



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104300815 B

(45)授权公告日 2017.04.12

(21)申请号 201410340335.8

(22)申请日 2014.07.16

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104300815 A

(43)申请公布日 2015.01.21

(30)优先权数据
2013-149022 2013.07.18 JP

(73)专利权人 株式会社日立制作所
地址 日本东京都

(72)发明人 森和久 大沼直人 松本洋平
岩路善尚

(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任
公司 11021

代理人 韩聪

(51)Int.Cl.

H02M 7/48(2007.01)

H02M 7/12(2006.01)

H02M 5/44(2006.01)

H02P 27/08(2006.01)

(56)对比文件

- CN 102082547 A, 2011.06.01,
- JP 特开2011-211777 A, 2011.10.20,
- CN 103178731 A, 2013.06.26,
- CN 102107805 A, 2011.06.29,
- CN 103187905 A, 2013.07.03,
- JP 特开2000-14164 A, 2000.01.14,
- CN 102122898 A, 2011.07.13,
- CN 102282758 A, 2011.12.14,

审查员 刘姝晗

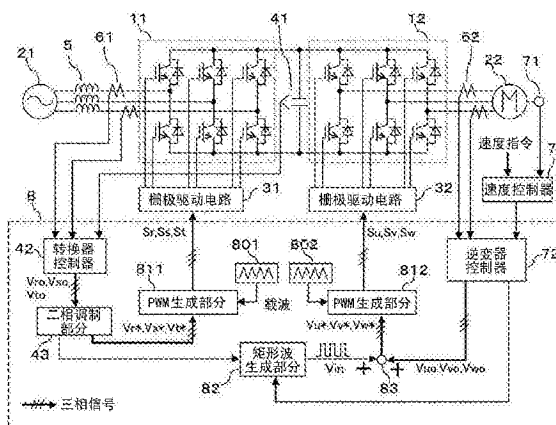
权利要求书2页 说明书10页 附图15页

(54)发明名称

功率转换装置以及电梯

(57)摘要

本发明的功率转换装置,将矩形状波形作为共同分量叠加在逆变器的各相的调制波上。本发明的功率转换装置,在转换器中采用二相调制方式,在逆变器中,将周期与二相调制的周期相同的正弦波或者矩形状波形作为共同分量叠加在逆变器的各相的调制波上,并且将要叠加的波形的相位与二相调制的相位之间的相位差控制在60度以内,优选控制在30度以内,更优选控制在0度(使相位一致)。从而有效地降低由开关器件构成的功率转换装置在进行开关动作时产生的噪音。



1. 一种功率转换装置,具有转换器和逆变器,所述转换器由开关器件构成,用于将三相的第一交流转换为直流,所述逆变器由开关器件构成,将调制波与载波进行比较,并且按照PWM调制方式将所述直流逆转换为三相的第二交流,所述功率转换装置的特征在于,

将矩形波作为共同分量叠加在所述逆变器的各相的调制波上,

所述转换器将调制波与载波进行比较,并且按照PWM调制方式将所述第一交流转换为所述直流,在所述转换器中交替存在第一状态和第二状态,在所述第一状态中,在任一相使正极侧开关器件持续保持导通状态,在所述第二状态中,在任一相使正极侧开关器件持续保持断开状态,

在所述第一状态期间和所述第二状态期间内,使其他相的开关器件中的任一个开关器件每隔一定时间进行开关动作,

叠加在所述逆变器的各相的调制波上的作为共同分量的所述矩形波的周期,等于所述转换器的所述第一状态的持续时间和所述第二状态的持续时间的合计时间,

从所述第二状态向所述第一状态切换的定时与所述矩形波的上升定时之间的相位差在60度以内。

2. 如权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

从所述第二状态向所述第一状态切换的定时与所述矩形波的上升定时之间的相位差在30度以内。

3. 如权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

从所述第二状态向所述第一状态切换的定时与所述矩形波的上升定时一致。

4. 如权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

所述转换器的载波与所述逆变器的载波为共同的载波。

5. 如权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于,

所述第二交流是可变频交流,用于驱动作为负荷的电动机,

在所述电动机处于低速区域时,在所述逆变器的各相的调制波上叠加所述矩形波作为共同分量,

在所述电动机处于速度比所述低速区域快的速度区域时,不将所述矩形波作为共同分量叠加在所述逆变器的各相的调制波上,并且使得在所述逆变器中也交替存在第一状态和第二状态,在所述第一状态中,在任一相使正极侧开关器件持续保持导通状态,在所述第二状态中,在任一相使正极侧开关器件持续保持断开状态,在所述第一状态期间和所述第二状态期间内,使其他相的开关器件中的任一个开关器件每隔一定时间进行开关动作。

6. 一种电梯,其特征在于,

具有如权利要求1至5中的任一项所述的功率转换装置,并且具有由所述第二交流驱动的电动机以及由所述电动机驱动的电梯轿厢。

7. 一种功率转换装置,具有转换器和逆变器,所述转换器由开关器件构成,将调制波与载波进行比较,并且按照PWM调制方式将三相的第一交流转换为直流,所述逆变器由开关器件构成,将调制波与载波进行比较,并且按照PWM调制方式将所述直流逆转换为三相的第二交流,所述功率转换装置的特征在于,

在所述转换器中交替存在第一状态和第二状态,在所述第一状态中,在任一相使正极侧开关器件持续保持导通状态,在所述第二状态中,在任一相使正极侧开关器件持续保持

断开状态,在所述第一状态期间和所述第二状态期间内,使其他相的开关器件中的任一个开关器件每隔一定时间进行开关动作

将正弦波或者矩形状波形作为共同分量叠加在所述逆变器的各相的调制波上,其中所述正弦波或者矩形状波形将所述转换器的所述第一状态的持续时间和所述第二状态的持续时间的合计时间作为周期,并且,

在所述波形为正弦波的情况下,从所述第二状态向所述第一状态切换的定时与所述正弦波的相位为0度的定时之间的相位差在60度以内,在所述波形为矩形状波形的情况下,从所述第二状态向所述第一状态切换的定时与所述矩形状波形的上升定时之间的相位差在60度以内。

8.如权利要求7所述的功率转换装置,其特征在于,

在所述波形为正弦波的情况下,从所述第二状态向所述第一状态切换的定时与所述正弦波的相位为0度的定时之间的相位差在30度以内,在所述波形为矩形状波形的情况下,从所述第二状态向所述第一状态切换的定时与所述矩形状波形的上升定时之间的相位差在30度以内。

9.如权利要求7所述的功率转换装置,其特征在于,

从所述第二状态向所述第一状态切换的定时,与所述正弦波的相位为0度的定时或者所述矩形状波形的上升定时一致。

10.如权利要求7所述的功率转换装置,其特征在于,

所述转换器的载波与所述逆变器的载波为共同的载波。

11.如权利要求7所述的功率转换装置,其特征在于,

所述第二交流是可变频交流,用于驱动作为负荷的电动机,

在所述电动机处于低速区域时,在所述逆变器的各相的调制波上叠加所述波形作为共同分量,

在所述电动机处于速度比所述低速区域快的速度区域时,不将所述波形作为共同分量叠加在所述逆变器的各相的调制波上,并且使得在所述逆变器中也交替存在第一状态和第二状态,在所述第一状态中,在任一相使正极侧开关器件持续保持导通状态,在所述第二状态中,在任一相使正极侧开关器件持续保持断开状态,在所述第一状态期间和所述第二状态期间内,使其他相的开关器件中的任一个开关器件每隔一定时间进行开关动作。

12.一种电梯,其特征在于,

具有如权利要求7至11中的任一项所述的功率转换装置,并且具有由所述第二交流驱动的电动机以及由所述电动机驱动的电轿厢。

功率转换装置以及电梯

技术领域

[0001] 本发明涉及由开关器件构成的功率转换装置,尤其是涉及一种由PWM整流器(以下称为转换器)和PWM逆变器(以下称为逆变器)构成的功率转换装置以及使用该功率转换装置的电梯。

背景技术

[0002] 当在电动机的可变速驱动中发生了再生能源时,通常如图2所示,通过转换器11将来自商用电源21的交流转换为直流,并且将在平滑电容器41中进行了平滑的直流电经由逆变器12变换成可变频变压的电力后向电动机22供应,以此对电动机22进行驱动。转换器11和逆变器12的各相由上下一对的开关器件(在此以IGBT(绝缘栅双极晶体管)为例)构成,通过上下交替进行开关动作来进行功率转换。

[0003] 在IGBT中,在进行开关动作时会产生开关损耗,并且在导通期间会产生导通损耗。此外,随着开关动作,在电流中会产生高次谐波分量,随着高次谐波分量在配线等中流动而产生电磁力,导致配线和电动机的线圈产生伸缩,引起空气振动而产生噪音。在上述损耗中,开关损耗随着开关次数的增加而增大,考虑到有可能产生上述噪音,通常将开关频率设定为10kHz左右,以与人的音感强的频率错开。

[0004] 为了降低开关损耗,在专利文献1中公开了在降低开关频率的情况下也能够抑制噪音的不舒适感的方法。在该方法中,通过在逆变器的各相的调制波上叠加作为共同分量的正弦波,使开关定时错开,由此来抑制刺耳噪音的发生。在该方法中,不使载波变形而使调制波变形,具有能够方便地应用在控制逆变器的微型计算机中的优点。

[0005] 此外,还已知有在不改变载波频率的情况下降低损耗的方法。作为该方法,已知有使三相中的一相停止开关动作的二相调制方式。由于在任何时间点三相中总有一个相的开关动作处于休止状态,所以开关次数减少到三分之二,由此能够降低开关损耗。

[0006] 在先技术文献

[0007] 专利文献

[0008] 专利文献1:日本国专利特开2011-211777号公报

发明内容

[0009] 在专利文献1所公开的噪音抑制方法中,在逆变器的各相的调制波上叠加作为共同分量的正弦波。由于共同分量叠加后的调制波的振幅会超过载波的最大振幅而出现过调制的现象,所以能够叠加的正弦波的振幅的大小受到限制,而如果所叠加的正弦波的振幅的大小不足于抑制噪音,则可能无法获得充分的噪音抑制效果。

[0010] 此外,专利文献1所公开的噪音抑制方法是针对逆变器的方法,其没有对同时存在转换器和逆变器的情况作出考虑。在同时存在转换器和逆变器的情况,会出现以下的问题。具体来说,如图2所示,由于存在电源21的对地寄生电容91和电动机22的对地寄生电容92,所以在转换器11和逆变器12进行开关动作时,零相电压会发生变化,导致有零相电流产

生。该零相电流会使得控制电路产生噪音。此时,通常采用图2所示的方法,在电源21与转换器11之间连接具有电抗器51,52以及对地电容器53的滤波电路5,使经由电动机的对地寄生电容92的零相电流通过对地电容器53进行循环,由此使得其不循环到电源21。可是,该方法会导致零相电流增大,存在会导致滤波电路增大的问题。并且,随着该零相电流在配线等中流动而产生电磁力,会导致配线和电动机的线圈产生伸缩,使空气振动从而产生噪音。

[0011] 另外,例如在转换器中采用二相调制方式时,由于在二相调制方式中使某一相的开关器件停止开关动作,所以会导致零相电压发生变化,可能会使得零相电流增加。

[0012] 图3表示不设置滤波电路5的对地电容器53时的零相电路的大致结构。由于在转换器侧零相电压与逆变器侧零相电压之间存在电压差 ΔV_z (零相电压差),所以零相电流经由零相阻抗 Z_z 和电源以及电动机的对地寄生电容91和92流动。

[0013] 本发明所要解决的共同的课题是有效地降低由开关器件构成的功率转换装置进行开关动作时产生的噪音。

[0014] 在此,本发明所要解决的共同的课题包括以下第一课题和第二课题,本发明的目的在于在解决共同课题的同时,解决第一课题和第二课题中的至少一个课题。

[0015] 第一课题是指,在将共同分量叠加在逆变器的各相的调制波上时,与叠加正弦波的情况相比,能够有效地降低进行开关动作时产生的噪音。

[0016] 第二课题是指,在具有转换器和逆变器的功率转换装置中,在转换器采用二相调制方式时,在抵消一部分由转换器与逆变器的零相电压的差产生的零相电流的同时,降低噪音。

