, 将三相实际电流  $I_u$ 、 $I_v$ 、 $I_w$  转换成在 dq 轴旋转坐标系中表示的二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$ 。接着, 旋转电机控制装置 32 进行转矩电流运算部 40 的处理 (IC2), 基于输出转矩指令值  $T_{mo}$  来运算二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$ 。而且, 旋转电机控制装置 32 进行电流反馈控制部 42 的处理, 使二相电压指令  $V_d$ 、 $V_q$  按照二相实际电流  $I_d$ 、 $I_q$  接近于二相电流指令  $I_{dc}$ 、 $I_{qc}$  的方式变化。此时, 旋转电机控制装置 32 在进行了基本控制器 46 的处理 (IC3) 之后, 进行高次谐波控制器 45 的处理 (IC4)。

[0259] 接着, 旋转电机控制装置 32 执行电压控制 (VC) 的处理 (步骤 # 15)。电压控制 (VC) 中包含二相三相电压转换部 43 以及逆变器控制部 44 的处理。

[0260] 在本实施方式中, 旋转电机控制装置 32 进行二相三相电压转换部 43 的处理 (VC1), 将二相电压指令  $V_d$ 、 $V_q$  转换成三相电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ 。接着, 旋转电机控制装置 32 进行逆变器控制部 44 的处理 (VC2), 基于三相电压指令  $V_u$ 、 $V_v$ 、 $V_w$ , 通过脉冲宽度调制来生成逆变器控制信号  $S_{uvw}$ 。

[0261] 在此, 旋转电机控制装置 32 也可以构成为以图 17 的时序图以及图 18 的流程图所示那样的定时进行处理。

[0262] 即, 相对于对作为交流信号的三相电压进行操作的电压控制 (VC) 的处理频度, 将交流信号表示在 dq 轴旋转坐标系中, 使对直流化后的信号进行操作的电流控制 (IC) 的处理频度减少, 降低运算装置的处理负载。在本实施方式中, 通过使电流控制 (IC) 的处理成

为在基准运算周期 T0 的 2 次(2 个周期)中进行 1 次的处理,能够使电流控制(IC)的处理的频度变成电压控制(VC)的处理频度的一半。

[0263] 该情况下,旋转电机控制装置 32 也构成为利用 PWM 计时器等在每个基准运算周期 T0 实施一系列的中断处理(步骤 #21 :是)。

[0264] 首先,在每个基准运算周期 T0 的中断处理定时,旋转电机控制装置 32 判定本次中断处理是奇数次还是偶数次(步骤 #22)。

[0265] 在本次中断处理是奇数次的情况下(步骤 #22 :是),与利用图 15 以及图 16 而说明的处理同样地执行电流控制(IC)的处理以及电压控制(VC)的处理双方。

[0266] 即,首先旋转电机控制装置 32 执行磁极位置采样(PS)(步骤 #23),然后执行电流值采样(IS)(步骤 #24)。

[0267] 接着,旋转电机控制装置 32 执行电流控制(IC)的处理(步骤 # 25)。在本实施方式中,如图 17 的时序图所示,旋转电机控制装置 32 按照实际电流运算部 41 的处理(IC1)、转矩电流运算部 40 的处理(IC2)、基本控制器 46 的处理(IC3)、高次谐波控制器 45 的处理(IC4)的顺序来执行处理。

[0268] 然后,旋转电机控制装置 32 执行电压控制(VC)的处理(步骤 # 26)。在本实施方式中,旋转电机控制装置 32 在进行了二相三相电压转换部 43 的处理(VC1)后,进行逆变器控制部 44 的处理(VC2)。

[0269] 另一方面,在本次的中断处理是偶数次的情况下(步骤 #22 :否),旋转电机控制装置 32 执行电压控制所需要的磁极位置采样(PS)(步骤 #27),然后执行电压控制(VC)的处理(步骤 # 28)。在此,电压控制(VC)的处理与奇数次同样地在进行了二相三相电压转换部 43 的处理(VC1)之后,进行逆变器控制部 44 的处理(VC2)。因此,在偶数次的情况下,不进行电流控制(IC)的处理地进行运算负载的降低。由此,能够抑制因实施高次谐波控制而导致的运算负载的过度上升。

[0270] (其他实施方式)

[0271] 最后,说明本发明的其他实施方式。其中,以下说明的各实施方式的构成不限于各自单独应用,只要不产生矛盾则也可以与其他实施方式的构成组合应用。

[0272] (1)在上述的实施方式中,以在混合动力车辆中具备控制装置 31 至 34,旋转电机控制装置 32 具备各功能部 40 ~ 44、70 的情况为例进行了说明。但是,本发明的实施方式不限于此。即,旋转电机控制装置 32 也可以设为与多个控制装置 31、33、34 的任意组合而统合成的控制装置,控制装置 31 至 34 所具备的功能部的分担也能够任意设定。

[0273] (2)在上述的实施方式中,以旋转电机控制装置 32 具备转矩振动抵消控制部 70 的情况为例进行了说明。但是,本发明的实施方式不限于此。即,车辆控制装置 34 等其他控制装置具备转矩振动抵消控制部 70 的构成也是本发明的优选实施方式之一。

[0274] (3)在上述的实施方式中,与变速机构 TM 独立地具备使旋转电机 MG 和车轮 W 之间的驱动连结断接的摩擦接合构件、或者使转矩转换器以及转矩转换器的输入输出部件之间为直接连接接合状态的摩擦接合构件的构成也是本发明的优选实施方式之一。

[0275] (4)在上述的实施方式中,以变速机构 TM 是有级自动变速装置的情况为例进行了说明。但是,本发明的实施方式不限于此。即,变速机构 TM 是能够连续地变更变速比的无级自动变速装置等除了有级自动变速装置以外的变速装置的构成也是本发明的优选实施

方式之一。

[0276] (5)在上述的实施方式中,以第一动力传递机构 10 由减震器、发动机输出轴  $E_o$ 、输入轴 I 等部件构成,第二动力传递机构 11 由中间轴 M、变速机构 TM、输出轴 O 以及车轴 AX 等部件构成的情况为例进行了说明。但是,本发明的实施方式不限于此。即,第一动力传递机构 10 以及第二动力传递机构 11 只要是至少连结成能够传递动力的机构即可,例如也可以只是轴。另外,第一动力传递机构 10 以及第二动力传递机构 11 也可以具有从轴、离合器、减震器、齿轮以及变速机构等中选择出的 1 个或者多个构成构件。

[0277] (6)在上述的实施方式中,以旋转电机 MG 被配备在发动机 E 与车轮 W 之间的动力传递路径上的情况为例进行了说明。但是,本发明的实施方式不限于此。即,旋转电机 MG 在发动机 E 的与车轮 W 侧相反侧和发动机 E 的输出轴驱动连结的构成也是本发明的优选实施方式之一。

[0278] (7)在上述的实施方式中,以 d 轴高次谐波控制器 50、q 轴高次谐波控制器 51 具备具有与从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍(1 次)到 4 倍(4 次)的频率的正弦波对应的传递函数的特性的控制器的情况为例进行了说明。但是,本发明的实施方式不限于此。即,d 轴高次谐波控制器 50 具备仅具有与转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍(1 次)以及 2 倍(2 次)的频率的正弦波或者余弦波对应的传递函数的特性的控制器,q 轴高次谐波控制器 51 具有仅具有与转矩振动频率  $\omega_p$  (1 次)的正弦波或者余弦波对应的传递函数的特性的控制器的构成也是本发明的优选实施方式之一。

[0279] 如上所述,d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  在如图 8 所示那样输出转矩指令值  $T_{mo}$  跨过 0 的情况下(尤其以 0 为中心振动的情况下),主要以转矩振动频率  $\omega_p$  的 2 倍(2 次)的频率振动,在如图 9 所示那样输出转矩指令值  $T_{mo}$  不跨过 0 的情况下,主要以转矩振动频率  $\omega_p$ (1 次)的频率振动。因此,如果利用 1 次以及 2 次的高次谐波模型来构成 d 轴高次谐波控制器 50,则针对输出转矩指令值  $T_{mo}$  跨过 0 的情况以及不跨过 0 的情况双方,能够使 d 轴二相实际电流  $I_d$  以大幅减少稳态偏差的方式追踪 d 轴二相电流指令  $I_{dc}$ 。此时,d 轴二相电流指令  $I_{dc}$  中包含转矩振动频率  $\omega_p$  的 3 倍(3 次)以上的频率的振动分量,但该振动分量的比例不大,仅通过 1 次以及 2 次的高次谐波模型也能够使稳态偏差大幅减少。

