



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 111919375 A

(43) 申请公布日 2020. 11. 10

(21) 申请号 201980022595.1

(74) 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

(22) 申请日 2019.02.13

代理人 马淑香

(30) 优先权数据

2018-064401 2018.03.29 JP

(51) Int. Cl.

H02M 7/48 (2007.01)

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

H02P 23/04 (2006.01)

2020.09.27

H02P 27/08 (2006.01)

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2019/005056 2019.02.13

(87) PCT国际申请的公布数据

W02019/187721 JA 2019.10.03

(71) 申请人 大金工业株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 林伸夫 小川卓郎 树大辅

関本守满

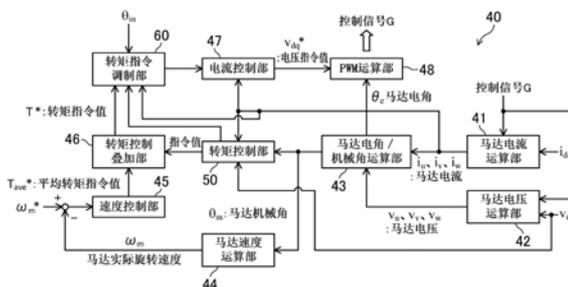
权利要求书2页 说明书18页 附图19页

(54) 发明名称

功率转换装置

(57) 摘要

本发明提供一种功率转换装置。为了在负载转矩周期性地变化的马达(5)中抑制振动而进行使马达(5)的输出转矩周期性地变化的控制。此时,为了在直接式功率转换装置中增加振动抑制成分,进行第一控制和第二控制中的至少一控制,在该第一控制中,生成具有包括交流电源(6)的电源频率的四倍成分及六倍成分中的至少一成分、和负载转矩的以与负载转矩的变化周期相对应的频率为主波频率的主波频率成分的波形的输出转矩;在该第二控制中,生成具有包括负载转矩的主波频率的二倍成分及三倍成分中的至少一成分、和交流电源(6)的电源频率的二倍成分的波形的输出转矩。



1. 一种功率转换装置,为直接式的功率转换装置,其特征在于:该功率转换装置包括转换部(13)和控制部(40),

上述转换部(13)具有多个通断切换元件(S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z),将从单相的交流电源(6)供给的交流功率转换成规定频率的三相交流功率,并向负载转矩周期性地变化的马达(5)供给上述三相交流功率,

上述控制部(40)控制上述通断切换元件(S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z)的通断切换操作,

上述控制部(40)进行第一控制和第二控制中的至少一控制,

在该第一控制中,生成上述马达(5)的输出转矩,该输出转矩具有包括上述交流电源(6)的电源频率的四倍成分及六倍成分中的至少一成分、和上述负载转矩的以与上述负载转矩的变化周期相对应的频率为主波频率的主波频率成分的波形,

在该第二控制中,生成具有包括上述负载转矩的主波频率的二倍成分及三倍成分中的至少一成分、和上述交流电源(6)的电源频率的二倍成分的波形的上述输出转矩。

2. 根据权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于:

在对通过上述第一控制及上述第二控制中的至少一控制而生成的上述输出转矩进行频率解析而得到的结果中,出现了示出将上述负载转矩的主波频率的整数倍的频率加上及减去上述交流电源(6)的电源频率的 $2n$ 倍而得到的频率成分的频谱,其中, n 为整数。

3. 根据权利要求1或2所述的功率转换装置,其特征在于:

在上述第一控制中,在上述输出转矩包括上述电源频率的四倍成分的情况下,在将上述输出转矩所包含的上述电源频率的二倍成分的波形从负切换为正的相位在上述电源频率的二倍成分的相位中设为 0° 时,该电源频率的四倍成分的波形的从负切换为正的相位在上述电源频率的二倍成分的相位中存在于 $22.5^\circ+90m^\circ$ 以上且 $67.5^\circ+90m^\circ$ 以下的范围内,其中, m 为整数。

4. 根据权利要求1或2所述的功率转换装置,其特征在于:

在上述第一控制中,在上述输出转矩包括上述电源频率的六倍成分的情况下,在将上述输出转矩所包含的上述电源频率的二倍成分的波形从负切换为正的相位在上述电源频率的二倍成分的相位中设为 0° 时,该电源频率的六倍成分的波形的从负切换为正的相位在上述电源频率的二倍成分的相位中存在于 $-15^\circ+60m^\circ$ 以上且 $15^\circ+60m^\circ$ 以下的范围内,其中, m 为整数。

5. 根据权利要求1或2所述的功率转换装置,其特征在于:

在上述第二控制中,在上述输出转矩包括上述负载转矩的主波频率的二倍成分的情况下,在将上述输出转矩所包含的上述负载转矩的主波波形的从负切换为正的相位在上述负载转矩的主波频率成分的相位中设为 0° 时,该主波频率的二倍成分的波形的从负切换为正的相位在上述负载转矩的主波频率成分的相位中存在于 $22.5^\circ+90m^\circ$ 以上且 $67.5^\circ+90m^\circ$ 以下的范围内,其中, m 为整数。

6. 根据权利要求1或2所述的功率转换装置,其特征在于:

在上述第二控制中,在上述输出转矩包括上述负载转矩的主波频率的三倍成分的情况下,在将上述输出转矩所包含的上述负载转矩的主波波形的从负切换为正的相位在上述负载转矩的主波频率成分的相位中设为 0° 时,该主波频率的三倍成分的波形的从负切换为正的相位在上述负载转矩的主波频率成分的相位中存在于 $-15^\circ+60m^\circ$ 以上且 $15^\circ+60m^\circ$ 以下的范

围内,其中,m为整数。

7.根据权利要求1至6中任一项权利要求所述的功率转换装置,其特征在于:

上述输出转矩的平均值增加,另一方面,上述输出转矩所包含的上述负载转矩的主波频率成分相对于该输出转矩的平均值的比率大致一定不变。

8.根据权利要求1至7中任一项权利要求所述的功率转换装置,其特征在于:

上述控制部(40)通过将上述马达(5)每旋转一圈的转矩峰值削平,使该转矩峰值大致一定不变,来进行上述第一控制及上述第二控制中的至少一控制。

9.根据权利要求1至8中任一项权利要求所述的功率转换装置,其特征在于:

该功率转换装置还包括交直流转换电路(11)和直流链部(12),

上述交直流转换电路(11)对上述交流电源(6)的交流功率中的电源电压进行整流,

上述直流链部(12)具有与上述交直流转换电路(11)的输出并联连接的电容器,用于输出脉动的直流电压;

上述转换部(13)是通过上述通断切换元件(S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z)对上述直流链部(12)的输出进行切换而转换成上述三相交流功率的直交流转换电路。

功率转换装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种功率转换装置。

背景技术

[0002] 将交流转换成任意的交流的功率转换装置能够被分为间接式功率转换装置和直接式功率转换装置两种。前者具有能量蓄积要素(大电容电容器、大电容电感器),后者不具有能量蓄积要素。因此,单相的直接式功率转换装置的输出功率以电源频率的二倍进行脉动。作为被分类为该直接式功率转换装置的构成之一,具有在直流链部设置有电容比较小的电容器的结构。当电容器的电容比较小时,直流电压具有电源频率的二倍的脉动成分,功率转换装置的输出也同样地进行脉动。

[0003] 在专利文献1中公开了一种在负载转矩周期性地脉动的情况下通过该直流电压抑制振动的转矩控制的技术。在专利文献1中,通过使马达的负载转矩变化的脉动成分及直流链部的直流电压的脉动成分与马达的输出转矩叠加而进行转矩控制工作。

[0004] 专利文献1:日本公开专利公报特许第4192979号公报

发明内容

[0005] 一发明要解决的技术问题一

[0006] 在上述转矩控制工作中,由于因交流电源的频率引起的脉动成分和以周期性变化的负载转矩的变化周期为主波周期的脉动成分出现在马达转矩中,因此,在马达中流动的马达电流的峰值增大。在马达电流中,由马达的减磁耐力和设备元件的耐力决定了马达和设备元件能够容许的极限值即上限值。

[0007] 相对于此,在上述专利文献1中,为了避免马达电流增大而超过上限值,通过转矩控制工作来进行使马达的转矩控制量(即马达的振动抑制成分)下降的控制。但是,当振动抑制成分下降时,即便抑制了马达电流的增大,也会使与马达连接的负载装置的振动反而增加。

[0008] 本发明的目的在于,抑制与马达连接的负载装置的振动。

[0009] 一用以解决技术问题的技术方案一

[0010] 本发明的第一方面发明是一种功率转换装置,该功率转换装置是直接式的功率转换装置,其特征在于,所述功率转换装置包括转换部13和控制部40,上述转换部13具有多个通断切换元件Su、Sv、Sw、Sx、Sy、Sz,将从单相的交流电源6供给的交流功率转换成规定频率的三相交流功率,并向负载转矩周期性地变化的马达5供给上述三相交流功率,上述控制部40控制上述通断切换元件Su、Sv、Sw、Sx、Sy、Sz的通断切换操作,上述控制部40进行第一控制和第二控制中的至少一控制,在该第一控制中,生成上述马达5的输出转矩,该输出转矩具有包括上述交流电源6的电源频率的四倍成分及六倍成分中的至少一成分、和上述负载转矩的以与上述负载转矩的变化周期相对应的频率为主波频率的主波频率成分的波形,在该第二控制中,生成具有包括上述负载转矩的主波频率的二倍成分及三倍成分中的至少一

成分、和上述交流电源6的电源频率的二倍成分的波形的上述输出转矩。

[0011] 通过上述频率成分,与现有技术的转矩控制相比,能够增加有助于降低与马达连接的负载装置的振动的频率成分。因此,通过上述输出转矩,能够降低负载装置的振动。

[0012] 本发明的第二方面发明在第一方面发明的基础上,其特征在于,在对通过上述第一控制及上述第二控制中的至少一控制而生成的上述输出转矩进行频率解析而得到的结果中,出现了示出将上述负载转矩的主波频率的整数倍加上及减去上述交流电源6的电源频率的 $2n$ 倍(n :整数)而得到的频率成分的频谱。

[0013] 通过这样的输出转矩,能够更加可靠地抑制负载装置的振动。

[0014] 本发明的第三方面发明在第一方面发明或第二方面发明的基础上,其特征在于,在上述第一控制中,在上述输出转矩包括上述电源频率的四倍成分的情况下,在将上述输出转矩所包含的上述电源频率的二倍成分的波形从负切换为正的相位在上述电源频率的二倍成分的相位中设为 0° 时,该电源频率的四倍成分的波形的从负切换为正的相位在上述电源频率的二倍成分的相位中存在于 $22.5^\circ+90m^\circ$ (m :整数)以上且 $67.5^\circ+90m^\circ$ 以下的范围内。

[0015] 在第一控制中,电源频率的四倍成分的波形的从负切换为正的相位在电源频率的二倍成分的相位中为 $22.5^\circ+90m^\circ$ (m :整数)以上且 $67.5^\circ+90m^\circ$ 以下的范围内,由此而能够进一步降低在马达5中流动的电流的峰值。

[0016] 本发明的第四方面发明在第一方面发明或第二方面发明的基础上,其特征在于,在上述第一控制中,在上述输出转矩包括上述电源频率的六倍成分的情况下,在将上述输出转矩所包含的上述电源频率的二倍成分的波形从负切换为正的相位在上述电源频率的二倍成分的相位中设为 0° 时,该电源频率的六倍成分的波形的从负切换为正的相位在上述电源频率的二倍成分的相位中存在于 $-15^\circ+60m^\circ$ (m :整数)以上且 $15^\circ+60m^\circ$ 以下的范围内。

[0017] 在第一控制中,电源频率的六倍成分的波形的从负切换为正的相位在电源频率的二倍成分的相位中为 $-15^\circ+60m^\circ$ (m :整数)以上且 $15^\circ+60m^\circ$ 以下的范围内,由此而能够进一步降低在马达5中流动的电流峰值。

[0018] 本发明的第五方面发明在第一方面发明或第二方面发明的基础上,其特征在于,在上述第二控制中,在上述输出转矩包括上述负载转矩的主波频率的二倍成分的情况下,在将上述输出转矩所包含的上述负载转矩的主波波形从负切换为正的相位在上述负载转矩的主波频率成分的相位中设为 0° 时,该主波频率的二倍成分的波形的从负切换为正的相位在上述负载转矩的主波频率成分的相位中存在于 $22.5^\circ+90m^\circ$ (m :整数)以上且 $67.5^\circ+90m^\circ$ 以下的范围内。

[0019] 在第二控制中,负载转矩的主波频率的二倍成分的波形的从负切换为正的相位在负载转矩的主波频率成分的相位中为 $22.5^\circ+90m^\circ$ (m :整数)以上且 $67.5^\circ+90m^\circ$ 以下的范围内,由此而能够进一步降低在马达5中流动的电流峰值。

[0020] 本发明的第六方面发明在第一方面发明或第二方面发明的基础上,其特征在于,在上述第二控制中,在上述输出转矩包括上述负载转矩的主波频率的三倍成分的情况下,在将上述输出转矩所包含的上述负载转矩的主波波形从负切换为正的相位在上述负载转矩的主波频率成分的相位中设为 0° 时,该主波频率的三倍成分的波形的从负切换为正的相位在上述负载转矩的主波频率成分的相位中存在于 $-15^\circ+60m^\circ$ (m :整数)以上且 $15^\circ+60m^\circ$ 以

下的范围内。

[0021] 在第二控制中,负载转矩的主波频率的三倍成分的波形的从负切换为正的相位在负载转矩的主波频率成分的相位中为 $-15^{\circ}+60m^{\circ}$ (m :整数)以上且 $15^{\circ}+60m^{\circ}$ 以下的范围内,由此而能够进一步降低在马达5中流动的电流峰值。

[0022] 本发明的第七方面发明在第一方面发明至第六方面发明中任一方面发明的基础上,其特征在于,上述输出转矩的平均值增加,另一方面,上述输出转矩所包含的上述负载转矩的主波频率成分相对于该输出转矩的平均值的比率大致一定不变。

[0023] 负载转矩的主波频率成分与振动抑制成分大致相等。这里,输出转矩的平均值增加,另一方面,通过转矩控制能够提高振动抑制成分。因此,能够可靠地抑制负载装置的振动。

[0024] 本发明的第八方面发明在第一方面发明至第七方面发明中任一方面发明的基础上,其特征在于,上述控制部40通过将上述马达5每旋转一圈的转矩峰值削平,大致一定不变,来进行上述第一控制及上述第二控制中的至少一控制。

[0025] 输出转矩由此而具有有助于降低与马达连接的负载装置的振动的高次谐波。因此,通过上述输出转矩能够降低负载装置的振动。

[0026] 本发明的第九方面发明在第一方面发明至第八方面发明中任一方面发明的基础上,所述功率转换装置还包括交直流转换电路11和直流链部12。上述交直流转换电路11对上述交流电源6的交流功率中的电源电压进行整流,上述直流链部12具有与上述交直流转换电路11的输出并联连接的电容器,用于输出脉动的直流电压,上述转换部13是通过上述通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 对上述直流链部12的输出进行通断切换而转换成上述三相交流功率的直交流转换电路。

[0027] 这样,在具有直流电压进行脉动的直流链部12的功率转换装置10中,通过执行进行上述第一控制及上述第二控制中的至少一控制的转矩控制,能够可靠地降低以与该功率转换装置10连接的马达5为驱动源的负载装置的振动。

附图说明

[0028] 图1是示出功率转换装置的构成的电路图。

[0029] 图2是示出实施方式1的控制部的详细构成的方框图。

[0030] 图3是示出实施方式1的转矩控制部的详细构成的方框图。

[0031] 图4是示出负载转矩主波整数倍叠加部的详细构成的方框图。

[0032] 图5是示出实施方式1的转矩指令调制部的详细构成的方框图。

[0033] 图6是示出电源频率 $2n$ 倍选择部的详细构成的方框图。

[0034] 图7是用于说明通常的振动抑制控制的图。

[0035] 图8是示出转矩控制部的高次谐波选择叠加处理的流程的图。

[0036] 图9是第一表的概念图。

[0037] 图10是说明高次谐波的相位的范围的图。

[0038] 图11是比较了将负载转矩的主波波形加上平均转矩而得到的波形与利用第一表进行高次谐波选择叠加处理而得到的转矩控制部的输出波形的图。

[0039] 图12是第二表的概念图。

[0040] 图13是比较了将负载转矩的主波波形加上平均转矩而得到的波形与利用第二表进行高次谐波选择叠加处理而得到的转矩控制部的输出波形的图。

[0041] 图14是示出转矩指令调制部的高次谐波选择处理的流程的图。

[0042] 图15是第三表的概念图。

[0043] 图16是用于说明实施方式1的控制部的工作情况的图。

[0044] 图17是用于说明实施方式1的高次谐波选择叠加处理的效果的图。

[0045] 图18是比较了由现有技术的转矩控制得到的输出转矩波形的FFT结果与由实施方式1的转矩控制得到的输出转矩波形的FFT结果的图。

[0046] 图19是示出实施方式2的控制部的详细构成的方框图。

[0047] 图20是用于说明实施方式2的高次谐波选择叠加处理的效果的图。

具体实施方式

[0048] (实施方式1)

