



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103314513 B

(45) 授权公告日 2015. 09. 30

(21) 申请号 201280005508. X

H02P 21/05(2006. 01)

(22) 申请日 2012. 01. 18

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

2011-007818 2011. 01. 18 JP

CN 101385224 A, 2009. 03. 11, 全文.

CN 101416379 A, 2009. 04. 22, 全文.

CN 1265784 A, 2000. 09. 06, 全文.

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2013. 07. 16

JP 特开 2005-130666 A, 2005. 05. 19, 说明书第 0047 段至第 0105 段, 附图 1-7.

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/JP2012/000273 2012. 01. 18

US 2001/0051041 A1, 2001. 12. 13, 全文.

(87) PCT国际申请的公布数据

W02012/098873 JA 2012. 07. 26

审查员 姜婷婷

(73) 专利权人 大金工业株式会社

地址 日本大阪府大阪市

(72) 发明人 关本守满 谷口智勇 日比野宽

前田敏行

(74) 专利代理机构 北京三友知识产权代理有限公司

11127

代理人 李辉 黄纶伟

(51) Int. Cl.

H02M 1/12(2006. 01)

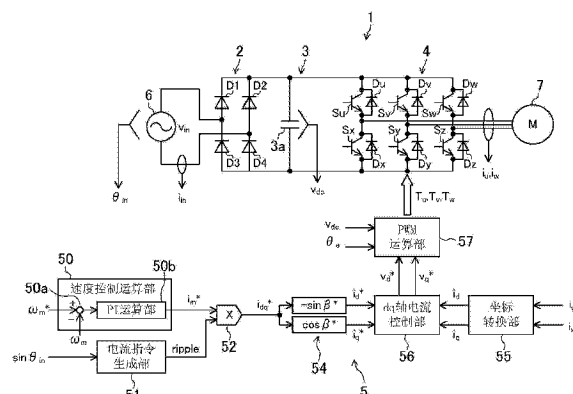
权利要求书1页 说明书9页 附图3页

(54) 发明名称

功率转换装置

(57) 摘要

设置具有与交直流转换电路 (2) 的输出侧并联的电容器 (3a) 并输出脉动的直流链电压 (v_{dc}) 的直流链部 (3)。设置利用开关将直流链部 (3) 的输出转换成交流后供给相连的马达 (7) 的直交流转换电路 (4)。设置控制部 (5), 该控制部 (5) 对直交流转换电路 (4) 的开关进行控制, 使得马达电流 (i_u 、 i_v 、 i_w) 与电源电压 (v_{in}) 的脉动同步地脉动。利用控制部 (5), 根据马达 (7) 的负载或者所述马达 (7) 的运转状态, 控制直交流转换电路 (4) 的开关, 使马达电流 (i_u 、 i_v 、 i_w) 的脉动振幅减小。



1. 一种功率转换装置,其包括交直流转换电路(2)、直流链部(3)、直交流转换电路(4)及控制部(5),该交直流转换电路(2)对交流电源(6)的电源电压(v_{in})进行全波整流,该直流链部(3)具有与所述交直流转换电路(2)的输出侧并联的电容器(3a),并输出脉动的直流电压(v_{dc}),该直交流转换电路(4)利用开关将所述直流链部(3)的输出转换成交流后,供给所连接的马达(7),该控制部(5)对所述开关进行控制,使得所述马达(7)的电流(i_u 、 i_v 、 i_w)与所述电源电压(v_{in})的脉动同步地脉动,其特征在于:

所述控制部(5)响应于所述马达(7)的负载的降低对所述开关进行控制,使所述电流(i_u 、 i_v 、 i_w)的脉动振幅减小。

2. 根据权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于:

所述控制部(5)根据所述马达(7)的电流(i_u 、 i_v 、 i_w)、功率、速度(ω_m)以及转矩中的至少一种,使所述脉动振幅减小。

3. 根据权利要求1或2所述的功率转换装置,其特征在于:

所述控制部(5)边控制所述开关使得所述直流电压(v_{dc})大于零,边减小所述脉动振幅。

4. 根据权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于:

所述控制部(5)在所述马达(7)启动时使所述脉动振幅减小。

5. 根据权利要求4所述的功率转换装置,其特征在于:

所述控制部(5)在所述马达(7)启动以后使所述脉动振幅逐渐地增大。

6. 根据权利要求1所述的功率转换装置,其特征在于:

所述控制部(5)包括电流控制器(56),该电流控制器(56)利用比例控制、积分控制及微分控制中的至少一种控制进行控制,使得所述电流(i_u 、 i_v 、 i_w)的指令值(i_d^* 、 i_q^*)与实际电流值(i_d 、 i_q)之间的偏差减小,该电流控制器(56)在使所述脉动振幅减小时使所述控制的控制增益发生变化。

功率转换装置

技术领域

[0001] 本发明涉及一种利用开关将所输入的电转换成规定电的功率转换装置。

背景技术

[0002] 包括交直流转换电路和直交流转换电路的功率转换装置可以构成：在直流链部设置电容较小的电容器，使直流链电压产生脉动（波纹），并且使负载的电流与所述直流链电压同步地脉动，从而增加输入电流的导电宽度（conduction width）以实现功率因数的改善（例如参照专利文献 1、专利文献 2 及非专利文献 1）。

[0003] 专利文献 1：日本公开特许公报特开 2002-51589 号公报

[0004] 专利文献 2：日本公开特许公报特开 2005-130666 号公报

[0005] 非专利文献 1：芳贺、齐藤、高桥，“单相二极管整流电路的无电解电容器型高功率因数直交流转换控制法”，平成 15 年电气学会全国大会论文集 4-069（平成 15 年 3 月），P. 99