[0280] 另外,如上所述,在 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  如图 8 以及图 9 所示那样输出转矩指令值  $T_{mo}$  跨过 0 的情况以及未跨过 0 的情况双方,主要以转矩振动频率  $\omega_p$  (1 次)振动。因此,如果通过 1 次高次谐波模型来构成 q 轴高次谐波控制器 51,则针对输出转矩指令值  $T_{mo}$  跨过 0 的情况以及未跨过 0 的情况双方,能够使 q 轴二相实际电流  $I_q$  以大幅减少稳态偏差的方式追踪 q 轴二相电流指令  $I_{qc}$ 。此时,q 轴二相电流指令  $I_{qc}$  中包含转矩振动频率  $\omega_p$  的 3 倍(3 次)以上的频率的振动分量,但该振动分量的比例不大,仅通过 1 次的高次谐波模型也能够大幅减少稳态偏差。

[0281] (8)在上述的实施方式中,以 d 轴高次谐波控制器 50 以及 q 轴高次谐波控制器 51 具备具有与从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍(1 次)到 4 倍(4 次)的频率的正弦波对应的传递函数的特性的控制器的情况为例进行了说明。但是,本发明的实施方式不限于此。即,d 轴高次谐波控制器 50 以及 q 轴高次谐波控制器 51 构成为具备具有仅与转矩振动频率  $\omega_p$  (1 次)、或者仅从转矩振动频率  $\omega_p$  的 1 倍(1 次)到 3 倍(3 次)的频率、或者仅从 1 倍(1 次)到 8 倍(8 次)的频率等从 1 倍到任意自然数倍的频率的正弦波或者余弦波对应的传递函数



的特性的控制器也是本发明的优选实施方式之一。

[0282] 产业上的可利用性

[0283] 本发明能够应用于对与内燃机驱动连结并且与车轮驱动连结的旋转电机进行控制的控制装置。

[0284] 附图标记说明

[0285]  $\omega_m$ : 旋转电机的旋转速度(旋转角速度);  $\theta_{re}$ : 磁极位置(旋转角);  $\omega_{re}$ : 磁极旋转速度(旋转角速度);  $\omega_p$ : 转矩振动频率(角频率); 1: 车辆用驱动装置; 10: 第一动力传递机构; 11: 第二动力传递机构; 31: 发动机控制装置; 32: 旋转电机控制装置(控制装置); 33: 动力传递控制装置; 34: 车辆控制装置; 40: 转矩电流运算部; 41: 实际电流运算部; 42: 电流反馈控制部; 43: 二相三相电压转换部(电压控制部); 44: 逆变器控制部(电压控制部); 45: 高次谐波控制器; 46: 基本控制器; 47: 电压控制部; 50: d轴高次谐波控制器; 51: q轴高次谐波控制器; 52: d轴基本控制器; 53: q轴基本控制器; 60: 一次高次谐波控制器; 61: 二次高次谐波控制器; 62: 三次高次谐波控制器; 63: 四次高次谐波控制器; 70: 转矩振动抵消控制部; A1: 最大转矩电流曲线; A2: 等转矩曲线; CL: 发动机分离离合器; E: 发动机(内燃机); IN: 逆变器;  $I_d$ : d轴二相实际电流;  $I_{dc}$ : d轴二相电流指令;  $I_q$ : q轴二相实际电流;  $I_{qc}$ : q轴二相电流指令; MG: 旋转电机; Se2: 输入轴旋转速度传感器; Se4: 电流传感器; Suvw: 逆变器控制信号; T0: 基准运算周期; TM: 变速机构;  $T_b$ : 基础转矩指令值;  $T_{mo}$ : 输出转矩指令值;  $T_p$ : 振动抵消转矩指令;  $V_d$ : d轴二相电压指令;  $V_q$ : q轴二相电压指令;  $V_{bd}$ : d轴基本二相电压指令;  $V_{bq}$ : q轴基本二相电压指令;  $V_{hd}$ : d轴高次谐波二相电压指令;  $V_{hq}$ : q轴高次谐波二相电压指令; W: 车轮。