[0017] 解决方案

[0018] 为了解决上述共同的课题以及第一课题,将矩形状波形作为共同分量叠加在逆变器的各相的调制波上。

[0019] 并且,为了解决上述共同的课题以及第二课题,在转换器采用二相调制方式,在逆变器中,将周期与二相调制的周期相同的正弦波或者矩形状波形作为共同分量叠加在逆变器的各相的调制波上,并且将要叠加的波形的相位与二相调制的相位之间的相位差控制在60度以内,优选控制在30度以内,更优选控制在0度(使相位一致)。通过采用矩形状波形作为叠加波形,还能够解决第一课题。

[0020] 发明效果

[0021] 根据本发明,能够有效地降低由开关器件构成的功率转换装置进行开关动作时产生的噪音。

附图说明

[0022] 图1表示本发明的第一实施例的结构。

[0023] 图2表示作为本发明的应用领域的功率转换装置的结构。

[0024] 图3表示图2的零相电路的结构。

[0025] 图4表示本发明的矩形波生成方法的示例。

[0026] 图5表示本发明的第一转换电路的波形。

[0027] 图6表示作为现有例的不叠加共同分量时的频率解析结果。

[0028] 图7表示作为比较例的应用专利文献1时的频率解析结果。

- [0029] 图8表示采用了本发明的第一实施例时的频率解析结果。
- [0030] 图9表示采用了本发明的第一实施例时的波形。
- [0031] 图10是本发明的效果的说明图。
- [0032] 图11是本发明的效果的补充图。
- [0033] 图12是本发明的效果的说明图。
- [0034] 图13表示作为比较例的应用专利文献1时的其他的频率解析结果。
- [0035] 图14表示采用了本发明的第一实施例时的其他的频率解析结果。
- [0036] 图15是本发明的效果的说明图。
- [0037] 图16表示本发明的第二实施例的结构。
- [0038] 图17表示本发明的第二实施例的效果。
- [0039] 图18表示本发明的第三实施例的结构。

具体实施方式

[0040] 以下参照附图对本发明的实施例进行说明。在各附图和各实施例中,相同或者类似的结构单元采用相同的符号表示,并且省略其重复说明。

[0041] 第一实施例

[0042] 图1表示本发明的第一实施例的结构。与图2所示的情况一样,通过转换器11将来自商用电源21的三相交流(第一交流)转换为直流,并且将在平滑电容器41中进行了平滑的直流电经由逆变器12逆转换成三相的交流(第二交流)后向电动机22供应可变频变压的电力。在电源21与转换器11之间连接有滤波电路5。在图1中省略了滤波电路5的对地电容器的图示。转换器11和逆变器12的各相由上下一对的开关器件(在此以IGBT(绝缘栅双极晶体管)为例)构成,通过转换器11的栅极驱动电路31和逆变器12的栅极驱动电路32使上下的开关器件交替进行开关动作来进行功率转换。

[0043] 通过PWM控制电路8对调制波和载波进行比较,由此以PWM调制方式来控制转换器11和逆变器12。为了将平滑电容器41的电压控制成目标值,在转换器控制器42中,将由电流检测器61检测到的电源电流和平滑电容器41的电压作为输入进行反馈控制,由此来生成转换器11的各相的电压指令 V_{ro} , V_{so} , V_{to} 。此外,电流检测器61可以在三个相中分别设置,但由于只要知道二相的电流就可以求出剩下一相的电流,所以如图1所示,优选只在二个相设置电流检测器61。各相的电压指令 V_{ro} , V_{so} , V_{to} 在二相调制部分43进行二相调制,并输出经二相调制后的调制波 V_{r*} , V_{s*} , V_{t*} 。在PWM生成部分811中,将经二相调制后的调制波 V_{r*} , V_{s*} , V_{t*} 与转换器侧的载波801进行比较,生成以PWM调制方式驱动栅极驱动电路31用的栅极驱动信号 S_r , S_s , S_t 。在此,栅极驱动信号 S_r , S_s , S_t 是以确保不使三相中的各个相的上一对开关器件发生短路的空载时间(Dead Time)的方式进行驱动用的信号,在接收到该信号后,通过栅极驱动电路31来驱动转换器11的开关器件。

[0044] 在进行电动机22的速度控制时,将速度指令和使用速度检测器71检测出的电动机22的速度作为输入在速度控制器7中进行反馈控制。速度控制器7输出电流指令。将使用电流检测器62检测出的逆变器12的输出电流以及来自速度控制器7的电流指令作为输入,在逆变器控制器72中进行反馈控制,并且在逆变器控制器72中生成逆变器12的各相的电压指令 V_{uo} , V_{vo} , V_{wo} 。电流检测器62可以在三个相中分别设置,但由于只要知道二相的电流就可

以通过计算求出剩下一相的电流,所以如图1所示,优选只在二个相设置电流检测器62。

[0045] 另外,在二相调制部分43中,例如对二相调制前后的情况(例如 V_{r*} 和 V_{ro})进行比较,检测出调制波 V_{r*} , V_{s*} , V_{t*} 的零相分量发生了大幅度变化的定时,并将其输出到矩形波生成部分82,在矩形波生成部分82中,生成叠加在逆变器侧的各相的电压指令 V_{uo} , V_{vo} , V_{wo} 上用的矩形状波形(例如矩形波)作为共同分量 V_{in} 。该矩形状波形(共同分量 V_{in})在加法部分83作为共同分量被叠加在各相的电压指令 V_{uo} , V_{vo} , V_{wo} 上,并且作为调制波 V_{u*} , V_{v*} , V_{w*} 被输入到逆变器侧的PWM生成部分812中。

[0046] 在逆变器侧的PWM生成部分812中将叠加共同分量 V_{in} 后的调制波 V_{u*} , V_{v*} , V_{w*} 与逆变器侧的载波802进行比较,生成以PWM调制方式驱动栅极驱动电路32用的栅极驱动信号 S_u , S_v , S_w 。在此,栅极驱动信号 S_u , S_v , S_w 是以确保不使三相中的各相的上一对开关器件发生短路的空载时间的方式进行驱动用的信号,在接收到该信号后,通过栅极驱动电路32来驱动逆变器12的开关器件。

[0047] 以下参照图4说明在二相调制部分43以及矩形波生成部分82中生成作为共同分量叠加到逆变器侧12的矩形状波形的的方法。在二相调制部分43中,将转换器11的各相的电压指令 V_{ro} , V_{so} 和 V_{to} (二相调制前的调制波)转换为调制波 V_{r*} , V_{s*} , V_{t*} (二相调制后的调制波),该调制波 V_{r*} , V_{s*} , V_{t*} 使得交替存在第一状态和第二状态,并且使得在第一状态期间和第二状态期间,其他相的开关器件中的任一个开关器件每隔一定时间进行开关动作,由此根据各相的电压指令 V_{ro} , V_{so} 和 V_{to} 的大小关系使任一相的开关器件停止开关动作。其中,在第一状态下,使任一相的正极侧开关器件持续保持导通(ON)状态,在第二状态下,使任一相的正极侧开关器件持续保持断开(OFF)状态。上述转换本身与通常的二相调制相同。

[0048] 在本实施例中,为了将周期与二相调制的周期相同的波形作为共同分量叠加在逆变器的各相的调制波上,生成共同分量 V_{in} ,使得作为共同分量叠加在逆变器12的各相的调制波上的矩形状波形的周期等于转换器11的第一状态的持续时间与第二状态的持续时间的合计时间。

[0049] 例如,根据某一相(在此为R相)的二相调制前后的调制波的差分 $V_{r*}-V_{ro}$ 的变化生成矩形脉冲。具体来说,在二相调制部分43中生成在二相调制前后的调制波的差分 $V_{r*}-V_{ro}$ 上升时上升并在该差分下降时下降的矩形脉冲,并将其输出到矩形波生成部分82。在此以R相为例进行了说明,但也能够S相和T相获得相同的矩形脉冲,所以只需使用任一相来生成矩形脉冲即可。并且,该矩形脉冲在二相调制中在从第二状态切换成第一状态的定时上升,在从第一状态切换成第二状态的定时下降。

[0050] 在矩形波生成部分82中,生成周期与所输入的该矩形脉冲的周期相同的矩形状波形(例如矩形波)。优选使相位相同,但并不意味着相位必须相同。将要叠加的波形的相位与二相调制的相位之间的相位差(其对应于输入到矩形波生成部分82中的矩形脉冲与从矩形波生成部分82输出的矩形状波形之间的相位差)控制在60度以内,优选控制在30度以内,更优选控制成0度(使相位一致)。此外,将振幅控制成即使在加法部分83中将由矩形波生成部分82生成的矩形状波形作为共同分量 V_{in} 与各相的电压指令 V_{uo} , V_{vo} , V_{wo} 相加也不会变成过调制的范围(共同分量叠加后的调制波 V_{u*} , V_{v*} , V_{w*} 不超过载波的最大振幅的范围)内的振幅。

[0051] 在以上的说明中,以矩形脉冲为例对从二相调制部分43发送到矩形波生成部分82

的信号进行了说明,但如果事先知道二相调制的原来的电压指令 V_{ro} 与二相调制后的调制波 V_{r*} 之间的差发生大幅度变化的定时,则也可以不采用矩形脉冲。

[0052] 此外,在矩形波生成部分82中生成的矩形状波形也可以不是矩形波,例如也可以是像二相调制前后的调制波的差分 $V_{r*}-V_{ro}$ 那样局部发生了变形的波形。

[0053] 以下对本发明的效果进行说明。

[0054] 在进行效果的比较时,对(A)不对逆变器侧的调制波进行任何叠加的情况(共同分量 V_{in} 始终为0)、(B)如专利文献1所示在逆变器侧的调制波上叠加了正弦波作为共同分量 V_{in} 的情况(与专利文献1不同的是在此还对转换器作出了考虑)以及(C)如本实施例所示在逆变器侧的调制波上叠加了矩形波作为共同分量 V_{in} 的情况的转换器侧的零相电压与逆变器侧的零相电压之间的电压差 ΔV_z (零相电压差)的频率解析(FFT解析)的结果进行比较。在此,作为零相电压,使用根据式(1)至式(3)算出的值。式中的 V_r, V_s, V_t, V_u, V_v 以及 V_w 如图2所示,分别为转换器11侧和逆变器12侧的相电压。

[0055] 转换器侧零相电压 $V_{zc}=(V_r+V_s+V_t)/3\cdots$ (式1)

[0056] 逆变器侧零相电压 $V_{zi}=(V_u+V_v+V_w)/3\cdots$ (式2)

[0057] 零相电压差 $\Delta V_z=V_{zi}-V_{zc}\cdots$ (式3)

[0058] 根据该零相电压差 ΔV_z 来决定零相电流的频率以及振幅。

[0059] 图5表示转换器11侧的相电压 V_r, V_s 和 V_t 与负极侧之间的电压 V_{rn}, V_{sn} 和 V_{tn} 。横轴表示时间(s),纵轴表示电压。下半部分的三条曲线是将上半部分的三条曲线的局部在横轴方向上扩大而得到的曲线。从图5可以知道二相调制后的持续为直流电压 V_{dc} 的状态(正极侧保持导通的状态)和持续为0的状态(正极侧保持断开的状态)交替出现的情况。该情况在上述(A)和(B)以及(C)的任一个情况相同。

[0060] 在图6和图7以及图8中分别示出了(A)和(B)以及(C)的各个情况的叠加在逆变器12侧的各相的电压指令上的共同分量 V_{in} (横轴表示时间(s))、该 V_{in} 叠加前后的调制波 V_{ou}, V_{u*} (三相中的一相,横轴表示时间(s))以及零相电压差 ΔV_z 的频率解析结果(横轴表示频率(Hz))。其中,电源频率为50Hz(周期为0.02秒),逆变器的输出频率为10Hz(周期为0.1秒),转换器侧的载波频率为8kHz,逆变器侧的载波频率为6.4kHz,逆变器的共同分量叠加前的调制率 kh (共同分量叠加前的各相的电压指令 V_{uo}, V_{vo}, V_{wo} 的振幅相对于载波的最大振幅的比例)为0.1。

[0061] 图6表示共同分量 $V_{in}=0$ 的情况。在该情况下,叠加前的调制波 V_{uo} 与叠加后的调制波 V_{u*} 相同。根据此时的零相电压差 ΔV_z 的频率解析结果可以知道,6.4kHz的逆变器载波频率对应的分量为430V。此外,作为电源频率的3倍的频率也就是在二相调制中变化的频率(二相调制的频率)的150Hz所对应分量为95V。