发明内容

[0006] 一发明所要解决的技术问题—

[0007] 然而，在上述示例中，使作为负载连接的马达的电流下降到零附近为止，从而产生较大的电流脉动。为此，在上述示例中，马达电流的有效值就有可能增大而导致马达效率下降。

[0008] 本发明正是鉴于所述问题而完成的，其目的在于：在功率转换装置中，能够谋求改善功率因数，并能够改善作为负载连接的马达的效率。

[0009] 一用以解决技术问题的技术方案—

[0010] 为了解决上述问题，第一方面的发明涉及一种功率转换装置，其包括交直流转换电路 2、直流链部 3、直交流转换电路 4 及控制部 5，该交直流转换电路 2 对交流电源 6 的电源电压 v_{in} 进行全波整流，该直流链部 3 具有与所述交直流转换电路 2 的输出侧并联的电容器 3a，并输出脉动的直流电压 v_{dc} ，该直交流转换电路 4 利用开关将所述直流链部 3 的输出转换成交流后，供给所连接的马达 7，该控制部 5 对所述开关进行控制，使得所述马达 7 的电流 i_u 、 i_v 、 i_w 与所述电源电压 v_{in} 的脉动同步地脉动，其特征在于：所述控制部 5 根据所述马达 7 的负载或者所述马达 7 的运转状态对所述开关进行控制，使所述电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅减小。

[0011] 在该结构下，设定电容器 3a 的电容，使得直流链电压 v_{dc} 产生更大的脉动，因而交直流转换电路 2 的电流导电宽度增大，从而能够改善功率因数。还有，因为对直交流转换电路 4 中的开关进行控制，使得马达 7 的电流 i_u 、 i_v 、 i_w 与电源电压 v_{in} 的脉动同步地脉动，所以自交流电源 6 向功率转换装置 1 输入的输入电流 i_{in} 的高次谐波得以减少。因为根据与直交流转换电路 4 相连的马达 7 的负载或者马达 7 的运转状态，使所述电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅减小，所以流经马达 7 的电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的有效值减小。

[0012] 第二方面的发明是这样的，在第一方面的发明所涉及的功率转换装置中，其特征

在于：所述控制部 5 根据所述马达 7 的电流 i_u 、 i_v 、 i_w 、功率、速度 ω_m 以及转矩中的至少一种，使所述脉动振幅减小。

[0013] 若使用所述马达 7 的电流 i_u 、 i_v 、 i_w 、功率、速度 ω_m 以及转矩中的任一者，就能检测出因所述马达 7 而在所述直交流换电路 4 中产生的负载的大小。因此，在该结构下，利用上述检测值中的任一个或者上述检测值的组合，对所述电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅加以控制。并且，现有的功率转换装置中大多设置有检测机构，因而很容易就能检测出输入交流的相位角 θ_{in} 、马达 7 的电流 i_u 、 i_v 、 i_w 、速度 ω_m 以及转矩。

[0014] 第三方面的发明是这样的，在第一或者第二方面的发明所涉及的功率转换装置中，其特征在于：所述控制部 5 边控制所述开关使得所述直流电压 v_{dc} 大于零，边减小所述脉动振幅。

[0015] 在该结构下，控制部 5 对所述开关进行控制，使得所述直流链电压 v_{dc} 大于零。为此，当采用所谓的分流 (shunt) 方式作为马达 7 的电流检测方法时，能可靠地检测出直交流换电路 4 的开关状态。

[0016] 第四方面的发明是这样的，在第一方面的发明所涉及的功率转换装置中，其特征在于：所述控制部 5 在所述马达 7 启动时使所述脉动振幅减小。

[0017] 在该结构下，因为当马达 7 启动之际使脉动振幅减小，所以能够将启动时马达 7 的转矩控制在一定值上。

[0018] 第五方面的发明是这样的，在第四方面的发明所涉及的功率转换装置中，其特征在于：所述控制部 5 在所述马达 7 启动以后使所述脉动振幅逐渐地增大。

[0019] 在该结构下，当马达 7 启动后，利用马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动，使得由交流电源 6 向功率转换装置 1 输入的输入电流 i_{in} 的高次谐波减少。

[0020] 第六方面的发明是这样的，在第一至第五方面中的任一方面的发明所涉及的功率转换装置中，其特征在于：所述控制部 5 包括电流控制器 56，该电流控制器 56 利用比例控制、积分控制及微分控制中的至少一种控制进行控制，使得所述电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的指令值 i_d^* 、 i_q^* 与实际电流值 i_d 、 i_q 之间的偏差减小，该电流控制器 56 在使所述脉动振幅减小时使所述控制的控制增益发生变化。

[0021] 在该结构下，利用比例控制、积分控制以及微分控制中的至少一种控制，对马达 7 的电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅进行控制。

[0022] 一发明的效果—

[0023] 根据第一方面的发明，当所连接的马达 7 的负载小于规定值时，流经所述马达 7 的电流的有效值减小，因而能够改善所述马达 7 的效率。也就是说，在本发明中，既能改善功率因数又能改善所述马达 7 的效率。

[0024] 根据第二方面的发明，因为很容易就能检测出加在直交流换电路 4 上的负载，所以很容易对所述脉动振幅进行控制。

[0025] 根据第三方面的发明，当采用所谓的分流方式作为马达 7 的电流检测方法时，因为能够可靠地检测出直交流换电路 4 的开关状态，所以能够可靠地对马达 7 的电流值进行控制。