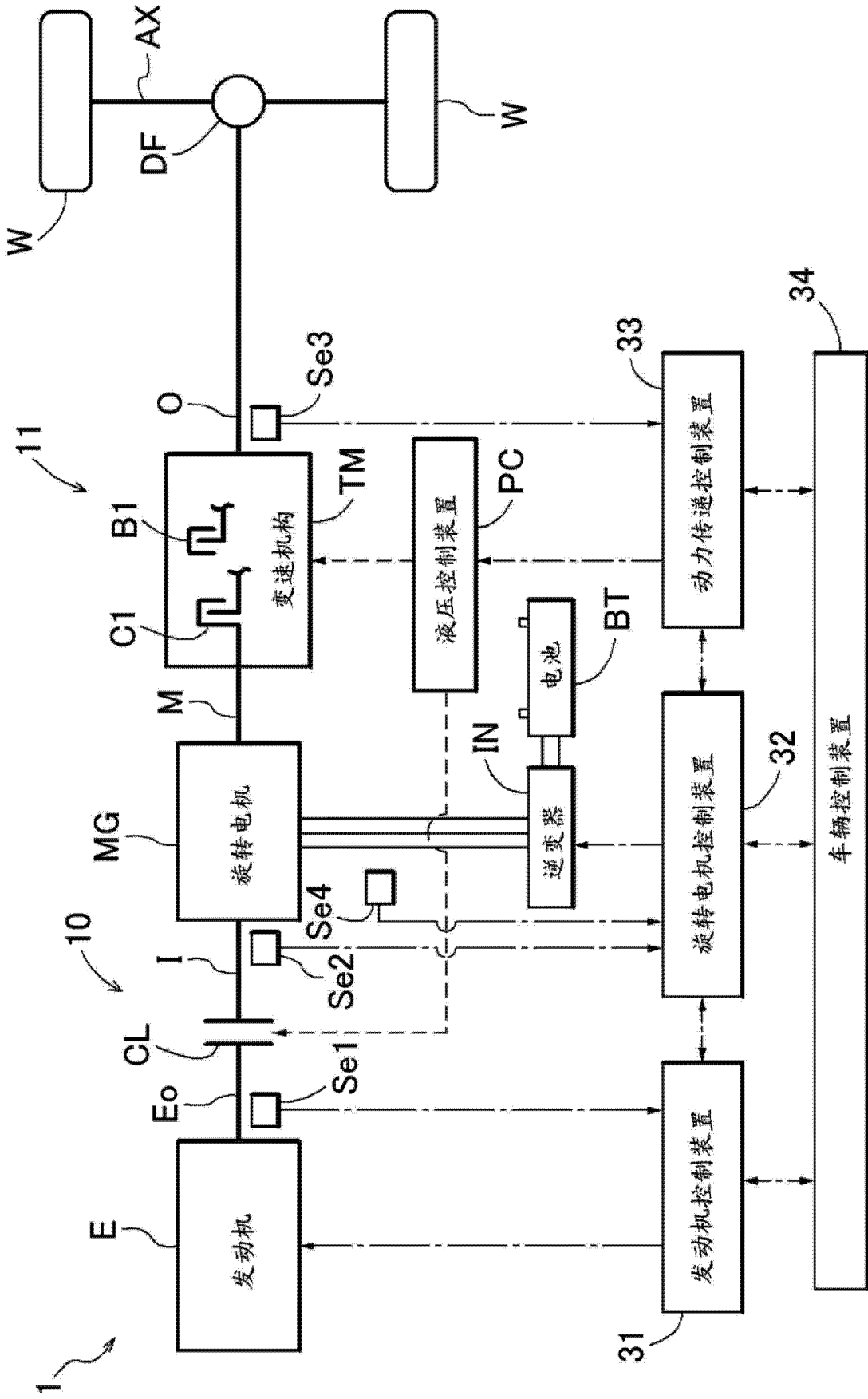


图 1

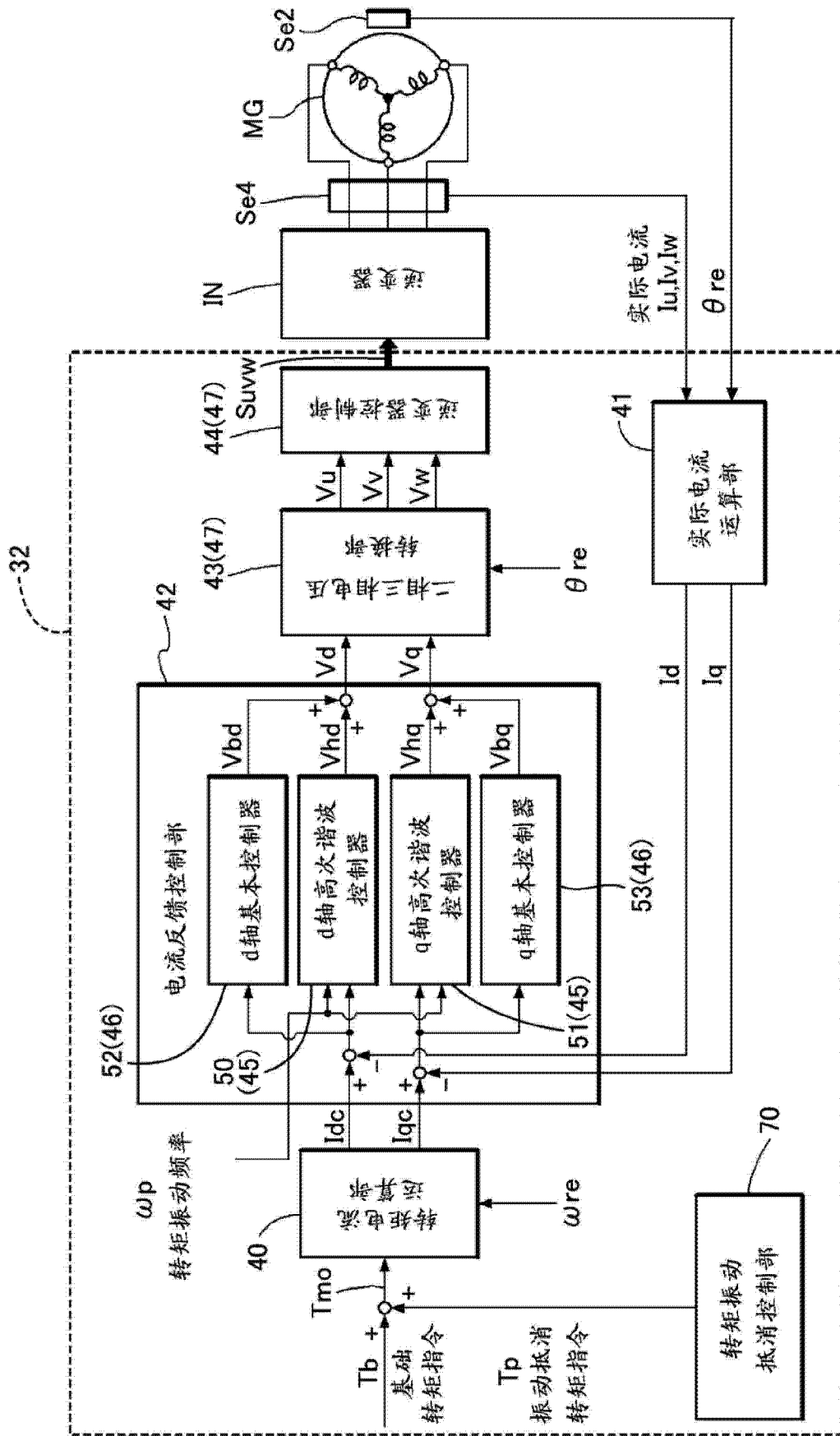


图 2

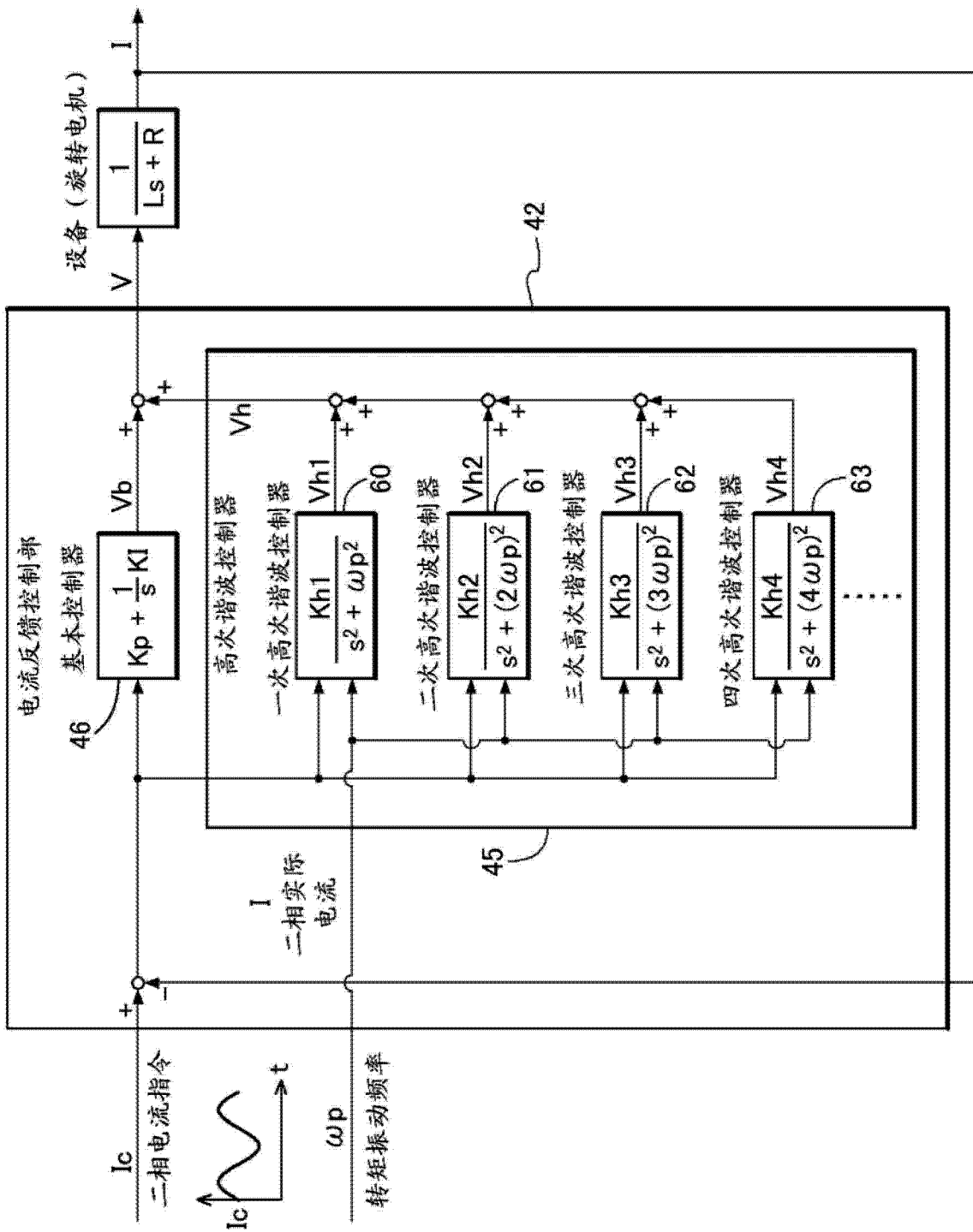


