



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101924486 B

(45) 授权公告日 2014. 03. 19

(21) 申请号 201010198894. 1

(22) 申请日 2010. 06. 07

(30) 优先权数据

2009-139769 2009. 06. 11 JP

(73) 专利权人 日立空调・家用电器株式会社

地址 日本国东京都

专利权人 株式会社日立产机系统

(72) 发明人 初濑涉 能登原保夫 李东升

青柳滋久 坂本洁

(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 张远

(51) Int. Cl.

H02M 7/537(2006. 01)

H02P 27/06(2006. 01)

(56) 对比文件

JP 特开 2009-124869 A, 2009. 06. 04, 说明书第 [0025]-[0036] 段、附图 1-3.

CN 1669209 A, 2005. 09. 14, 说明书第 4 页第 1 段, 第 5 页第 10 段, 第 7 页倒数第 1-2 段, 第 8 页倒数第 1 段, 第 15 页第 2 段, 第 18 页倒数第 1 段、附图 1-20.

JP 平 2-197295 A, 1990. 08. 03, 全文.

JP 特开 2003-219678 A, 2003. 07. 31, 全文.

审查员 丁冉

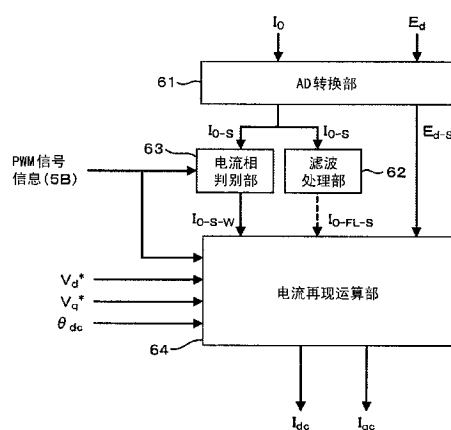
权利要求书2页 说明书11页 附图10页

(54) 发明名称

逆变器的控制装置及使用其的空调机、洗衣机

(57) 摘要

本发明提供一种逆变器的控制装置及使用其的空调机、洗衣机。以往在并用了过调制控制和弱磁场控制的区域中无法再现相电流,因此不能驱动电动机。而且,在以往的过调制 PWM 控制方法中,是采用了电动机相电流传感器的构成下的提案,没有考虑过调制 PWM 控制时的直流母线电流检测方式。因此,在仅并用了现有技术与弱磁场控制的构成时,存在流过大量无效电流这一问题。进而,存在着无法进行采用了现有技术、过调制 PWM 控制和弱磁场控制的控制这一问题。本发明的目的在于降低电动机中流动的无效电流。根据对直流母线电流进行了滤波处理的平均直流母线电流、和 1 相区间的瞬时相电流值,运算电动机中流动的相电流,并使用相电流运算对所述逆变器施加的电压指令。



1. 一种逆变器的控制装置,具有电流再现部,该电流再现部将从直流电源流入到逆变器的直流母线电流中检测出流向电动机的瞬时相电流的直流母线电流检测器的信息作为输入,并根据由所述直流母线电流检测器检测出的瞬时相电流值再现所述电动机中流动的相电流,其特征在于,

所述电流再现部,在电压饱和区域中,根据对所述直流母线电流进行了滤波处理的平均直流母线电流、由所述直流母线电流检测器检测出且由电流相判别部判别出所述直流母线电流属于所述电动机的哪一相的 1 相区间的瞬时相电流值、和直流电压值,运算所述电动机中流动的相电流,并使用所述相电流,运算向所述逆变器施加的施加电压指令。

2. 根据权利要求 1 所述的逆变器的控制装置,其特征在于,

所述电压饱和区域是指所述电动机的转速为规定值以上的区域。

3. 一种逆变器的控制装置,具有电流再现部,该电流再现部将从直流电源流入到逆变器的直流母线电流中检测出流向电动机的瞬时相电流的直流母线电流检测器的信息作为输入,并根据由所述直流母线电流检测器检测出的瞬时相电流值再现所述电动机中流动的相电流,其特征在于,

所述电流再现部具备:

第 1 电流再现运算部,其根据对所述直流母线电流进行了滤波处理的平均直流母线电流、由所述直流母线电流检测器检测出且由电流相判别部判别出所述直流母线电流属于所述电动机的哪一相的 1 相区间的瞬时相电流值、和直流电压值,运算所述电动机中流动的相电流;和

第 2 电流再现运算部,其使用由所述直流母线电流检测器检测出的 2 相区间的瞬时相电流值,运算所述电动机中流动的相电流;

在所述电动机的转速处于成为电压饱和区域的转速以上的情况下,使用由所述第 1 电流再现运算部运算出的所述相电流,运算对所述逆变器施加的施加电压指令,

在所述电动机的转速小于成为所述电压饱和区域的转速的情况下,使用由所述第 2 电流再现运算部运算出的所述相电流,运算对所述逆变器施加的施加电压指令。

4. 根据权利要求 3 所述的逆变器的控制装置,其特征在于,

所述逆变器的控制装置具有电流检测切换部,该电流检测切换部用于切换所述第 1 电流再现运算部和所述第 2 电流再现运算部,其中所述第 1 电流再现运算部在所述电压饱和区域中运算所述电动机中流动的相电流,所述第 2 电流再现运算部在所述电压饱和区域以外运算所述电动机中流动的相电流。

5. 一种空调机,其特征在于,

将权利要求 1 至 4 任一项所述的逆变器的控制装置应用到压缩机的电动机驱动装置中。

6. 根据权利要求 5 所述的空调机,其特征在于,

为了降低所述电动机驱动装置中流动的相电流,在高速旋转区域中,以过调制 PWM 控制的方式驱动所述逆变器的控制装置。

7. 一种洗衣机,其特征在于,

将权利要求 1 至 4 任一项所述的逆变器的控制装置应用到搅拌翼或滚筒的电动机驱动装置中。

8. 根据权利要求 7 所述的洗衣机,其特征在于,

为了使所述电动机驱动装置的转矩增加,在高速旋转区域中,以过调制 PWM 控制的方式驱动所述逆变器的控制装置。

逆变器的控制装置及使用其的空调机、洗衣机

技术领域

[0001] 本发明涉及逆变器的控制装置,尤其涉及逆变器的输出电流检测方法、根据直流母线电流检测输出电流(相电流)的技术。

背景技术

[0002] 空调机、洗衣机等中所使用的电动机驱动装置被强烈要求小型、低成本化、高效率化、高输出化,用于实现这些要求的技术已被大量开发。

[0003] 针对电动机驱动装置的高效率化的要求,一般采用永磁铁电动机作为电动机,但为了进一步的高效率化,进行了在空调机及洗衣机的通常运转(低速旋转区域)时成为高效率的电动机设计。

[0004] 但是,若对电动机进行在低速旋转时成为高效率的设计,则基于后述的理由,难以实现高输出化。

[0005] 这里,在图 1 及图 2 中表示了驱动电动机时的特性。

[0006] 图 1 表示电动机的转速与逆变器的施加电压及输出电流的关系,图 2 表示了电动机的转速与输出转矩的关系。

[0007] 由于在永磁铁电动机中产生与转速成比例的感应电压,所以逆变器能够如图 1 的实线(施加电压)所示那样与转速成比例地增加,如图 2 的实线所示那样输出一定的转矩。

[0008] 但是,如图 1 所示,如果电动机的转速超过点 N1,则电动机中产生的感应电压会大于逆变器能够供给的电压 V_0 。将该转速 N1 以上的区域称为电压饱和区域。尤其对于高效率设计电动机而言,电压饱和转速 N1 低。换言之,通常的运转区域窄,电压饱和区域宽。

[0009] 鉴于此,为了实现电动机的高输出化(高速旋转化),在超过图 1 的点 N1 的电压饱和区域中,一般采用弱磁场控制方式。

[0010] 弱磁场控制方式如图 1 的实线(输出电流)所示,通过在点 N1 以上的高速旋转区域流过无效电流,明显会使感应电压降低、使能够驱动的转速范围增加。但是,如图 1 的实线(输出电流)所示,由于在 N1 以上电流增加,所以导致电动机驱动装置整体的效率降低。而且,如图 2 的实线所示,能够输出的转矩也在点 N1 以上的转速下,与转速一同减少。