[0049] <概要>

[0050] 如图1所示,功率转换装置10与单相的交流电源6及例如空调装置的制冷剂回路中的压缩机的三相交流式的马达5连接。功率转换装置10是所谓的直接式功率转换器,当从交流电源6供给交流功率时,将该交流功率转换成具有规定电压及规定频率的三相交流功率,将该三相交流功率向马达5输出。由此,马达5旋转而进行驱动,压缩机进行运转。

[0051] 上述马达5的种类没有特别限定,但例如能够为IPM马达(Interior Permanent Magnet Motor)。

[0052] 作为马达5的负载装置的压缩机例如为旋转式压缩机。在压缩机中,在驱动轴旋转一圈时,压缩转矩(即,马达5的负载转矩)进行脉动,由此生成振动。

[0053] 于是,本实施方式1的功率转换装置10为使马达5的转矩变化而抑制上述压缩机的振动的控制结构。

[0054] <功率转换装置的构成>

[0055] 如图1所示,功率转换装置10包括交直流转换电路11、直流链部12、直交流转换电路13及控制部40。

[0056] 交直流转换电路11经由电抗器L而与单相的交流电源6连接。交直流转换电路11由四个二极管D1、D2、D3、D4连结成桥状而成的所谓的二极管桥电路构成。交直流转换电路11对来自交流电源6的交流功率中的电源电压 V_{in} 进行全波整流。

[0057] 直流链部12具有通过连接在交直流转换电路11的一对输出节点之间而与交直流转换电路11的输出并联连接的电容器C。直流链部12被输入交直流转换电路11的输出(即,进行了全波整流后的电源电压 V_{in})而生成直流链电压 V_{dc} (相当于直流电压)。直流链电压 V_{dc} 根据电源电压 V_{in} 的频率进行脉动。

[0058] 这里,针对与电源电压 V_{in} 的频率相对应的脉动成分包含在直流链电压 V_{dc} 中的原因进行说明。直流链部12的电容器C的电容值被设定为,几乎无法将交直流转换电路11的输出平滑化,另一方面,能够抑制由直交流转换电路13的通断切换操作(后述)引起的波纹电压(与通断切换频率相对应的电压变化)。具体而言,电容器C由小电容电容器(例如薄膜电容器)构成,该小电容电容器的电容值为在通常的功率转换装置中用于将交直流转换电路

的输出平滑化的平滑电容器(例如电解电容器)的电容值的约0.01倍(例如几十 μF 左右)。

[0059] 由于电容器C这样由比较小的电容构成,因此,在直流链部12中,交直流转换电路11的输出几乎未被平滑化。其结果是,与电源电压 V_{in} 的频率相对应的脉动成分(在该例中为具有直流链电压 V_{dc} 的频率的二倍的频率的脉动成分)残留在直流链电压 V_{dc} 中。例如,直流链电压 V_{dc} 脉动时,其最大值成为其最小值的二倍以上。

[0060] 直交流转换电路13是转换部。直交流转换电路13的一对输入节点与直流链部12的电容器C的两端连接,直交流转换电路13通过通断切换操作,将由直流链部12生成的直流链电压 V_{dc} 转换成三相交流功率而供给到马达5。直交流转换电路13具有桥连结的六个通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 、以及六个续流二极管 D_u 、 D_v 、 D_w 、 D_x 、 D_y 、 D_z 。具体而言,直交流转换电路13具有将两个通断切换元件相互串联连接而成的三个通断切换臂(switching leg)。在三个通断切换臂的各个通断切换臂中,上臂的通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 和下臂的通断切换元件 S_x 、 S_y 、 S_z 的中点分别与马达5的各相的线圈(U相、V相、W相的线圈)连接。在六个通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 中,分别反并联连接有六个续流二极管 D_u 、 D_v 、 D_w 、 D_x 、 D_y 、 D_z 。通过这些通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 重复进行通断操作,将从直流链部12输入的直流链电压 V_{dc} 转换成三相交流电压。

[0061] 控制部40由各种元件和微型计算机等构成。控制部40将控制信号G向直交流转换电路13输出,来控制直交流转换电路13的各通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 的通断切换操作,使得马达5的旋转速度 ω 接近所给出的指令值(以下为速度指令值 ω_m^*)。

[0062] 需要说明的是,功率转换装置10还包括各种检测器。作为该检测器,举出对交流电源6的电源电压 V_{in} 的电源相位 θ_{in} 进行检测的电源相位检测部21、对直流链部12的直流链电压 V_{dc} 进行检测的电压检测部23、对在将直交流转换电路13与直流链部12的负侧端子相连的布线上流动的直流链电流 i_{dc} 进行检测的电流检测部25。这些检测部21、23、25的检测结果被输入到上述控制部40而用于控制。

[0063] <控制部的详细构成>

[0064] 控制部40进行使马达5的输出转矩变化的转矩控制,使得在将与负载转矩的变化周期相对应的频率(详细而言,变化周期的倒数)作为主波频率时,马达5的输出转矩具有该主波频率成分。在本实施方式1中,在该转矩控制中进行第一控制和第二控制,在第一控制中,生成具有包括交流电源6的电源频率的四倍成分及六倍成分中的至少一成分、和负载转矩的以负载转矩的变化周期为主波频率的主波频率成分的波形的输出转矩,在第二控制中,生成具有包括马达5的负载转矩的主波频率的二倍成分及三倍成分中的至少一成分、和交流电源6的电源频率的二倍成分的波形的输出转矩。

[0065] 为了实现上述控制,如图2所示,控制部40具有马达电流运算部41、马达电压运算部42、马达电角/机械角运算部43、马达速度运算部44、速度控制部45、转矩控制部50、转矩控制叠加部46、转矩指令调制部60、电流控制部47及PWM运算部48。

[0066] 一 马达电流运算部一

[0067] 向马达电流运算部41输入检测到的直流链电流 i_{dc} 、以及当前正在由控制部40向直交流转换电路13输出的控制信号G。控制信号G是向构成直交流转换电路13的通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 各自的栅极端子施加的所谓的栅极信号。马达电流运算部41根据该控制信号G和输入的直流链电流 i_{dc} ,计算在马达5的各相中流动的马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 。

[0068] 一 马达电压运算部一

[0069] 向马达电压运算部42输入检测到的直流链电压 V_{dc} 和上述控制信号G。马达电压运算部42基于直流链电压 V_{dc} 和控制信号G,计算马达5的端子间电压的有效值,即马达电压 V_u 、 V_v 、 V_w 。

[0070] 一 马达电角/机械角运算部一

[0071] 向马达电角/机械角运算部43输入由马达电流运算部41计算出的马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 和由马达电压运算部42计算出的马达电压 V_u 、 V_v 、 V_w ;马达电角/机械角运算部43基于马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 及马达电压 V_u 、 V_v 、 V_w ,计算马达电角 θ_e ;马达电角/机械角运算部43用马达电角 θ_e 除以马达极对数,将其结果作为马达机械角 θ_m 进行计算。

[0072] 一 马达速度运算部一

[0073] 向马达速度运算部44输入由马达电角/机械角运算部43计算出的马达机械角 θ_m 。马达速度运算部44根据马达机械角 θ_m 的变化量,计算马达5的实际的旋转速度(以下为马达实际旋转速度 ω_m)。

[0074] 一 速度控制部一

[0075] 向速度控制部45输入速度指令值 ω_m^* 与马达实际旋转速度 ω 的偏差。速度控制部45基于该偏差进行例如PI运算(比例及积分),为了控制成马达实际旋转速度 ω_m 追随速度指令值 ω_m^* 而计算马达5的负载转矩的平均(以下为平均转矩 T_{ave})。速度控制部45将该平均转矩 T_{ave} 作为指令值(平均转矩指令值 T_{ave}^*)而向转矩控制叠加部46输出。

[0076] 需要说明的是,平均转矩是以规定的周期进行脉动的负载转矩的平均值。

[0077] 一 转矩控制部一

[0078] 向转矩控制部50输入由马达电角/机械角运算部43计算出的马达机械角 θ_m 、由马达电流运算部41计算出的马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 、以及检测到的直流链电压 V_{dc} 。另外,压缩机负载转矩与马达转矩的偏差成为励磁转矩,压缩机通过该励磁转矩而振动,马达机械角 θ_m 发生变化。转矩控制部50基于输入的各种值,输出具有振动抑制波形的指令值,该指令值用于进行降低由励磁转矩引起的马达机械角 θ_m 的变化量的控制。

[0079] 具体而言,如图3所示,转矩控制部50具有一次成分提取器52、放大器53、峰值维持部54、转矩控制量调整部55及负载转矩主波整数倍叠加部56。

[0080] 一 一次成分提取器一

[0081] 向一次成分提取器52输入马达机械角 θ_m 。一次成分提取器52通过傅里叶变换,提取马达5的负载转矩的脉动成分中的、对马达5的振动最造成影响的一次成分(主波频率成分)。

[0082] 一 放大器一

[0083] 放大器53用规定增益乘以由一次成分提取部52提取的一次成分,使该一次成分放大。

[0084] 一 峰值维持部一

[0085] 向峰值维持部54输入马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 。峰值维持部54在规定的判断期间内维持马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的绝对值的最大值,导出峰值电流 i_{peak} 。

[0086] 一 转矩控制量调整部一

[0087] 向转矩控制量调整部55输入上述峰值电流 i_{peak} 、放大后的上述一次成分、以及检

测到的直流链电压 V_{dc} 。转矩控制量调整部55基于输入的这些值,生成与上述的平均转矩指令值 T_{ave}^* 相乘的成为指令值的基础的值(以下为转矩控制量),将该转矩控制量向负载转矩主波整数倍叠加部56输出。

[0088] 上述转矩控制量是负载转矩的主波频率成分。在转矩控制叠加部46中,将如下情况下的一次成分的振幅相对于平均转矩的比例定义为转矩控制量=100%,该情况为,将平均转矩指令值 T_{ave}^* 与转矩控制部50的输出相乘后的转矩指令值 T^* 的变化幅度与平均转矩指令值 T_{ave}^* 相同的情况。

[0089] 一负载转矩主波整数倍叠加部一

[0090] 向负载转矩主波整数倍叠加部56输入上述转矩控制量、马达机械角 θ_m 、上述峰值电流 i_{peak} 。负载转矩主波整数倍叠加部56进行使高次谐波与如下波形叠加的处理,该波形是基于与输入的这些值相对应的转矩控制量而生成的波形。

[0091] 如图4所示,负载转矩主波整数倍叠加部56包括PI控制部56a、限制部56b、高次谐波选择叠加部56c。

[0092] 在PI控制部56a中,当输入峰值电流 i_{peak} 与其上限值的偏差时,基于该偏差来进行PI运算(比例及积分)。在限制部56b中对PI运算的运算结果进行将值为负的部分去掉的限制处理,仅将值为正的部分作为峰值降低量 Y 而向高次谐波选择叠加部56c输入。高次谐波选择叠加部56c根据来自转矩控制量调整部55的转矩控制量的大小,决定是否向负载转矩的主波频率成分(即,转矩控制量)叠加高次谐波。此外,高次谐波选择叠加部56c在叠加高次谐波的情况下,根据上述峰值降低量 Y ,选择叠加怎样的高次谐波。

[0093] 高次谐波选择叠加部56c进行完上述处理后,从转矩控制部50输出向基于转矩控制量而生成的波形叠加了高次谐波之后的值,作为具有振动抑制效果的指令值。

[0094] 在<高次谐波选择叠加处理>中,对高次谐波选择叠加部56c进行的上述处理详细进行叙述。

[0095] 一转矩控制叠加部一

[0096] 返回图2。向转矩控制叠加部46输入平均转矩指令值 T_{ave}^* 、以及从上述转矩控制部50输出的上述指令值。转矩控制叠加部46通过将它们相乘,生成马达的负载转矩的脉动成分叠加后的转矩指令值 T^* 。该转矩指令值 T^* 被输入到转矩指令调制部60。

[0097] 一转矩指令调制部一

[0098] 向转矩指令调制部60输入检测到的电源电压 V_{in} 的电源相位 θ_{in} 、来自转矩控制叠加部46的转矩指令值 T^* 、来自马达电流运算部41的马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 、以及上述转矩控制量。转矩指令调制部60根据交流电源6的电源相位 θ_{in} ,使转矩指令值 T^* 脉动(调制)。

[0099] 具体而言,如图5所示,转矩指令调制部60具有第一系数生成部61、第二系数生成部62、峰值维持部63、电源频率 $2n$ 倍选择部64及乘法部65。需要说明的是,“ n ”表示1以上的整数。

[0100] 一第一系数生成部及第二系数生成部一

[0101] 向第一系数生成部61输入交流电源6的电源相位 θ_{in} 。第一系数生成部61进行根据该电源相位 θ_{in} 生成正弦值 $\sin\theta_{in}$ 且将其平方的运算。第二系数生成部62在被输入第一系数生成部61的运算结果时,进行将其乘以 K 倍的运算。

[0102] 一峰值维持部一

[0103] 向峰值维持部63输入马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 。峰值维持部63在规定的判断期间内维持马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的绝对值的最大值,导出峰值电流 i_{peak} 。

[0104] 一电源频率2n倍选择部一

[0105] 向电源频率2n倍选择部64输入将正弦值 $\sin\theta_{in}$ 的平方乘以K倍的值、峰值电流 i_{peak} 及上述转矩控制量。电源频率2n倍选择部64基于输入的这些值,选择与转矩指令值 T^* 叠加的高次谐波。

[0106] 如图6所示,电源频率2n倍选择部64包括PI控制部64a、限制部64b、高次谐波选择部64c。

[0107] 在PI控制部64a中,当被输入峰值电流 i_{peak} 与其上限值的偏差时,基于该偏差进行PI运算(比例及积分)。PI运算的运算结果在限制部64b中被进行将值为负的部分去掉的限制处理,仅将值为正的部分向高次谐波选择部64c输入。高次谐波选择部64c根据被输入的来自转矩控制量调整部55的转矩控制量的大小,决定是否向转矩指令值 T^* 进行电源频率高次谐波的叠加,并且,在决定为叠加高次谐波的情况下,选择成为叠加对象的高次谐波。

[0108] 在<高次谐波选择叠加处理>部分中,主要对高次谐波选择部64c进行的上述处理详细进行叙述。

[0109] 一乘法部一

[0110] 返回图5,向乘法部65输入电源频率2n倍选择部64的输出和转矩指令值 T^* 。乘法部65将转矩指令值 T^* 乘以电源频率2n倍选择部64的输出,由此,利用电源频率2n倍选择部64的输出对转矩指令值 T^* 进行调制。

[0111] 一电流控制部一

[0112] 返回图2。向电流控制部47输入转矩指令调制部60的输出等。电流控制部47基于输入的这些值而生成电压指令值 V_{dq}^* ,将该电压指令值 V_{dq}^* 向PWM运算部48输出。

[0113] 一PWM运算部一

[0114] 从电流控制部47向PWM运算部48输入电压指令值 V_{dq}^* ,从马达电角/机械角运算部43向PWM运算部48输入马达电角 θ_e 。PWM运算部48基于输入的这些值,生成对直交流换电路13中的各通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 的通断操作进行控制的控制信号G。由此,各通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 能够以规定的占空比进行通断。

[0115] <高次谐波选择叠加处理>

[0116] 压缩机负载转矩与马达转矩的偏差成为励磁转矩,压缩机利用该励磁转矩进行振动。通常,为了抑制由压缩机负载转矩的最大的主波频率成分引起的振动,进行使马达转矩如图7所示那样随着压缩机负载转矩的主波脉动的转矩控制。通过该控制,马达转矩以与压缩机负载转矩的主波相同的相位进行脉动。

[0117] 在这样的控制中,转矩控制量被作用于抑制由压缩机负载转矩的最大的主波频率成分引起的振动的振动抑制成分。通过使振动抑制成分上升而降低励磁转矩,从而降低压缩机的振动。

[0118] 然而,当振动抑制成分上升时,在直交流换电路13、马达5中流动的电流的峰值会上升。相对于此,当使振动抑制成分下降时,尽管电流的峰值下降,但是压缩机的振动反而会增加。即,电流峰值的下降与压缩机的振动抑制成为折中(trade-off)的关系。

[0119] 相对于此,本实施方式1的控制部40在使马达5的输出转矩变化的转矩控制中,为

了使压缩机的振动降低与电流峰值的下降都成立而进行上述第一控制及上述第二控制。具体而言,作为上述第一控制及第二控制,控制部40通过转矩控制部50及转矩指令调制部60两个部,进行根据转矩控制量来选择是否叠加高次谐波、并且在叠加高次谐波的情况下选择且叠加适当的高次谐波的高次谐波选择叠加处理。