图 3

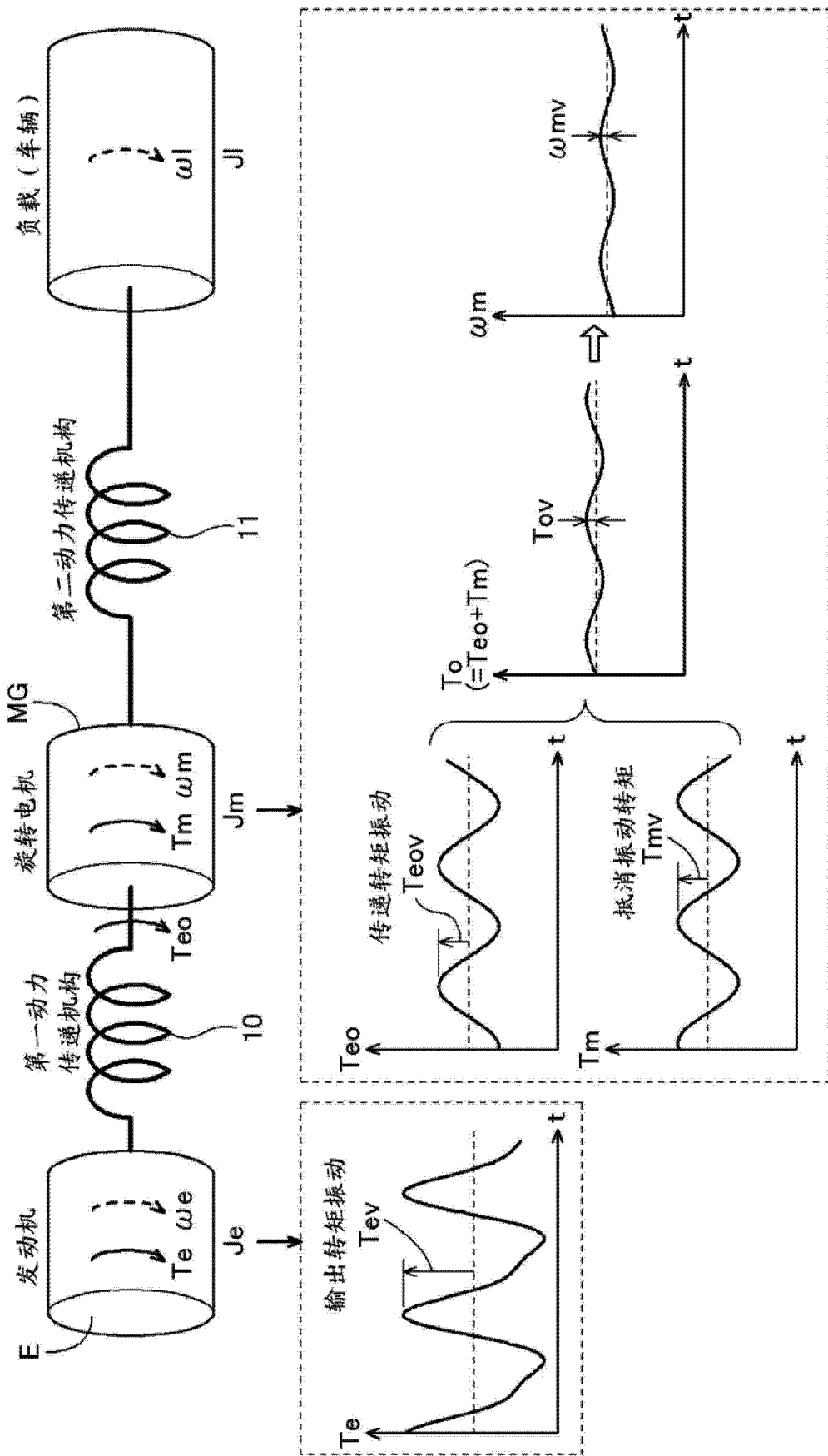


图 4

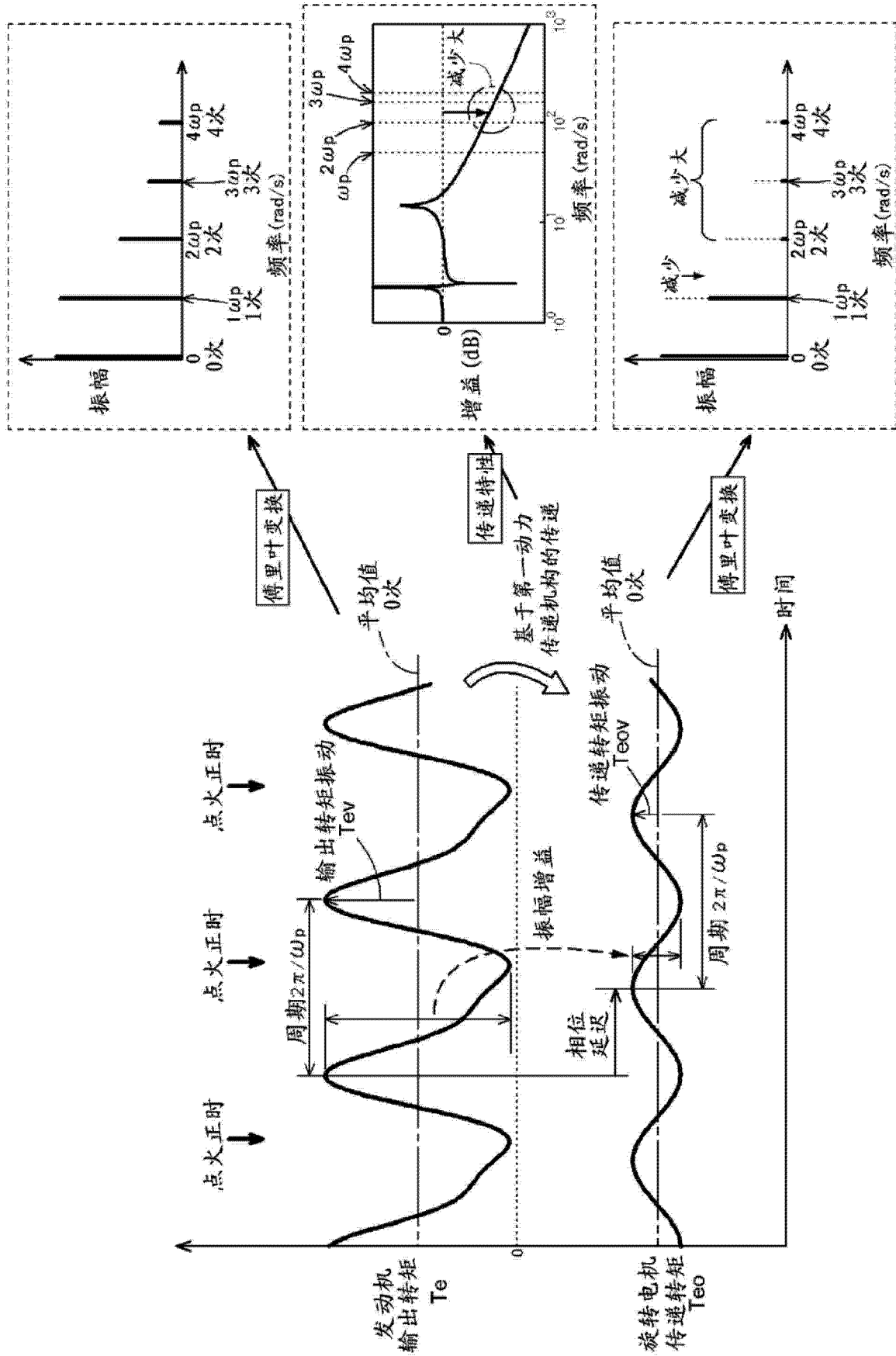


图 5