[0062] 图7表示叠加了等于电源频率3倍的频率的正弦波的情况。也就是使二相调制的周期与要叠加的正弦波的周期相一致的情况。并且,还使二相调制的相位与要叠加的波形的相位相一致。具体来说,将从二相调制的第二状态切换成第一状态的定时与正弦波的相位为0度的定时之间的相位差控制成0度(使从二相调制的第二状态切换成第一状态的定时与正弦波的相位为0度的定时相一致)。在此,为了避免出现过调制,将叠加的共同分量 V_{in} 的振幅设定为根据式(4)决定的最大值 V_{inmax} 的一半。由于逆变器的共同分量叠加前的调制率 kh 为0.1,所以在载波振幅为1时,所叠加的正弦波的振幅为0.45。

[0063] $V_{inmax}=1-kh\cdots$ (式4)

[0064] 关于此时的 ΔV_z , 6.4kHz分量对应的 ΔV_z 被降低到378V, 由此可以知道噪音已出现下降。此外150Hz分量对应的 ΔV_z 被降低到了58V, 由此可以知道由零相电压差引起的零相电流的一部分已被抵消。

[0065] 图8表示应用了第一实施例的情况。在此, 将作为共同分量 V_{in} 的矩形波的振幅按照图7的正弦波振幅设定为0.45。此时, 二相调制的周期与要叠加的矩形波形的周期相一致, 频率均为150Hz。此外, 还使二相调制的相位与要叠加的波形的相位相一致。具体来说, 将从二相调制的第二状态切换成第一状态的定时与矩形波形的上升定时之间的相位差控制成0度(使从二相调制的第二状态切换成第一状态的定时与矩形波形的上升定时相一致)。关于此时的 ΔV_z , 6.4kHz分量对应的 ΔV_z 被降低到327V, 比叠加正弦波的情况更低, 由此可以知道噪音被进一步降低。另外, 150Hz分量对应的 ΔV_z 为99V, 比叠加正弦波的情况大, 但与不进行任何叠加的情况相比只上升了很小的量, 可以说与不进行任何叠加的情况基本相同。在一般情况下, 在叠加了150Hz的矩形波时, 零相电压差会相应增大, 而在本实施例中, 由于在逆变器侧的调制波上叠加了周期和相位均与转换器侧的二相调制相同的矩形波作为共同分量, 所以一部分零相电压差得到抵消, 其结果, 与所叠加的矩形波的大小相比, 150Hz分量的上升量小。

[0066] 在图9中示出了图8所示情况的电源的一个周期的转换器11侧的电压 V_{rn} 、 V_{sn} 以及 V_{tn} 的波形、逆变器12侧的载波和调制波 V_u^* 的波形、逆变器12侧的电压 V_{un} (逆变器12侧的相电压 V_u 与负极侧之间的电压)的波形、从 V_{un} 减去直流电压 V_{dc} 的二分之一并进行时间积分而得到的波形以及零相电压差 ΔV_z 的波形。在逆变器11侧, 在通过二相调制而使得 V_{rn} 、 V_{sn} 、 V_{tn} 中的任一相的正极侧开关器件进入保持导通的状态时(图中的 t_1, t_3, t_5), V_u^* 上升, 在 V_{rn} 、 V_{sn} 、 V_{tn} 中的任一相的正极侧开关器件进入保持断开的状态时(图中的 t_2, t_4, t_6), V_u^* 下降。如上所述, 在 V_u^* 为正数的期间, U相的正极侧开关器件导通的比例升高, 从 V_{un} 减去直流电压 V_{dc} 的二分之一($V_{un}-V_{dc}/2$)并进行时间积分而得到的值增加。相反, 在 V_u^* 为负数的期间, U相的正极侧开关器件断开的比例升高, 从 V_{un} 减去直流电压 V_{dc} 的二分之一($V_{un}-V_{dc}/2$)并进行时间积分而得到的值减小。因此, 时间积分值成为上述值交替出现的三角波形状。如此, 由于能够使开关器件的导通和断开的比例变化, 所以能够使开关动作的间隔错开, 由此能够降低6.4kHz分量。此外, 通过使开关动作的间隔错开, 能够降低6.4kHz分量, 从而能够降低进行开关动作时产生的噪音。

[0067] 图7的情况也与图9所说明的情况一样, 通过使开关动作的间隔错开, 能够降低6.4kHz分量, 从而能够获得降低进行开关动作时产生的噪音的效果。

[0068] 图10表示叠加正弦波的情况和叠加本实施例所示的矩形波的情况下的对各个叠加的共同分量 V_{in} 的振幅进行改变后的零相电压差 ΔV_z 进行频率解析而得到的6.4kHz分量和150Hz分量的振幅。横轴表示 V_{in}/V_{inmax} , 纵轴表示通过对零相电压差 ΔV_z 进行频率解析而得到的振幅。此外, 在图10中将不叠加共同分量 V_{in} 的情况的共同分量 V_{in} 的振幅作为0进行了标绘。另外, 在此以叠加矩形波的情况为例进行了说明, 而不是严格意义上的矩形波也具有与矩形波相同的趋势。

[0069] 图10(A)表示共同分量 V_{in} 的相位差为0deg的情况, 图10(B)表示共同分量 V_{in} 的相位差为180deg的情况。在此, 如在图7和图8中所说明的那样, 相位差是指要叠加的波形的相

位(例如在正弦波的情况将从负切换到正的定时定义为相位0度,在矩形状波形的情况将上升定时定义为相位0度)与二相调制的相位(例如将从二相调制的第二状态切换到第一状态的定时定义为相位0度)之间的相位差,在图7和图8的情况,相位差均为0deg。

[0070] 从图10(A)和图10(B)可以知道,通过加大要叠加的共同分量 V_{in} 的振幅,能够减少零相电压差 ΔV_z 中的6.4kHz分量。因此,还能够降低噪音。该效果无论是叠加正弦波还是叠加矩形波均能够获得,但叠加矩形波对降低6.4kHz分量的效果大于叠加正弦波对降低6.4kHz分量的效果。此外,该效果在相位差为180deg时也一样。因此,该效果的获得与转换器的二相调制无关。

[0071] 在此,为了提高噪音的降低效果,可以增大要叠加的共同分量 V_{in} 的振幅,但有必要对该振幅进行控制,以防止出现过调制。因此,能够叠加的振幅的大小存在极限。在正弦波的情况,在要叠加的正弦波的振幅的大小不足于抑制噪音时,可能得不到充分的噪音抑制效果。与此相对,在叠加矩形波的情况下,与叠加正弦波的情况相比,在相同的振幅下,6.4kHz分量的降低效果更大。也就是说,能够获得的噪音降低效果更高。这是因为,在振幅相同的情况,矩形波的基本频率(在此为150Hz)大于正弦波的基本频率的缘故。

[0072] 此外,如图10(A)所示,无论是在叠加正弦波的情况,还是在叠加矩形波的情况,在相位差为0deg时,随着从不叠加的情况(V_{in} 为0的情况)开始增大共同分量 V_{in} 的振幅,150Hz分量在开始时减小,然后转为增大。与此相对,如图10(B)所示,无论是在叠加正弦波的情况,还是在叠加矩形波的情况,在相位差为180deg时,随着共同分量 V_{in} 的振幅的增大,150Hz分量单调增大。由此可以知道,在相位差小的情况,零相电压差的一部分被抵消。

[0073] 因此,作为共同分量 V_{in} ,也可以叠加正弦波,但考虑到防止出现过调制,即使在相同的振幅下也优选叠加能够获得更高的噪音抑制效果的矩形波。此外,作为共同分量 V_{in} 的振幅,可以在既能够充分抑制6.4kHz分量而150Hz分量的恶化影响又可允许的范围内进行选择。

[0074] 以下说明相位差的大小与抵消一部分零相电压差的效果之间的关系。

[0075] 图11(A)表示叠加矩形波的情况下的对作为共同分量 V_{in} 叠加的矩形波的振幅不变($V_{in}/V_{inmax}=0.5$)但相位差不同的情况下的零相电压差 ΔV_z 进行频率解析而得到的6.4kHz分量和150Hz分量的变化。横轴表示相位差(deg),纵轴表示对零相电压差 ΔV_z 进行频率解析而得到的振幅。此外,图11(B)表示叠加矩形波的情况下的对相位差分别为0deg、30deg、45deg、60deg、75deg和90deg时的相对于共同分量 V_{in} 的变化的零相电压差 ΔV_z 进行频率解析而得到的6.4kHz分量和150Hz分量的变化。横轴表示 V_{in}/V_{inmax} ,纵轴表示对零相电压差 ΔV_z 进行频率解析而得到的振幅。

[0076] 图12(A)表示将图11(A)的矩形波叠加改为正弦波叠加时的情况,图12(B)表示将图11(B)的矩形波叠加改为正弦波叠加时的情况。

[0077] 从图12可以知道,与不叠加共同分量 V_{in} 的情况相比,无论相位差的大小如何,均能够获得大致稳定的6.4kHz分量的降低效果。其理由是,相对于共同分量 V_{in} 的矩形波或者正弦波的频率150Hz,逆变器侧的载波的6.4kHz高很多,所以相位的差异不产生影响。从这一点也可以知道,无论是否在转换器侧进行二相调制,均能够获得该效果。

[0078] 另一方面,在150Hz分量的情况下,如图11(B)和图12(B)所示,在相位差为0deg时(也就是如图7、图8以及图9所示那样相位与二相调制的相位相一致时),150Hz分量的最小

值变小。并且,随着相位差变大,150Hz分量的最小值变大。也就是说,从以上的说明可以知道,无论是在叠加正弦波的情况,还是在叠加矩形波的情况,相位差越小,零相电压差的一部分的抵消效果越高。此时,优选相位差为0deg,但如图11(B)和图12(B)所示,当相位差在60deg以内时,与不叠加的情况相比,存在能够缩小150Hz分量的区域,并且在其以外的区域,增加量也不太大。并且,当相位差在30deg以内时,如图11(A)和图12(A)所示,增加的斜率小,所以更优选。

[0079] 以下说明二相调制的频率与要叠加的波形的频率不一致时的情况。

[0080] 图13与表示叠加正弦波的情况的图7相对应,在图13中示出了正弦波的频率为400Hz的情况,其与二相调制的频率(150Hz)不一致。由于频率不一致,所以相位差始终在变动。该情况,与图7相比,6.4kHz分量对应的 ΔV_z 为378V,两者差别不大。另一方面,150Hz分量对应的 ΔV_z 为95V,与图6所示的不叠加的情况相同。此外,在图13中,在400Hz分量处出现了153V这一新的峰值。

[0081] 图14与图8的矩形波叠加相对应,在图14中,矩形波的频率为400Hz,与二相调制的频率(150Hz)不一致。由于频率不一致,所以相位差始终在变动。在该情况,与图8相比,6.4kHz分量对应的 ΔV_z 为327V,两者的差别不大,但与图13的叠加正弦波的情况相比,6.4kHz分量进一步下降。另一方面,150Hz分量对应的 ΔV_z 为95V,与图6所示的不叠加的情况相同。此外,在图14中,在400Hz分量处出现了195V这一新的峰值。

[0082] 从图13和图14可以知道,在6.4kHz分量的情况下,无论所叠加的波形的周期和频率是否与二相调制的周期和频率相一致,与叠加正弦波的情况相比,叠加矩形波能够获得更好的降低效果。在150Hz分量的情况下,已知如果所叠加的波形的周期和频率不与二相调制的周期和频率相一致,则无法获得一部分的零相电压差的抵消效果。

[0083] 以下对上述说明进行总结。

[0084] 首先,作为第一个方面,通过将矩形波作为共同分量叠加在逆变器的各相的调制波上,与叠加正弦波的情况相比,能够更为有效地降低进行开关动作时产生的噪音。这一效果无论是否在转换器进行二相调制均能获得。此外,在进行二相调制的情况下,无论二相调制的频率和相位如何,均能够获得上述效果。也就是说,第一实施例还可以适用于不在转换器侧进行二相调制的情况。

[0085] 此外,作为第二个方面,在转换器采用二相调制方式,在逆变器中,将周期与二相调制的周期相同的正弦波或者矩形波作为共同分量叠加在逆变器的各相的调制波上,并且将要叠加的波形的相位与二相调制的相位之间的相位差控制在60度以内,优选控制在30度以内,更优选控制在0度(使相位一致)。也就是说,在第一实施例中,也可以用叠加正弦波作为共同分量的方式来取代叠加矩形波作为共同分量的方式。由此,能够在抵消一部分由转换器与逆变器的零相电压差而产生的零相电流的同时,降低噪音。其中,作为所叠加的波形,矩形波与正弦波相比,在振幅相同的情况下,能够获得更高的噪音抑制效果。