[0120] 下面,为了方便说明,将第一控制及第二控制分为转矩控制部50中的高次谐波选择叠加处理和转矩指令调制部60中的高次谐波选择叠加处理来进行说明。

[0121] <转矩控制部中的高次谐波选择叠加处理>

[0122] 转矩控制部50中的高次谐波选择叠加处理相当于上述第二控制的一部分,通过高次谐波选择叠加部56c来进行。图8示出转矩控制部50中的高次谐波选择叠加处理的流程。

[0123] 如图8所示,高次谐波选择叠加部56c对输入的转矩控制量与规定量 A_1^* 进行比较(步骤S11)。需要说明的是,根据作为负载装置的压缩机的规格等,预先将规定量 A_1^* 适当决定为0以上的任意值。

[0124] 在转矩控制量比规定量 A_1^* 大的情况下(步骤S11的是),高次谐波选择叠加部56c根据当前时间点的转矩控制量,判断为压缩机的振动被充分地降低,并且马达电流峰值也为上限值以下,决定为不向负载转矩的主波频率成分叠加高次谐波(步骤S12)。

[0125] 在转矩控制量为规定量 A_1^* 以下的情况下(步骤S11的否),高次谐波选择叠加部56c对来自图4的限制部56b的峰值降低量Y与图9的第一表Ta1的上限值(步骤S13)进行比较。

[0126] 在峰值降低量Y比第一表Ta1的上限值小的情况下(步骤S13的是),高次谐波选择叠加部56c利用第一表Ta1,选择与峰值降低量Y相对应的高次谐波的种类,并与负载转矩的主波频率成分叠加(步骤S14)。在峰值降低量Y为第一表Ta1的上限值以上的情况下(步骤S13的否),高次谐波选择叠加部56c利用第二表Ta2,选择与转矩控制量相对应的高次谐波的种类,并与负载转矩的主波频率成分叠加(步骤S15)。

[0127] 这里,对第一表Ta1及第二表Ta2进行说明。

[0128] 一第一表的制作步骤一

[0129] 第一表Ta1是以降低压缩机的振动及减小电流峰值二者为目的而定义了应与负载转矩的主波频率成分叠加的最佳频率成分的高次谐波的信息。第一表Ta1是在进行上述高次谐波选择叠加处理之前通过以下的步骤1~5而制作的,被存放于转矩控制部50所包含的存储器(未图示)中。

[0130] 需要说明的是,当将负载转矩的主波频率成分表示为“ $A^* \sin(\theta_m + \theta_1)$ ”时,负载转矩的主波频率的二次成分能够表示为“ $A_2 \sin(2(\theta_m + \theta_1 - \theta_2))$ ”,负载转矩的主波频率的三次成分能够表示为“ $A_3 \sin(3(\theta_m + \theta_1 - \theta_3))$ ”,负载转矩的主波频率的四次成分能够表示为“ $A_4 \sin(4(\theta_m + \theta_1 - \theta_4))$ ”,负载转矩的主波频率的五次成分能够表示为“ $A_5 \sin(5(\theta_m + \theta_1 - \theta_5))$ ”。这里,“ $\theta_m + \theta_1$ ”表示负载转矩的主波频率成分的相位。在将上述各式的括号内展开时出现的“ $2\theta_m + 2\theta_1 - 2\theta_2$ ”、“ $3\theta_m + 3\theta_1 - 3\theta_3$ ”、“ $4\theta_m + 4\theta_1 - 4\theta_4$ ”、“ $5\theta_m + 5\theta_1 - 5\theta_5$ ”表示各次数成分中的相位。

[0131] (步骤1):首先,负载转矩的主波频率成分的振幅的值即“ A^* ”被决定为任意值。此时,考虑作为设计规格的压缩机的振动量和振动声音,“ A^* ”优选被决定为设计规格能够容许的值。需要说明的是,在该步骤1中,“ A^* ”为 $A^* = A_1^*$ 且为固定值。

[0132] (步骤2):接着,决定马达5的输出转矩成为负的情况下(负转矩)的容许范围。当马

达5的输出转矩成为负时,从马达5向直流链部12的电容器C生成能量的再生动作,直流链电压 V_{dc} 急剧地上升。此时,通过能量的再生量,直流链电压 V_{dc} 上升到超过通断切换元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 的击穿电压那种程度而成为过电压的状态,直交流转换电路13可能发生故障。因此,将负转矩的容许范围决定为不生成这样的故障。

[0133] (步骤3):接着,选择与负载转矩的主波频率成分叠加的次数成分。此时,必须选择的是二次成分及三次成分,任意选择的是四次以上的成分。

[0134] (步骤4):接着,选择能够降低电流峰值的范围内的相位,来作为负载转矩的主波频率的高次谐波成分的相位。具体而言,当将负载转矩的主波的波形从负切换为正的相位设为 0° 时,负载转矩的主波频率的二倍成分(二次成分)的波形的从负切换为正的相位在二次成分的相位中如图10(a)所示那样被决定为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 的范围,优选为“ $45^\circ + 180m^\circ$ (m :整数)以上且 $135^\circ + 180m^\circ$ 以下”的规定范围A内。该值在负载转矩的主波频率成分的相位中以“ $22.5^\circ + 90m^\circ$ (m :整数)以上到 $67.5^\circ + 90m^\circ$ ”来表示。负载转矩的主波频率的三倍成分(三次成分)的波形的从负切换为正的相位在三次成分的相位中如图10(b)所示那样被决定为“ $-45^\circ + 180m^\circ$ (m :整数)以上且 $45^\circ + 180m^\circ$ 以下”的规定范围B内。该值在负载转矩的主波频率成分的相位中以“ $-15^\circ + 60m^\circ$ (m :整数)以上到 $15^\circ + 60m^\circ$ ”来表示。

[0135] 图10是通过纸上计算而计算出针对二次成分及三次成分中的“ $2\theta_2$ ”和“ $3\theta_3$ ”的值的峰值转矩降低量的曲线图的一例。作为参考,图10(a)中示例了仅在二次成分中“ $2\theta_2$ ”的值为 $0 \sim 180^\circ$ 。如图10(a)所示,在二次成分中,在“ $2\theta_2$ ”约为 90° 时,峰值转矩降低量成为最大,以该最大值为中心的 $\pm 45^\circ$ 的范围被设定为能够降低电流峰值的规定范围A。如图10(b)所示,在二次成分和三次成分二成分中,在“ $3\theta_3$ ”约为 180° 时,峰值转矩降低量成为最大,以该最大值为中心的 $\pm 45^\circ$ 的范围被设定为能够降低电流峰值的规定范围B。通过使用二次成分和三次成分两成分,规定范围B内的峰值转矩降低量整体上呈现出比二次成分的规定范围A内的峰值转矩降低量的最大值高的降低量。

[0136] 需要说明的是,在图10中,不以电流而以“转矩”表示纵轴,但转矩是通过电流与磁通的向量积而求出的,因此,电流峰值与峰值转矩存在相关关系。因此,峰值转矩降低量越大,电流峰值的降低量也越大。

[0137] (步骤5):接着,基于上述步骤1~4的结果,进行高次谐波的振幅的最佳化,使得转矩峰值(电流峰值)渐渐变小。

[0138] 这样,经过步骤1~步骤5,完成了图9的第一表Ta1。

[0139] 图9的第一表Ta1将横轴作为峰值降低量Y,将纵轴设为高次谐波相对于负载转矩的主波频率成分的叠加量 A_n ,第一表Ta1表示针对峰值降低量Y的负载转矩的主波频率的二次成分~五次成分各自的叠加量。例如,如果峰值降低量Y为值“Y1”,则二次成分~五次成分各自的曲线图与沿图9的纵向延伸的虚线交叉的各点处的叠加量成为有效抑制压缩机的振动及电流峰值的量。

[0140] 需要说明的是,在该第一表Ta1中,使峰值降低量Y变化到上限值,运算针对各峰值降低量Y的各成分的叠加量 A_n 。上限值是即便叠加高次谐波、转矩峰值也不进一步下降的情况下的峰值降低量的极限值。

[0141] 一利用第一表进行的高次谐波选择叠加处理的一例一

[0142] 转矩控制部50的高次谐波选择叠加部56c将所输入的峰值降低量Y应用于上述第

一表Ta1,决定与负载转矩的主波频率成分叠加的高次谐波(二次成分、三次成分等)的叠加量 A_n 。高次谐波选择叠加部56c以100%的状态维持作为转矩控制量的振动抑制成分,同时叠加高次谐波而让转矩峰值渐渐下降。

[0143] 例如,在峰值降低量Y为零的情况下,如果基于第一表Ta1,则二次成分~五次成分的叠加均为零。因此,如图11的“(a) $Y=0$ ”所示,转矩控制部50的输出波形(即,振动抑制波形)成为与将负载转矩的主波加上平均转矩得到的波形相同的波形。在峰值降低量Y为 Y_1 的情况下,对负载转矩的主波频率成分进行二次成分~五次成分的叠加,如图11的“(b) $Y=Y_1$ ”所示,转矩控制部50的输出波形虽然与将负载转矩的主波加上平均转矩得到的波形同步,但输出波形的峰值比负载转矩的主波加上平均转矩而得到的波形的峰值低。在峰值降低量Y为上限值的情况下,根据第一表Ta1,与负载转矩的主波频率成分叠加的二次成分~五次成分的叠加量成为最大值,如图11的“(c) $Y=Y_{\text{上限}}$ ”所示,转矩控制部50的输出波形的峰值比图11的(b)的输出波形的峰值更低。

[0144] 这样,峰值降低量Y越接近第一表Ta1的上限值,转矩控制部50的输出波形的峰值越下降。因此,在由转矩控制部50利用第一表Ta1进行的高次谐波选择叠加处理中,转矩控制部50的输出波形的峰值与负载转矩的主波波形的峰值的偏差量成为抑制压缩机的振动且降低电流峰值的要素。

[0145] 需要说明的是,第一表Ta1通过包括上述步骤1的方法而生成,因此,可以说:在利用第一表Ta1进行的高次谐波选择叠加处理中,在由负载转矩的主波频率成分的振幅 A^* 表示的转矩控制(即,振动抑制成分)被设定为固定值 A_1^* 的状态下,电流峰值能够下降。

[0146] 一第二表的制作步骤一

[0147] 如图8所说明的那样,第二表Ta2用于峰值降低量Y超过上述第一表Ta1的上限值的情况。第二表Ta2可以说是在第一表Ta1中无法进一步降低转矩峰值(电流峰值)的情况下用于使作为转矩控制量的振动抑制成分下降而降低转矩峰值的信息。

[0148] 图12的第二表Ta2是通过上述的步骤1~5中的步骤2~4以及下面的步骤6而制作的。

[0149] (步骤6):基于上述步骤2~4的结果,进行高次谐波的振幅的最佳化,以便转矩峰值根据作为振动抑制成分的转矩控制量(即,负载转矩的主波频率成分)而达到最小。

[0150] 图12的第二表Ta2将横轴作为转矩控制量,将纵轴作为高次谐波相对于负载转矩的主波频率成分的叠加量 A_n ,第二表Ta2表示针对转矩控制量的负载转矩的主波频率的二次成分~五次成分各自的叠加量。在该第二表Ta2中,运算使转矩控制量从“100%”渐渐下降时的各高次谐波的叠加量 A_n 。

[0151] 一利用第二表进行的高次谐波选择叠加处理的一例一

[0152] 转矩控制部50的高次谐波选择叠加部56c将所输入的转矩控制量应用于上述第二表Ta2,决定与转矩控制量(振动抑制成分,即负载转矩的主波频率成分)叠加的高次谐波(二次成分、三次成分等)的叠加量 A_n 。高次谐波选择叠加部56c通过使作为转矩控制量的振动抑制成分下降而使高次谐波叠加,以便让转矩峰值渐渐下降。

[0153] 例如,在转矩控制量为100%的情况下,如果基于第二表Ta2,则二次成分~五次成分的叠加量 A_n 依次被决定为“0.17”、“0.13”、“0.08”、“0.00”。因此,如图13的“(a) 转矩控制量100%”所示,转矩控制部50的输出波形的峰值与图11(c)一样,从主波波形的峰值下降。

在转矩控制量为85%的情况下,如图13的“(b)转矩控制量85%”所示,转矩控制部50的输出波形虽然与负载转矩的主波波形同步,但整体上成为与图13(a)的输出波形相比降到下方且峰值进一步下降的形状。在转矩控制量为70%的情况下,如图13的“(c)转矩控制量70%”所示,转矩控制部50的输出波形整体上成为与图13(b)的输出波形相比降到下方且峰值进一步下降的形状。

[0154] 这样,转矩控制量越是下降,转矩控制部50的输出波形的峰值越是下降。因此,在由转矩控制部50利用第二表Ta2进行的高次谐波选择叠加处理中,虽然难以降低压缩器的振动,但负载转矩的主波波形的峰值与转矩控制部50的输出波形的峰值的偏差量成为使电流峰值下降的要素。

[0155] 需要说明的是,第二表Ta2通过不包括上述步骤1的方法而生成,因此,在利用第二表Ta2进行的高次谐波选择叠加处理中,由负载转矩的主波频率成分的振幅 A^* 表示的转矩控制(即,振动抑制成分)成为可变值,可以说使电流峰值下降。

[0156] <关于转矩指令调制部的高次谐波选择叠加处理>

[0157] 转矩指令调制部60中的高次谐波选择叠加处理相当于上述第二控制的一部分和上述第一控制,通过电源频率 $2n$ 倍选择部64及乘法部65来进行。图14是示出作为转矩指令调制部60中的高次谐波选择叠加处理的一部分的高次谐波选择的处理的流程。

[0158] 如图14所示,电源频率 $2n$ 倍选择部64将输入的转矩控制量与规定量 A_1^* 进行比较(步骤S21)。需要说明的是,规定量 A_1^* 是负载转矩的主波频率成分的振幅。

[0159] 在转矩控制量比规定量 A_1^* 大的情况下(步骤S21的是),进行上述第一控制的一部分。在该情况下,电源频率 $2n$ 倍选择部64根据当前时间点的转矩控制量,判断为压缩机的振动被充分地降低,决定为不进行用于降低压缩机的振动及电流峰值的高次谐波的选择(步骤S22)。在该情况下,电源频率 $2n$ 倍选择部64输出电源频率的二倍成分,乘法部65向作为转矩控制叠加部46的输出的转矩指令值 T^* 乘以(施加)上述电源频率的二倍成分。

[0160] 在转矩控制量为规定量 A_1^* 以下的情况下(步骤S21的否),进行第二控制。具体而言,电源频率 $2n$ 倍选择部64利用图15的第三表Ta3,选择并输出与来自图6的限制部64b的峰值降低量 Z 相对应的电源频率的高次谐波的种类(步骤S23)。在该情况下,电源频率 $2n$ 倍选择部64输出所选择的电源频率的高次谐波成分,乘法部65向作为转矩控制叠加部46的输出的转矩指令值 T^* 乘以(施加)上述电源频率的高次谐波成分(即,电源频率的二倍以上的成分)。

[0161] 图15是第二系数生成部62的系数 K 为“1”的情况下的第三表Ta3的一例,将横轴作为峰值降低量 Z ,将纵轴作为高次谐波相对于负载转矩的主波频率成分的叠加量 A_n ,第三表Ta3表示针对峰值降低量 Z 的电源频率的二倍的二次成分~五次成分各自的叠加量 A_n 。图15的“二次成分”相当于电源频率的二倍成分的二次成分,即,电源频率的四倍成分。三次成分相当于电源频率的二倍成分的三次成分,即,电源频率的六倍成分。图15是将图9的第一表Ta1中的负载转矩的主波频率的高次谐波成分置换为电源频率的二倍频率的高次谐波成分的图,系数 K 为“1”的情况下的第三表Ta3与转矩控制量为100%的情况下的图9的第一表Ta1一样。

[0162] 第三表Ta3与第一表Ta1的生成方法一样,是经过步骤1~步骤5而生成的。此时,在步骤4中,能够降低电流峰值的范围内的相位被选择为电源频率的二倍成分的高次谐波的

相位。具体而言,当将电源频率的二倍成分的波形从负切换为正的相位设为 0° 时,电源频率的二倍成分的二次成分(即,电源频率的四倍成分)的波形从负切换为正的相位与图10一样,在电源频率的四倍成分的相位中被决定为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 的范围,优选为“ $45^\circ + 180m^\circ$ (m:整数)以上且 $135^\circ + 180m^\circ$ 以下”的规定范围A内。该值在电源频率的二倍成分的相位中以“ $22.5^\circ + 90m^\circ$ (m:整数)以上到 $67.5^\circ + 90m^\circ$ ”来表示。电源频率的二倍成分的三次成分(即,电源频率的六倍成分)的波形的从负切换为正的相位与图10一样,在电源频率的六倍成分的相位中被决定为“ $-45^\circ + 180m^\circ$ (m:整数)以上且 $45^\circ + 180m^\circ$ 以下”的规定范围B内。该值在电源频率的二倍成分的相位中以“ $-15^\circ + 60m^\circ$ (m:整数)以上到 $15^\circ + 60m^\circ$ ”来表示。