[0026] 根据第四方面的发明，因为能够将启动时马达 7 的转矩控制在一定值上，所以能够稳定地对马达 7 进行控制。还能够抑制启动时效率下降。

[0027] 根据第五方面的发明,因为由交流电源 6 向功率转换装置 1 输入的输入电流 i_{in} 的高次谐波减少,所以在马达 7 启动后能够对功率因数进行改善。

[0028] 根据第六方面的发明,因为在一般情况下是利用直交流转换电路 4 所具有的电流控制器 56 来控制马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅,所以很容易就能够实现对所述脉动振幅的控制。

附图说明

[0029] 图 1 是表示本发明的第一实施方式所涉及的功率转换装置之结构的方框图。

[0030] 图 2 是表示在下述式 (1) 中 $k = 1$ 时的直流链电压与驱动电流指令值的波形的图。

[0031] 图 3 是表示在下述式 (1) 中 k 小于 1 时的直流链电压与驱动电流指令值的波形的图。

[0032] 图 4 是表示波动量与负载之间的关系时序图。

[0033] 图 5 是表示马达启动时波动量与 dq 轴电流控制部中的控制增益之间的关系时序图。

具体实施方式

[0034] 下面,参照附图对本发明的实施方式进行说明。此外,以下实施方式是本质上优选的示例,并没有意图对本发明、其应用对象或其用途的范围加以限制。

[0035] (发明的第一实施方式)

[0036] (结构)

[0037] 图 1 是表示本发明的第一实施方式所涉及的功率转换装置 1 的结构的方框图。如图 1 所示,功率转换装置 1 包括:交直流转换电路 2、直流链部 3、直交流转换电路 4 及控制部 5,将由单相交流电源 6 提供的交流电转换成规定频率的电后供给马达 7。此外,本实施方式的马达 7 是三相交流马达,用以驱动设置在空调机的制冷剂回路中的压缩机。

[0038] <交直流转换电路 2>

[0039] 交直流转换电路 2 与交流电源 6 相连,将交流电源 6 输出的交流电经全波整流成直流电。在该示例中,交直流转换电路 2 是由多个(在本实施方式中为四个)二极管 D1 ~ D4 桥式连结而成的二极管电桥电路。这些二极管 D1 ~ D4 对交流电源 6 的交流电压进行全波整流而转换成直流电压。

[0040] <直流链部 3>

[0041] 直流链部 3 包括电容器 3a。电容器 3a 与交直流转换电路 2 的输出侧并联,在该电容器 3a 的两端产生的直流电压(直流链电压 v_{dc})与直交流转换电路 4 的输入节点连接。电容器 3a 由例如薄膜电容器构成。该电容器 3a 具有:在直交流转换电路 4 的开关元件(后述)进行开关动作时能够仅对与开关频率相对应着产生的波纹电压(电压波动)进行平滑的静电电容。也就是说,电容器 3a 是不具有能对已由交直流转换电路 2 整流过的电压(起因于电源电压的电压波动)进行平滑的静电电容的小电容电容器。为此,直流链部 3 输出的直流链电压 v_{dc} 具有其最大值在其最小值的 2 倍以上的较大的脉动。

[0042] <直交流转换电路 4>

[0043] 直交流转换电路 4 的输入节点与直流链部 3 的电容器 3a 并联,该直交流转换电路

4 利用开关将直流链部 3 的输出转换成三相交流电后,供给相连的马达 7。本实施方式的直交流转换电路 4 由多个开关元件桥式连结而成。由于该直交流转换电路 4 将三相交流电向马达 7 输出,因而具有六个开关元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 。具体而言,直交流转换电路 4 包括三个开关桥臂 (switching leg),每个开关桥臂由两个开关元件彼此串联而成,在各个开关桥臂中上臂开关元件 S_u 、 S_v 、 S_w 与下臂开关元件 S_x 、 S_y 、 S_z 之间的中点分别与马达 7 的各相中相对应的一相的线圈 (省略图示) 连接。续流二极管 D_u 、 D_v 、 D_w 、 D_x 、 D_y 、 D_z 分别反并联在各个开关元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 中相对应的一个开关元件上。直交流转换电路 4 利用这些开关元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 的开关动作,经开关切换将已由直流链部 3 输入的直流链电压 v_{dc} 转换成三相交流电压后,供向马达 7。此外,对该开关动作的控制是由控制部 5 完成的。

[0044] <控制部 5 >

[0045] 控制部 5 对直交流转换电路 4 中的开关 (开关动作) 进行控制,使得流经马达 7 的电流 (马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w) 与电源电压 v_{in} 的脉动同步地脉动。在该示例中,控制部 5 包括:速度控制运算部 50、电流指令生成部 51、乘法器 52、dq 电流指令值生成部 54、坐标转换部 55、dq 轴电流控制部 56 以及 PWM 运算部 57。

[0046] —速度控制运算部 50—

[0047] 速度控制运算部 50 包括减法器 50a 和 PI 运算部 50b。在该速度控制运算部 50 中,用减法器 50a 求出马达 7 的机械角的旋转角频率 ω_m 与机械角的指令值 ω_m^* 之差,并用 PI 运算部 50b 对减法器 50a 的运算结果进行比例积分运算 (PI 运算),将第一电流指令值 i_m^* 向乘法器 52 输出。

[0048] —电流指令生成部 51—

[0049] 向电流指令生成部 51 输入电源电压 v_{in} 的相位角 θ_{in} 的正弦值 $\sin \theta_{in}$,该电流指令生成部 51 根据所述输入值求出用下述式 (1) 表示的调制系数 ripple 后向乘法器 52 输出。