[0011] 另一方面,作为使逆变器能够供给的电压增加的方法,提出了过调制 PWM 控制。

[0012] 通过应用过调制 PWM 控制,能够如图 1 的虚线所示,相对于通常使用的正弦波 PWM 控制下的逆变器能够供给的电压 V_0 ,使逆变器能够供给的电压最大提高到约 1.27 倍,将运转区域扩大到点 N2 的转速为止(如图 1 的单点划线所示)。

[0013] 因此,能够抑制在高速旋转区域中应用了弱磁场控制方式时的无效电流的增加,能够抑制效率及转矩的降低。

[0014] 针对电动机驱动装置的小型、低成本化的要求,提出了不使用相电流传感器的控制方法。

[0015] 作为不使用相电流传感器的方式之一,例如,如专利文献 1 中公开那样,提出了一种根据对电动机进行驱动的逆变器电路的直流母线电流、和逆变器的开关状态,来检测电

动机的瞬时相电流,对电动机的相电流进行再现的电流检测方法。

[0016] 该方式利用驱动逆变器的 PWM 信号,对逆变器的直流母线电流中瞬间出现的电动机的 2 相区间的瞬时相电流进行取样、保持,来再现电动机相电流。

[0017] 作为其他方式,例如公知有专利文献 2 中公开的技术。专利文献 2 中还提出了一种根据对电动机进行驱动的逆变器的平均直流母线电流值及直流电压值,导出向电动机输入的直流电力,来检测电动机的转矩电流的方式。

[0018] 【专利文献 1】日本特开平 2-197295 号公报

[0019] 【专利文献 2】日本特开 2003-219678 号公报

[0020] 如上所述,专利文献 1 的方式,在过调制状态下直流母线电流中只出现 1 相区间的瞬时相电流信息时,无法实现电流再现。

[0021] 而专利文献 2 的方式由于以不流过无效电流的区域为前提,所以,在如弱磁场控制那样,在流过无效电流的区域中不能再现电流。

[0022] 换言之,上述专利文献 1、2 所公开的技术,在并用了过调制控制和弱磁场控制的区域中无法再现相电流,不能对电动机进行驱动。

[0023] 而且,在现有的过调制 PWM 控制方法中,是在使用了电动机相电流传感器的构成下提出方案的,没有考虑过调制 PWM 控制时的直流母线电流检测方式。

[0024] 因此,在只并用了现有技术和弱磁场控制的构成的情况下,存在流过大量无效电流这一问题。更具体而言,存在着无法进行利用了现有技术、过调制 PWM 控制和弱磁场控制的控制这一问题。

[0025] 发明内容

[0026] 本发明的目的在于,降低电动机中流动的无效电流。

[0027] 为了解决上述课题,本发明涉及的逆变器的控制装置,具有电流再现部,该电流再现部将从直流电源流入到逆变器的直流母线电流中检测出流向电动机的瞬时相电流的直流母线电流检测器的信息作为输入,并根据由所述直流母线电流检测器检测出的瞬时相电流值再现所述电动机中流动的相电流,

[0028] 其中,所述电流再现部,在电压饱和区域中,根据对所述直流母线电流进行了滤波处理的平均直流母线电流、由所述直流母线电流检测器检测出且由电流相判别部判别出所述直流母线电流属于所述电动机的哪一相的 1 相区间的瞬时相电流值、和直流电压值,运算所述电动机中流动的相电流,并使用所述相电流,运算向所述逆变器施加的施加电压指令。

[0029] 根据本发明,可以降低电动机中流动的无效电流。

[0030] 附图说明

[0031] 图 1 是与电动机的转速对应的逆变器施加电压和输出电流的简要图。

[0032] 图 2 是与电动机的转速对应的能够输出的转矩的简要图。

[0033] 图 3 是表示本发明的实施例 1 的电动机驱动装置的整体构成图的框图。

[0034] 图 4 是表示电流再现部的处理流程的流程图。

[0035] 图 5 是在表示成为过大的过调制状态时的 PWM 发生器、及分流电阻的调制信号、开关状态、直流母线电流的关系的波形例中,一并记入了本实施例中的取样状态的图。

[0036] 图 6 是表示使用了模拟滤波电路时的电流再现部的处理流程的流程图。

- [0037] 图 7 是表示本实施例的电流再现部 6C 的构成的框图。
- [0038] 图 8 是表示低速旋转区域中的直流母线电流的取样的波形图。
- [0039] 图 9 是将图 8(d) 放大、用于进行详细说明的图。
- [0040] 图 10 是使用了本实施例的电流再现方法的空调机的整体构成图。
- [0041] 图 11 是与压缩机用电动机的电动机转速对应的效率的简要图。
- [0042] 图 12 是本发明的实施例 2 的洗衣机的整体构成图。
- [0043] 图 13 是洗衣机用电动机的动作点的简要图。
- [0044] 图中：1- 电动机；2- 逆变器；3- 直流电源；4- 直流母线电流检测器；5- 控制装置；5A-PWM 信号；5B-PWM 信号信息；6- 电流再现部；7-PWM 发生器；8-dq 逆变换器；9- 电压指令运算部；10- 速度指令发生部；11- 无位置传感器控制部；21- 逆变器主电路；22- 选通驱动器；31- 直流电压检测器；51- 基本位置 / 无电流传感器控制下的向量控制机构；61-AD 转换部；62- 滤波处理部；62A- 模拟滤波电路部；63、65- 电流相判别部；64、66- 电流再现运算部；67- 电流检测切换部；100- 空调机；101- 室外机；102- 室内机；103- 配管；104- 压缩机；105- 压缩机驱动电动机；106- 电动机驱动装置；107- 室外机热交换机；108- 室内机热交换机；109- 送风机；200- 洗衣机；201- 电动机驱动装置；202- 搅拌翼驱动电动机；203- 搅拌翼；204- 洗涤内槽；205- 洗涤外槽； E_d - 直流电压； I_0 - 直流母线电流； I_{0-FL} - 平均直流母线电流； E_{d-s} - 取样直流电压； I_{0-s} - 取样直流母线电流； I_{0-FL-s} - 取样平均直流母线电流； I_u 、 I_v 、 I_w -U 相电流、V 相电流、W 相电流； V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* -U 相交流施加电压指令、V 相交流施加电压指令、W 相交流施加电压指令； V_d^* 、 V_q^* -d 轴施加电压指令、q 轴施加电压指令； V_0 - 正弦波 PWM 控制下的逆变器能够输出的电压最大值； I_{dc} 、 I_{qc} -d 轴再现电流、q 轴再现电流； I_d 、 I_q - 实际的电动机电流； $\omega 1^*$ - 速度指令（电角）； ω_{cd} 、 ω_{cq} -d 轴电流控制响应角频率 [rad/s]、q 轴电流控制响应角频率 [rad/s]； $\omega 1$ - 逆变器推定旋转速度； θ_d - 电动机旋转相位； θ_{dc} - 逆变器推定旋转相位； $\Delta \theta_{dc}$ - 推定磁极相位误差； R^* - 电动机电阻设定值； L_d^* - 电动机 d 轴电感设定值； L_q^* - 电动机 q 轴电感设定值； K_e^* - 电动机感应电压设定值； η - 电动机效率。

具体实施方式

[0045] 下面，根据附图对本发明的实施例进行说明。

[0046] 【实施例 1】

[0047] 利用图 3～图 6，对本发明的第 1 实施例进行说明。

[0048] 图 3 表示作为本发明的一个实施例的电动机驱动装置的构成，图 4 表示电流再现部 6 的处理。

[0049] 逆变器 2 包括：由 IGBT 及二极管构成的逆变器主电路 21、和根据从控制装置 5 输出的脉冲宽度调制信号（PWM 信号）5A，产生对主电路的 IGBT 施加的选通信号的选通驱动器 22；根据 PWM 信号 5A 将从直流电源 3 供给来的直流电压 E_d 转换成三相的交流电压，并向电动机 1 供给。