[0163] 在第三表Ta3中,也是峰值降低量Z越接近第三表Ta3的上限值,转矩指令调制部60的输出波形的峰值越下降。因此,在由转矩指令调制部60利用第三表Ta3进行的高次谐波选择叠加处理中,转矩指令调制部60的输出波形的峰值与负载转矩的主波频率成分的峰值的偏差量成为抑制压缩机的振动且使电流峰值下降的要素。

[0164] <控制部的工作情况>

[0165] 一包括高次谐波选择叠加处理的控制部的工作流程一

[0166] 使用图16,对控制部40中的转矩控制部50、转矩控制叠加部46及转矩指令调制部60的工作流程进行说明。

[0167] 在图16中,示例出由转矩指令调制部60进行了高次谐波选择叠加处理、接着由转矩控制部50进行了高次谐波选择叠加处理的情况。在图16中,将转矩指令调制部60内的电源频率 $2n$ 倍选择部64的输出波形表示为 $g(t)$,将转矩控制部50的输出波形(即,指令值的波形)表示为 $f(t)$ 。

[0168] 图16(a)的左侧曲线图示出不通过转矩控制部50及转矩指令调制部60两个部进行高次谐波选择叠加处理的情况下的各输出波形 $f(t)$ 、 $g(t)$ 。处于该状态时,在转矩控制叠加部46中,在左侧曲线图的虚线所示的转矩控制部50的输出波形 $f(t)$ 上叠加平均转矩指令 T_{ave}^* ($T_{ave}^* \times f(t)$),在转矩指令调制部60中,在作为转矩控制叠加部46的输出的转矩指令 ($T^* = T_{ave}^* \times f(t)$)上叠加左侧曲线图的实线所示的输出波形 $g(t)$ 并输出 ($T_{ave}^* \times f(t) \times g(t)$)。右侧曲线图表示将转矩控制量设为100%的情况下的转矩指令调制部60的输出波形 ($T_{ave}^* \times f(t) \times g(t)$)。

[0169] 图16(b)的左侧曲线图示出仅转矩指令调制部60进行了高次谐波选择叠加处理的情况下的各输出波形 $f(t)$ 、 $g(t)$ 。在该情况下,转矩控制部50的输出波形 $f(t)$ 与图16(a)相同,但转矩指令调制部60内的电源频率 $2n$ 倍选择部64的输出波形 $g(t)$ 与图16(a)相比成为峰值下降的波形。处于该状态时,从转矩指令调制部60输出的输出波形 ($T_{ave}^* \times f(t) \times g(t)$)如右侧曲线图所示那样成为从图16(a)变化而来的波形。

[0170] 图16(c)的左侧曲线图示出从图16(b)的状态起,转矩控制部50进一步进行了高次谐波选择叠加处理的情况下的各输出波形 $f(t)$ 、 $g(t)$ 。在该情况下,转矩控制部50的输出波形 $f(t)$ 与图16(b)相比成为峰值降低的波形,但转矩指令调制部60内的电源频率 $2n$ 倍选择部64的输出波形 $g(t)$ 与图16(b)相同。处于该状态时,从转矩指令调制部60输出的输出波形 ($T_{ave}^* \times f(t) \times g(t)$)如右侧曲线图所示那样成为从图16(b)进一步变化而来的波形。

[0171] 需要说明的是,在图16(a)~(c)中,转矩控制量维持100%不变,但平均转矩 T_{ave} 增加到“1.00”、“1.17”、“1.37”。

[0172] 一现有技术转矩控制与实施方式1的转矩控制的对比一

[0173] 图17是将横轴作为负载转矩的平均值、将纵轴作为相对于负载转矩的平均值(平均转矩)的马达5所包含的负载转矩主波频率成分而对现有技术的转矩控制与本实施方式1的转矩控制进行了对比的图。

[0174] 如图17的虚线所示,在现有技术的转矩控制中,在输出转矩(马达转矩)所包含的负载转矩的主波频率成分(即,转矩控制量)比规定值 A_1^* 低的情况下,伴随着输出转矩的平均值(具体而言是平均转矩)的增加而使转矩控制量下降,由此降低电流峰值。

[0175] 相对于此,在本实施方式1的转矩控制中,如实线所表示,在输出转矩(马达转矩)所包含的负载转矩的主波频率成分(即,转矩控制量)比规定值 A_1^* 低的情况下,伴随着输出转矩的平均值(具体而言是平均转矩)增加,依次进行由转矩指令调制部60利用第三表Ta3进行的高次谐波选择叠加处理、接着进行由转矩控制部50利用第一表Ta1进行的高次谐波选择叠加处理、接着进行由转矩控制部50利用第二表Ta2进行的高次谐波选择叠加处理。

[0176] 通过这样的本实施方式1,输出转矩的平均值(具体而言是平均转矩)增加,另一方面,在利用第一表Ta1及第三表Ta3进行高次谐波选择叠加处理时,输出转矩所包含的负载转矩的主波频率成分的比率大致一定不变。

[0177] 即,在图17中,表示现有技术的转矩控制的虚线与表示本实施方式1的转矩控制的实线之间的斜线部分可以说是与现有技术的转矩控制相比在本实施方式1中压缩机的振动抑制量上升的部分。

[0178] 需要说明的是,在表示本实施方式1的转矩控制的实线中,存在所使用的表从第一表Ta1向第二表Ta2变化的拐点。该拐点相当于图9中说明的第一表Ta1的峰值降低量Y的上限值。

[0179] 图18表示针对现有技术的转矩控制中的输出转矩的波形及本实施方式1中的输出转矩的波形分别进行了频率解析(FFT解析)的结果。但是,在该频率解析中,现有技术的转矩控制中的输出转矩的峰值与本实施方式1中的输出转矩的峰值相等,平均转矩是图17所示的利用第一表Ta1的区域中的平均转矩。

[0180] 在现有技术的转矩控制的频率解析结果中,出现了示出作为振动抑制所需要的成分的负载转矩的主波频率成分“30Hz”的频谱、示出直流链电压 V_{dc} 的脉动频率成分“100Hz”的频谱、示出将直流链电压 V_{dc} 的脉动频率“100Hz”加上及减去负载转矩的主波频率成分“30Hz”而得到的频率成分“130Hz”、“70Hz”的频谱。

[0181] 相对于此,在本实施方式1的频率解析结果中,出现了示出作为振动抑制所需要的成分的负载转矩的主波频率的整数倍的频率成分的频谱、示出直流链电压 V_{dc} 的脉动频率的整数倍成分(相当于交流电源6的电源频率的 $2n$ 倍(n :整数)的成分)的频谱、示出将直流链电压 V_{dc} 的脉动频率的整数倍加上及减去负载转矩的主波频率的整数倍的频率而得到的频率成分的频谱。即,频谱数量比现有技术的转矩控制的频谱数量多。

[0182] 当着眼于负载转矩的主波频率成分“30Hz”时,在本实施方式1中,与现有技术相比,振动抑制成分(图18的纵轴)增加。这表示本实施方式1的高次谐波选择叠加处理与现有技术的转矩控制相比有助于降低压缩机的振动。因此,通过控制马达转矩,以保证包括将直流链电压 V_{dc} 的脉动频率的整数倍加上及减去负载转矩的主波频率的整数倍而得到的频率成分,就能够增加振动抑制成分。

[0183] <效果>

[0184] 在本实施方式1的直接式的功率转换装置10中,为了抑制振动而进行使马达5的输出转矩变化的转矩控制。尤其是在该转矩控制中,进行第一控制及第二控制(高次谐波选择叠加处理),在该第一控制中,生成具有包括交流电源6的电源频率的四倍成分及六倍成分中的至少一成分的波形的输出转矩;在该第二控制中,生成具有包括马达5的负载转矩的主波频率的二倍成分及三倍成分中的至少一成分、和交流电源6的电源频率的二倍成分的波形的输出转矩。由此,与现有技术的转矩控制相比,输出转矩能够增加有助于降低压缩机的振动的频率成分。结果是能够降低压缩机的振动。

[0185] 在通过高次谐波选择叠加处理(第一控制及第二控制)而生成的输出转矩的频率解析结果中,如图18所示,出现示出将负载转矩的主波频率的整数倍的频率加上及减去交流电源6的电源频率的 $2n$ 的频率而得到的频率成分的频谱。根据图18,进行转矩控制,保证包括上述频率成分,从而负载转矩的主波频率成分“30Hz”的振动抑制成分与现有技术相比而增加,从而能够更加可靠地抑制压缩机的振动。

[0186] 在上述第一控制中,在输出转矩包括电源频率的四倍成分(即,电源频率的二倍成分的二次成分)的情况下,根据第三表Ta3,电源频率的四倍成分的波形从负切换为正的相位在电源频率的二倍成分的相位中成为 $22.5^\circ+90m^\circ$ (m :整数)以上且 $67.5^\circ+90m^\circ$ 以下的范围内。由此,在降低压缩机的振动的基础上,能够进一步降低在马达5中流动的电流峰值。

[0187] 在上述第一控制中,在输出转矩包括电源频率的六倍成分(即,电源频率的二倍成分的三次成分)的情况下,根据第三表Ta3,电源频率的六倍成分的波形从负切换为正的相位在电源频率的二倍成分的相位中成为 $-15^\circ+60m^\circ$ (m :整数)以上且 $15^\circ+60m^\circ$ 以下的范围内。由此,在降低压缩机的振动的基础上,能够进一步降低在马达5中流动的电流峰值。

[0188] 在上述第二控制中,在输出转矩包括负载转矩的主波频率的二倍成分的情况下,根据第一表Ta1及第二表Ta2,该主波频率的二倍成分的波形从负切换为正的相位在负载转矩的主波频率成分的相位中成为 $22.5^\circ+90m^\circ$ (m :整数)以上且 $67.5^\circ+90m^\circ$ 以下的范围内。由此,在降低压缩机的振动的基础上,能够进一步降低在马达5中流动的电流峰值。

[0189] 在上述第二控制中,在输出转矩包括负载转矩的主波频率的三倍成分的情况下,该主波频率的三倍成分的波形从负切换为正的相位在负载转矩的主波频率成分的相位中成为 $-15^\circ+60m^\circ$ (m :整数)以上且 $15^\circ+60m^\circ$ 以下的范围内。由此,在降低压缩机的振动的基础上,能够进一步降低在马达5中流动的电流峰值。

[0190] 如图18所示,输出转矩的平均值增加,另一方面,通过上述的高次谐波选择叠加处理(第一控制及第二控制),输出转矩所包含的负载转矩的主波频率成分相对于该输出转矩的平均值的比率大致成为一定不变。负载转矩的主波频率成分与振动抑制成分大致相等,因此,可以说通过本实施方式1的高次谐波选择叠加处理而提高了振动抑制成分。因此,能够可靠地抑制压缩机的振动。

[0191] 另外,如图1所示,功率转换装置10具备直流链电压 V_{dc} 进行脉动的直流链部12。通过该功率转换装置10的转矩控制进行上述的高次谐波选择叠加处理(第一控制及第二控制)。由此而能够可靠地降低以与功率转换装置10连接的马达5为驱动源的压缩机的振动。

[0192] (实施方式2)

[0193] 在上述实施方式1中,说明了通过积极地叠加高次谐波的高次谐波选择叠加处理

来降低压缩机的振动和电流峰值的方法。在本实施方式2中,说明如下情况:通过进行积极地使转矩峰值一定不变的控制,结果是同时进行上述实施方式1中说明的转矩控制部50及转矩指令调制部60各自的高次谐波选择叠加处理。

[0194] 本实施方式2的功率转换装置10的构成与图1一样的,但控制部40内部构成的一部分与上述实施方式1不同。

[0195] <控制部的构成>

[0196] 图19示出本实施方式2的控制部40的详细结构。本实施方式2的控制部40在图2中说明的上述实施方式1的控制部40的构成的基础上还包括限制部70。在图19中,针对与上述实施方式1的控制部40相同的构成部件标注相同的标号。

[0197] <转矩控制部>

[0198] 需要说明的是,本实施方式2的转矩控制部50成为从图3中去掉了负载转矩主波整数倍叠加部56的结构,对此未图示。因此,基于由转矩控制量调整部55运算出的转矩控制量而生成的波形作为转矩控制部50的输出被输入到转矩控制叠加部46。

[0199] <转矩指令调制部>

[0200] 另外,本实施方式2的转矩指令调制部60成为从图5中去掉了峰值维持部63及电源频率 $2n$ 倍选择部64的结构,对此未图示。因此,当通过各系数生成部61、62根据电源电压的相位 θ_{in} 而计算出正弦值 $\sin\theta_{in}$ 的平方的 K 倍时,由乘法部65将该计算结果乘以转矩指令值 T^* ,将该相乘结果作为转矩指令调制部60的输出而输出到限制部70。

[0201] <限制部>

[0202] 限制部70基于从转矩指令调制部60输出的上述相乘结果,进行将马达5每旋转一圈的转矩峰值削平使其大致一定不变的处理。通过该处理,与上述实施方式1一样,输出转矩的波形包括负载转矩的主波频率成分和电源频率的四倍成分及六倍成分中的至少一成分,且包括马达5的负载转矩的主波频率的二倍成分及三倍成分中的至少一成分和交流电源6的电源频率的二倍成分。

[0203] 如图19所示,在控制部40中,从转矩控制部50的输入侧到速度控制部45的输入侧,用实际的马达机械角 θ_m 及马达实际旋转速度 ω_m 等进行反馈控制。因此,限制部70进行了削平处理的结果被反映在该反馈控制中,通过该反馈控制来调整平均转矩、转矩控制量。即便进行削平处理,马达5的输出转矩所包含的负载转矩主波频率成分(即,振动抑制成分)也不减少。

[0204] <控制部的工作情况>

[0205] 如图20所示,在负载转矩的主波频率成分(即,转矩控制量)比下限值 A_1^* 高的情况下,转矩控制部50伴随着负载转矩的平均值(平均转矩)的增加而使转矩控制量下降,由此而能够降低电流峰值。

[0206] 当转矩控制量成为下限值 A_1^* 以下时,限制部70进行上述削平处理。由此,在转矩控制量为下限值 A_1^* 以下的部分,输出转矩的平均值(具体而言是平均转矩)增加,另一方面,输出转矩所包含的负载转矩的主波频率成分的比率在图20的曲线图的点p1到点p3点之间大致一定不变。

[0207] 如图20(a)的左侧曲线图所示,虽然点p1处的转矩控制部50的输出波形 $f(t)$ 及在转矩指令调制部60内与转矩指令 T^* 相乘的波形 $g'(t)$ 是频率不同、振幅相同的正弦波。在该

情况下,如图20(a)的右侧曲线图所示,从转矩指令调制部60输出的输出波形($T_{ave}^* \times f(t) \times g'(t)$)成为其峰值被限制部70抑制到转矩上限值以下的波形。需要说明的是,在图20(a)的右侧曲线图中,将平均转矩 T_{ave} 设为“1.0”,将转矩控制量设为“100%”。

[0208] 如图20(b)的左侧曲线图所示,点p2处的输出波形 $g'(t)$ 与点p1处的输出波形 $g'(t)$ 相同,但输出波形 $f(t)$ 与点p1处的输出波形 $f(t)$ 相比,振幅变大。作为一例,在图20中,示例出在将图20(a)中的输出波形 $f(t)$ 的振幅设为100%的情况下,图20(b)中的输出波形 $f(t)$ 的振幅增加到约119%的情况。在该情况下,如图20(b)的右侧曲线图所示,虽然从转矩指令调制部60输出的输出波形($T_{ave}^* \times f(t) \times g'(t)$)与图20(a)的右侧曲线图相比,整体上增大,但是通过限制部70中的削平处理,转矩峰值不会超过转矩上限值。因此,转矩控制量维持“100%”不变,但平均转矩 T_{ave} 增加到“1.5”。

[0209] <效果>

[0210] 本实施方式2除了能收到与上述实施方式1一样的效果之外,还能收到以下效果。

[0211] 在本实施方式2中,由限制部70进行将马达5每旋转一圈的转矩峰值削平使其大致一定不变的处理。通过该削平处理,实质上进行在实施方式1中叙述的高次谐波选择叠加处理(第一控制及第二控制)。输出转矩由此而具有有助于降低压缩机的振动的高次谐波,能够降低压缩机的振动。

[0212] (其他实施方式)

[0213] 在上述实施方式1、2中,示例出功率转换装置10为无电容器的直交流转换器的情况,但也可以为矩阵交直流转换器。

[0214] 在上述实施方式1、2中,示例出马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 、马达电压 V_u 、 V_v 、 V_w 及马达机械角 θ_m 分别通过运算而求出的情况,但也可以直接对它们进行检测。例如,马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 也可以通过在将直交流转换电路13与马达5相连的各相的线束上安装电流传感器来进行检测,马达机械角 θ_m 也可以通过在马达5上安装编码器来进行检测。

[0215] 在上述实施方式1的图16中,示例出按照转矩指令调制部60、转矩控制部50这样的顺序进行高次谐波选择叠加处理的情况,但高次谐波选择叠加处理的处理顺序也可以是转矩控制部50、转矩指令调制部60这样的顺序。