[0086] 第二实施例

[0087] 图16表示本发明的第二实施例。在此只对与第一实施例不同的部分进行说明,而省略相同部分的说明。在本实施例中,在转换器11和逆变器12中使用相同的载波80来生成PWM控制信号。在图17(A)和图17(B)以及图17(C)中,将载波频率设定为8kHz,并且分别示出

了(A)不对逆变器侧的调制波进行任何叠加的情况、(B)如专利文献1所示在逆变器侧的调制波上叠加了正弦波作为共同分量 V_{in} 的情况(与专利文献1不同的是在此还对转换器作出了考虑)以及(C)如本实施例所示在逆变器侧调制波上叠加了矩形波作为共同分量 V_{in} 的情况下的转换器侧的零相电压与逆变器侧之间的零相电压的零相电压差 ΔV_z (零相电压差)的频率解析(FFT解析)的结果。在图17中,横轴表示频率(Hz),纵轴表示零相电压差 ΔV_z 的振幅。在此,由于转换器11和逆变器12的载波频率均为8kHz,所以8kHz分量和150kHz分量变得显著。在8kHz分量的情况,与第一实施例一样,与不进行叠加的情况相比,通过叠加正弦波,能够降低零相电压差的振幅,并且通过叠加矩形波,与叠加正弦波的情况相比,能够进一步降低零相电压差的振幅。150kHz分量的情况与第一实施例的情况相同。此外,在本实施例中,在载波频率的2倍附近的16kHz处振幅变大,但由于人的耳朵对该频率产生的噪音的灵敏度低,所以与8kHz相比,不会发生大的问题。

[0088] 如上所述,在转换器11和逆变器12中采用相同的载波80的情况下,可以获得与第一实施例相同的效果。

[0089] 第三实施例

[0090] 图18表示本发明的第三实施例。在本实施例中,由于需要选择逆变器12侧的PWM生成部分812的调制波 V_{u*}, V_{v*}, V_{w*} ,所以设置有模式选择部分84。在以可变速方式驱动作为逆变器12的负荷的电动机22的情况下,在电动机22的速度比低速区域快的速度区域,例如速度检测器71的速度信息大于规定的阈值的区域、或者作为逆变器12的输出的交流的频率大于规定阈值的区域、或者在逆变器控制器72中算出的 V_{uo}, V_{vo}, V_{wo} 的调制率大于规定阈值的区域中,即使除了在转换器11进行二相调制以外,还在逆变器12侧采用二相调制进行驱动,产生窄幅脉冲的可能性也不大,所以能够在逆变器12侧采用二相调制方式。另一方面,作为共同分量 V_{in} 叠加的矩形波的振幅的最大值受到(式4)的限制,所以随着调制率变高,能够叠加的矩形波的振幅范围变窄,此时,即使进行矩形波叠加,也难以获得充分的效果。

[0091] 因此,(1)在电动机22处于低速区域(作为低速区域的判断条件,例如速度检测器71的速度信息在规定阈值以下的区域、作为逆变器12的输出的交流的频率在规定阈值以下的区域或者在逆变器控制器72中算出的 V_{uo}, V_{vo}, V_{wo} 的调制率在规定阈值以下的区域)时,与第一实施例一样,采用三相调制方式对逆变器12进行控制,并且进行矩形波叠加,而在(2)在比低速区域快的速度区域中,停止叠加矩形波,同时对逆变器12进行二相调制。具体来说,在将载波切换成与转换器11侧相同的载波801的同时,将逆变器侧调制波切换成通过二相调制部分73对来自逆变器控制器72的各相的电压指令 V_{uo}, V_{vo}, V_{wo} 进行二相调制而得到的 V_{u2}, V_{v2} 和 V_{w2} ,并将其输入PWM生成部分812,由此来生成栅极驱动信号 S_u, S_v, S_w 。为此,无论在哪个速度区域进行驱动,均能够抑制损耗,并且不会出现显著的噪音。

[0092] 在本实施例中,在判断(1)低速区域和(2)其他区域时,例如使用作为逆变器12的输出的交流的频率或者调制率、速度检测器71的速度信息。其中,由于调制率是在PWM控制器8中生成的,所以有利于构成控制电路。

[0093] 第四实施例

[0094] 第四实施例是将第一实施例至第三实施例应用于电梯时的实施例。电动机22是在电梯的卷扬机中使用的电动机22,通过该电动机22来驱动未图示的电梯轿厢。

[0095] 以上对本发明的实施例进行了说明,在上述各个实施例中说明的结构只不过是一个示例,本发明能够在不脱离其技术思想的范围内适当进行变更。此外,在各个实施例中进行说明的结构,只要彼此之间不产生矛盾,也可以组合使用。

[0096] 符号说明

[0097] 11:PWM整流电路(转换器)