[0050] 直流母线电流检测器 4 使用直流分流电阻，来检测流入到逆变器 2 中的直流母线电流 I_0 ，将其输出给控制装置 5。

[0051] 直流电压检测器 31 检测对逆变器 2 施加的直流电压 E_d ，并将其输出给控制装置 5。

另外,也可以采用使用交流电压和整流器来供给直流电压的构成。

[0052] 控制装置 5 具有:电流再现部 6、PWM 发生器 7、dq 逆变换器 8、电压指令运算部 9、速度指令发生部 10、无位置传感器控制部 11。

[0053] 电流再现部 6 利用由直流母线电流检测器 4 检测出的直流母线电流 I_0 、由直流电压检测器 31 检测出的直流电压 (E_d)、PWM 信号信息 (5B)、施加电压指令值 (V_d^* 、 V_q^*) 和逆变器推定旋转相位 θ_{dc} 、将旋转 (dq) 坐标轴上的电动机电流 (I_d 、 I_q) 作为再现电流 (I_{dc} 、 I_{qc}) 进行再现。

[0054] PWM 发生器 7 根据交流施加电压指令 (V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^*)、产生 PWM 信号 5A。

[0055] dq 逆变换器 8 根据施加电压指令值 (V_d^* 、 V_q^*)、将其向交流施加电压指令 (V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^*) 转换。

[0056] 电压指令运算部 9 利用再现电流 (I_{dc} 、 I_{qc}) 和速度指令值 $\omega 1^*$ 、计算出向电动机 1 施加的施加电压指令值 (V_d^* 、 V_q^*)。

[0057] 速度指令发生部 10 向电压指令运算部 9 输出速度指令值 $\omega 1^*$ 。

[0058] 无位置传感器控制部 11 使用再现电流 (I_{dc} 、 I_{qc}) 和施加电压指令值 (V_d^* 、 V_q^*)、来推定电动机旋转相位 θ_d 。

[0059] 电流再现部 6 具有:AD 转换部 61、滤波处理部 62、电流相判别部 63 和电流再现运算部 64,如图 4 所示那样构成。

[0060] AD 转换部 61 对直流母线电流 I_0 和直流电压 E_d 进行 AD 转换,分别转换为 I_{0-s} 和 E_{d-s} 。

[0061] 滤波处理部 62 对 AD 转换后的直流母线电流 I_{0-s} 进行滤波处理,输出平均直流母线电流 I_{0-FL-s} 。这里所说的平均是指进行了过滤波处理的情况。滤波处理例如是 1 次延迟滤波处理或相加平均滤波处理等。

[0062] 电流相判别部 63 利用 PWM 信号信息 (5B)、来判别 AD 转换后的直流母线电流 I_{0-s} 是电动机 1 的哪一个相电流。

[0063] 电流再现运算部 64 利用被相判别后的直流母线电流 I_{0-s-w} (表示被判别为是 W 相的情况,赋予了 -w 作为下标)、平均直流母线电流 I_{0-FL-s} 、AD 转换后的直流电压 E_{d-s} 、PWM 信号信息 (5B)、施加电压指令值 (V_d^* 、 V_q^*) 和逆变器推定旋转相位 θ_{dc} 、将旋转 (dq) 坐标轴上的电动机电流 (I_d 、 I_q) 作为再现电流 (I_{dc} 、 I_{qc}) 进行再现。

[0064] 在 dq 逆变换器 8 中,根据作为电压指令运算部 9 的输出的施加电压指令 V_q^* 、 V_d^* 、来运算交流施加电压指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 。dq 逆变换器 8 的运算式如 (公式 1) 所示。

[0065] 【公式 1】

$$[0066] \quad \begin{bmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) \\ \cos\left(\frac{4}{3}\pi\right) & \sin\left(\frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dc}) & -\sin(\theta_{dc}) \\ \sin(\theta_{dc}) & \cos(\theta_{dc}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \quad (\text{公式 1})$$

[0067] 在 PWM 发生器 7 中,将交流施加电压指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 转换成 PWM 信号 5A。逆变

器 2 内的选通驱动器 22 根据 PWM 信号 5A 来驱动开关元件,对电动机 1 施加与施加电压指令 V_q^* 、 V_d^* 相当的交流电压。交流施加电压指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 、PWM 载波波形、PWM 信号 5A 的关系将通过图 5 在后面叙述。

[0068] 另外,在本实施例中,对使用了基本位置 / 无电流传感器向量控制机构 51 的构成进行了说明,但并不特别限定于电动机驱动装置的控制方式及构成。换言之,如果是通过直流母线电流来再现电动机相电流,将其用于控制的控制机构,则也能够应用本实施例。

[0069] 这里,利用图 4 及图 5,对本实施例的特征部分、即电流再现部 6 的详细动作进行说明。

[0070] 图 5 针对 PWM 信号与直流母线电流的关系进行了表示。

[0071] (a1) 是简要图,表示了交流施加电压指令 V_u^* (实线的梯形波)、 V_v^* (虚线的梯形波)、 V_w^* (单点划线的梯形波) 的一周期份与三角波载波信号 (作为代表,在左侧只表示了三个山形)。

[0072] (a2) 是关于 (a1) 中的黑三角附近的交流施加电压指令与三角波载波信号的关系的放大图,交流施加电压指令 V_u^* 、 V_v^* 为 $+E_d/2$,交流施加电压指令 V_w^* 为 $-E_d/2$ 。

[0073] (b) 表示了根据 (a2) 所示的关系而生成的 PWM 信号。

[0074] (c) 表示了此时的电动机相电流。

[0075] (d) 表示了直流母线电流 I_{0-S} (实线)、平均直流母线电流 I_{0-FL-S} (虚线)。其中,在 (d) 的直流母线电流 I_{0-S} 的波形中,一并记载了本实施例的电流检测方法中的直流母线电流 I_{0-S} 及平均直流母线电流 I_{0-FL-S} 的取样状态。本实施例的电流检测方法是同时利用平均直流母线电流 I_{0-FL} 和 1 相区间的瞬时相电流值 I_{0-S} 的方法。

[0076] 首先,利用图 5,对过调制 PWM 方式时、即在图 1、图 2 中转速为 N1 以上时的 PWM 信号与直流母线电流的关系进行说明。

[0077] 图 5 表示了交流施加电压指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 的正弦波振幅的最大值,比直流电压的一半值 ($E_d/2$) 大的状态 (过大的调制状态) 的过调制 PWM 控制方式的情况。该情况下,如图 5(a1) 所示,交流施加电压指令的最大值被限定为直流电压的一半值 ($E_d/2$) (被限制,成为与 $E_d/2$ 相同的值),并且产生施加电压指令以上下限的限制值相互重复的区间。

[0078] 在图 5(a2) 所示的 U 相及 V 相交流施加电压指令 V_u^* 、 V_w^* 以被限制为直流电压的一半 ($E_d/2$) 的值重复的条件下,直流母线电流 I_{0-S} 如图 5(d) 所示,成为连续的瞬时电流波形 (这里假设为右侧下降),只出现位于三角波载波信号的下侧的、电压最小相的 W 相的瞬时相电流。换言之,成为无法观测到三角波载波信号的上侧的 2 相区间的瞬时相电流的状态。

[0079] 其中,平均直流母线电流 I_{0-FL-S} 比直流母线电流 I_{0-S} 位于下方,被表现为好像不是平均。但是,实际上在所显示的区间的范围之外,还存在直流母线电流 I_{0-S} 位于下方的区域,作为平均而表示为如 (d) 那样。

[0080] 在图 5(a2) 的条件(过调制)的情况下,由于能够观测的瞬时相电流只有一相,所以,在根据二相区间的瞬时相电流信息再现三相区间的电流那样的专利文献 1 的电流检测方法中,不可能实现电流再现。

[0081] 而且,由于从图 5 的过大的过调制状态开始使电动机的转速上升,所以在使用弱磁场控制流过无效电流的状态下,即使通过如上所述使用电力来再现电流那样的专利文献

2 的方式,也不能再现电流,无法驱动电动机。

[0082] 这里,利用图 4 及图 5,对与专利文献 1、2 构成不同的本实施例的电流再现部 6 的详细动作进行说明。

[0083] AD 转换部 61 对由直流母线电流检测器 4 检测出的直流母线电流 I_0 进行取样 / 保持,输出取样直流母线电流 I_{0-s} (图 4)。同样,对由直流电压检测器 31 检测出的直流电压 E_d 进行取样 / 保持,输出取样直流电压 E_{d-s} (图 4)。