[0216] 在上述实施方式1中说明的各表 $Ta1 \sim Ta3$ 的生成方法是一例。各表 $Ta1 \sim Ta3$ 也可以通过其他方法而生成。

[0217] 在上述实施方式1、2中,示例出进行第一控制和第二控制两个控制的情况,但也可以进行第一控制和第二控制中的任一个控制。

[0218] 以上,说明了实施方式及变形例,但应理解为能够不脱离权利要求书的主旨及范围而进行方式或详细结构的各种变更。另外,以上的实施方式及变形例只要不损害本发明的对象的功能,则也可以适当组合或置换。

[0219] 一产业实用性一

[0220] 综上所述,本发明作为功率转换装置是有用的。

[0221] 一符号说明一

[0222] 5 马达

[0223] 6 交流电源

[0224] 11 交直流转换电路

- [0225] 12 直流链部
- [0226] 13 直交流转换电路(转换部)
- [0227] 40 控制部

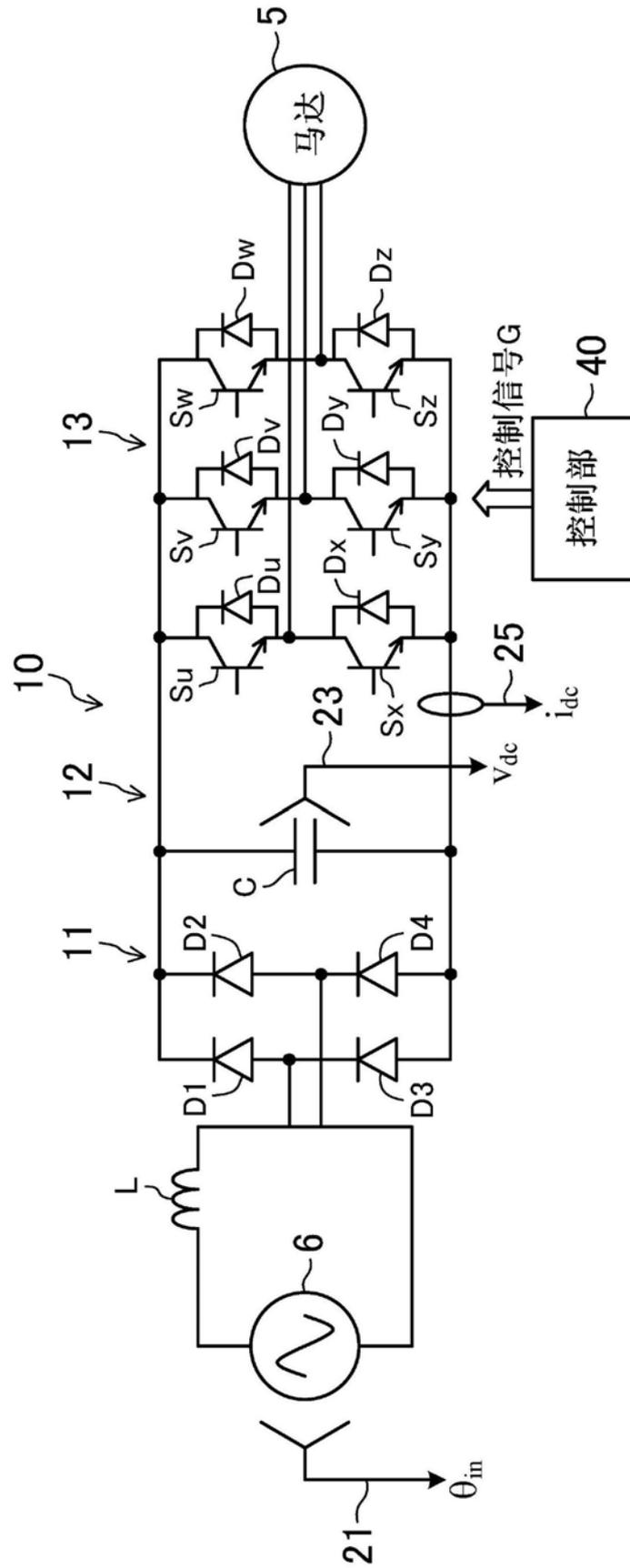


图1

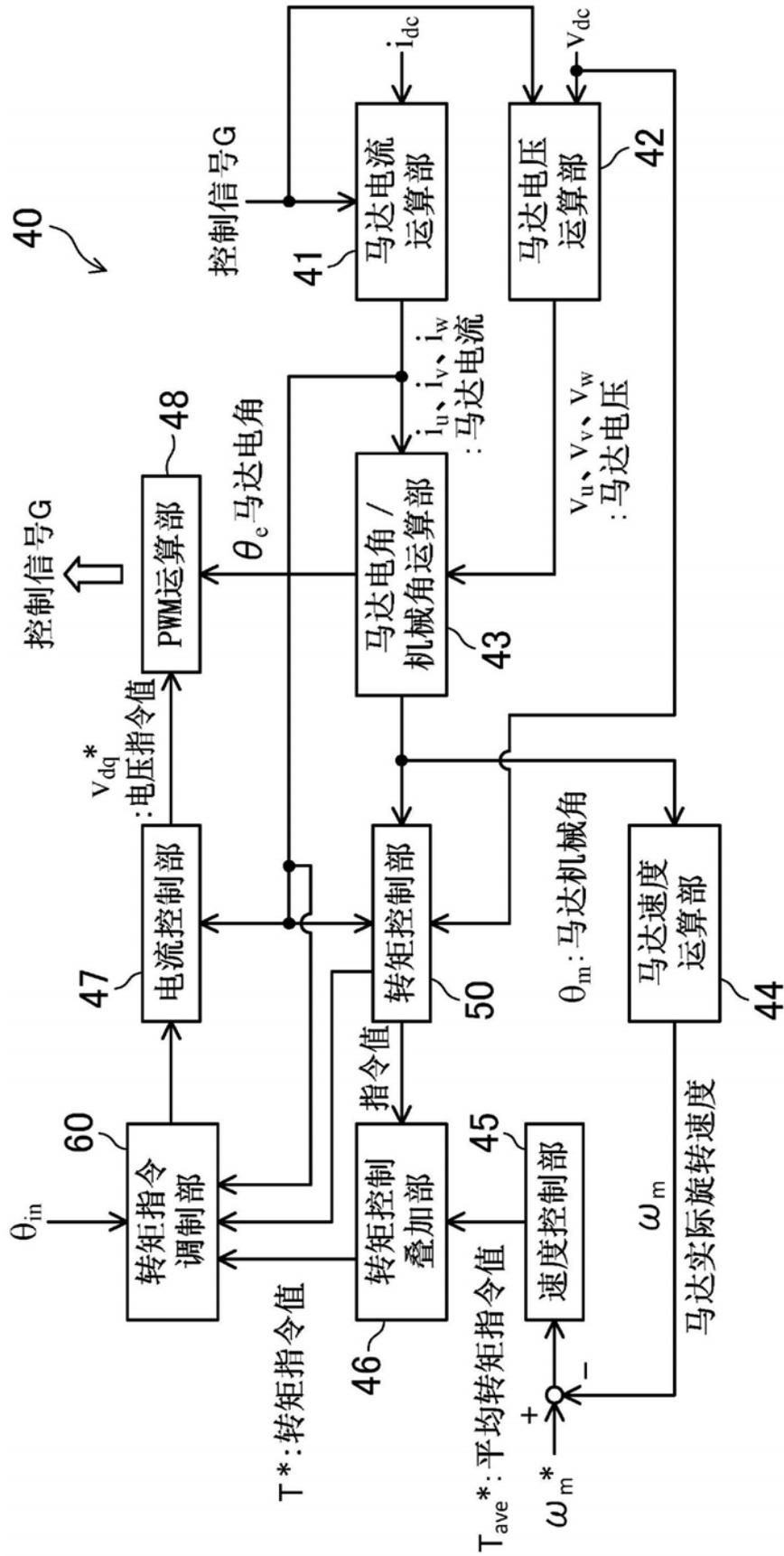


图2

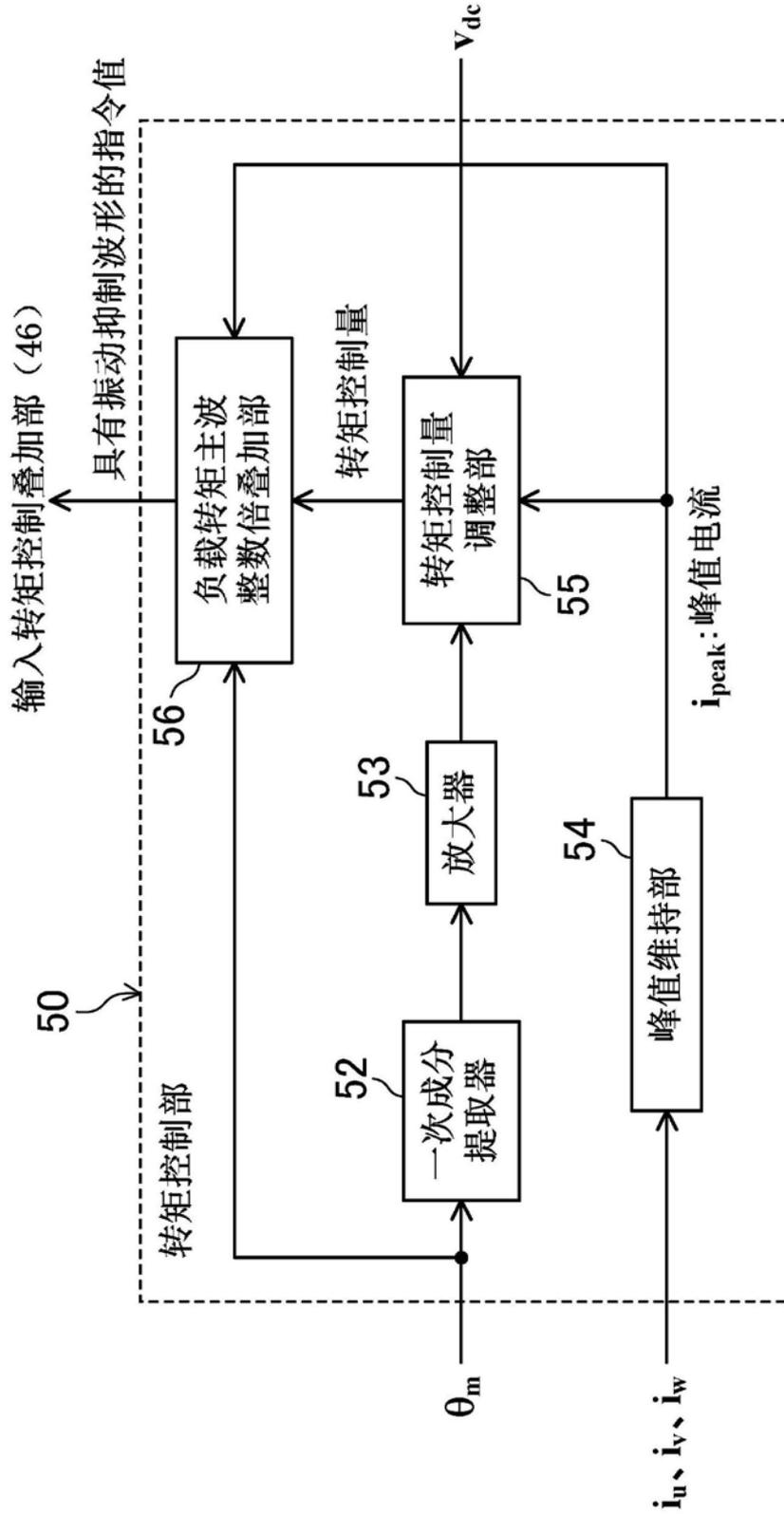


图3

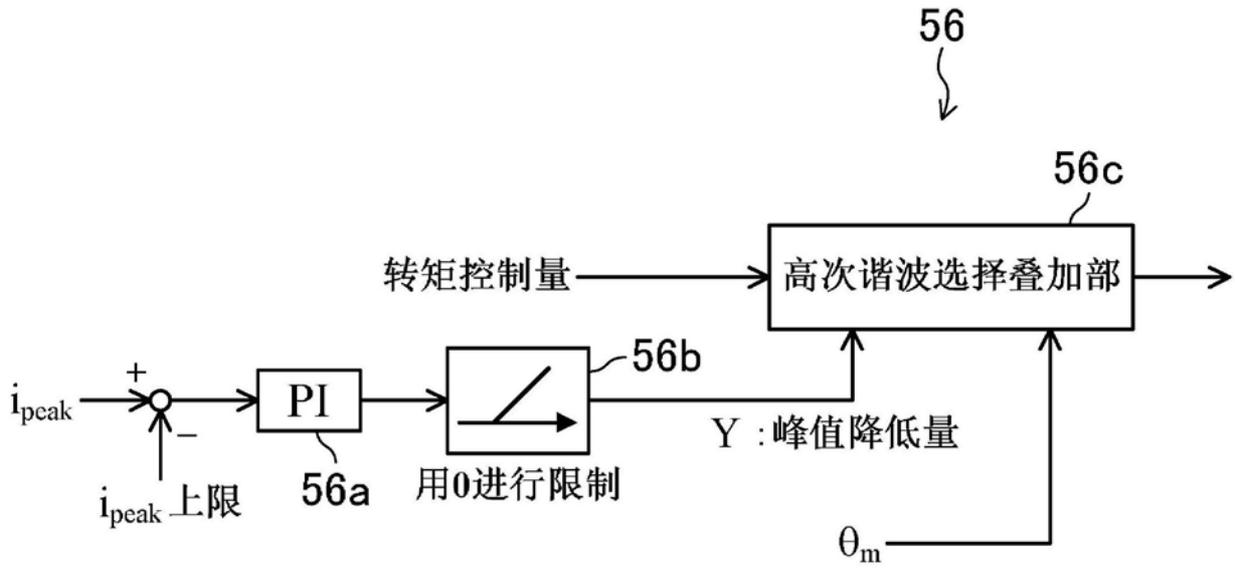


图4

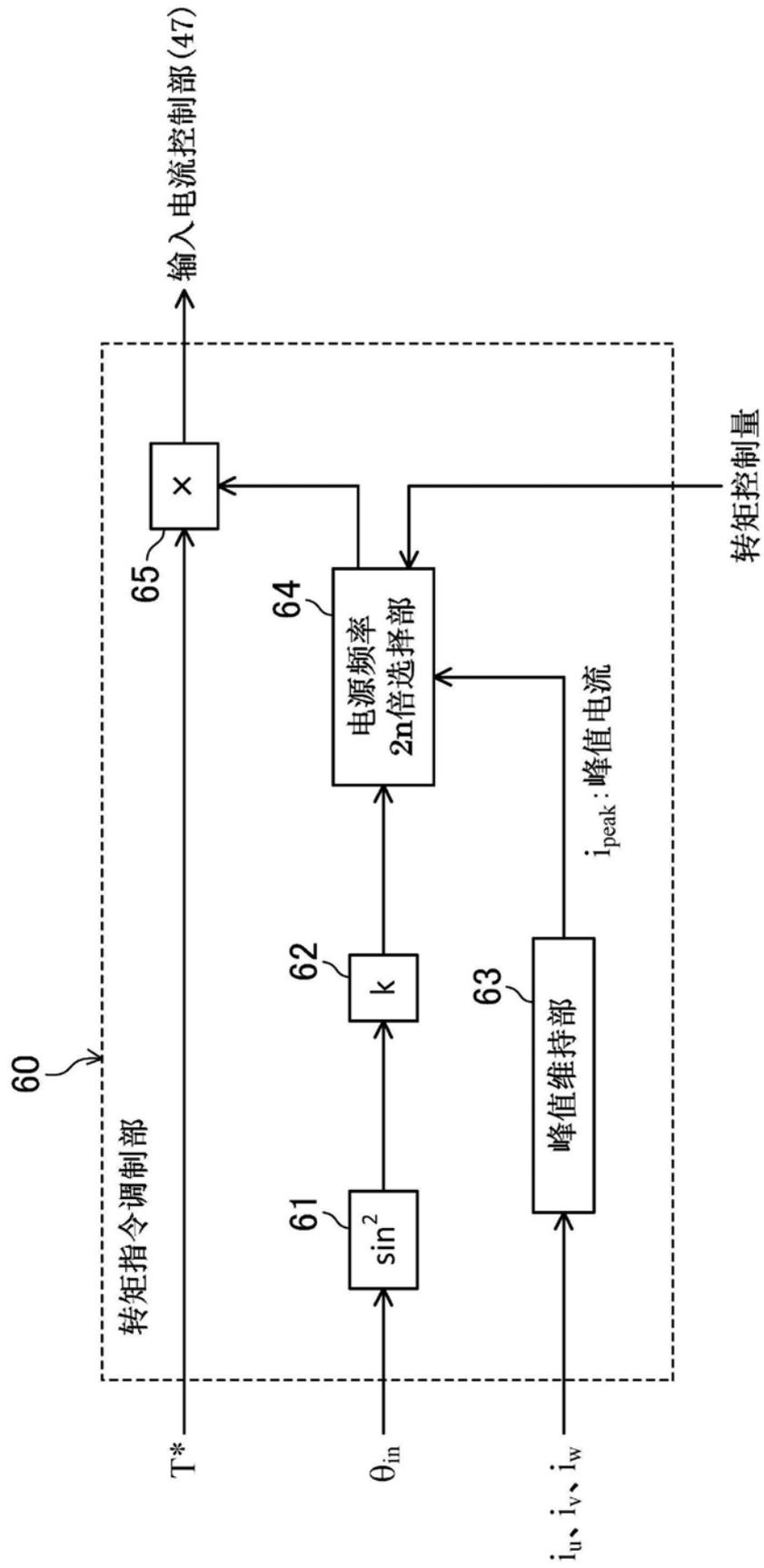


图5

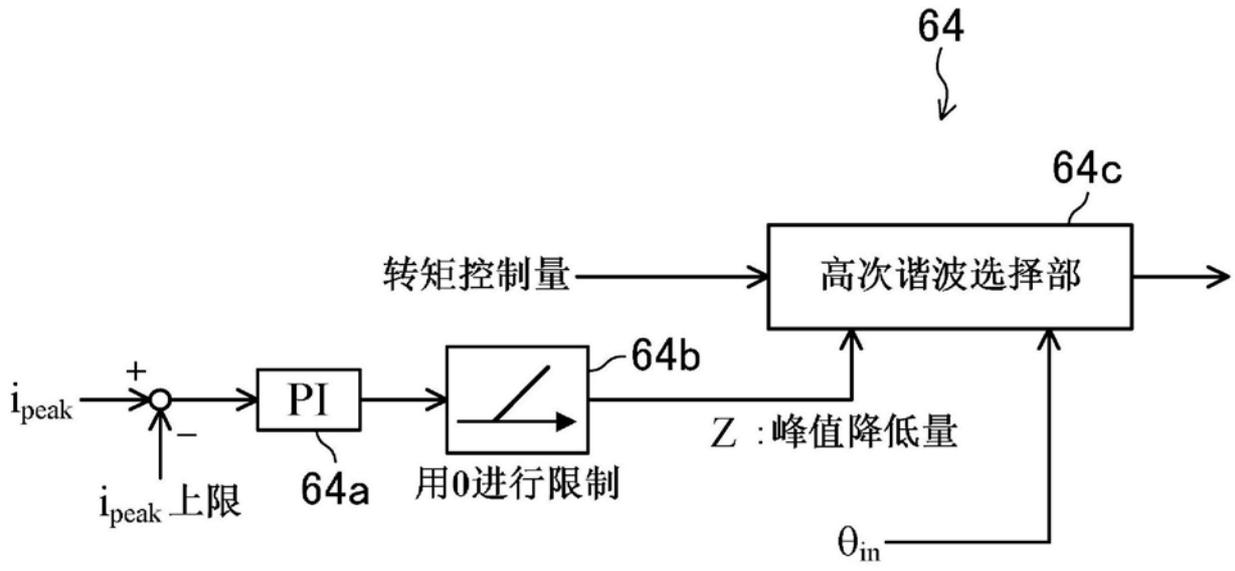


图6

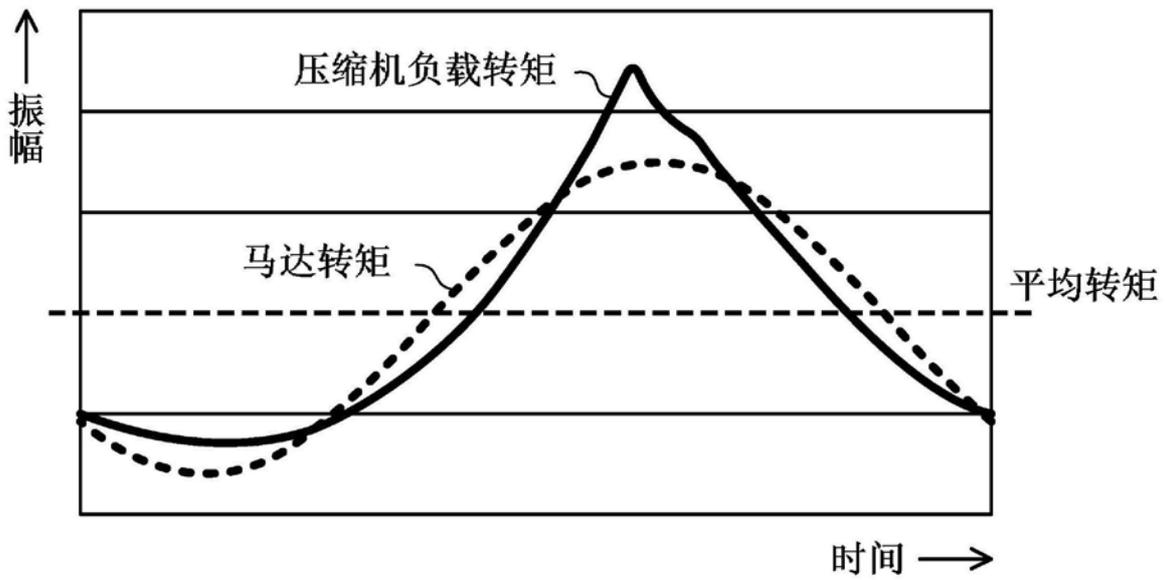


图7

转矩控制部中的高次谐波选择叠加处理

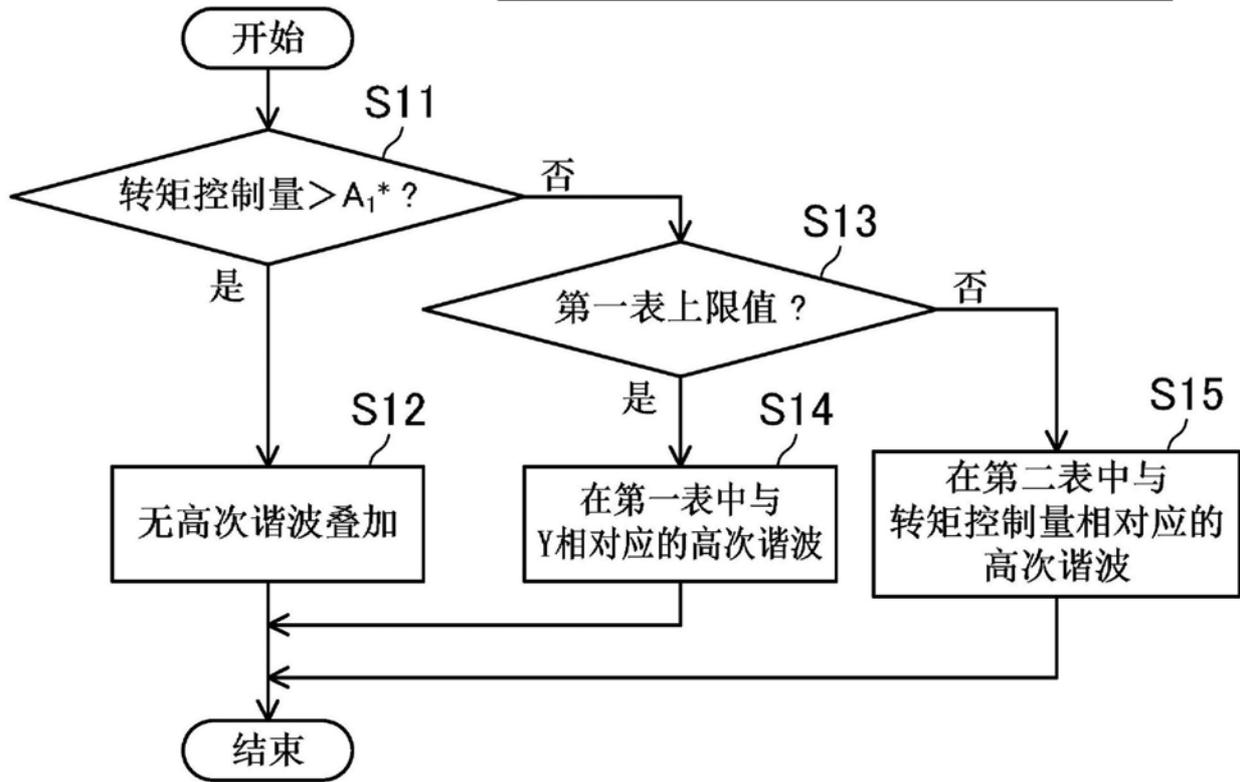


图8

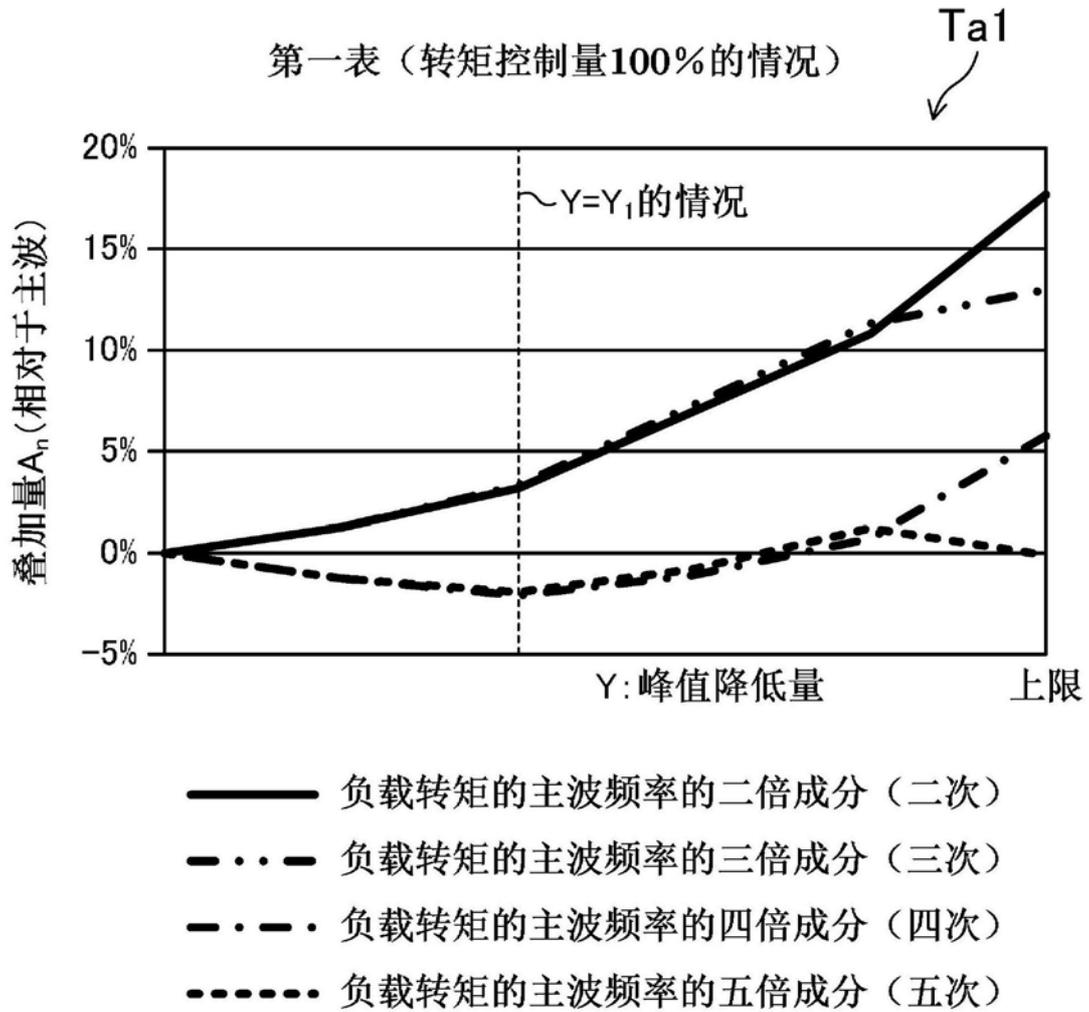