[0050] $\text{ripple} = k|\sin \theta_{in}| + (1-k) \cdots \cdots$ 式 (1)

[0051] 在式 (1) 中, k 为 $0 < k \leq 1$ 的实数,如下文所详细叙述的那样,电流指令生成部 51 根据马达 7 的负载大小改变 k 值 (以下也称作波动量)。在该示例中,当所述负载在规定值以上时电流指令生成部 51 设 k 为定值,当所述负载小于所述规定值时,电流指令生成部 51 使 k 值减小。并且,当减小 k 值时,如下文所详细叙述的那样,电流指令生成部 51 确认直流链电压 v_{dc} ,并连续改变 k 的设定值。也就是说,当减小 k 值时,电流指令生成部 51 根据负载对马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅进行控制。此外,能够根据马达 7 的速度 ω_m 、转矩、马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 及功率中的至少一种检测值或者这些检测值的组合获知所述负载的大小。

[0052] —乘法器 52—

[0053] 乘法器 52 使速度控制运算部 50 输出的第一电流指令值 i_m^* 和电流指令生成部 51 输出的调制系数 ripple 相乘,将驱动电流指令值 i_{dq}^* 向 dq 电流指令值生成部 54 输出。驱动电流指令值 i_{dq}^* 的值能用下述式 (2) 表示。

[0054] $i_{dq}^* = i_m^* \times \text{ripple} \cdots \cdots$ 式 (2)

[0055] —dq 电流指令值生成部 54—

[0056] dq 电流指令值生成部 54 根据下述式 (3) 由驱动电流指令值 i_{dq}^* 和后述的电流相位指令值 β^* 求出 d 轴电流指令值 i_d^* 和 q 轴电流指令值 i_q^* 后, 向 dq 轴电流控制部 56 输出。具体而言, dq 电流指令值生成部 54 对驱动电流指令值 i_{dq}^* 乘以规定值 β^* 的负的正弦值 $-\sin \beta^*$ 以生成 d 轴电流指令值 i_d^* , 并对驱动电流指令值 i_{dq}^* 乘以规定值 β^* 的余弦值 $\cos \beta^*$ 以生成 q 轴电流指令值 i_q^* 。在此, β^* 是流经马达 7 的电流的相位 β 的指令值。

$$[0057] \quad \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} = i_{dq}^* \times \begin{bmatrix} -\sin \beta^* \\ \cos \beta^* \end{bmatrix} \dots\dots \text{式 (3)}$$

[0058] — 坐标转换部 55 —

[0059] 坐标转换部 55 由马达 7 的转子 (省略图示) 的旋转角 (电角 θ_e) 和马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 求出 d 轴电流 i_d 和 q 轴电流 i_q 。具体而言, 坐标转换部 55 根据下述式 (4) 求出 d 轴电流 i_d 和 q 轴电流 i_q 。

$$[0060] \quad \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ -\sin \theta_e & -\sin(\theta_e - 2\pi/3) & -\sin(\theta_e + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \dots\dots \text{式 (4)}$$

[0061] — dq 轴电流控制部 56 —

[0062] dq 轴电流控制部 56 是本发明的电流控制器之一例。dq 轴电流控制部 56 经 PWM 运算部 57 对直交流转换电路 4 进行控制, 使得马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的指令值 i_d^* 、 i_q^* 与实际电流值之间的偏差减小。在本实施方式中, 在 dq 轴电流控制部 56 中设置有比例控制器、积分控制器以及微分控制器这三个控制器。也就是说, 在 dq 轴电流控制部 56 中进行 PID 控制。具体而言, 向 dq 轴电流控制部 56 输入马达 7 的速度即电角的角速度 ω_e 、d 轴电流 i_d 、q 轴电流 i_q 、d 轴电流指令值 i_d^* 及 q 轴电流指令值 i_q^* , 该 dq 轴电流控制部 56 根据下述式 (5) 将 d 轴电压指令值 v_d^* 及 q 轴电压指令值 v_q^* 向 PWM 运算部 57 输出。此外, 在式 (5) 中, L_d 、 L_q 分别为 d 轴及 q 轴的马达感应系数, Φ_a 为马达反电动势常数 (back electromotive force (EMF) constant)。 R_a 为马达线圈电阻。 s 是微分算子。 K_{Pd} 、 K_{Id} 、 K_{Dd} 分别是比例控制增益、积分控制增益、微分控制增益。在式 (5) 中, 右边的第一项和第二项基于一般的马达模型, 第三项基于 PID 控制。

$$[0063] \quad \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + sL_d & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_a + sL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \Phi_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \left(K_{Pd} + \frac{1}{s} K_{Id} + sK_{Dd} \right) (i_d^* - i_d) \\ \left(K_{Pq} + \frac{1}{s} K_{Iq} + sK_{Dq} \right) (i_q^* - i_q) \end{bmatrix} \dots\dots \text{式 (5)}$$

[0064] — PWM 运算部 57 —

[0065] 向 PWM 运算部 57 输入 d 轴电压指令值 v_d^* 、q 轴电压指令值 v_q^* 、直流链电压 v_{dc} 以及所述电角 θ_e , PWM 运算部 57 根据这些值生成对各个开关元件 S_u 、 S_v 、 S_w 、 S_x 、 S_y 、 S_z 的开关动作进行控制的指令值信号 T_u 、 T_v 、 T_w 。具体而言, PWM 运算部 57 首先根据下述式 (6) 求出各相的相电压指令值 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* 。

$$[0066] \quad \begin{bmatrix} v_u^* \\ v_v^* \\ v_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & -\sin\theta_e \\ \cos(\theta_e-2\pi/3) & -\sin(\theta_e-2\pi/3) \\ \cos(\theta_e+2\pi/3) & -\sin(\theta_e+2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix} \dots\dots\text{式 (6)}$$