[0084] 滤波处理部 62 对被 AD 转换部 61 取样 / 保持的取样直流母线电流 I_{0-s} 进行滤波处理,输出取样平均直流母线电流 I_{0-FL-s} 。

[0085] 电流相判别部 63 根据由 PWM 发生器 7 生成的 PWM 信号信息 5B,判别取样直流母线电流 I_{0-s} 是 UVW 相的哪一相电流。表示在图 4 中以图 5 的波形例根据 I_0 对 I_{0-s} 进行取样,且电流相判别部 63 判别为是 W 相电流的情况,将该取样直流母线电流 I_{0-s} 表示为取样 W 相直流母线电流 I_{0-s-w} 。

[0086] 电流再现运算部 64 利用取样 W 相直流母线电流 I_{0-s-w} 、取样平均直流母线电流 I_{0-FL-s} 、取样直流电压 E_{d-s} 和关系式 (公式 2)、(公式 3)、(公式 4),来运算电动机电流 I_{dc} 、 I_{qc} 。

[0087] 【公式 2】

[0088] $I_u + I_v + I_{0-s-w} = 0$ (公式 2)

[0089] 【公式 3】

$$[0090] \quad \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dc}) & \cos\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\theta_{dc} - \frac{4}{3}\pi\right) \\ -\sin(\theta_{dc}) & -\sin\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) & -\sin\left(\theta_{dc} - \frac{4}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_{0-s-w} \end{bmatrix} \quad (\text{公式 3})$$

[0091] 【公式 4】

$$[0092] \quad E_{d-s} I_{0-FL-s} = \frac{3}{2} (V_d^* I_{dc} + V_q^* I_{qc}) \quad (\text{公式 4})$$

[0093] (公式 2) 表示 UVW 相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 的总和为零的基尔霍夫关系式。

[0094] (公式 3) 表示利用逆变器中的电动机的旋转相位的推定值 θ_{dc} ,将电动机的 UVW 相电流 I_u 、 I_v 、 I_w 坐标转换成旋转 (dq) 坐标,生成 dq 轴坐标下的电动机电流 I_{dc} 、 I_{qc} 的关系式。

[0095] (公式 4) 表示对于忽视逆变器电路损失等的情况下的电力而言,根据 dq 坐标上的施加电压指令 V_d^* 、 V_q^* 和电动机电流 I_{dc} 、 I_{qc} 导出的电力、与根据对逆变器供给的直流电压 E_d 和平均直流母线电流 I_{0-FL} 导出的电力相等的情况。

[0096] 关系式 (公式 2)、(公式 3)、(公式 4) 的未知变量为电动机 uv 相电流 I_u 、 I_v 和电动机电流 I_{dc} 、 I_{qc} 这 4 个变量,如果考虑关系式是将 (公式 3) 分为 d 轴、q 轴这两个关系式,则关系式共计为 4 个。由此,由于未知变量为 4 个、关系式为 4 个,所以,能够导出电动机 uv 相电流 I_u 、 I_v 和电动机电流 I_{dc} 、 I_{qc} 。

[0097] 如上所述,电流再现运算部 64 基于关系式 (公式 2)、(公式 3)、(公式 4),以 (公式 5) 所示的公式运算电动机电流 I_{dc} 、 I_{qc} ,并将其输出。

[0098] 【公式 5】

$$[0099] \quad \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{E_{d-S} \sin\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right) I_{0-FL-S} - 2V_q^* \sin^2\left(\frac{1}{3}\pi\right) I_{0-S-W}}{V_q^* \cos\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right) + V_d^* \sin\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right)} \\ \frac{E_{d-S} \cos\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right) I_{0-FL-S} + 2V_d^* \sin^2\left(\frac{1}{3}\pi\right) I_{0-S-W}}{V_q^* \cos\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right) + V_d^* \sin\left(\theta_{dc} - \frac{1}{3}\pi\right)} \end{bmatrix} \quad (\text{公式 5})$$

[0100] 同样,在电流相判别部 63 及电流再现运算部 64 根据 PWM 信号信息 5B 判别为取样直流母线电流 I_{0-S} 是 V 相电流的情况下,根据取样 V 相直流母线电流 I_{0-S-V} 、取样平均直流母线电流 I_{0-FL-S} 和取样直流电压 E_{d-S} ,利用 (公式 6) 来运算再现电流 (I_{dc} 、 I_{qc})。

[0101] 【公式 6】

$$[0102] \quad \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{E_{d-S} \sin\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) I_{0-FL-S} + 2V_q^* \sin^2\left(\frac{1}{3}\pi\right) I_{0-S-V}}{V_q^* \cos\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) + V_d^* \sin\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right)} \\ \frac{E_{d-S} \cos\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) I_{0-FL-S} - 2V_d^* \sin^2\left(\frac{1}{3}\pi\right) I_{0-S-V}}{V_q^* \cos\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right) + V_d^* \sin\left(\theta_{dc} - \frac{2}{3}\pi\right)} \end{bmatrix} \quad (\text{公式 6})$$

[0103] 而在判别为取样直流母线电流 I_{0-S} 是 U 相电流的情况下,根据取样 U 相直流母线电流 I_{0-S-U} 、取样平均直流母线电流 I_{0-FL-S} 和取样直流电压 E_{d-S} ,利用 (公式 7) 来运算再现电流 (I_{dc} 、 I_{qc})。

[0104] 【公式 7】

$$[0105] \quad \begin{bmatrix} I_{dc} \\ I_{qc} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{E_{d-S} \sin(\theta_{dc} - \pi) I_{0-FL-S} - 2V_q^* \sin^2\left(\frac{2}{3}\pi\right) I_{0-S-U}}{V_q^* \cos(\theta_{dc} - \pi) + V_d^* \sin(\theta_{dc} - \pi)} \\ \frac{E_{d-S} \cos(\theta_{dc} - \pi) I_{0-FL-S} + 2V_d^* \sin^2\left(\frac{2}{3}\pi\right) I_{0-S-U}}{V_q^* \cos(\theta_{dc} - \pi) + V_d^* \sin(\theta_{dc} - \pi)} \end{bmatrix} \quad (\text{公式 7})$$

[0106] 在本实施例中,说明了电流再现部 6 将直流母线电流 I_0 的滤波处理 作为数字处理的情况,但也可以如图 6 所示,将滤波处理部 62 变更为采用了电阻和电容器的模拟滤波电路 62A。

[0107] 如果采用本实施例的电流再现部 6,则通过同时利用平均直流母线电流 I_{0-FL} 和 1 相区间的瞬时相电流值 I_{0-S} ,即使在使用了过调制 PWM 控制的弱磁场控制的情况下,也能够再现电流。同时是指对 1 相区间的瞬时相电流值 I_{0-S} 进行了取样、和利用 N2 以上的任意平均直流母线电流 I_{0-FL-S} 的值这一程度。例如在图 5(d) 中,作为取样表示了 2 点。

[0108] 如上所述,能够再现电流,从而能够实现采用了过调制 PWM 控制的弱磁场控制。过

调制PWM控制能够实质增大对电动机赋予的电压。即,可以从图1中所示的 V_0 设为 $1.27 \times V_0$ 。因此,由于能够相应地抑制电动机中产生的感应电压,所以可以降低对电动机赋予的无效电流。从而,可如图2所示那样提高电动机能够输出的转矩。

[0109] 接着,利用图7、图8及图9,对电流检测方法的切换进行说明。

[0110] 图7是将图4的电流再现部6置换为具有电流检测切换部67的电流再现部6C的图,表示了电流再现部6C的处理流程。电流再现部6C是为了提高电流检测精度,而进行同时利用平均直流母线电流 I_{0-FL} 和1相区间的瞬时相电流值 I_{0-S} 的第1电流再现机构(图4等中说明的电流检测方法)、与根据二相区间的瞬时相电流信息来再现三相区间的电流那样的第2电流再现机构(公知的电流检测方法)的切换处理的构成。

[0111] 利用图8、图9,对不是过调制PWM方式的情况下(图1、图2的粗线的情况),转速为 $N1$ 以下时的PWM信号与直流母线电流的关系进行说明。

[0112] 图8是一并记载了电动机进行低速旋转时、即转速为 $N1$ 以下时的PWM信号与直流母线电流的关系、以及直流母线电流 I_0 与平均直流母线电流 I_{0-FL} 的取样状态的图。(a2)以后大致表示了(a1)中用黑三角表示的位置的状态。