图9

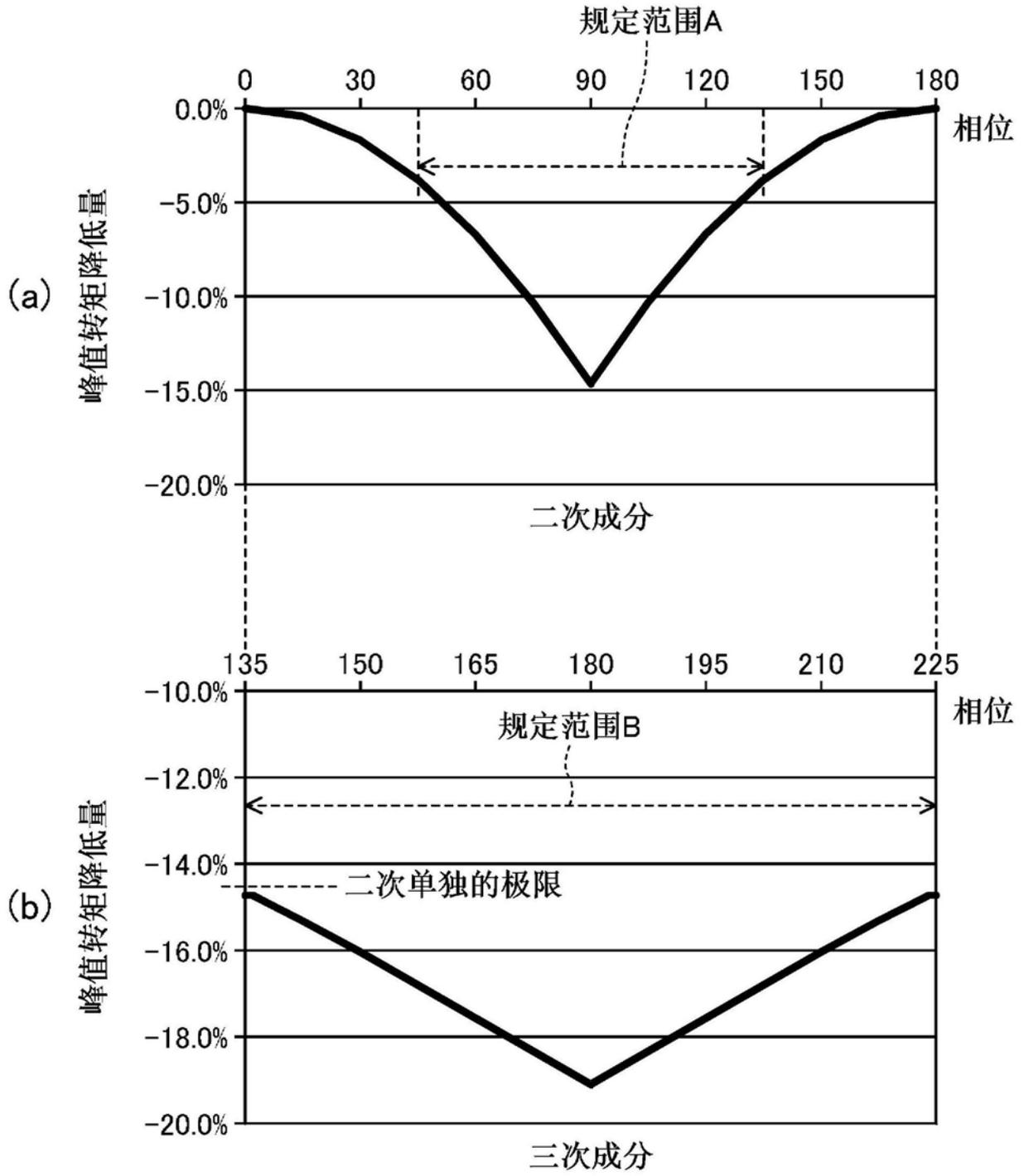


图10

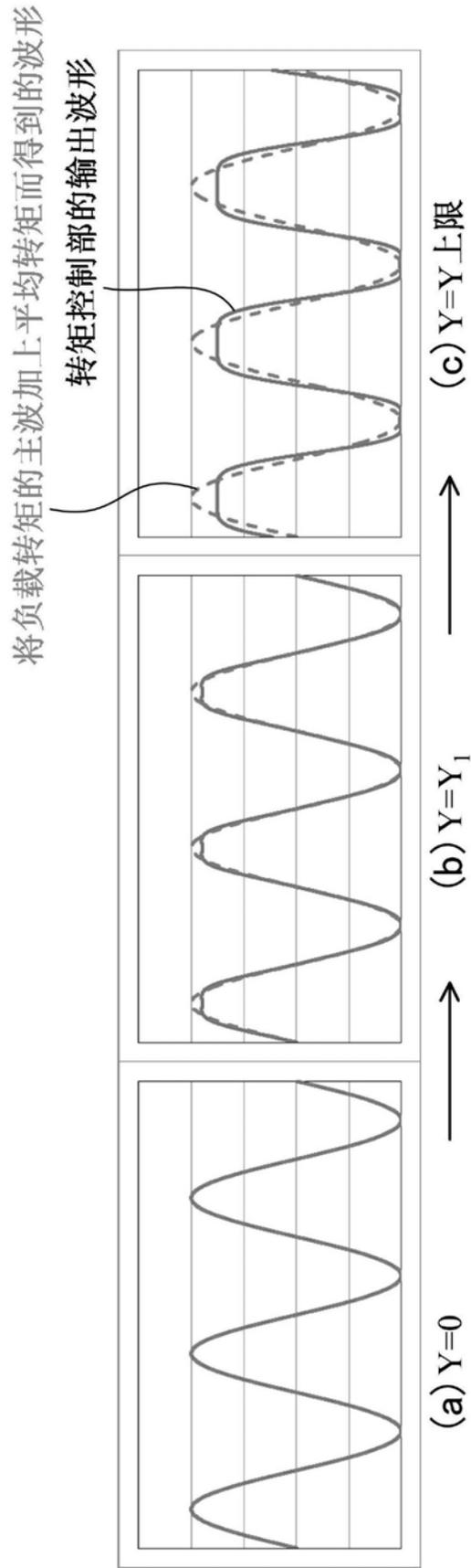


图11

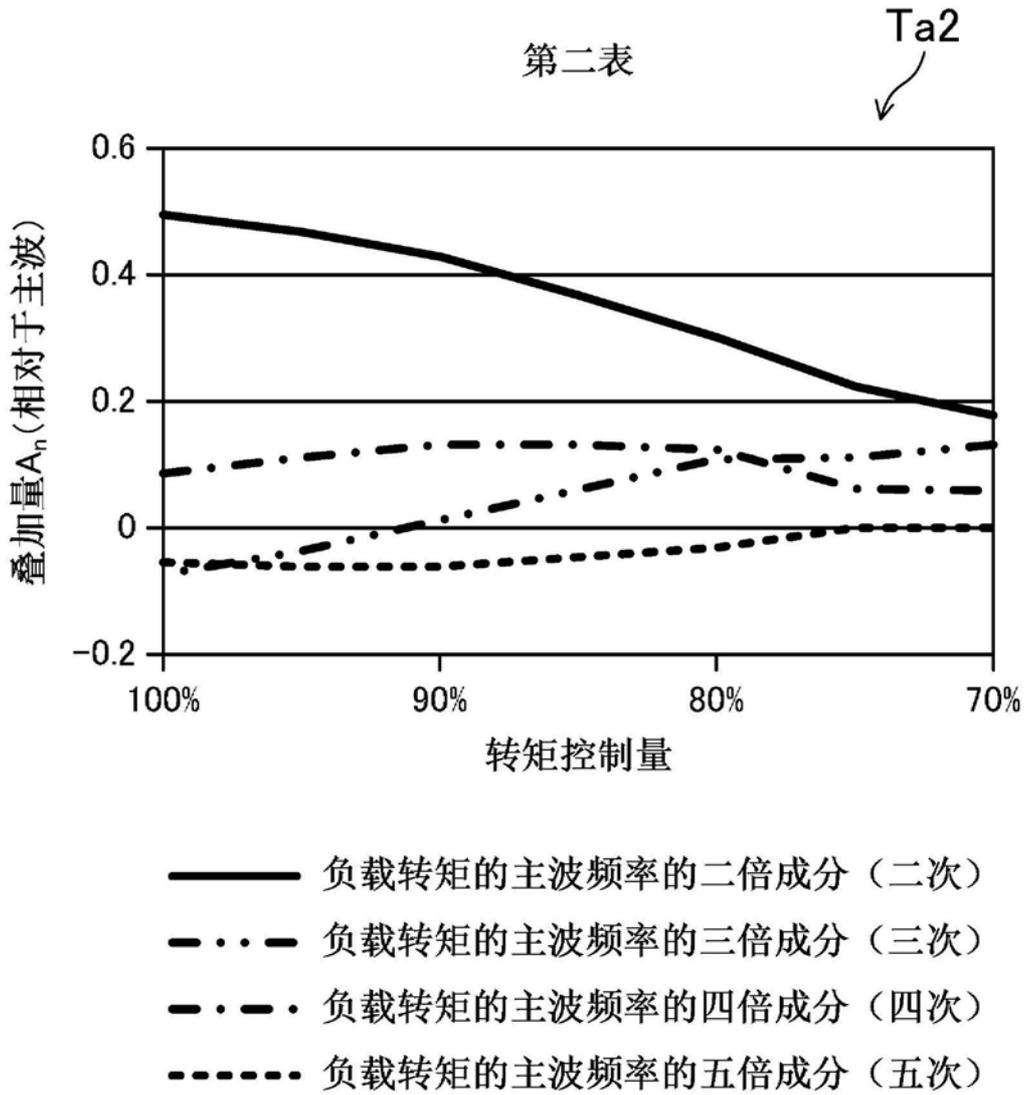


图12

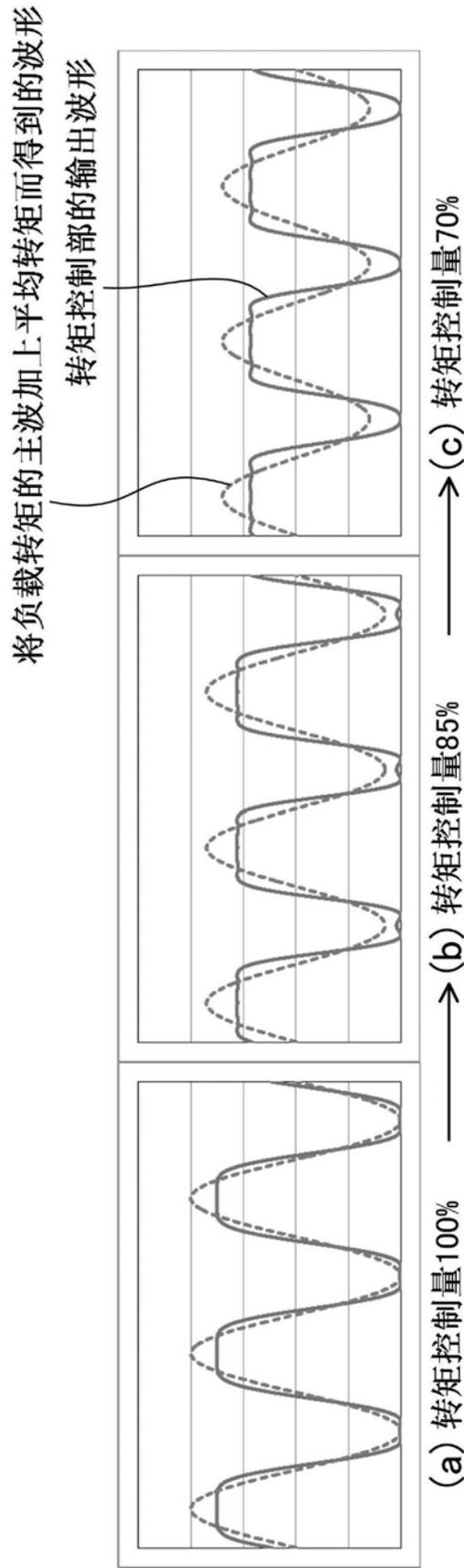


图13

转矩指令调制部中的高次谐波选择处理

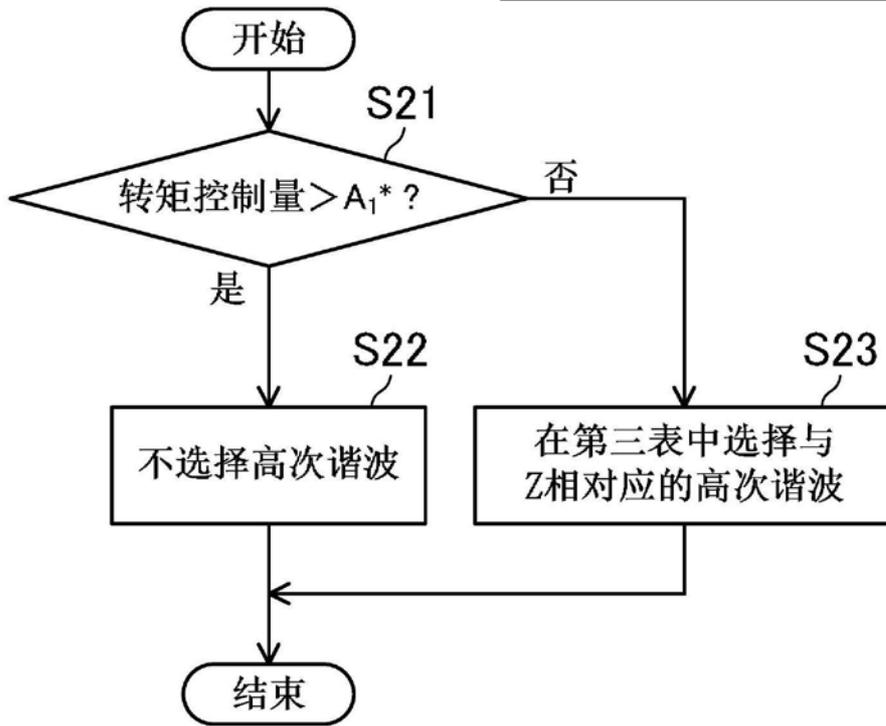


图14

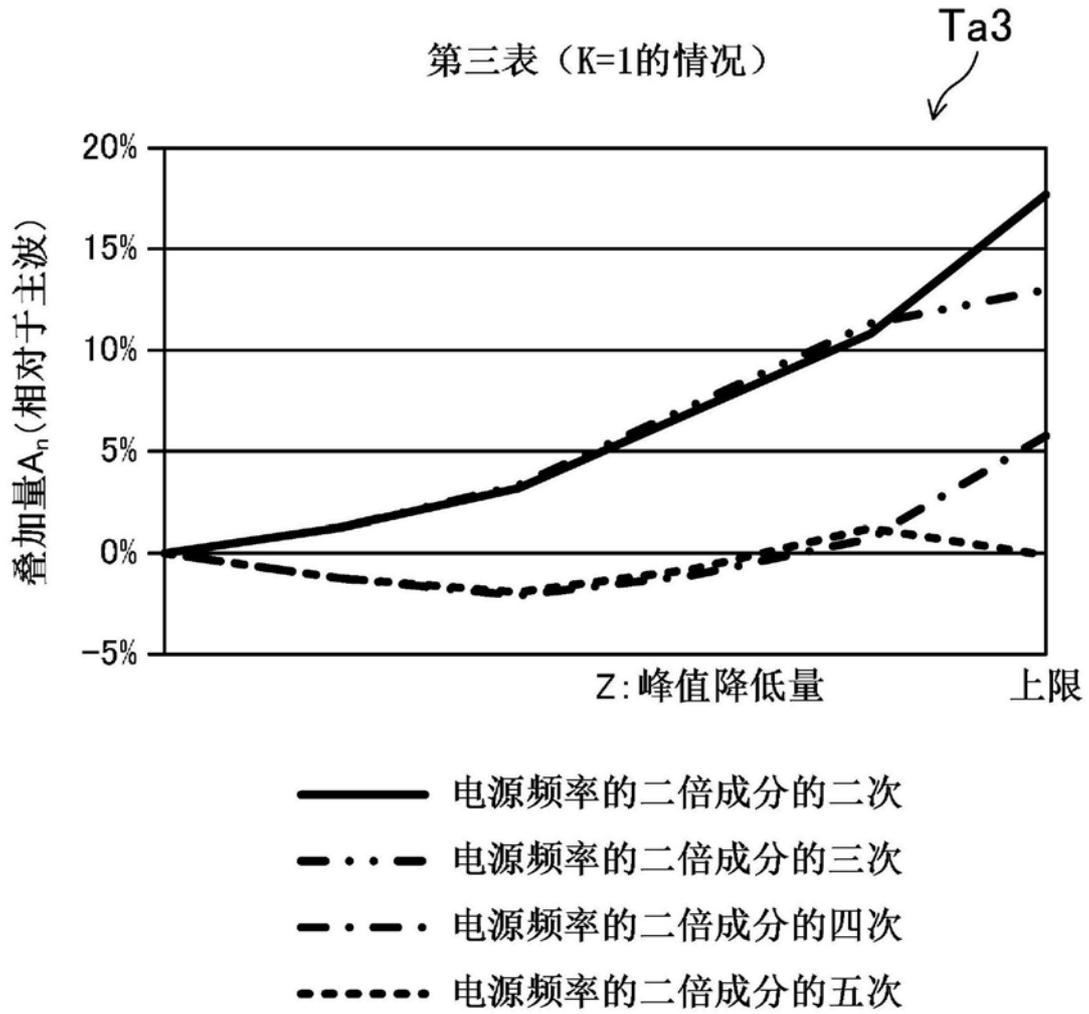


图15

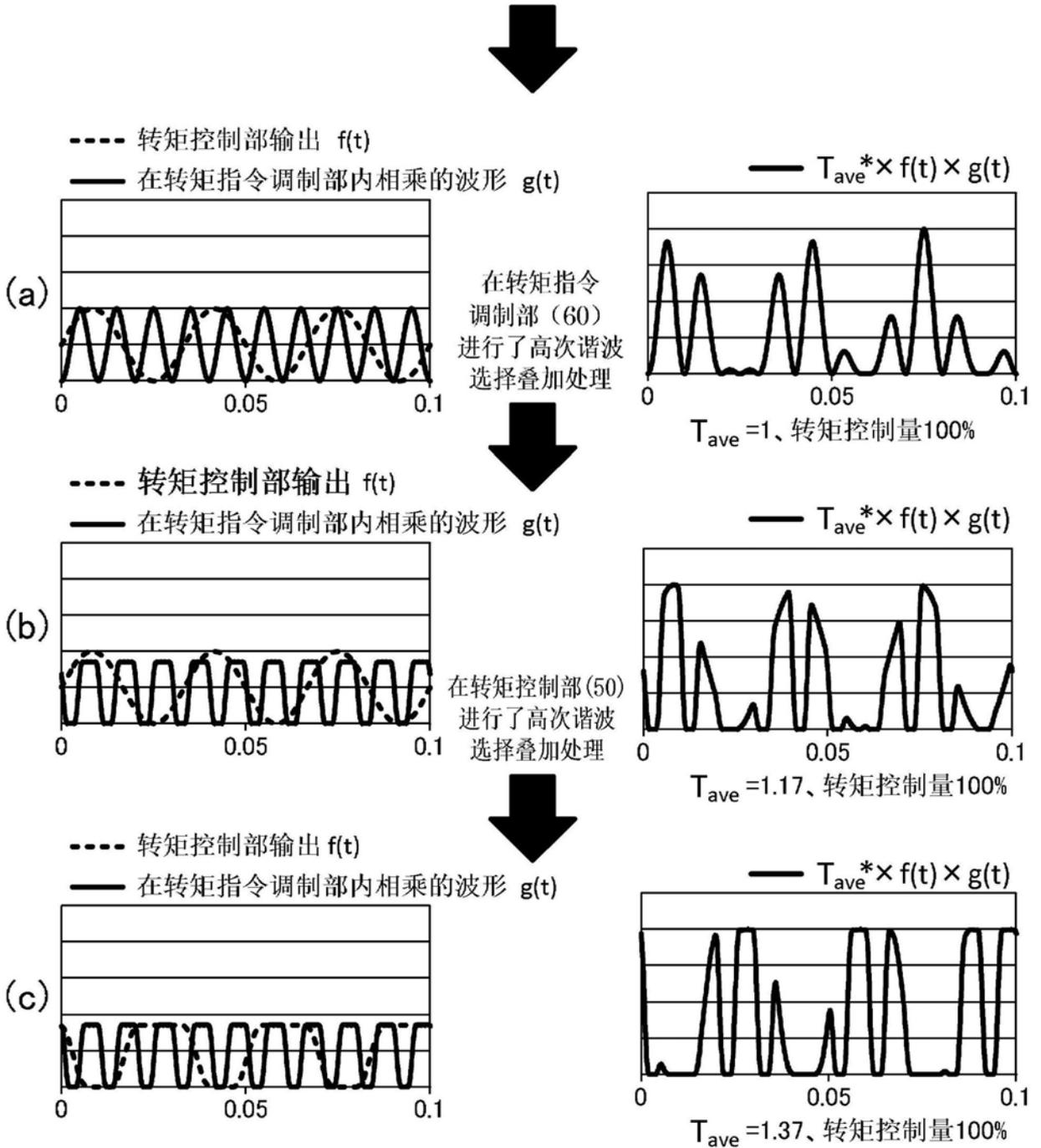
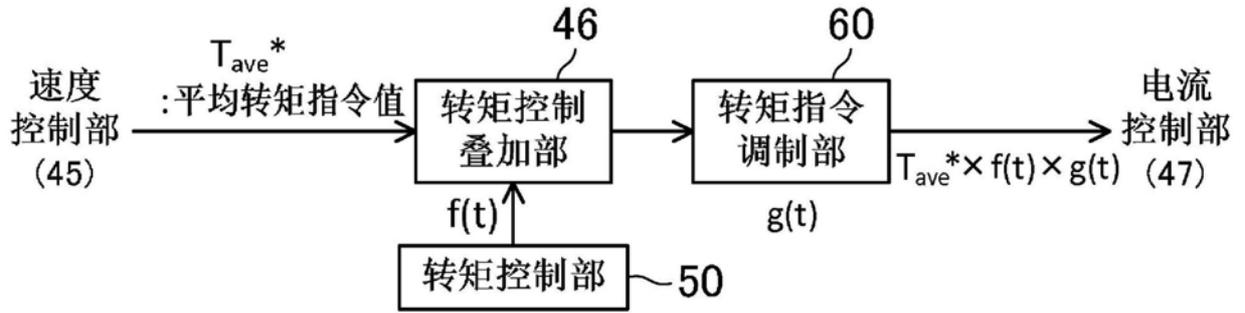