[0098] 12:逆变器

[0099] 21:三相电源

[0100] 22:三相电动机

[0101] 31,32:栅极驱动电路

[0102] 41:平滑电容器

[0103] 42:转换器控制器

[0104] 5:滤波电路

[0105] 51,52:电抗器

[0106] 53:电容器

[0107] 61,62:电流检测器

[0108] 7:速度控制器

[0109] 71:速度检测器

[0110] 72:逆变器控制器

[0111] 8:PWM控制器

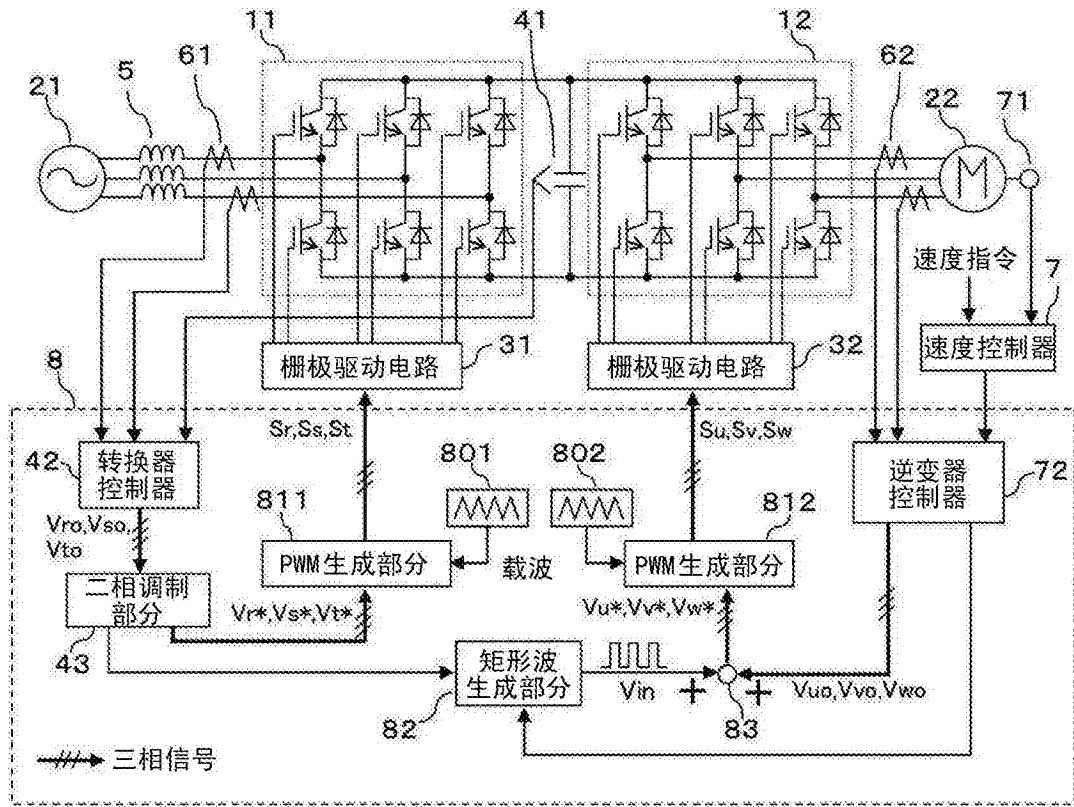