[0113] 图9-A及图9-B是将图8(d)的取样部分放大后的波形。

[0114] 图9-A表示第2电流再现机构的取样状态,以取样1、取样2对直流母线电流 I_0 进行了取样。

[0115] 图9-B表示第1电流再现机构的取样状态,以取样2对直流母线电流 I_0 进行了取样、以取样3对平均直流母线电流 I_{0-FL} 进行了取样。

[0116] 由于除了从图3将电流再现部6变更为电流再现部6C之外,电动机、逆变器主电路及控制部是相同的构成,所以省略说明。

[0117] 这里,利用图7对电流再现部6C的构成简单地进行说明。

[0118] 作为电流再现部6C的第1电流再现机构的滤波处理部62、电流相判别部63、电流再现运算部64,进行与此前的说明相同的动作。

[0119] 在电流再现部6C的电流相判别部65、电流再现运算部66中,使用第2电流再现机构,输出再现电流 I_{dc2} 、 I_{qc2} 。由于在专利文献1中针对详细内容已经进行了记载,所以,下面在图8的波形例的情况下简单地进行说明。

[0120] 电流相判别部65根据PWM信号信息5B,将由AD转换部61取样的取样直流母线电流 I_{0-S} 判别为是W相和U相的瞬时相电流,输出取样W相直流母线电流 I_{0-S-W} 和取样U相直流母线电流 I_{0-S-U} 这2相区间的瞬时相电流。

[0121] 电流再现运算部66根据2相区间的瞬时相电流,基于(公式2)的相电流的总和的关系,导出V相电流 I_v 。接着,根据取样W相直流母线电流 I_{0-S-W} 、取样U相直流母线电流 I_{0-S-U} 、导出的V相电流 I_v 和逆变器推定旋转相位 θ_{dc} ,并利用将(公式3)的UVW相电流坐标转换成旋转(dq)坐标系的dq轴电流的关系,输出再现电流 I_{dc2} 、 I_{qc2} 。

[0122] 电流检测切换部67将平均直流母线电流 I_{0-FL} 与规定的值进行大小判别,在为规定值以上的情况下,输出由第1电流再现机构运算出的再现电流 I_{dc1} 、 I_{qc1} 作为再现电流 I_{dc} 、 I_{qc} ,在为规定值以下的情况下,输出再现电流 I_{dc2} 、 I_{qc2} 作为再现电流 I_{dc} 、 I_{qc} 。换言之,在平均直流母线电流 I_{0-FL} 比规定值大的情况下,第1电流再现机构被选择,在小于规定值的情况下,第2电流再现机构被选择。

[0123] 另外,虽然电流检测切换部 67 将平均直流母线电流 I_{0-FL} 与规定的值进行大小判别,来执行电流检测方法的切换,但也可以通过将电动机 1 的转速与规定的值进行大小判别,来执行电流检测方法的切换。就本实施例而言,该规定值为 $N1$ 。

[0124] 如上所述,通过切换第一电流检测方法和第二电流检测方法,能够从低速旋转区域到高速旋转区域以高的精度再现电动机相电流。

[0125] 接着,使用图 8,对 $N1$ 以下的电动机 1 以低速旋转的区域进行说明。其中,低速旋转区域是指不成为电压饱和区域、而相对于交流施加电压 / 电流一个周期,成为逆变器的三角波载波数较多的状态的区域。

[0126] 如图 8 所示,在电动机 1 以低速旋转的区域中,由于和以高速旋转的区域相比,交流施加电压指令 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* 变小,所以直流母线电流 I_0 的时间宽度变小,平均直流母线电流 I_{0-FL} 变小。

[0127] 在同时利用平均直流母线电流 I_{0-FL-S} 和 1 相区间的瞬时相电流值 I_{0-S} 的第 1 电流再现机构(图 4 等中说明的电流检测方法)中,由于基于平均直流母线电流 I_{0-FL-S} 和直流电压 E_{d-S} 来运算直流电力,所以,如果低速旋转时平均直流母线电流 I_{0-FL-S} 减小,则在对电流值进行取样时,容易受到噪声的影响,导致电流再现精度恶化。

[0128] 另一方面,在根据二相区间的瞬时相电流信息来再现三相区间的电流那样的第 2 电流再现机构(公知的电流检测方法)中,如图 9 所示,由于能够从大于平均直流母线电流 I_{0-FL} 的直流母线电流 I_0 取样 2 相的瞬时相电流,所以,即便在低速旋转区域中也能够不降低精度地再现电流。

[0129] 因此,通过在低速旋转区域中切换为第 2 电流再现机构来进行电流再现,能够不降低电流检测精度地检测电流。

[0130] 如上所述,由于从低速旋转区域到高速旋转区域高精度地电流再现电动机 1 的电动机相电流,所以,将电流再现部 6 如图 7 所示那样,变更成对第 1 电流再现机构和第 2 电流再现机构进行切换的电流再现部 6C 的构成的方法是有效的。

[0131] 接着,利用图 10、图 11,对将本实施例的电流检测方法应用到空调机压缩机用电动机驱动装置的情况进行说明。

[0132] 使用图 10,对空调机的整体构成进行说明。

[0133] 空调机 100 由进行热交换的室外机 101 及室内机 102、和将室外机 101 及室内机 102 连接的配管 103 构成。

[0134] 与室外进行热交换的室外机 101 由压缩制冷剂的压缩机 104、驱动压缩机的压缩机驱动电动机 105、控制压缩机驱动电动机 105 的电动机驱动装置 106、和利用压缩制冷剂和室外进行热交换的热交换机 107 构成。

[0135] 与室内进行热交换的室内机 102 由与室内进行热交换的热交换机 108、和将热交换机 108 的热送向室内的送风机 109 构成。

[0136] 这里,利用图 11,对压缩机驱动电动机的效率进行说明。

[0137] 作为表示空调机的性能的指标,近年来作为用于在接近实际使用时的状态下进行评价的指标,采用了全年能耗效率(APF)。在 APF 指标中,由于重视低速旋转、低负荷下的效率,所以在空调机压缩机用电动机的设计中,按照图 11 所示的效率为峰值的转速 $N3$ 成为低的转速的方式,进行了电动机的低速设计。

[0138] 但是,在低速设计电动机中,比图 1 所示的逆变器能够供给的电压大的电压饱和区域变宽,在高速旋转区域中大量流动着基于弱磁场控制而产生的无效电流。因此,如图 11 的实线所示,在高速旋转区域中,压缩机驱动电动机中发生了大幅度的效率降低。

[0139] 如果将本实施例 1 的电流检测方法应用到空调机中,则即使在过调制 PWM 控制中成为指令电压重复的状态的情况下,也能够再现电动机的电流。换言之,直到交流施加电压指令成为方形波状为止(就图 1 而言,到成为 N2 为止,到成为 $1.27 \times V_0$ 为止),能够增加逆变器可供给电压,由此可以降低电动机中流动的无效电流。

[0140] 通过如此增加逆变器能够供给电压,即使在直流电压 E_d 恒定的情况下,也能够如图 1 所示,降低弱磁场控制时流动的无效电流。因此,可以降低因电流引起的损失,如图 11 的单点划线所示,在比效率为峰值的转速 N3 大的高速旋转的区域中,能够抑制效率的降低。而且,如图 2 所示,可以在高速旋转区域中提高压缩机驱动电动机能够输出的转矩、实现高输出。

[0141] 如上所述,通过在空调机用压缩机驱动系统中组合本电流检测方法和过调制 PWM 控制,即使以高速旋转来运转空调机用压缩机,也能够实现高效率。因此,可以增大制冷剂流量、实现空调机的高输出。

[0142] 【实施例 2】

[0143] 利用图 12、图 13,对将采用了实施例 1 的电流检测方法的电动机驱动装置应用到洗衣机的搅拌翼驱动的第 2 实施例进行说明。

[0144] 首先,利用图 12,对洗衣机的整体构成进行说明。

[0145] 洗衣机 200 由搅拌洗涤槽的搅拌翼 203、驱动搅拌翼的搅拌翼驱动电动机 202、控制搅拌翼驱动电动机 202 的电动机驱动装置 201、对衣服进行洗涤的洗涤内槽 204 和洗涤外槽 205 构成。