图16

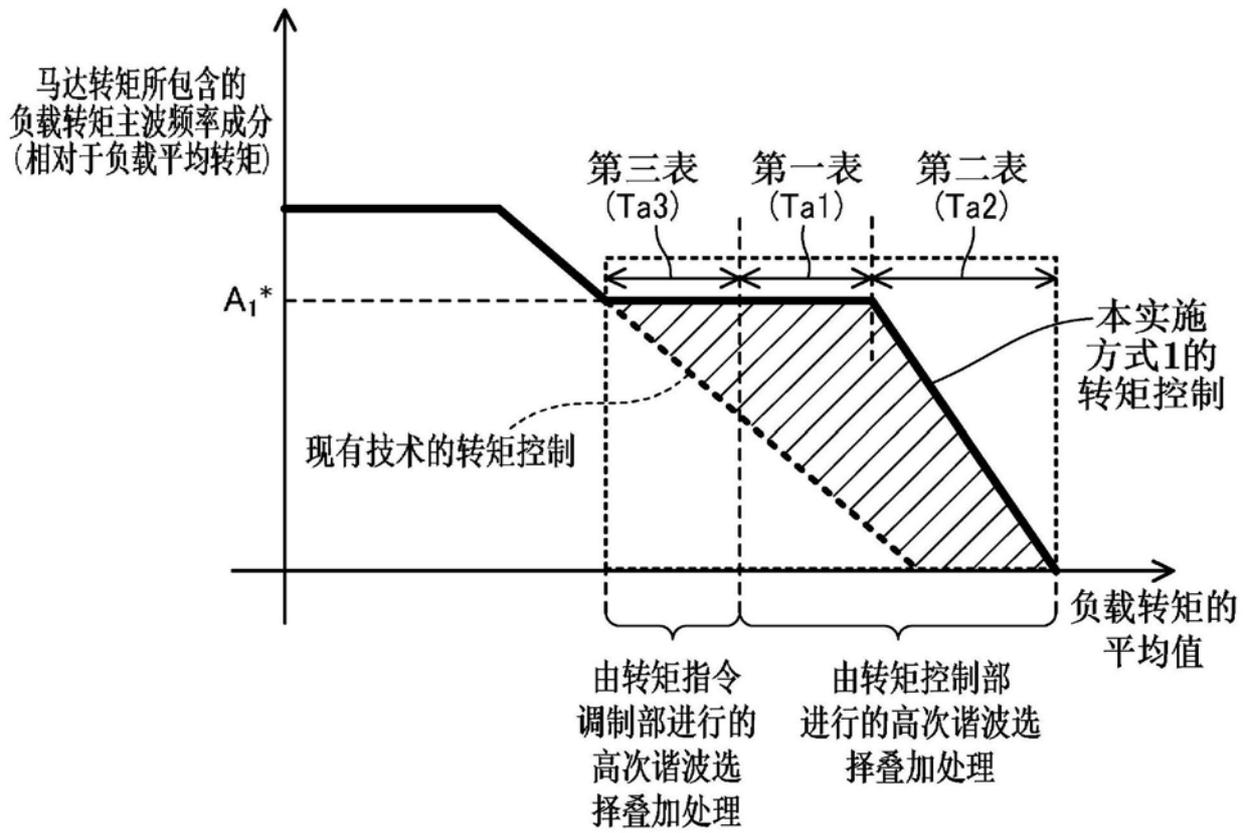


图17

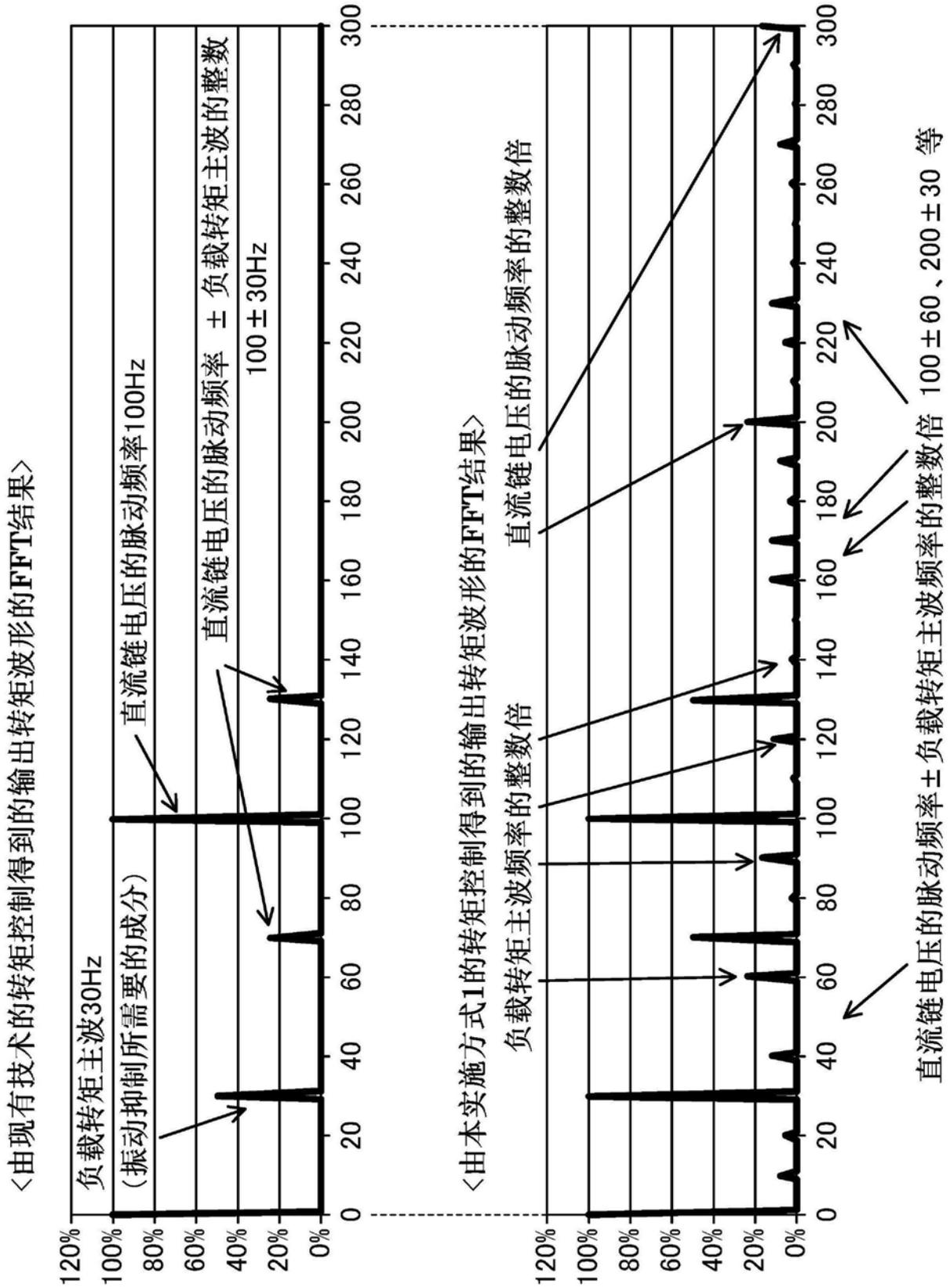


图18

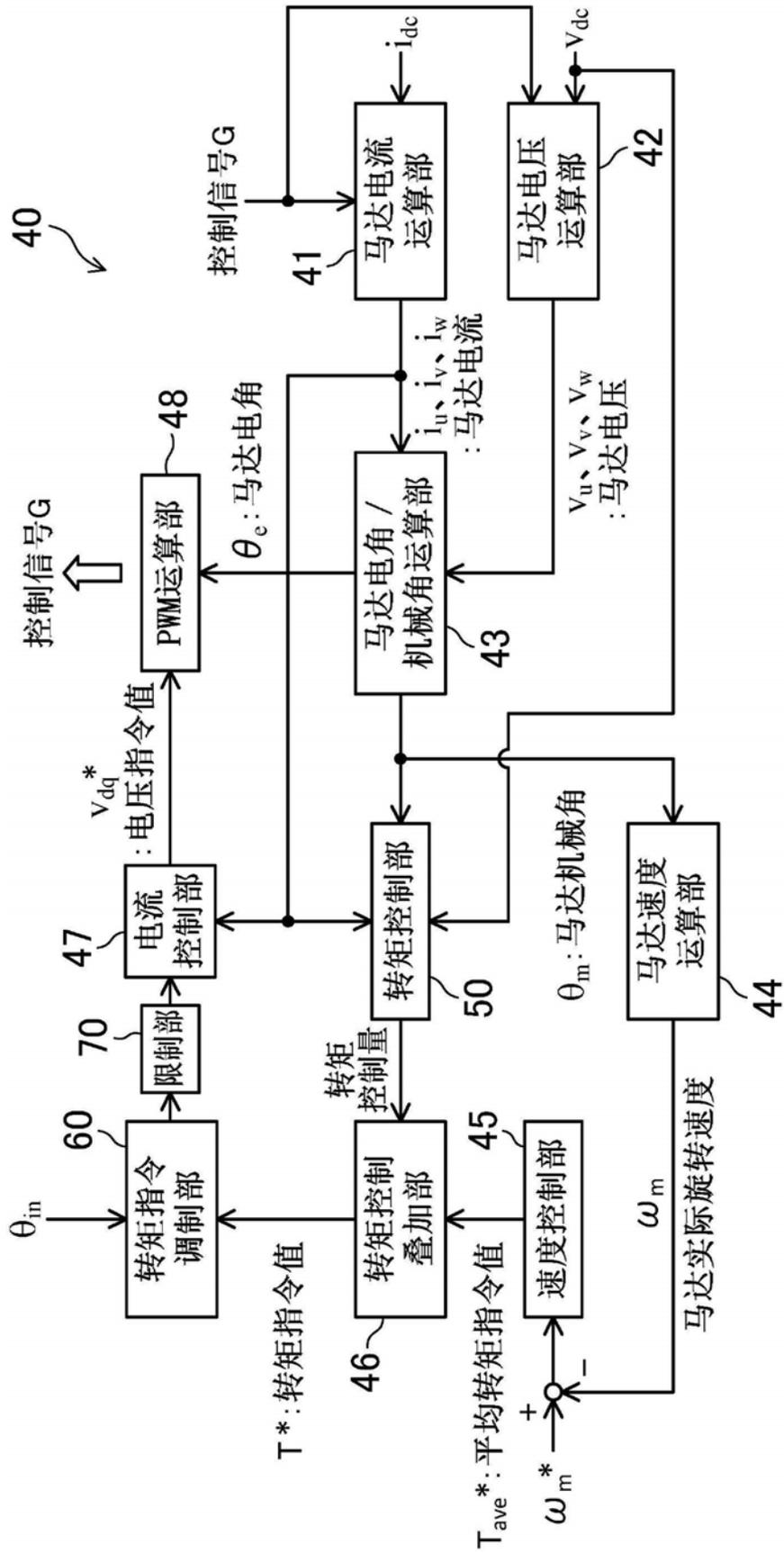
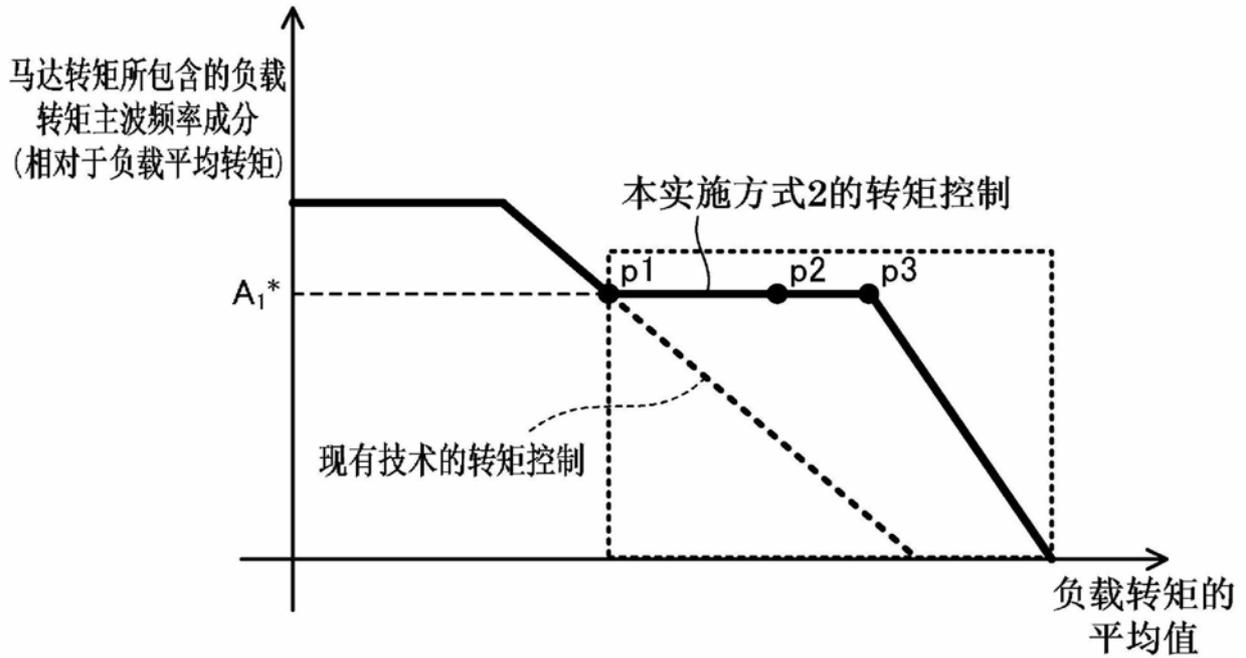


图19

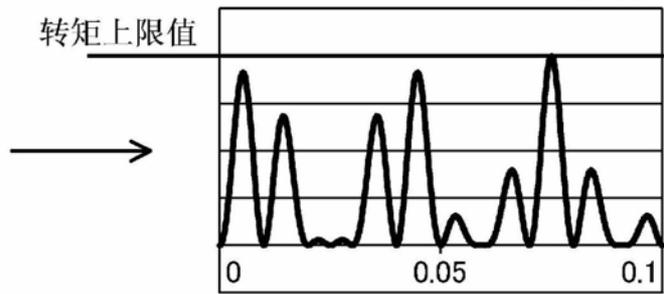
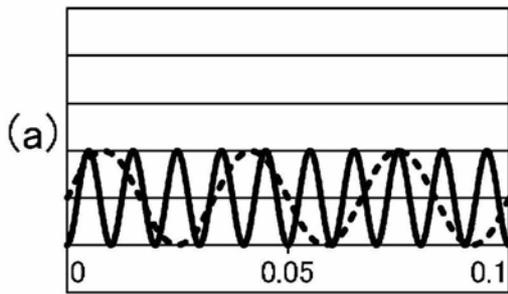


点p1处的波形

--- 转矩控制部输出 $f(t)$

— 在转矩指令调制部内相乘的波形 $g'(t)$

— $T_{ave}^* \times f(t) \times g'(t)$

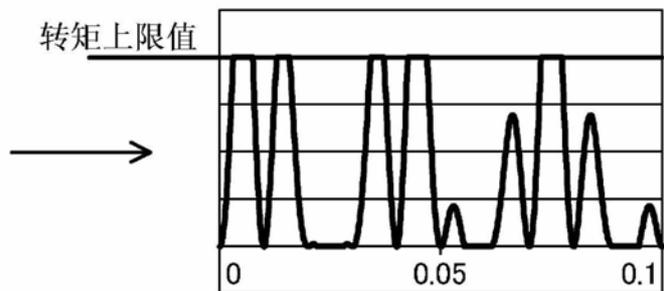
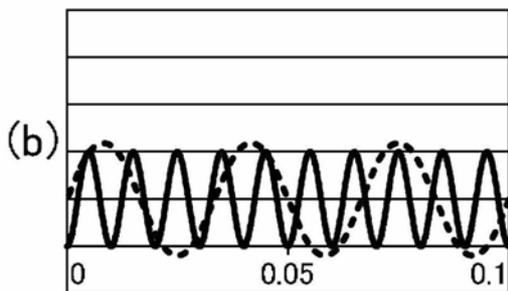


点p2处的波形

--- 转矩控制部输出 $f(t)$

— 在转矩指令调制部内相乘的波形 $g'(t)$

— $T_{ave}^* \times f(t) \times g'(t)$



作为转矩控制部的输出，
输出119%的正弦波

图20