[0067] 并且, PWM 运算部 57 利用下述式 (7) 由各相的相电压指令值 v_u^* 、 v_v^* 、 v_w^* 和直流链电压 v_{dc} , 求出各相的上臂一侧的开关元件 Su、Sv、Sw 的导通时间 τ_j 。在式 (7) 中, T_c 为载波周期。在式 (7) 中, $j = u, v, w$, 例如 τ_u 表示使 U 相的上臂开关元件 Su 导通的时间。

[0068] 此外, 当由式 (7) 得出的运算结果超过载波周期 T_c 时, PWM 运算部 57 就将导通时间 τ_j 设为载波周期 T_c , 当运算结果小于 0 时, PWM 运算部 57 就将导通时间 τ_j 设为 0。

$$[0069] \quad \tau_j = \frac{v_j^* + 0.5 \cdot v_{dc}}{V_{dc}} T_c \dots\dots\text{式 (7)}$$

[0070] 并且, PWM 运算部 57 在每个载波周期 T_c 根据求出的导通时间 τ_j , 将使各相的开关元件 Su、Sv、Sw、Sx、Sy、Sz 进行开关动作的指令值信号 T_u 、 T_v 、 T_w 向直交流转换电路 4 输出。

[0071] <功率转换装置 1 的工作情况>

[0072] 在本实施方式中, 由于在直流链部设置小电容的电容器 3a, 因而直流链电压 v_{dc} 产生更大的脉动。并且, 利用直流链电压 v_{dc} 的脉动, 使得交直流转换电路 2 的二极管 D1 ~ D4 的电流导电宽度增大, 其结果是功率因数得到改善。控制部 5 对直交流转换电路 4 中的开关进行控制, 使得马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 与电源电压 v_{in} 的脉动同步地脉动。由此, 由交流电源 6 向功率转换装置 1 输入的输入电流 i_{in} 的高次谐波减少。本实施方式的特征就在于当马达 7 低速运转时等低负载时对于直交流转换电路 4 的控制上。因此, 在下文中, 对低负载时功率转换装置 1 的工作情况进行说明。

[0073] 现有功率转换装置在低负载时的工作情况就相当于在式 (1) 中 $k = 1$ 的情况。图 2 是表示在式 (1) 中 $k = 1$ 时的直流链电压 v_{dc} 和驱动电流指令值 i_{dq}^* 的波形的图。当设 $k = 1$ 时, 如图 2 所示, 驱动电流指令值 i_{dq}^* 降至零附近为止, 因而马达电流会产生较大的脉动。其结果是, 在现有功率转换装置中, 在低负载时马达电流的有效值就有可能增大而导致马达效率下降。此外, 在本实施方式的功率转换装置 1 中, 有时也根据运转状况 (例如高负载时等), 设定 $k = 1$ 让直交流转换电路 4 工作。

[0074] 一般而言, 可以认为: 直流链部 3 的电容器 3a 的静电电容被设定为当所述负载为最大时, 能够对随着开关元件 Su、Sv、Sw、Sx、Sy、Sz 的开关而产生的波纹进行平滑。在上述电容设定的过程中, 当低负载时, 如图 2 所示, 在交流电源 6 的电压的零交叉 (zero-cross) 附近直流链电压 v_{dc} 未降至零, 处于电容器 3a 已在一定程度上被充电的状态。因为现有功率转换装置当在一定程度上存在直流链电压 v_{dc} 的期间, 使作为负载连接的马达 7 的电流降至零附近, 从而产生了较大的电流脉动, 所以在该状态下, 在上述零交叉附近没能使马达 7 产生转矩。

[0075] 不过, 可以认为: 如果在所述零交叉附近处于电容器 3a 已被充电的状态, 就能利用电容器 3a 的充电电压使马达 7 产生转矩。具体而言, 通过减少马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动

(波纹),使电容器 3a 放电。由此,就能够使产生相同转矩所需要的马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的有效值小于现有技术。

[0076] 进一步具体而言,在功率转换装置 1 中,控制部 5 的电流指令生成部 51 使低负载时式 (1) 中的 k 值小于高负载时的该 k 值,从而求出调制系数 ripple。若 k 值变得更小,则由交流电源 6 输入的交流电压在零交叉附近的调制系数 ripple 的值与 $k = 1$ 时相比就会变得更大。也就是说,调制系数 ripple 的振幅变得更小。图 3 是表示在式 (1) 中使 k 小于 1 时的直流链电压 v_{dc} 和驱动电流指令值 i_{dq}^* 的波形的图。如图 3 所示,驱动电流指令值 i_{dq}^* 在上述零交叉附近与 $k = 1$ 时相比变得更大。

[0077] 如上所述,能够根据马达 7 的速度 ω_m 、转矩、马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 及功率中的至少一种检测值或者这些检测值的组合获知所述负载的大小。图 4 是表示波动量 k 与负载之间的关系时序图。如图 4 所示,若负载从规定值开始下降,控制部 5 就使 k 值逐渐减小。