[0146] 这里,利用表示搅拌翼驱动电动机的动作点的展示了电动机转速与转矩特性的简要图的图 13,说明搅拌翼驱动电动机 202 的动作点。

[0147] 搅拌翼驱动电动机 202 在洗涤时以作为低速旋转 / 高转矩的动作点的动作点 A 进行动作,在脱水时以高速旋转 / 低转矩的动作点 B,并应用弱磁场控制进行动作。为了今后进一步实现洗衣机的大容量化、缩短脱水时间,需要从上述动作点 B 开始在动作点 C、动作点 D 下驱动。

[0148] 但是,搅拌翼驱动电动机 202 为了动作点 A 处的低速旋转 / 高转矩驱动及高效率驱动,预先使用永磁铁电动机进行了磁铁磁束的强化等,如上所述,由于高速旋转时电压饱和区域的增大会引起能够输出的转矩降低,所以,无法在动作点 C 及动作点 D 进行驱动。

[0149] 鉴于此,如果将本实施例的电流检测方法应用到洗衣机中,则即使在过调制 PWM 控制中成为指令电压重复的状态的情况下,也能够再现电动机的电流。换言之,能够提高逆变器可供给电压,直到交流施加电压指令成为方形波状为止。

[0150] 通过如此提高逆变器能够供给电压,如图 2 所示,由于弱磁场运转中的能够输出转矩提高,所以,搅拌翼驱动电动机 202 能够在图 13 的虚线所示的范围中驱动,能够在动作点 C 及动作点 D 处进行驱动。

[0151] 由于搅拌翼驱动电动机 202 能够在与动作点 B 相同的转速、输出更大的转矩的动作点 C 进行驱动,所以可实现洗衣机的大容量化。而且,由于能够以与动作点 B 相同的转矩

高速驱动到动作点 D 为止,所以能够缩短脱水时间。

[0152] 如上所述,由于通过应用本实施例的电流检测方法,能够取消搅拌翼驱动马达的电流传感器,所以能够实现洗衣机的小型、低成本化。而且,通过组合本电流检测方法和过调制 PWM 控制,能够以高速旋转控制搅拌翼驱动马达,缩短洗衣机的脱水时间。并且,能够以高转矩控制搅拌翼驱动马达,实现洗衣机的大容量化。