图1

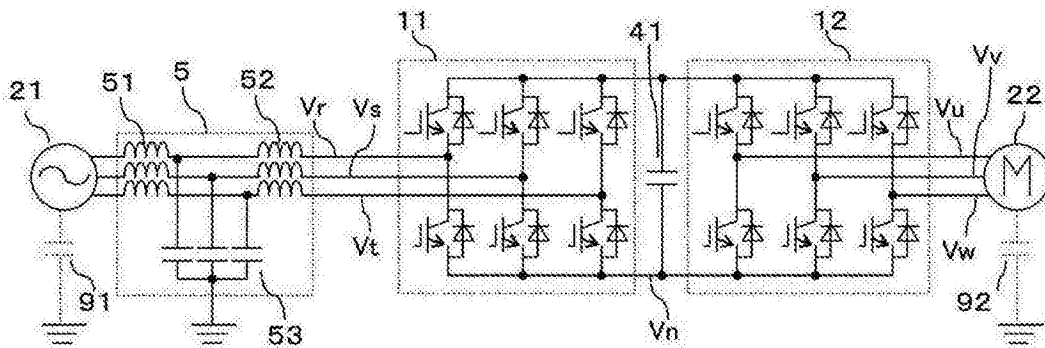


图2

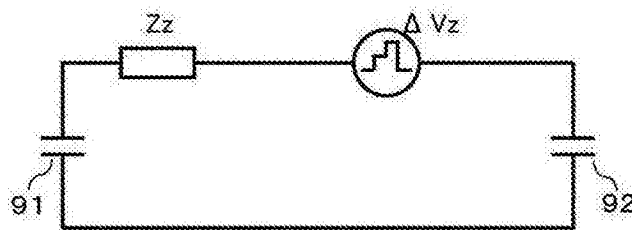


图3

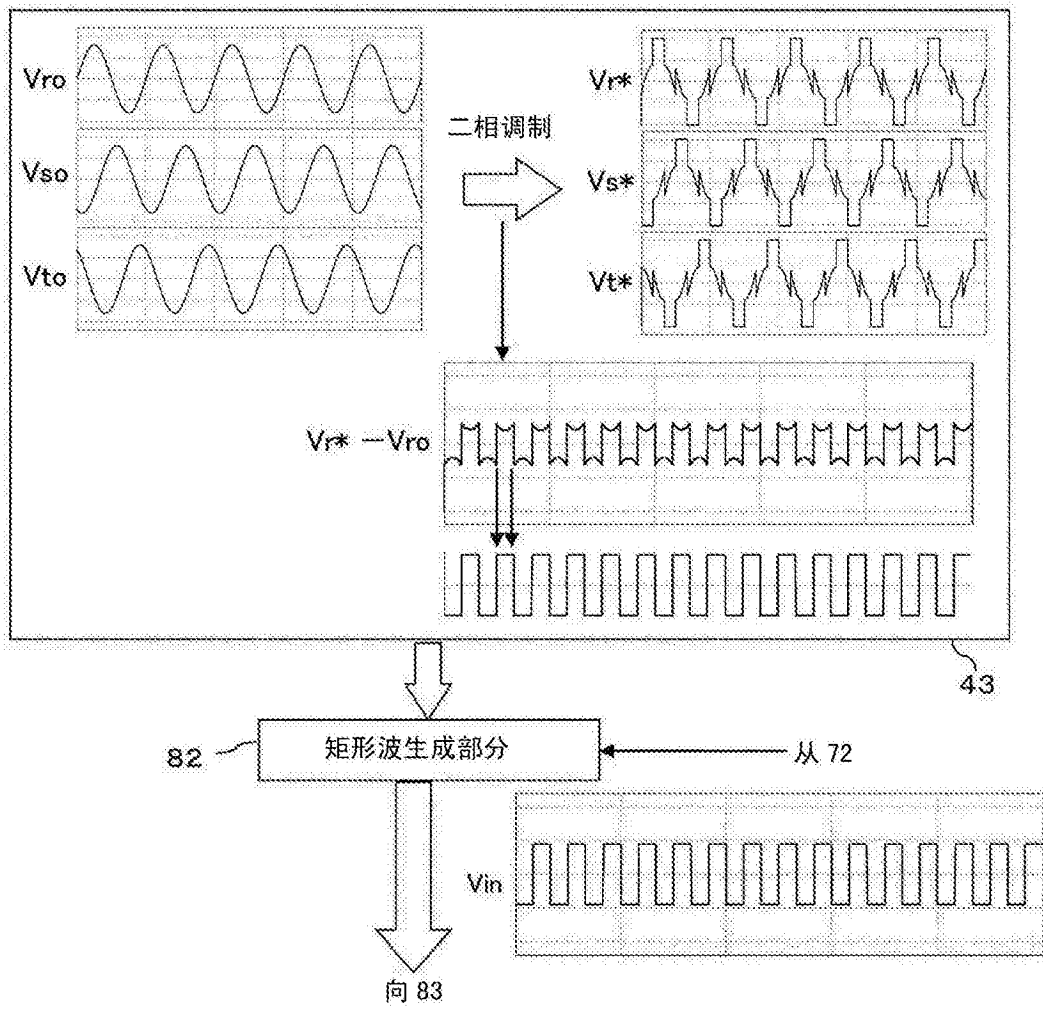


图4

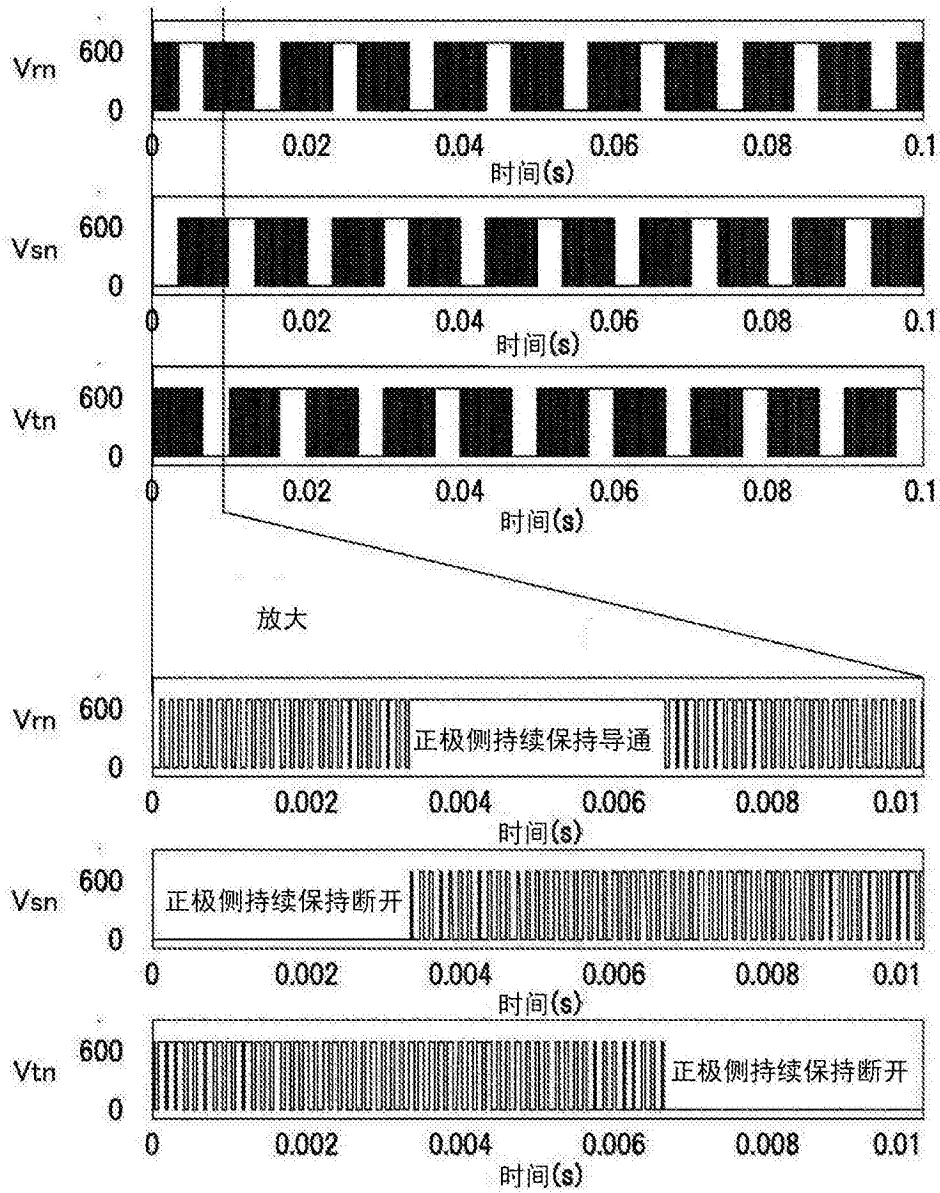


图5

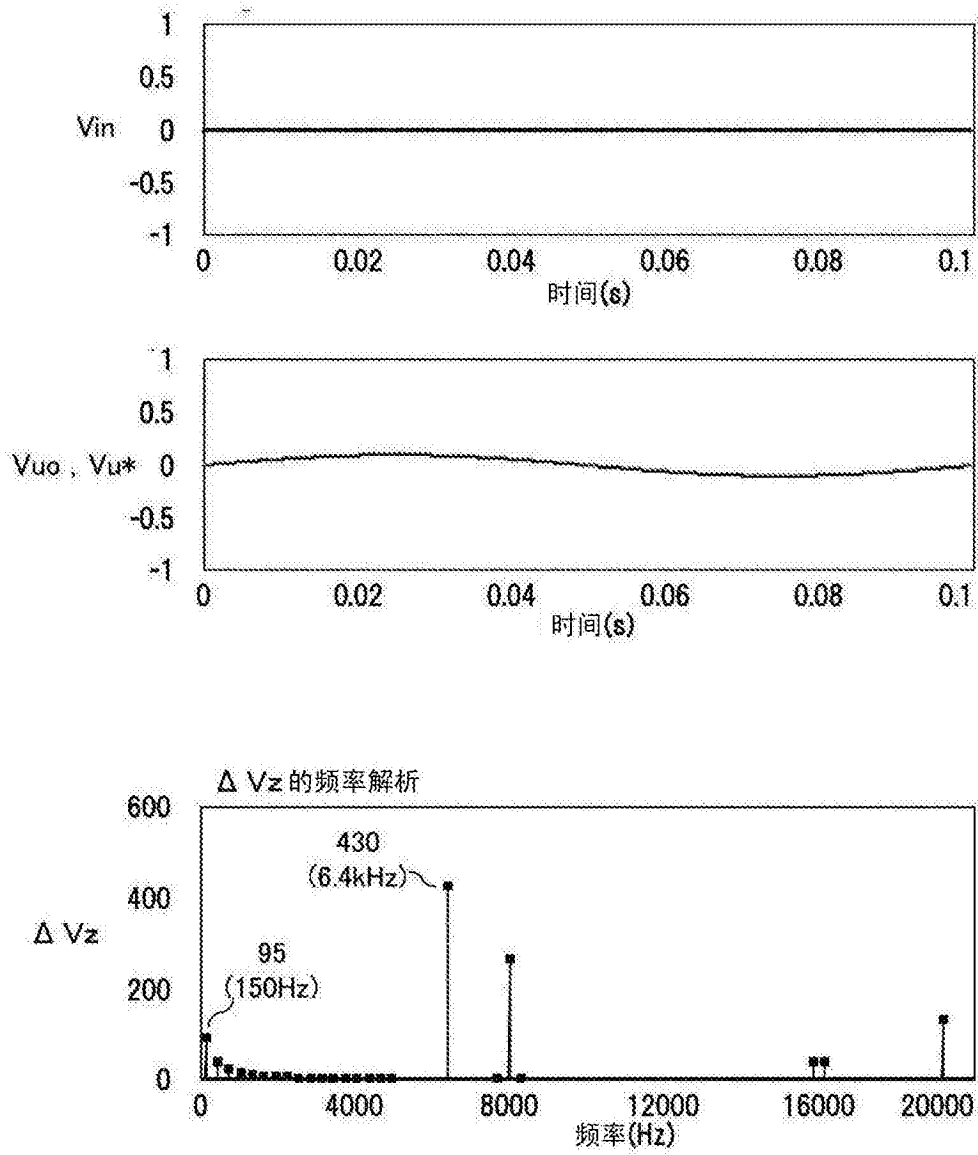


图6

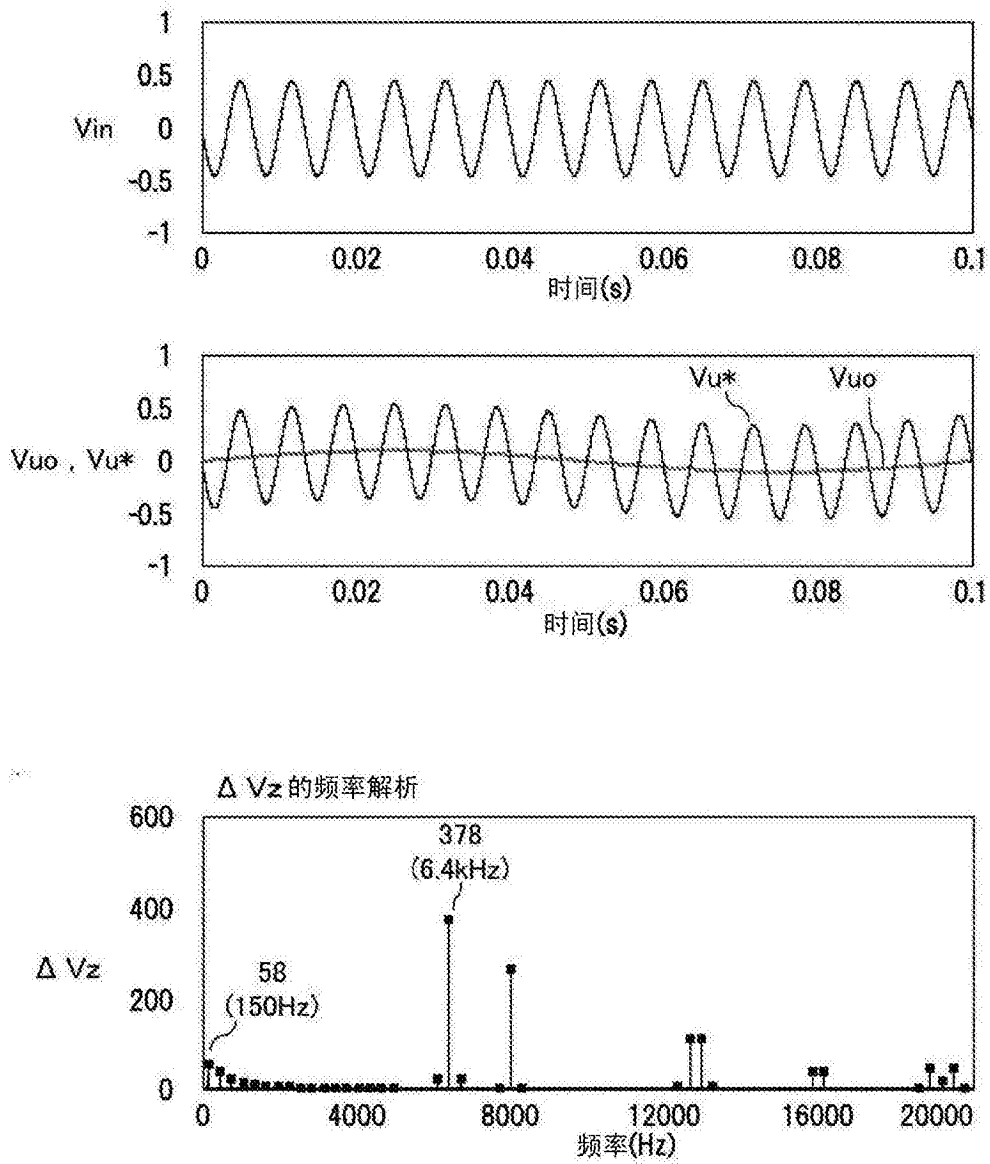