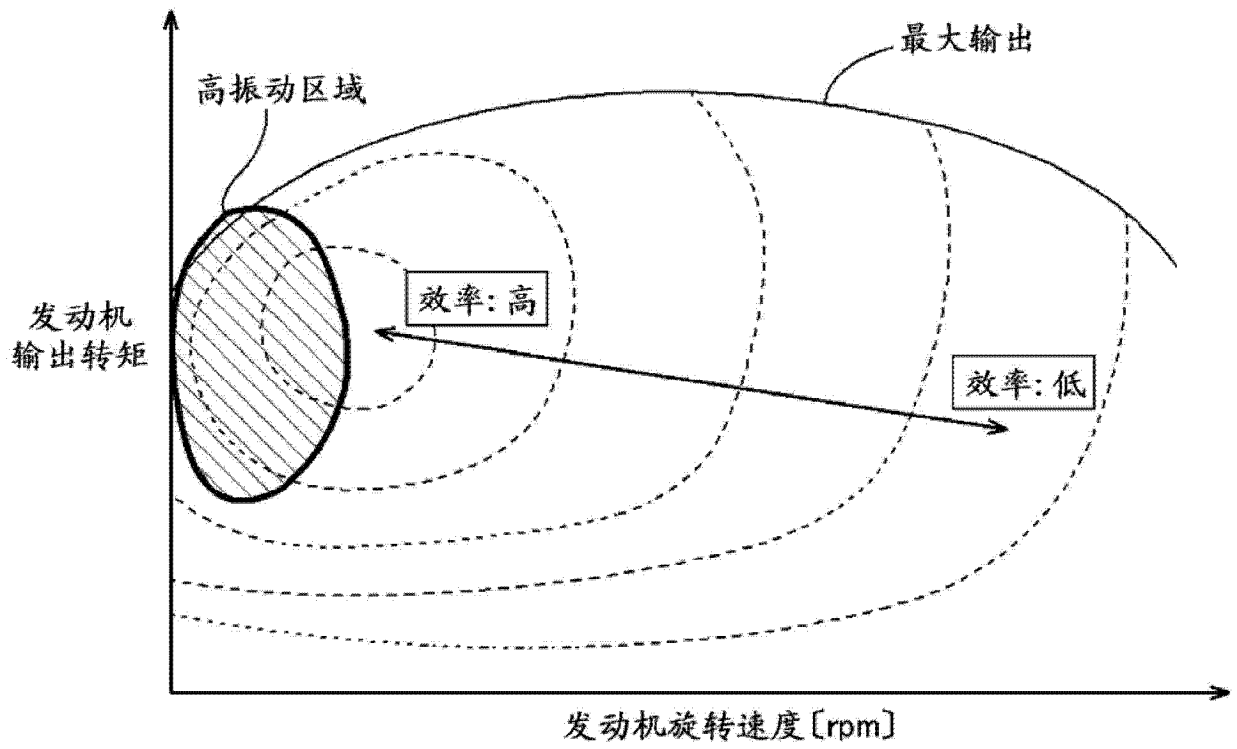
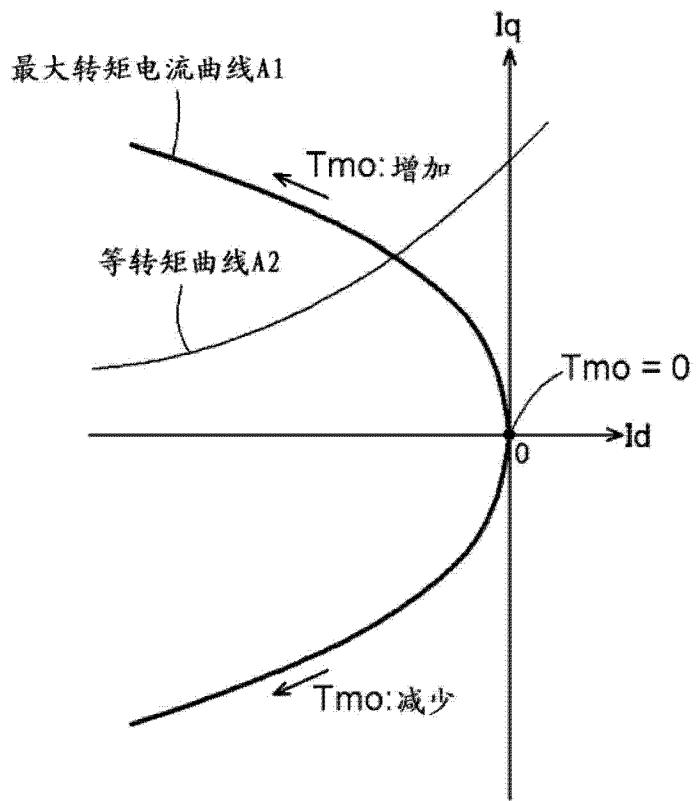
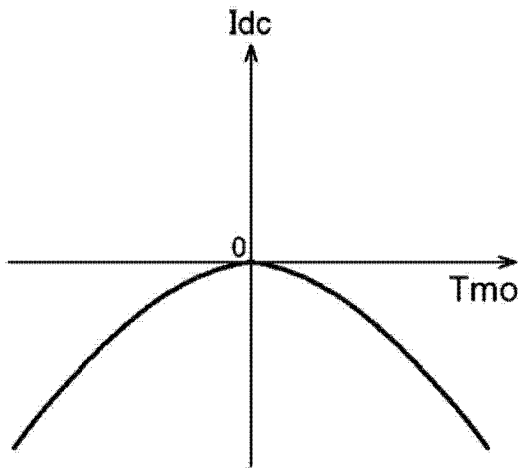