[0078] 这样一来,若在所述零交叉附近驱动电流指令值 i_{dq}^* 变得更大,则 dq 电流指令值生成部 54 输出的 d 轴电流指令值 i_d^* 及 q 轴电流指令值 i_q^* 就变得更大(参照式 (3))。其结果是, dq 轴电流控制部 56 输出的 d 轴电压指令值 v_d^* 及 q 轴电压指令值 v_q^* 在所述零交叉附近与 $k = 1$ 时相比也变得更大(参照式 (5))。由此,规定相的上臂一侧开关元件 S_u 、 S_v 、 S_w 的导通时间增长,电容器 3a 中的电荷放电,并且马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅减小。这样一来,若脉动振幅减小使得马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的有效值变小,则马达 7 的铜损降低,并且马达效率得到改善。

[0079] 也可以认为:因为式 (1) 中的 k 值越小,马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的有效值就越小,所以 k 值越小,马达效率的改善效果就越明显。然而,若使 k 值过小,即过于减小马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的波纹,电容器 3a 就会完全放电,处于直流链电压 v_{dc} 为零的状态。若处于直流链电压 v_{dc} 为零的状态,则当例如采用了使用分流电阻的方式(所谓的分流方式)作为马达 7 的电流检测方法时,就会搞不清直交流转换电路 4 的开关状态(直交流转换电路 4 的上下臂中的哪个导通),从而无法对马达 7 的电流进行检测。为此,当采用了分流方式时,就要对直交流转换电路 4 中的开关进行控制,以保证能够使直流链电压 v_{dc} 大于零(参照图 3)。

[0080] 因此,当在本实施方式中采用分流方式时,就要对 k 值进行调整,以保证能够使直流链电压 v_{dc} 大于零。可以想到的一个示例是:对 k 值进行设定,使得直流链电压 v_{dc} 近似等于续流二极管 D_u 、 D_v 、 D_w 、 D_x 、 D_y 、 D_z 的通态电压。在本实施方式中,当减小 k 值时,电流指令生成部 51 边确认直流链电压 v_{dc} 的电压边连续改变 k 的设定值。

[0081] 若使 k 值过小,电源功率因数就有可能下降,或者输入电流的高次谐波分量就有可能增加,因而也要根据运转状况对 k 值进行设定。

[0082] <本实施方式的效果>

[0083] 如上所述,根据本实施方式,通过在直流链部 3 中使直流链电压 v_{dc} 产生较大的脉动以增大交直流转换电路 2 中的电流导电宽度,从而能够改善功率因数。当低负载时,减小流经马达 7 的电流的有效值,从而能够改善该马达 7 的效率。

[0084] (发明的第二实施方式)

[0085] 在第二实施方式中,对马达 7 启动时的控制示例进行说明。在本实施方式中功率转换装置 1 的电路结构本身与第一实施方式的装置相同。

[0086] 例如,若在直流链部的电容器的电容较小的直交流转换电路中,使马达电流与电

源同步地脉动,则当马达启动时等低负载时,就有可能导致效率下降或控制不稳定。因此,在本实施方式中,当马达 7 启动时就对直交流换电路 4 进行控制,使得转矩即马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 保持一定。

[0087] 图 5 是表示马达 7 启动时的波动量 k 与 dq 轴电流控制部 56 的控制增益之间的关系时序图。在此, dq 轴电流控制部 56 构成为:例如,设置比例控制、积分控制、微分控制中的至少一种控制的控制器,利用该控制器进行控制,使得马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的指令值 i_d^* 、 i_q^* 与实际电流值之间的偏差减小。例如当在 dq 轴电流控制部 56 中进行所述控制中的任一种控制时, dq 轴电流控制部 56 的控制增益指的是该控制的控制增益。当在 dq 轴电流控制部 56 中将多种控制组合起来进行控制时,该控制增益指的是至少任一种控制的控制增益。

[0088] 如图 5 所示,在进行启动处理的期间(启动处理期间),利用 dq 轴电流控制部 56 将控制增益设定为较大的增益。此外,启动处理指的是用以使马达 7 从停止状态达到启动目标转速的处理。

[0089] 在该示例中,在启动处理期间,控制部 5 设 $k = 0$ 对直交流换电路 4 进行控制。由此,在启动处理期间能够使马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 不产生脉动。并且,若启动处理结束,即马达 7 达到目标转速, dq 轴电流控制部 56 就使控制增益逐渐降低。另一方面,控制部 5 在启动处理结束后根据负载的大小使 k 值逐渐增大。由此,马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅逐渐增大。在该示例中,控制 k (波动量)的值,使该值为 1。

[0090] (本实施方式的效果)

[0091] 如上所述,根据本实施方式,在马达 7 启动后达到规定转速为止的这段时间,对马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 进行控制,使马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 不产生脉动。所以,在本实施方式中,当启动时能够将马达 7 的转矩控制在一定值上,从而能够稳定地对马达 7 进行控制。还能够防止启动时效率下降。因为在启动处理结束后使马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅逐渐增大,所以在启动后能够改善功率因数。

[0092] (其它实施方式)

[0093] 此外,如何求出调制系数 ripple 的方法(式(1))仅为一个示例。能够采用例如在式(1)中不使用相位角 θ_{in} 正弦值的绝对值而使用该正弦值的平方值等各种计算方法求出该调制系数。总之,只要根据负载或马达 7 的运转状态设定调制系数 ripple 使马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的脉动振幅发生变化即可。