图7

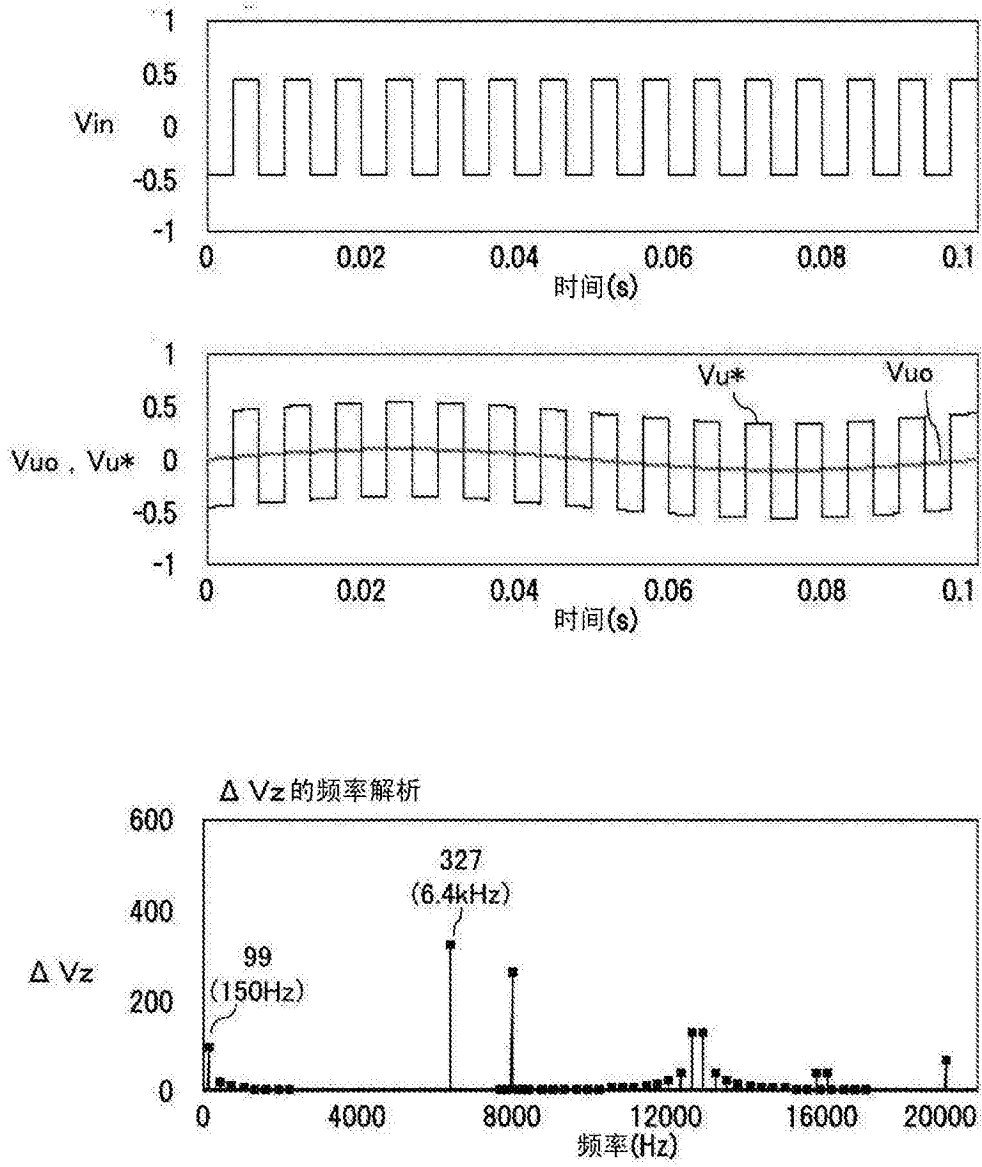


图8

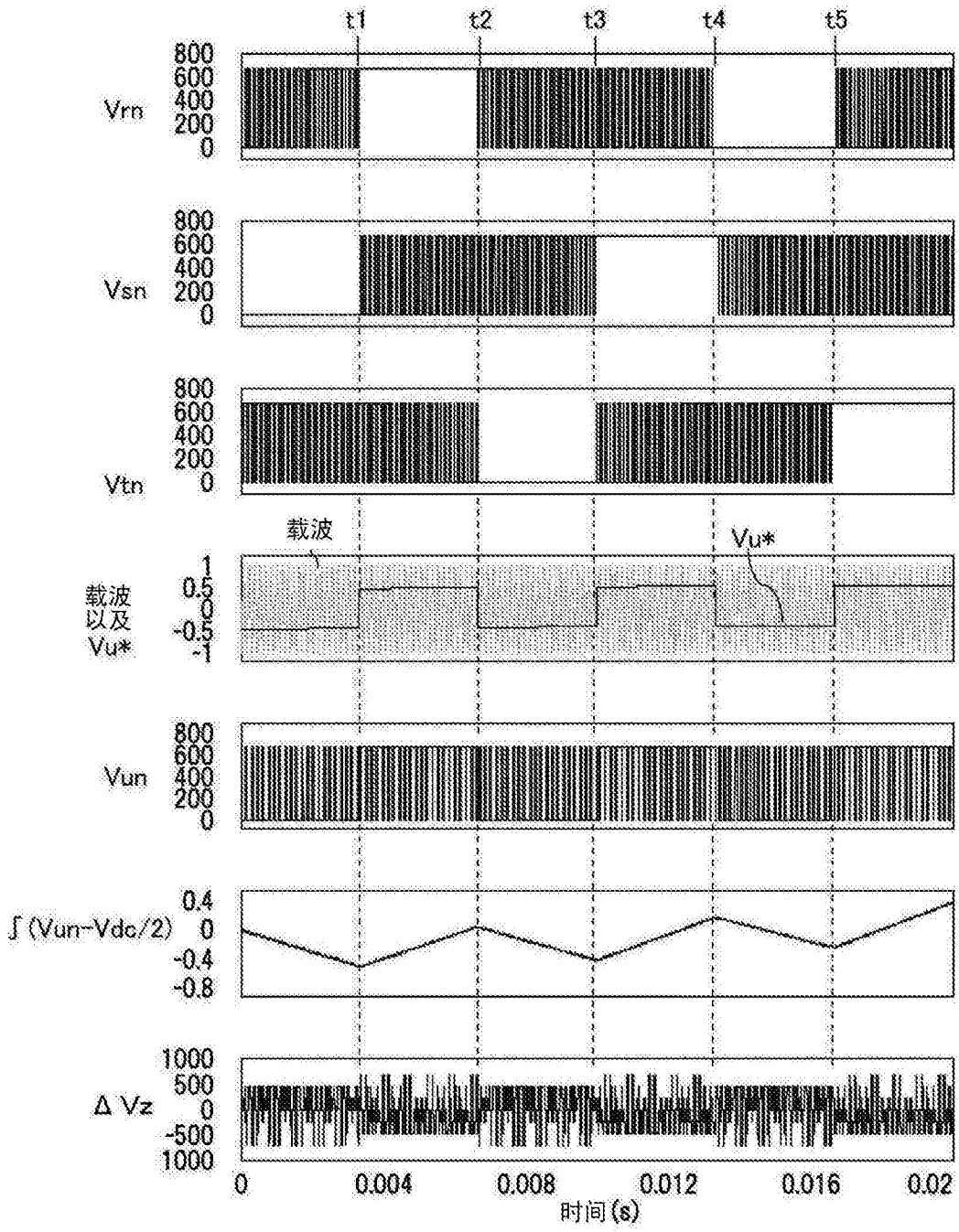


图9

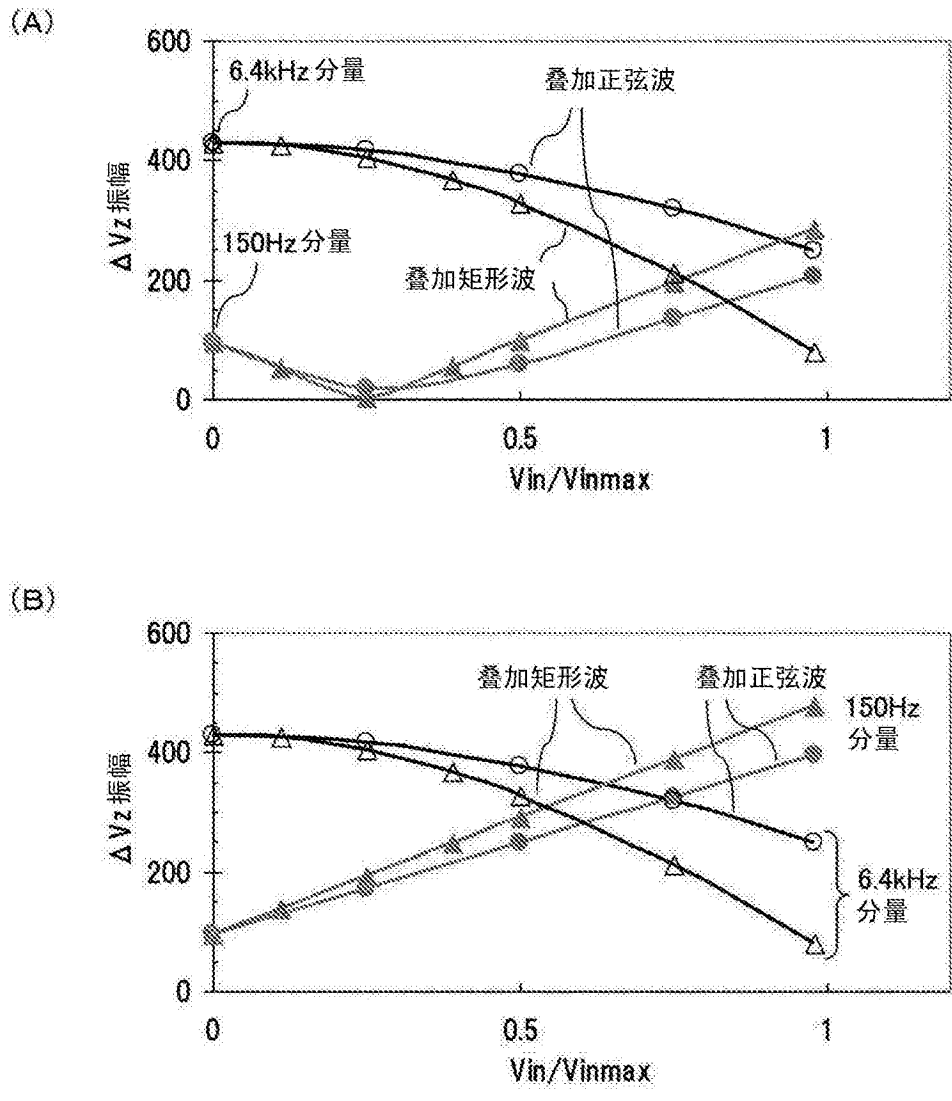


图10

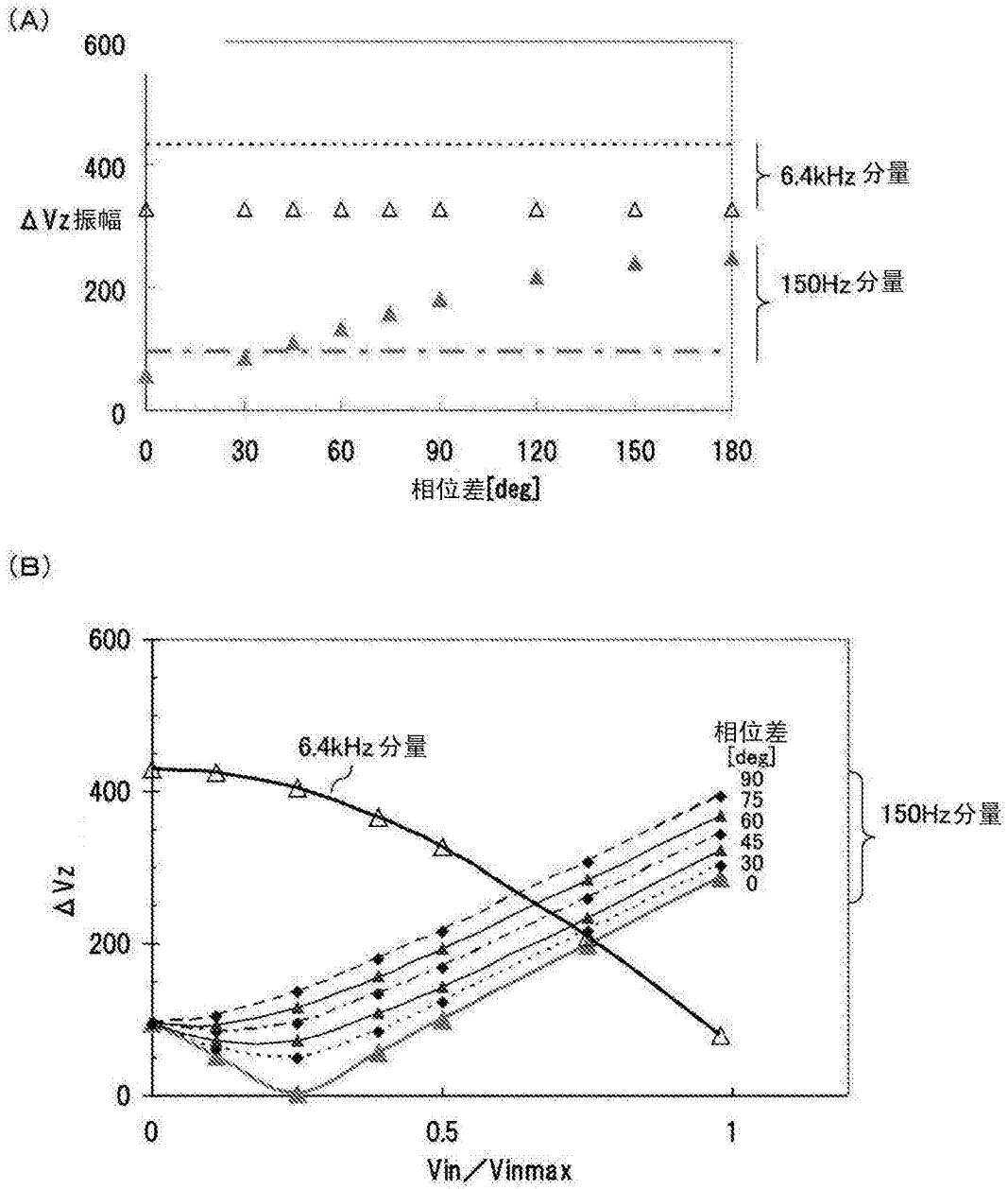


图11

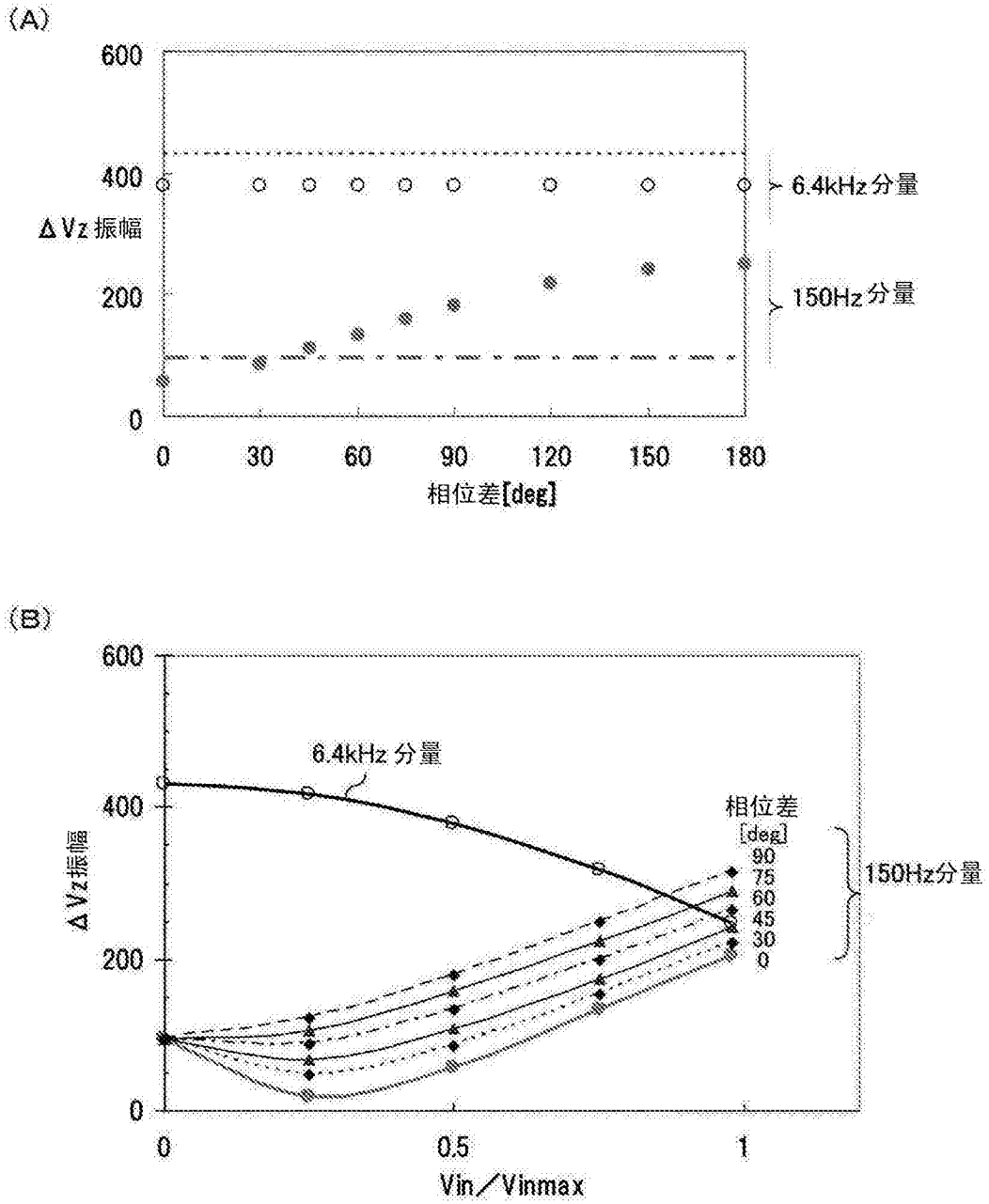


图12