图 6

(a)



(b)



(c)

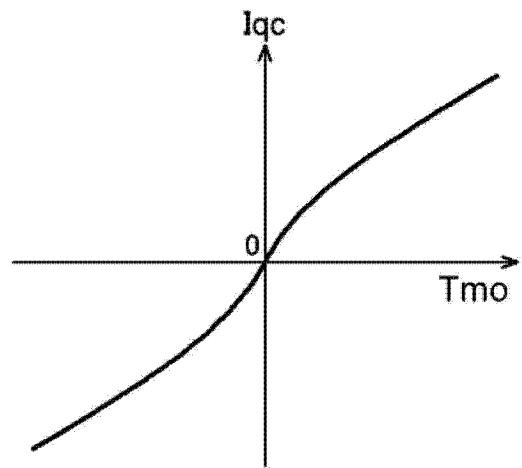


图 7



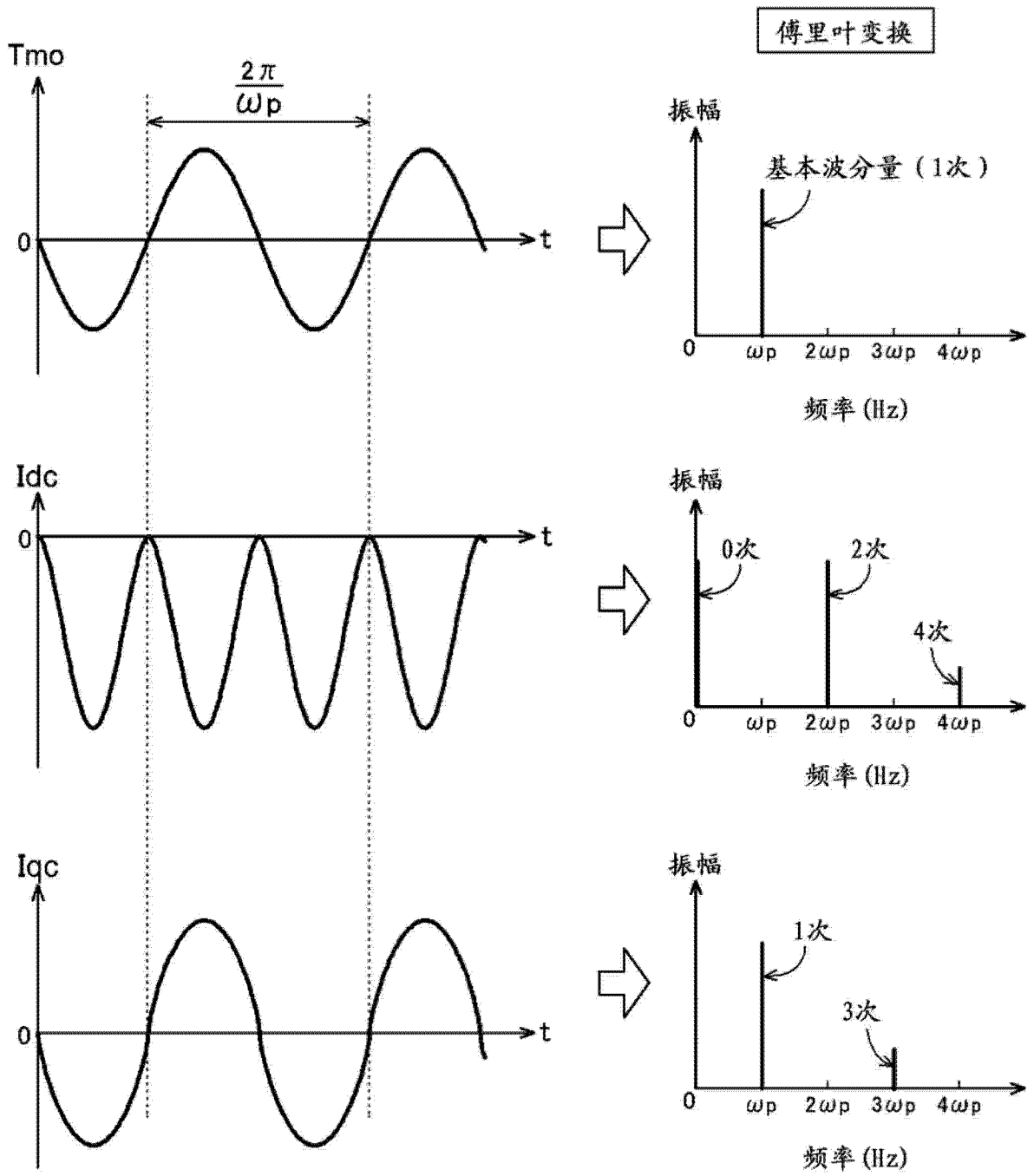


图 8

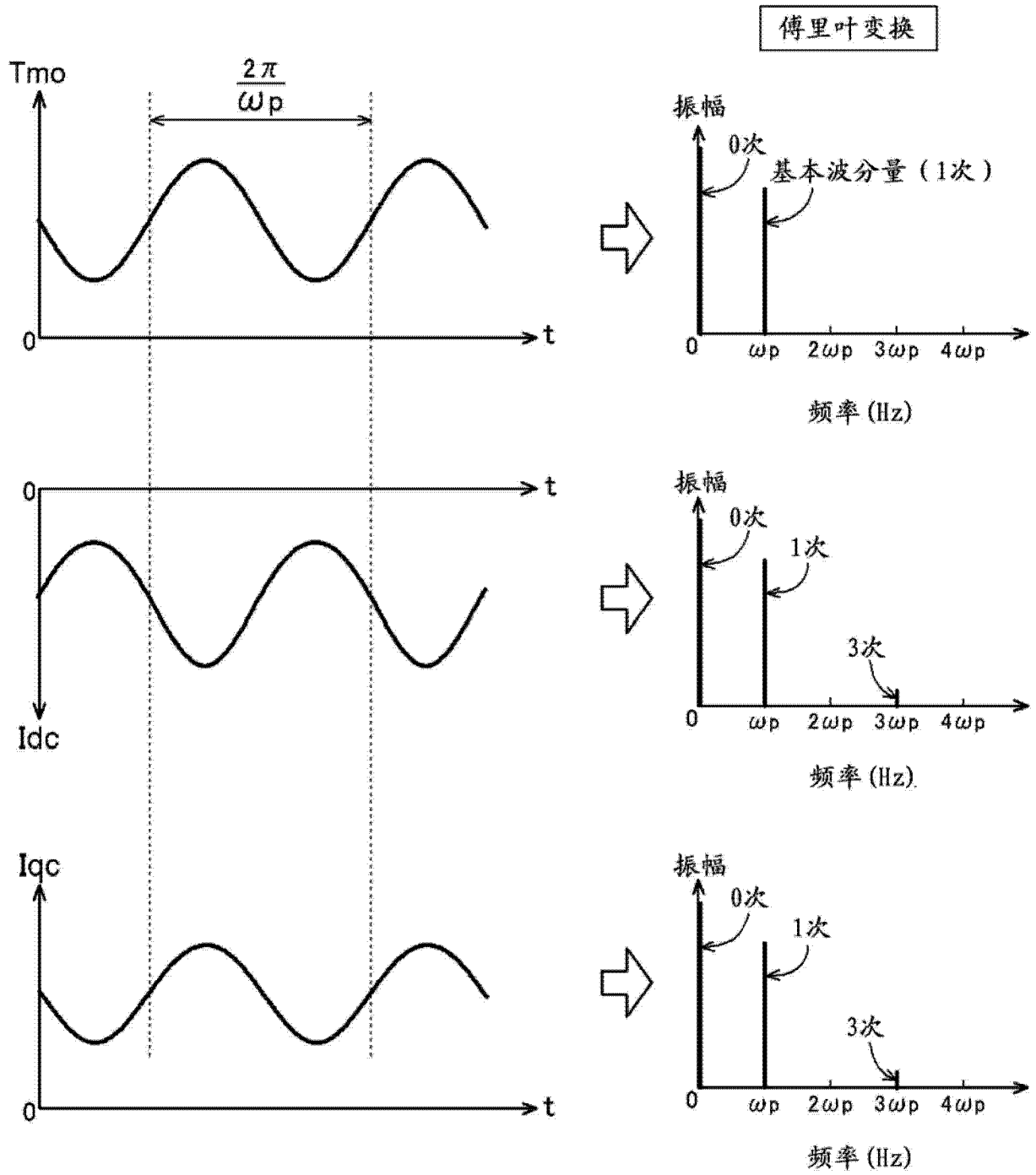


图 9

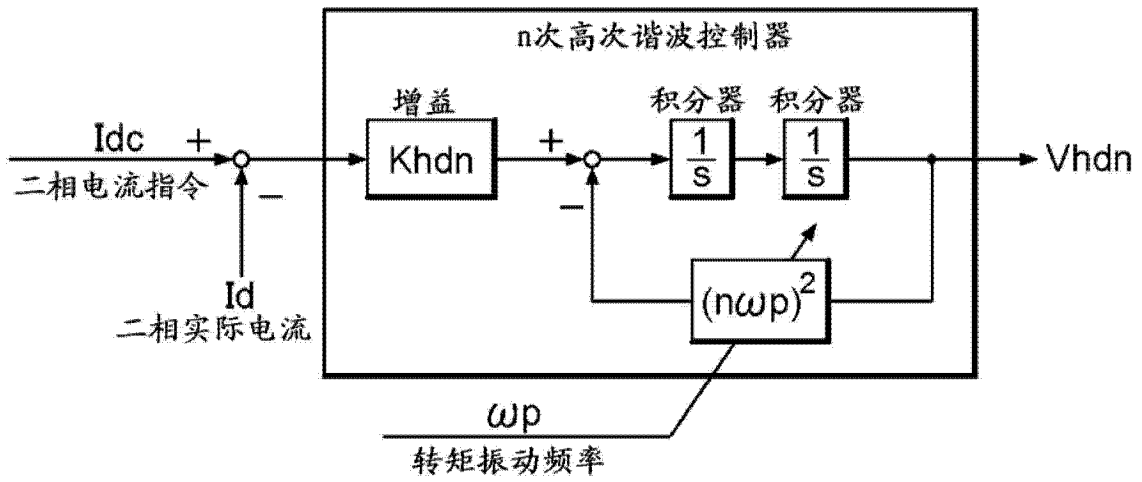