[0094] dq 轴电流控制部 56 的结构仅为一个示例。例如,也可以用比例控制器、积分控制器、微分控制器中的任一种控制器构成 dq 轴电流控制部 56,或者用比例控制器、积分控制器、微分控制器的任一组合构成 dq 轴电流控制部 56,只要经控制使马达电流 i_u 、 i_v 、 i_w 的指令值 i_d^* 、 i_q^* 与实际电流值之间的偏差减小即可。

[0095] —产业实用性—

[0096] 本发明对于利用开关将所输入的电转换成规定电的功率转换装置很有用。

[0097] —符号说明—

- [0098] 1 功率转换装置
- [0099] 2 交直流转换电路
- [0100] 3 直流链部
- [0101] 3a 电容器

[0102]	4	直交流转换电路
[0103]	5	控制部
[0104]	7	马达
[0105]	56	dq 轴电流控制部 (电流控制器)

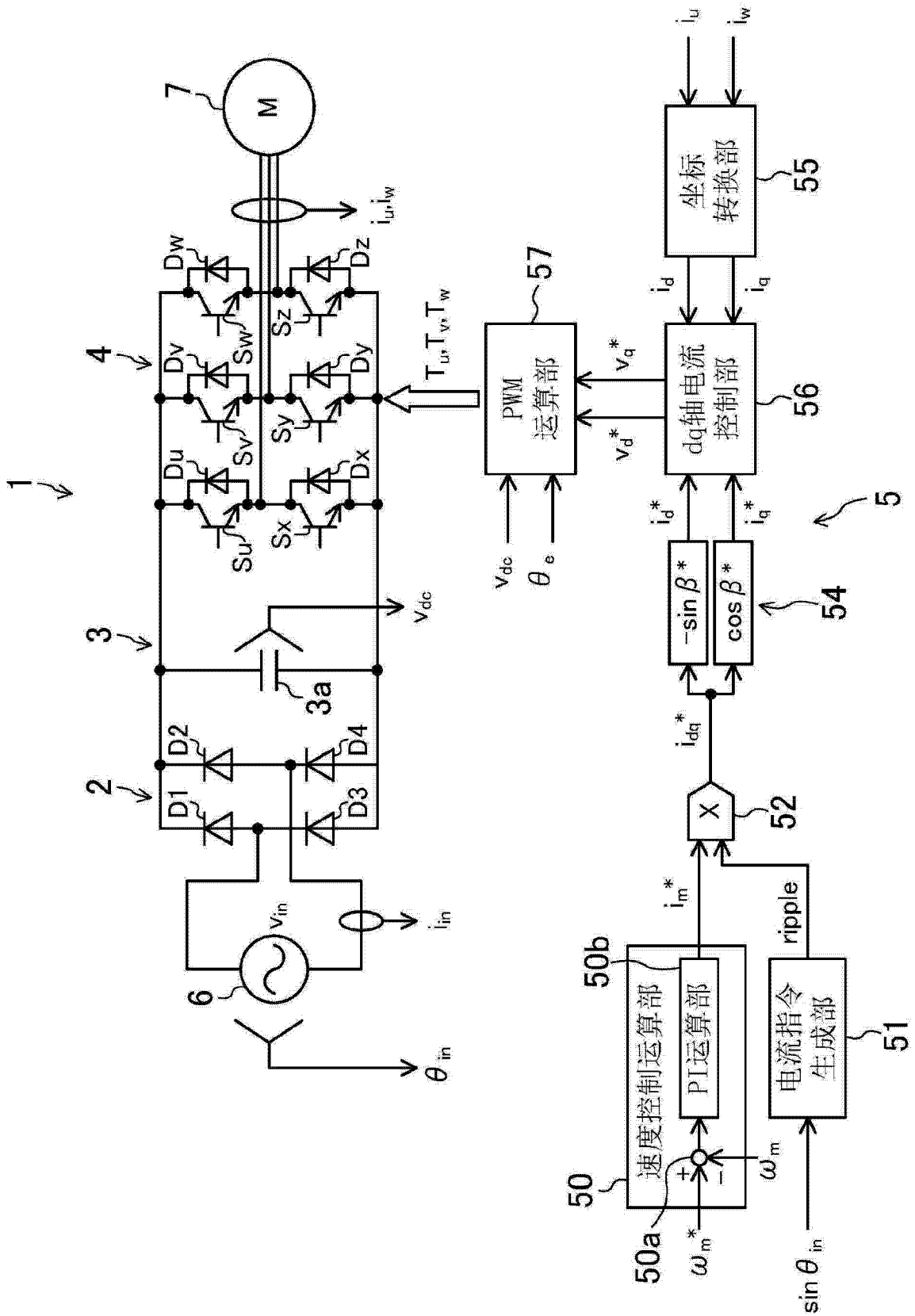


图 1

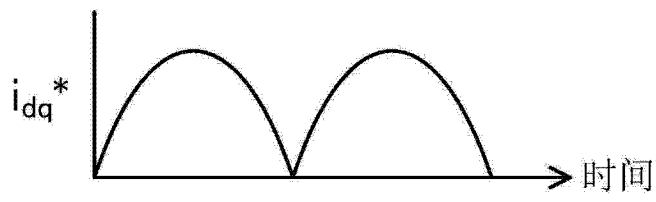
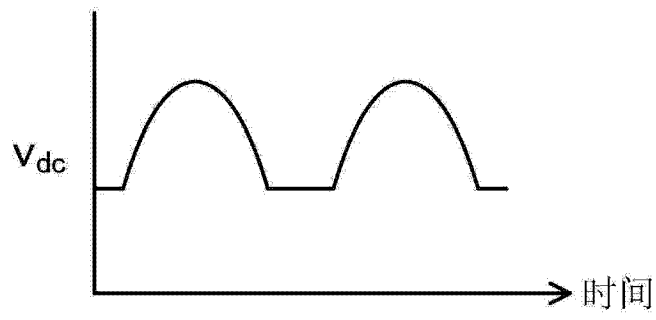