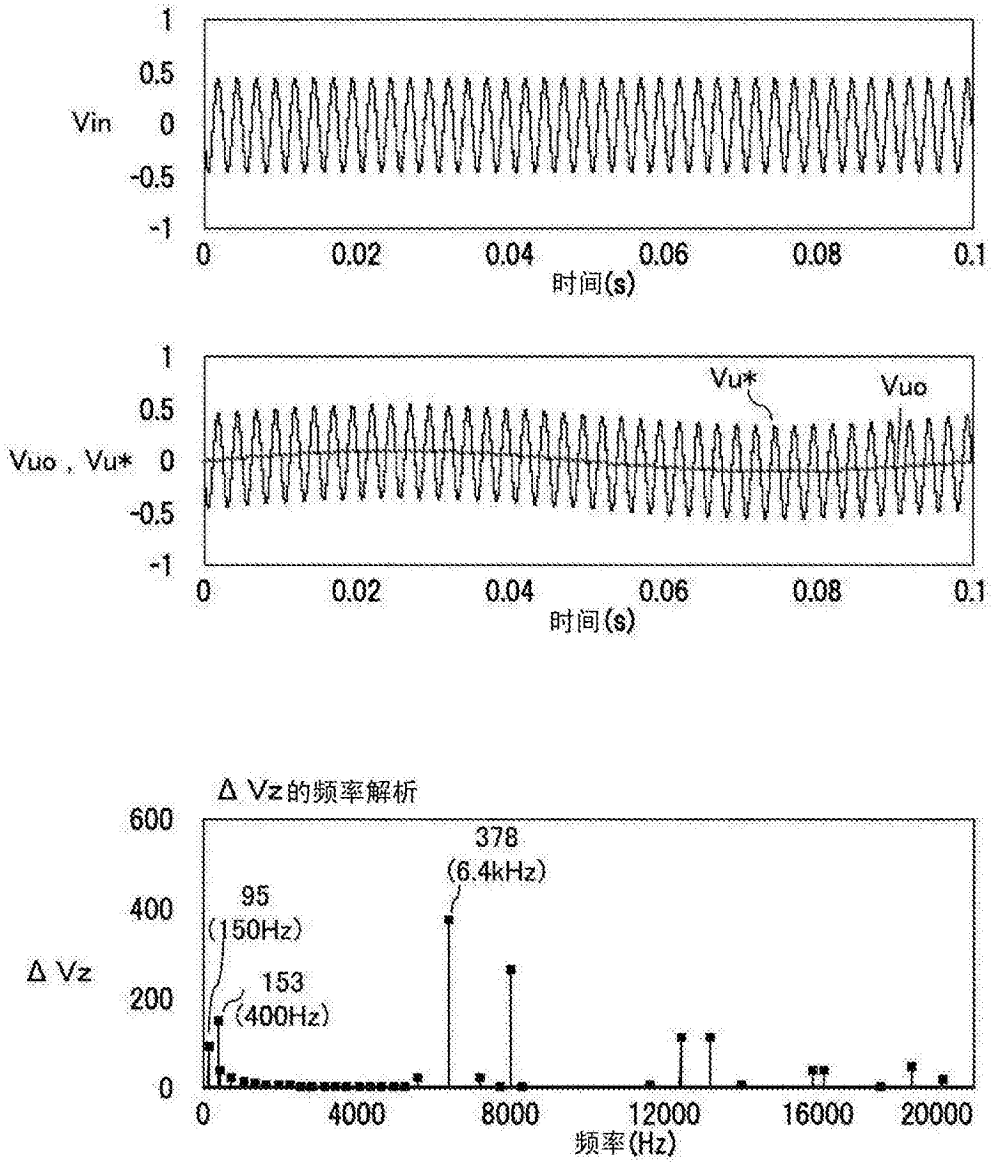


图13

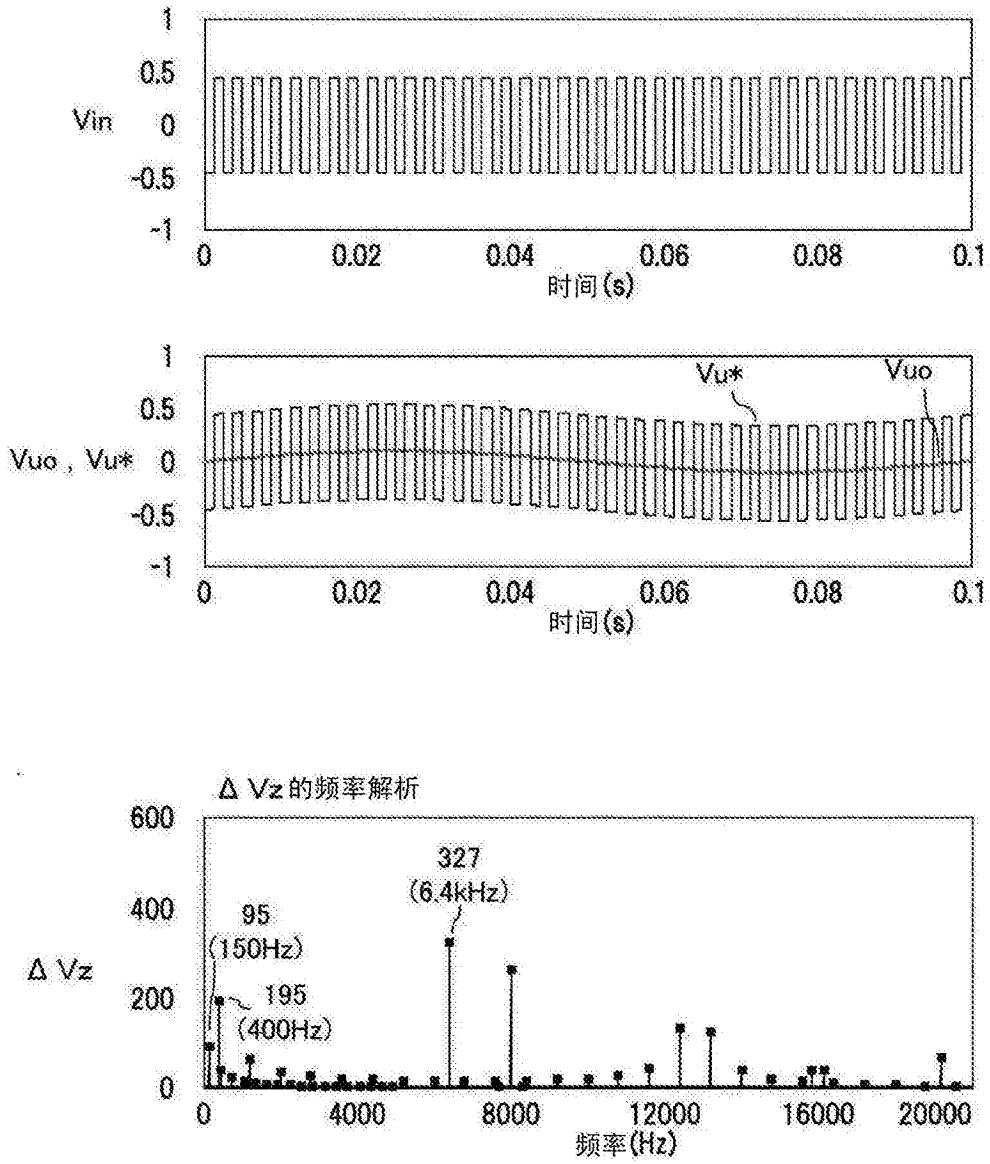


图14

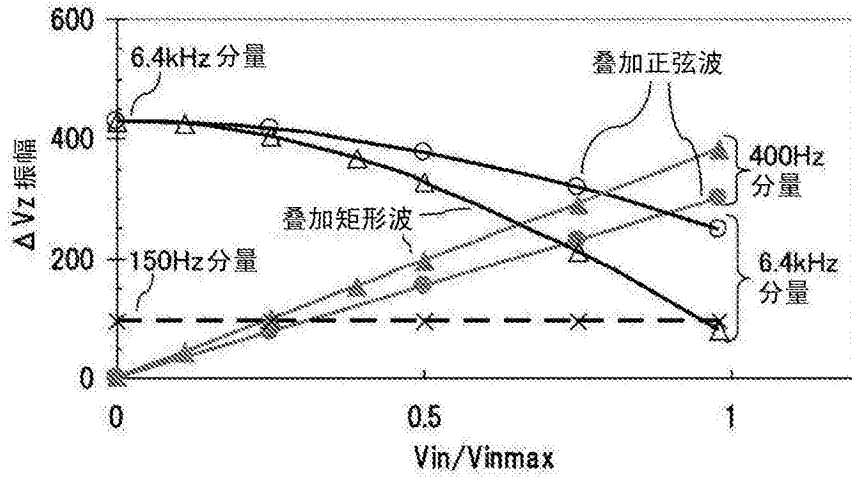


图15

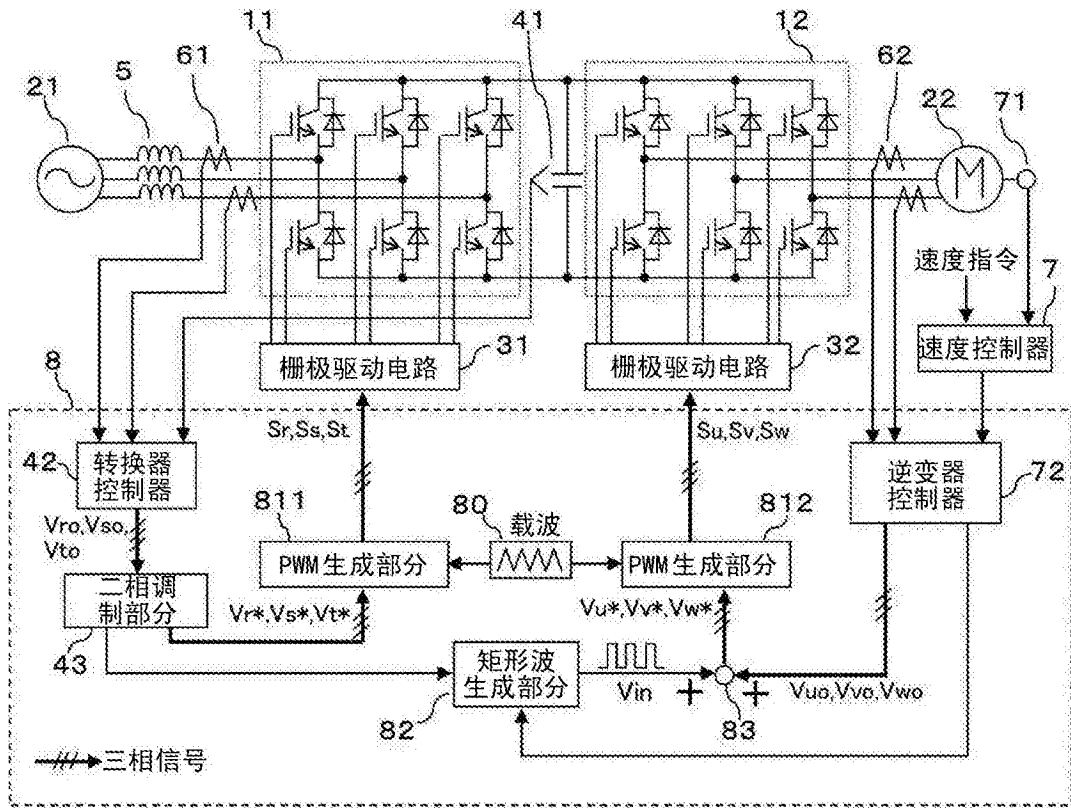


图16

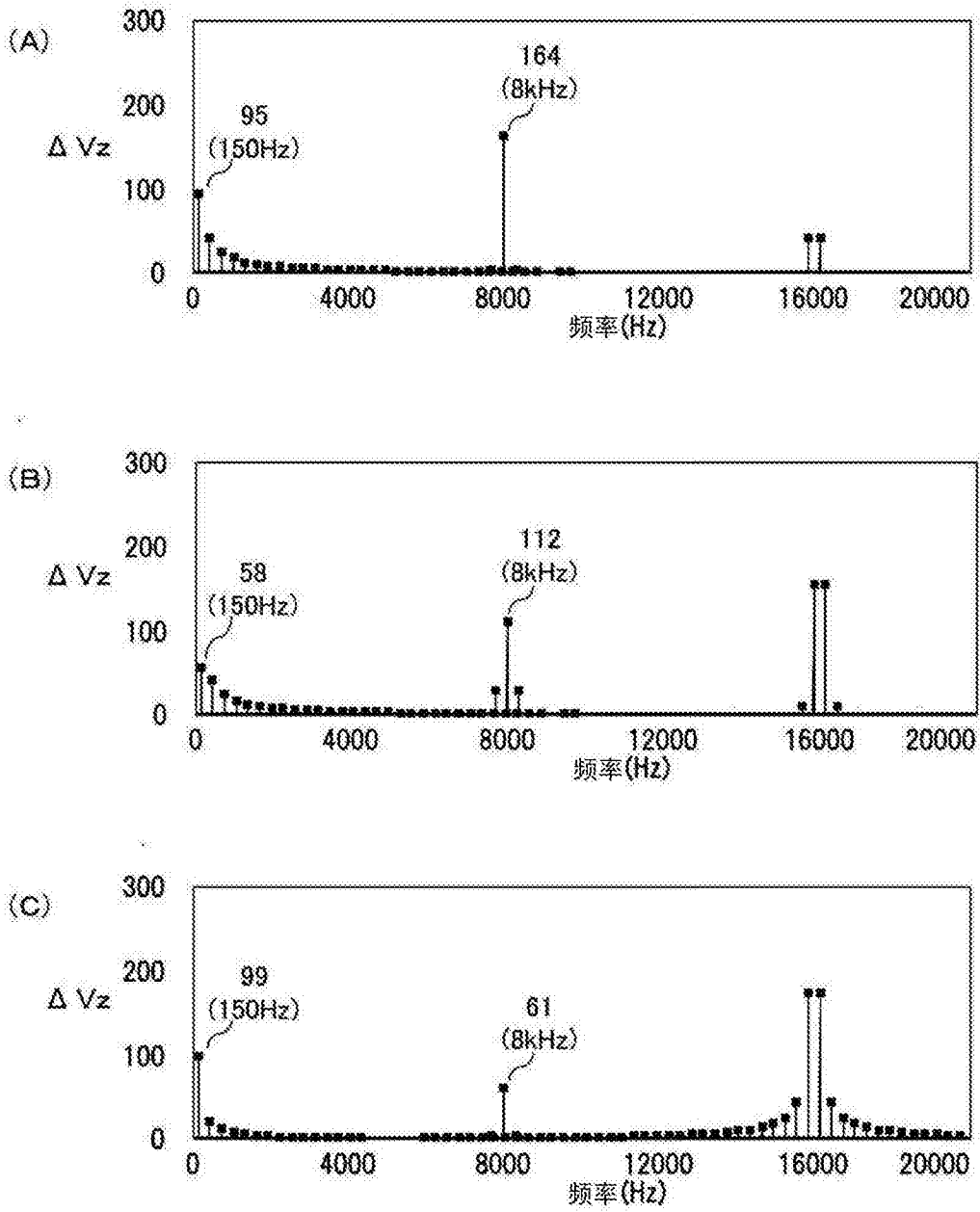


图17

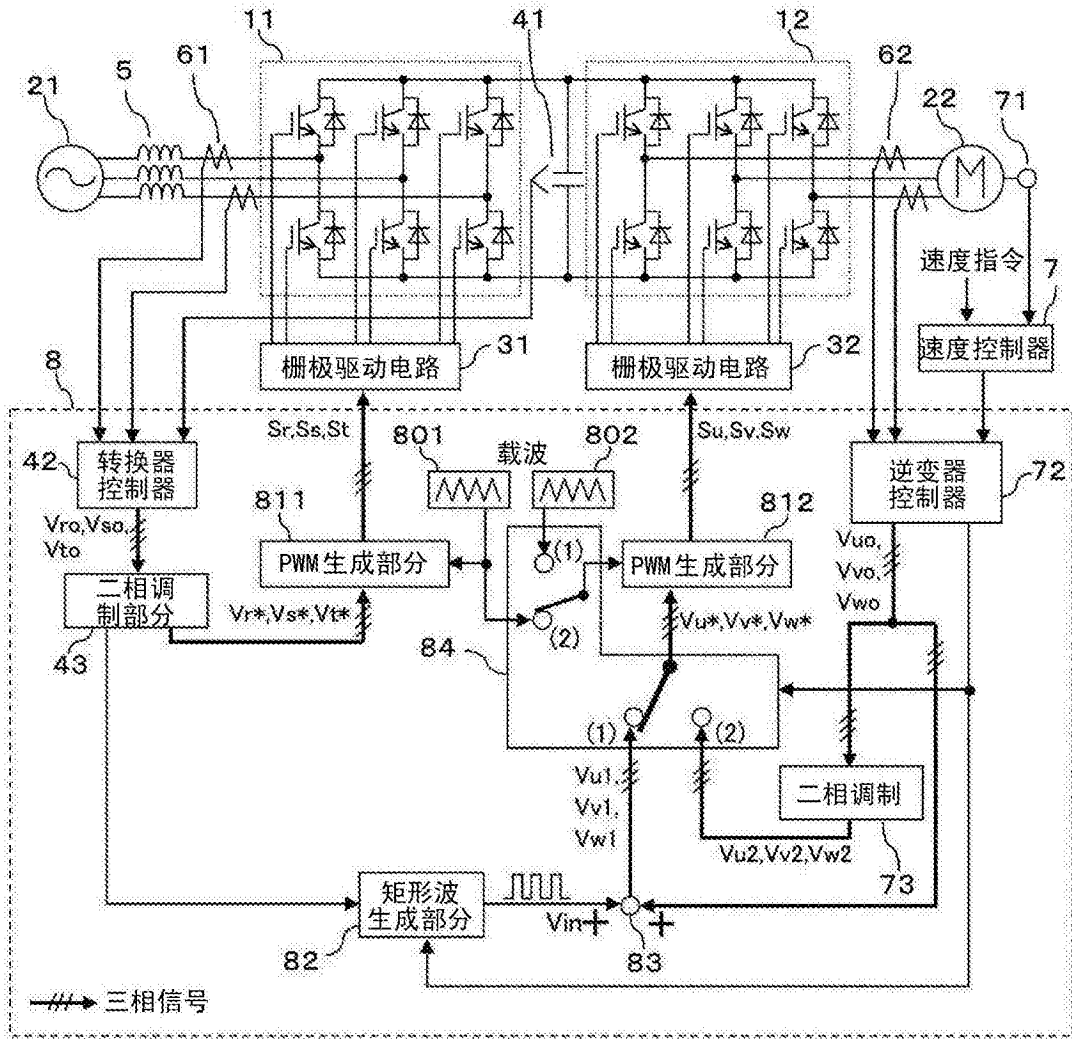


图18