图 10

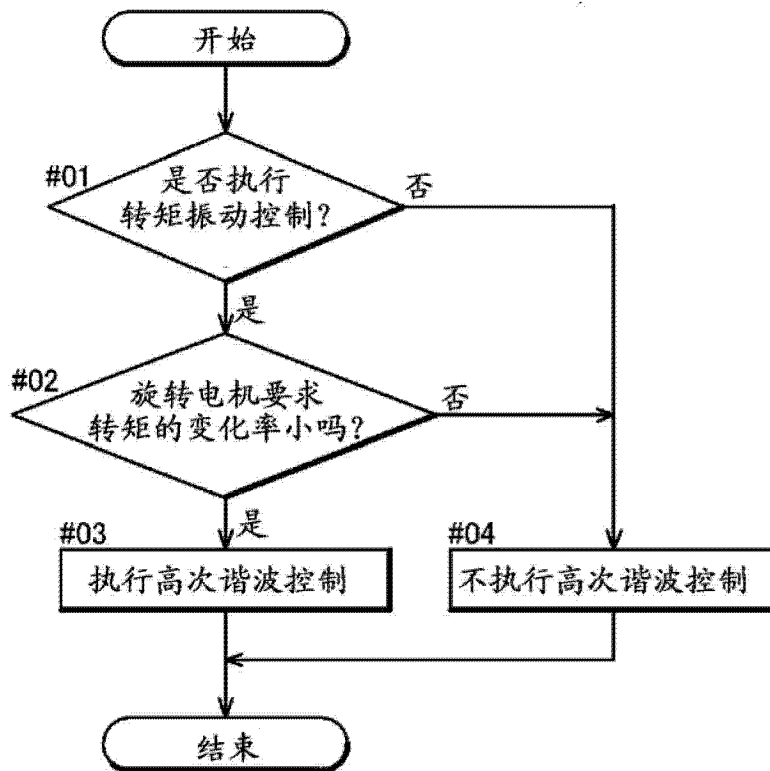


图 11

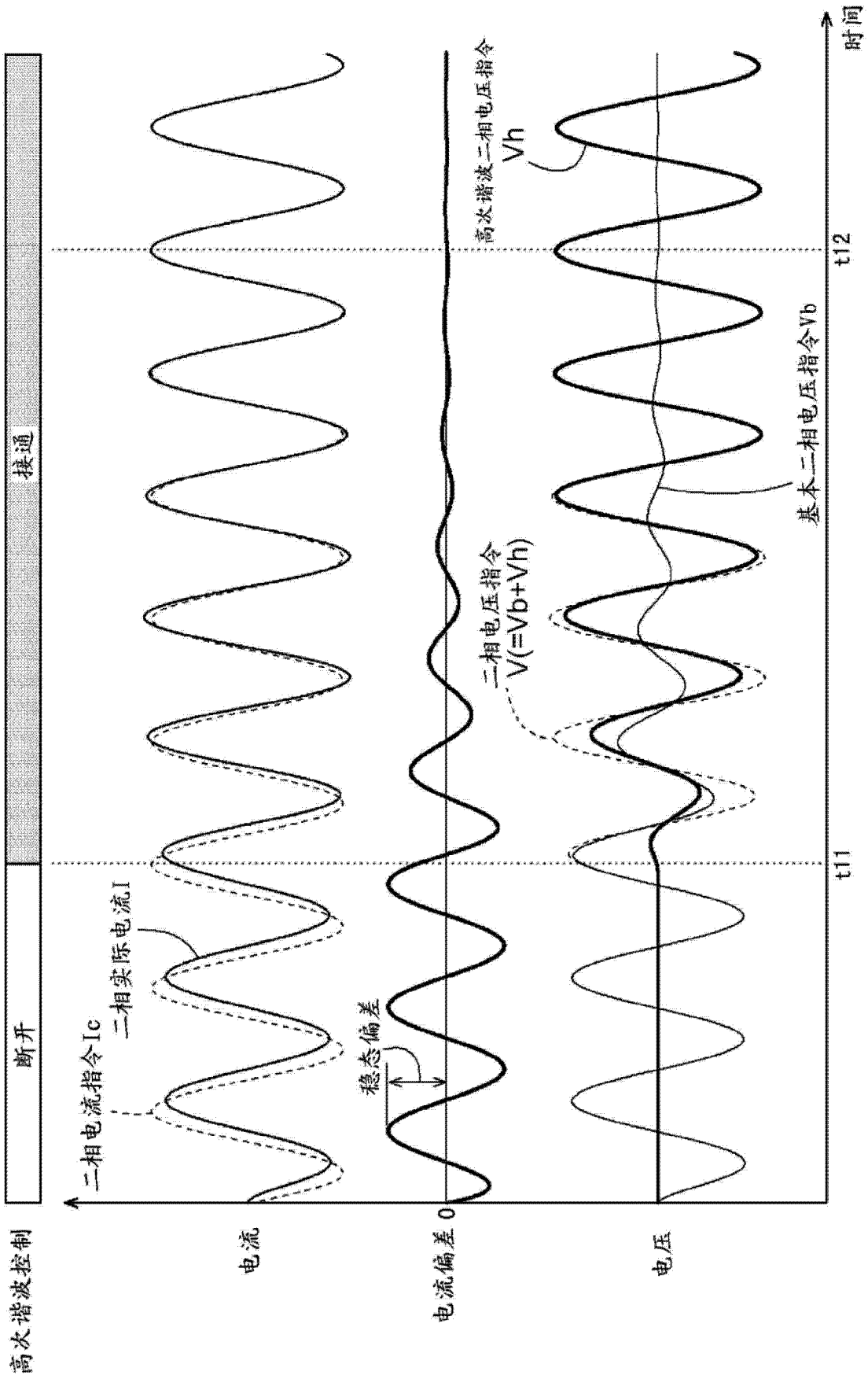


图 12

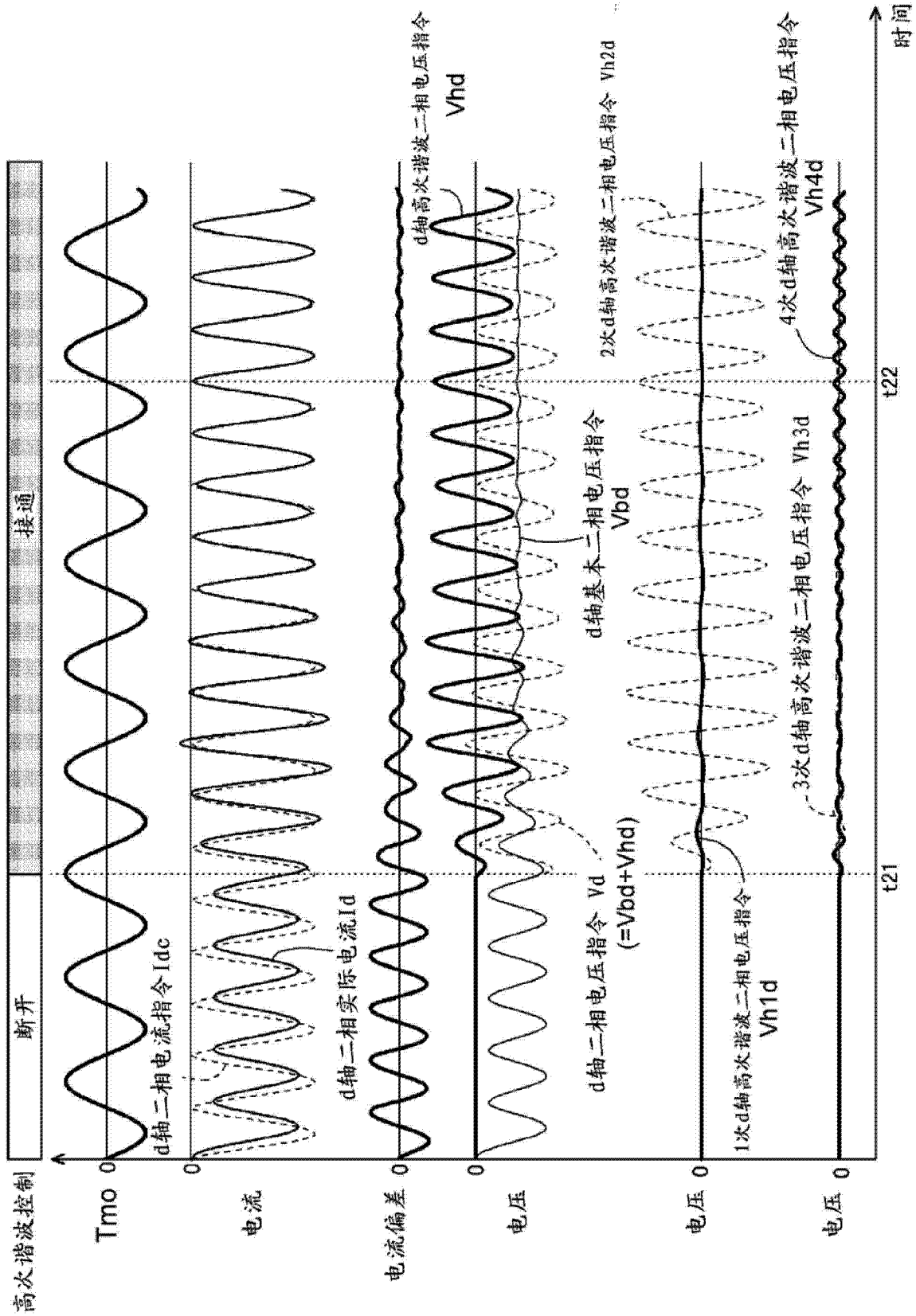


图 13

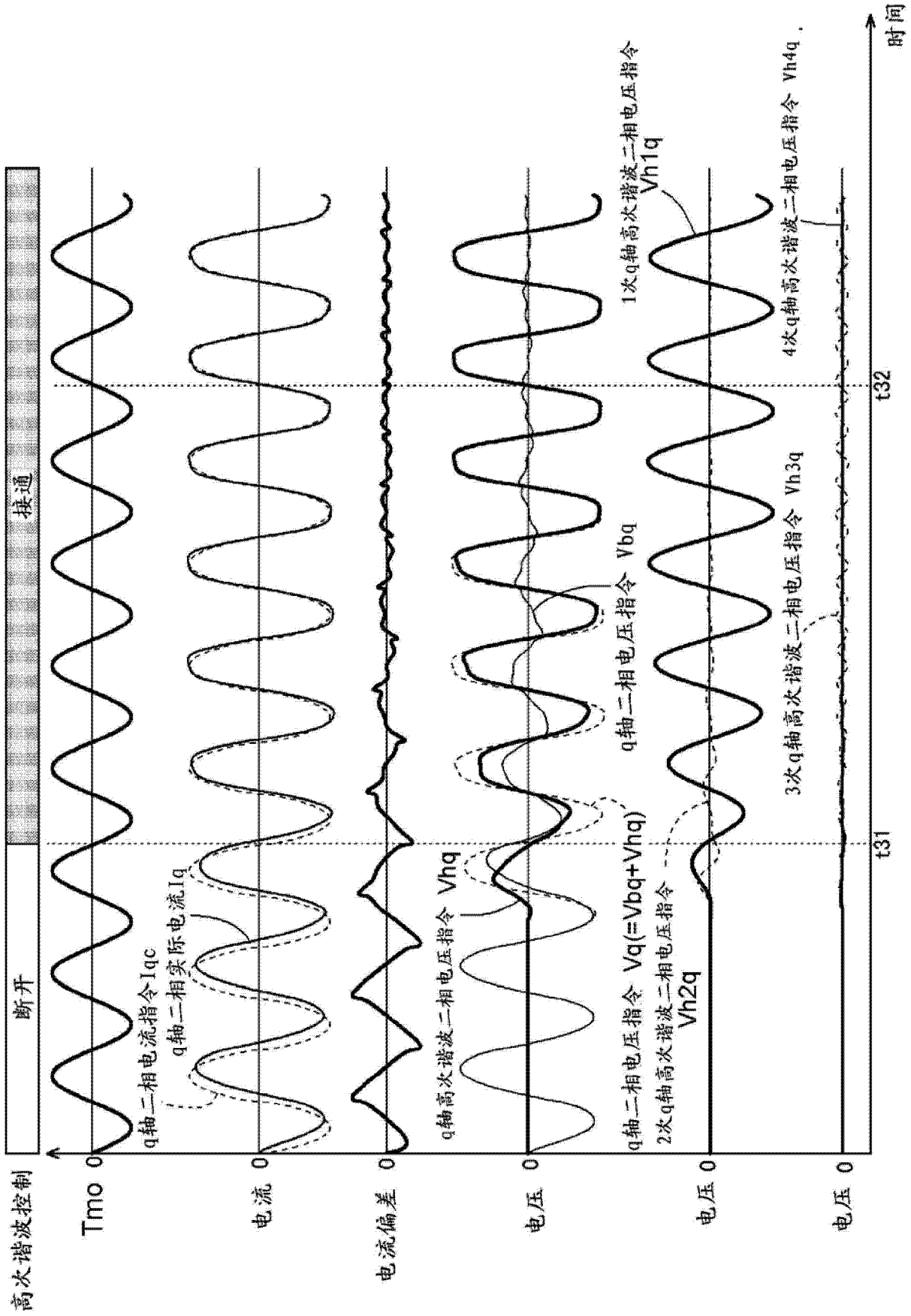