图 2

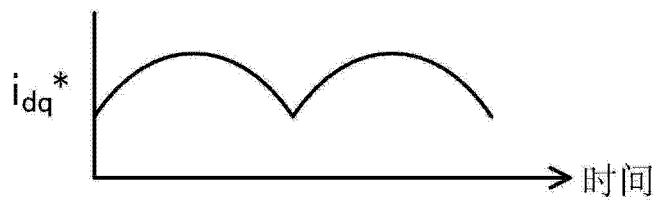
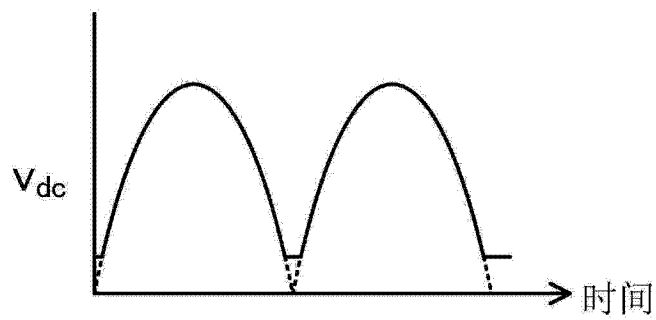


图 3

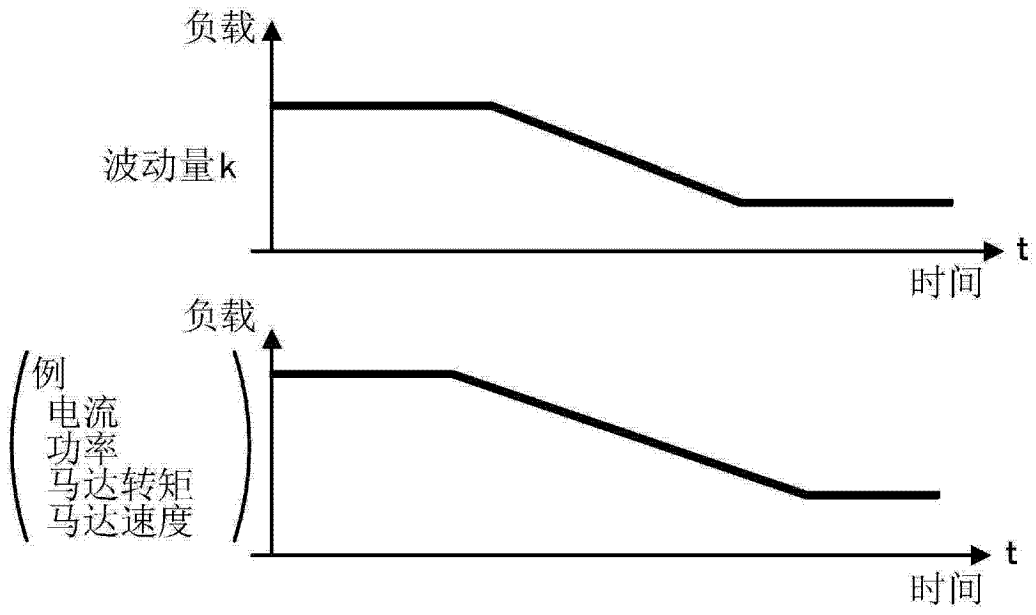


图 4

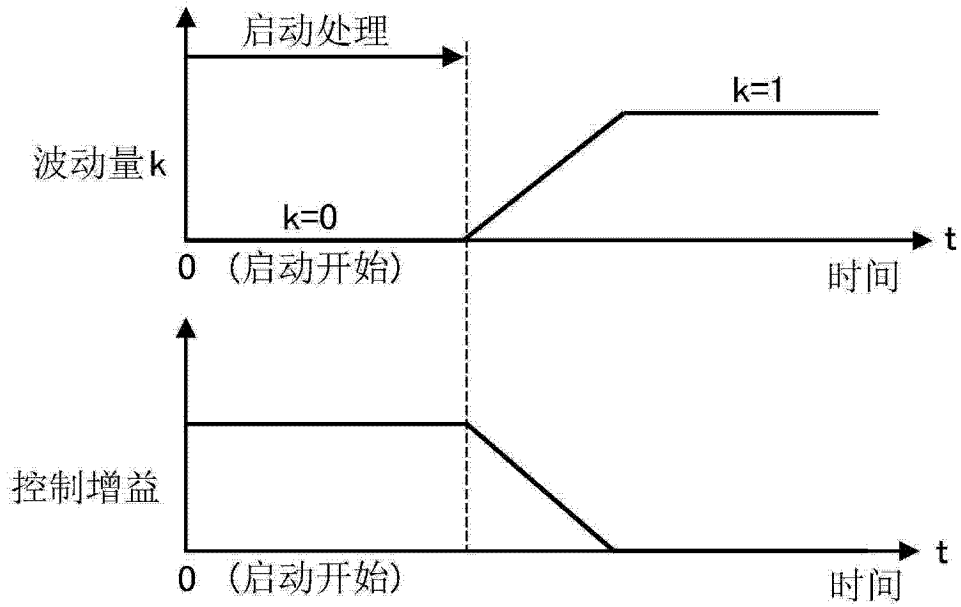


图 5