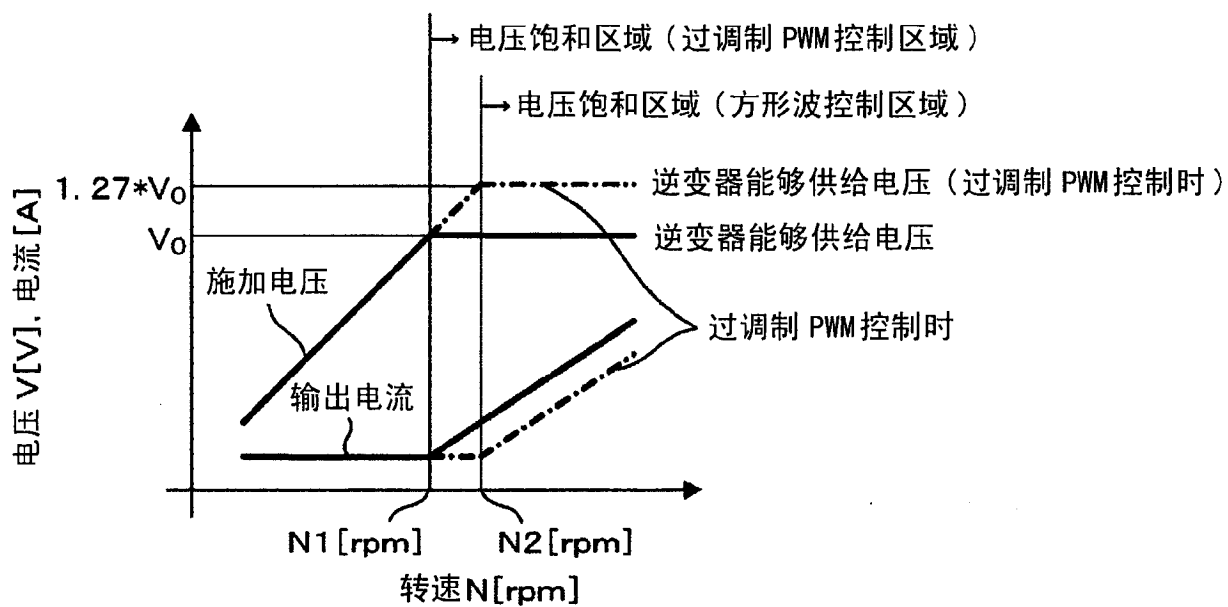


图 1

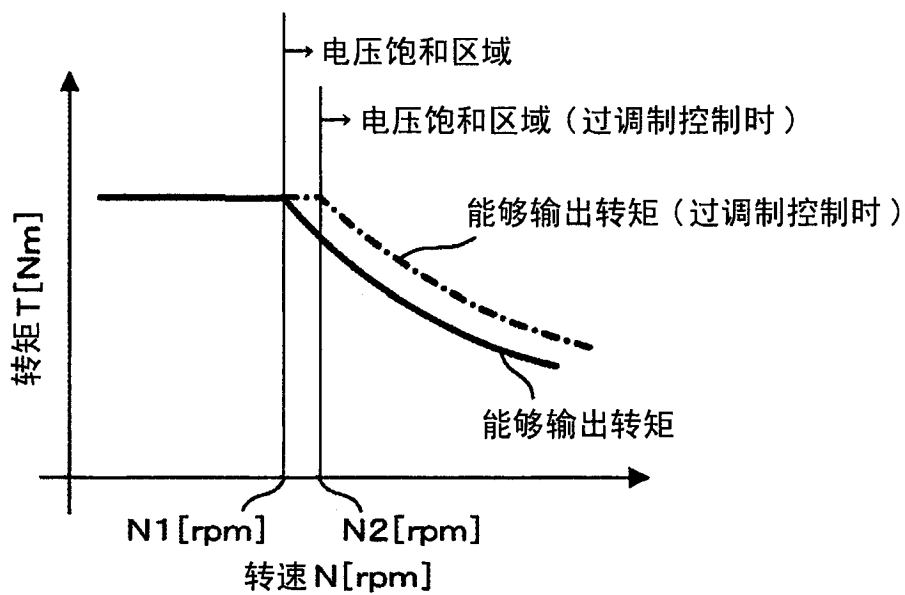


图 2

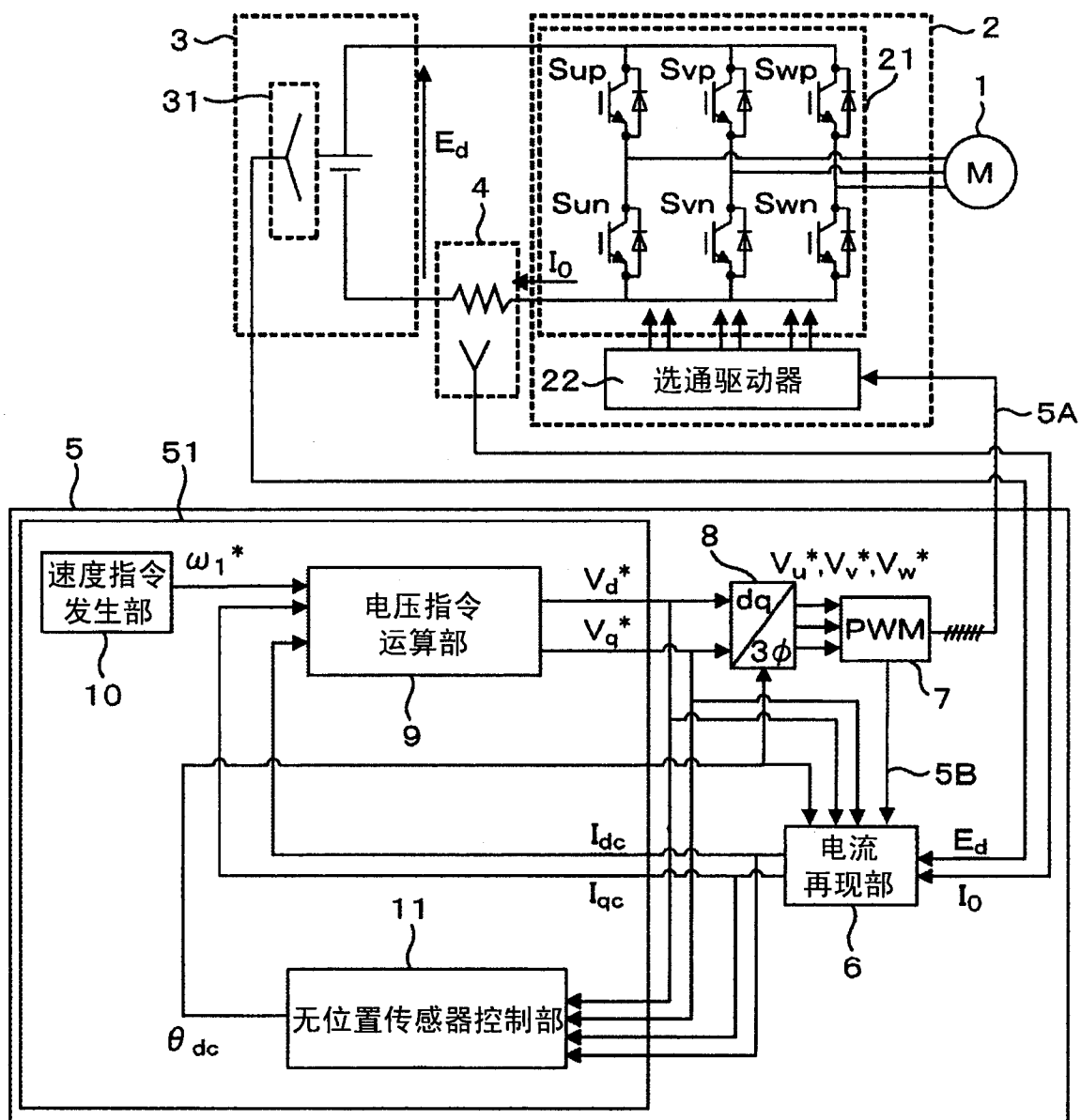


图 3

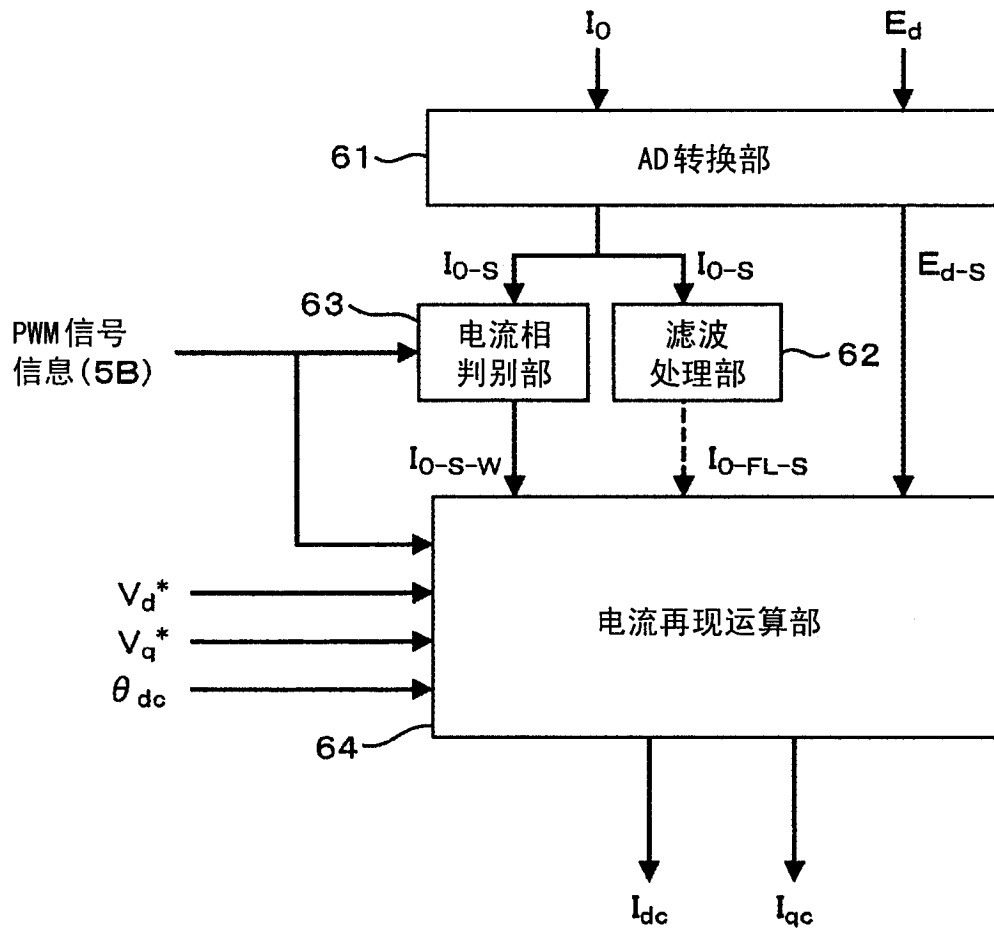