图 14

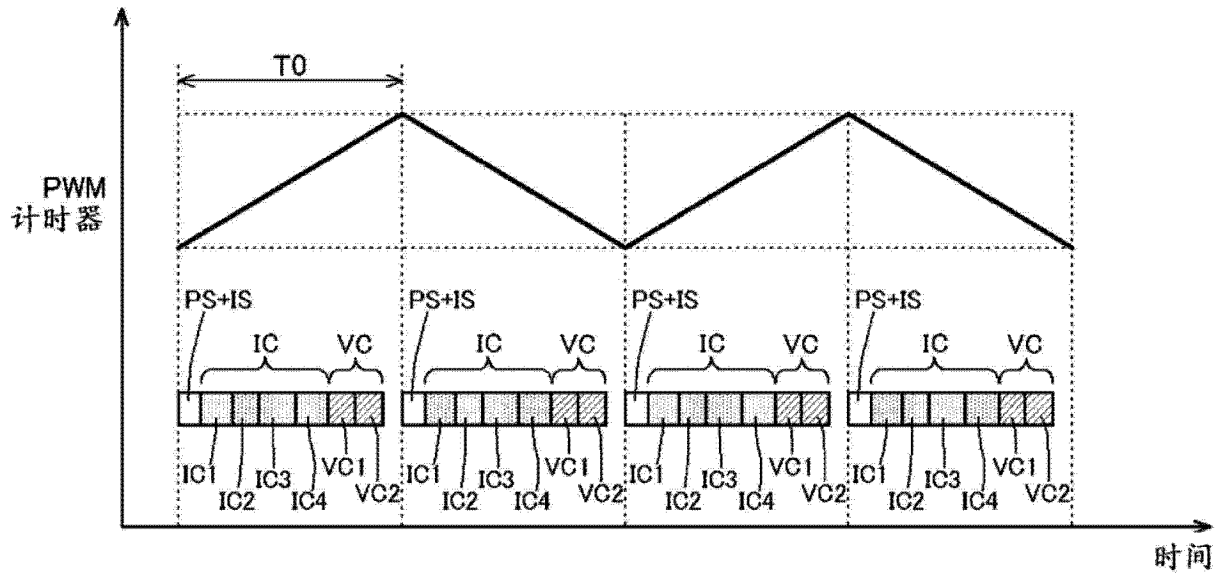


图 15

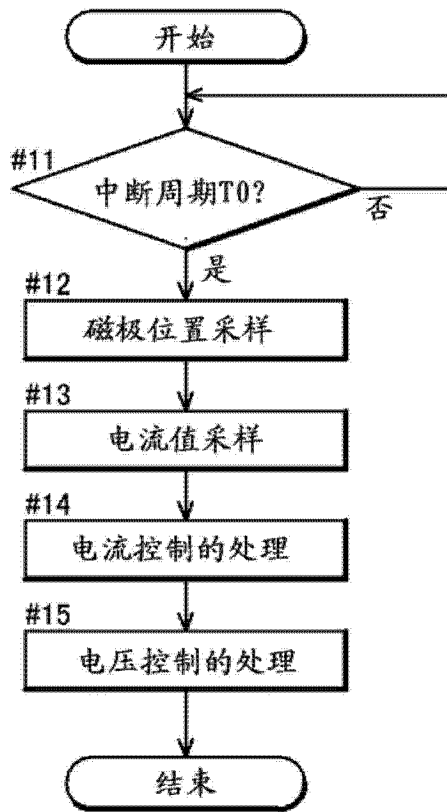


图 16

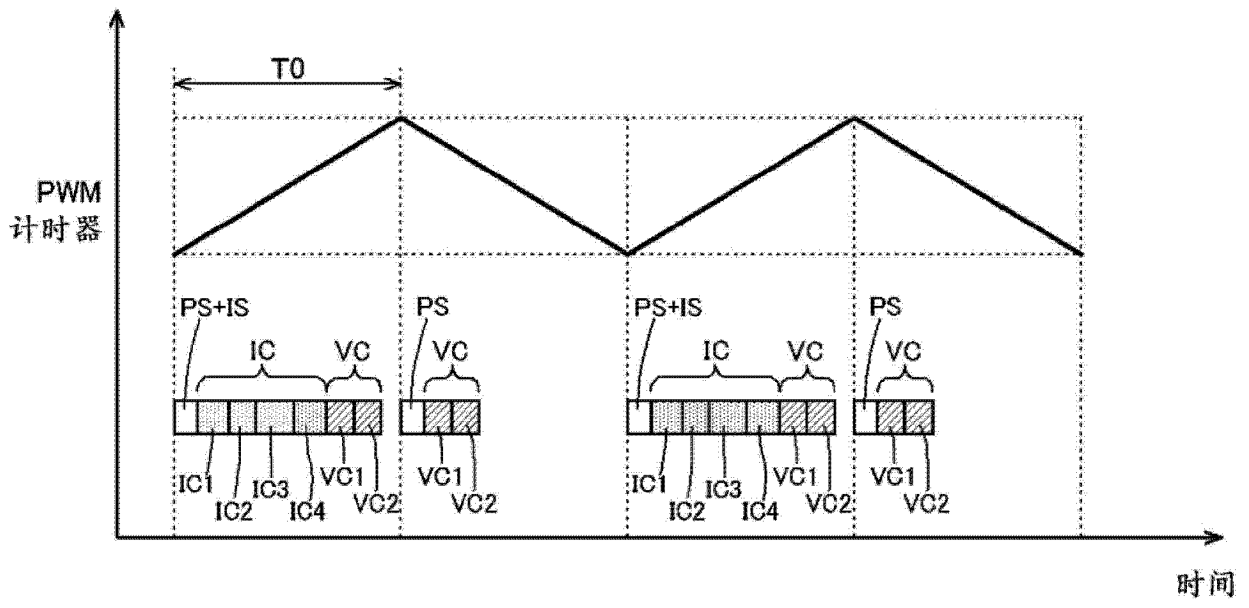


图 17



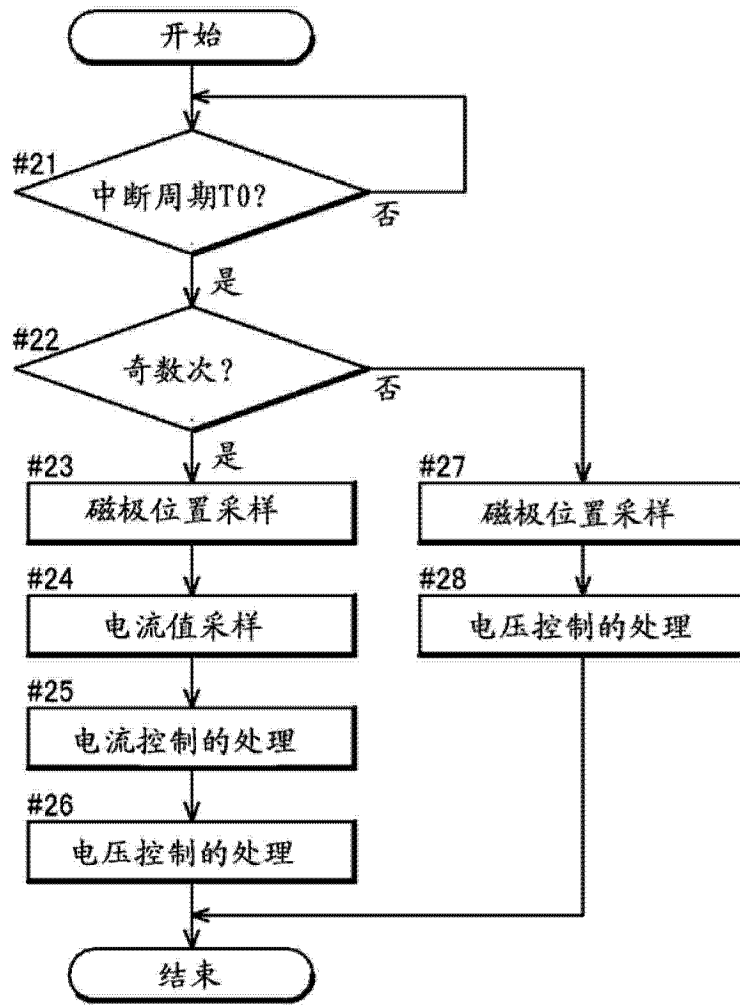


图 18