图 4

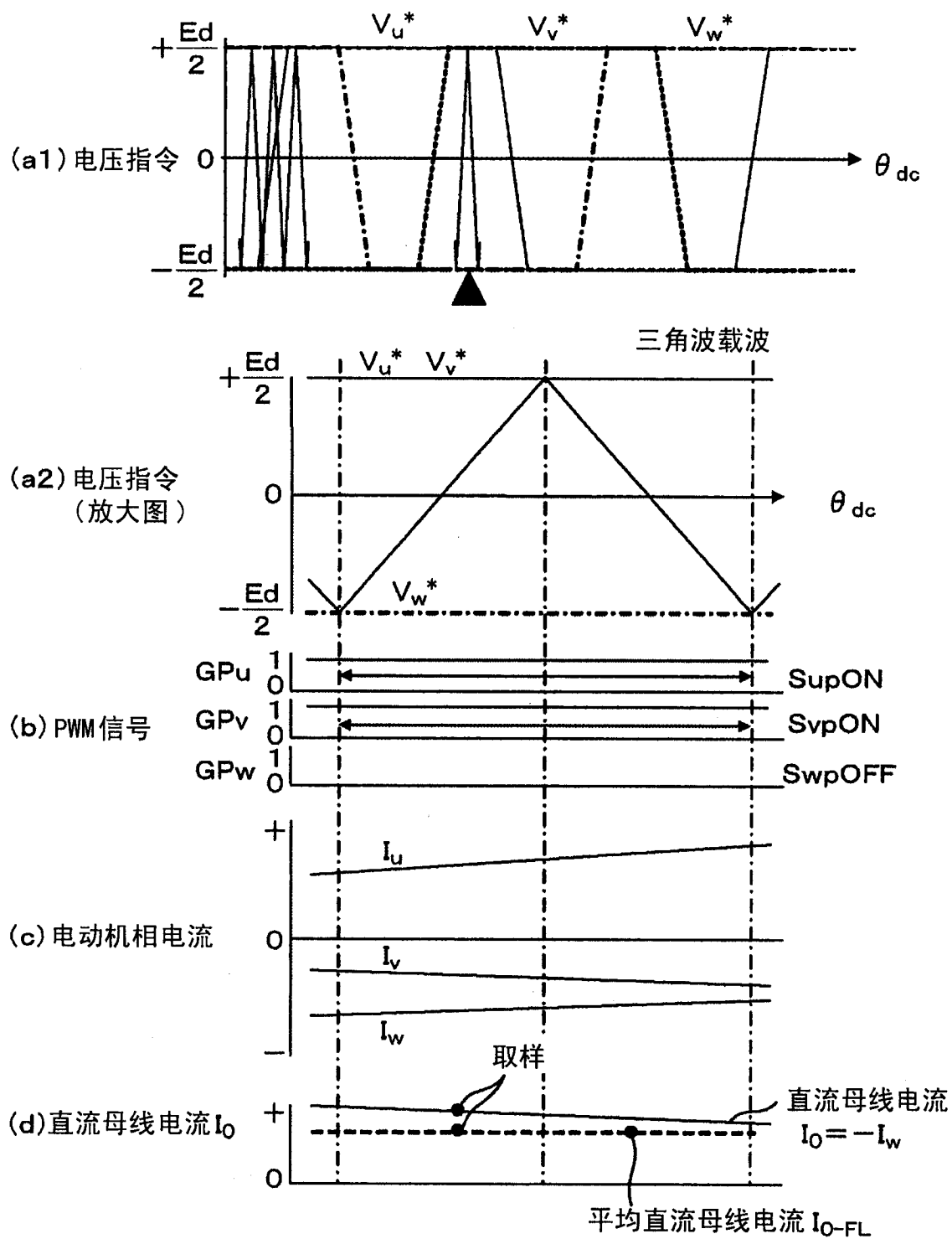


图 5

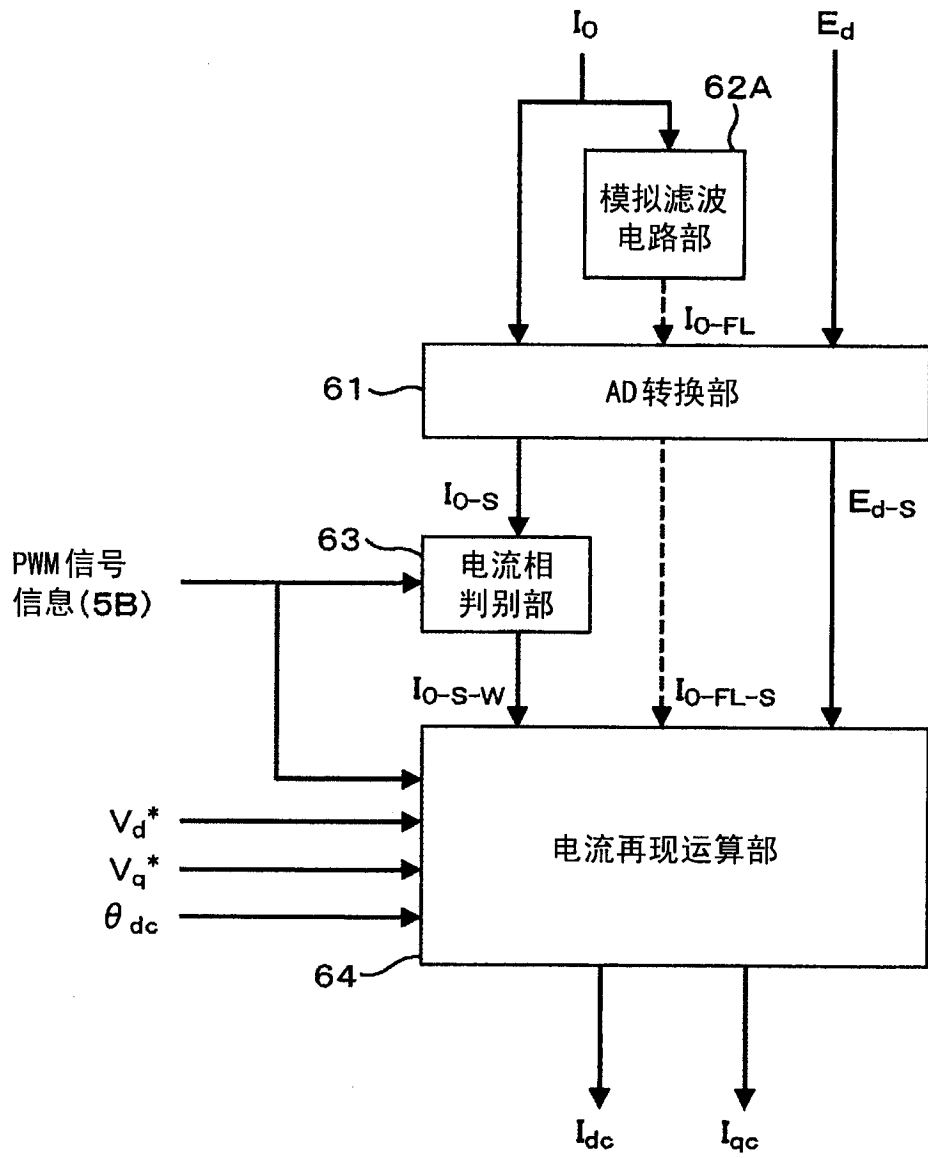


图 6

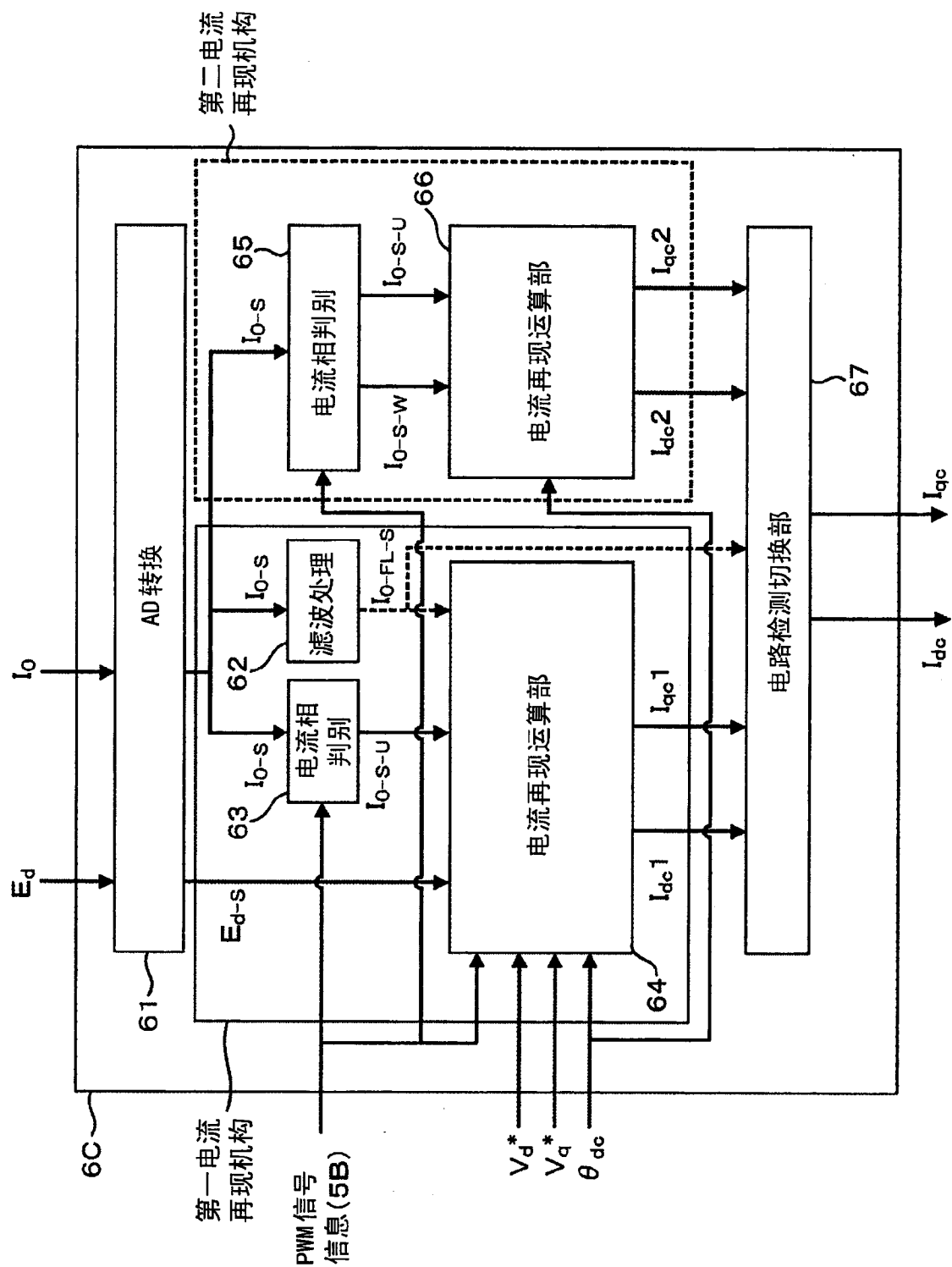


图 7

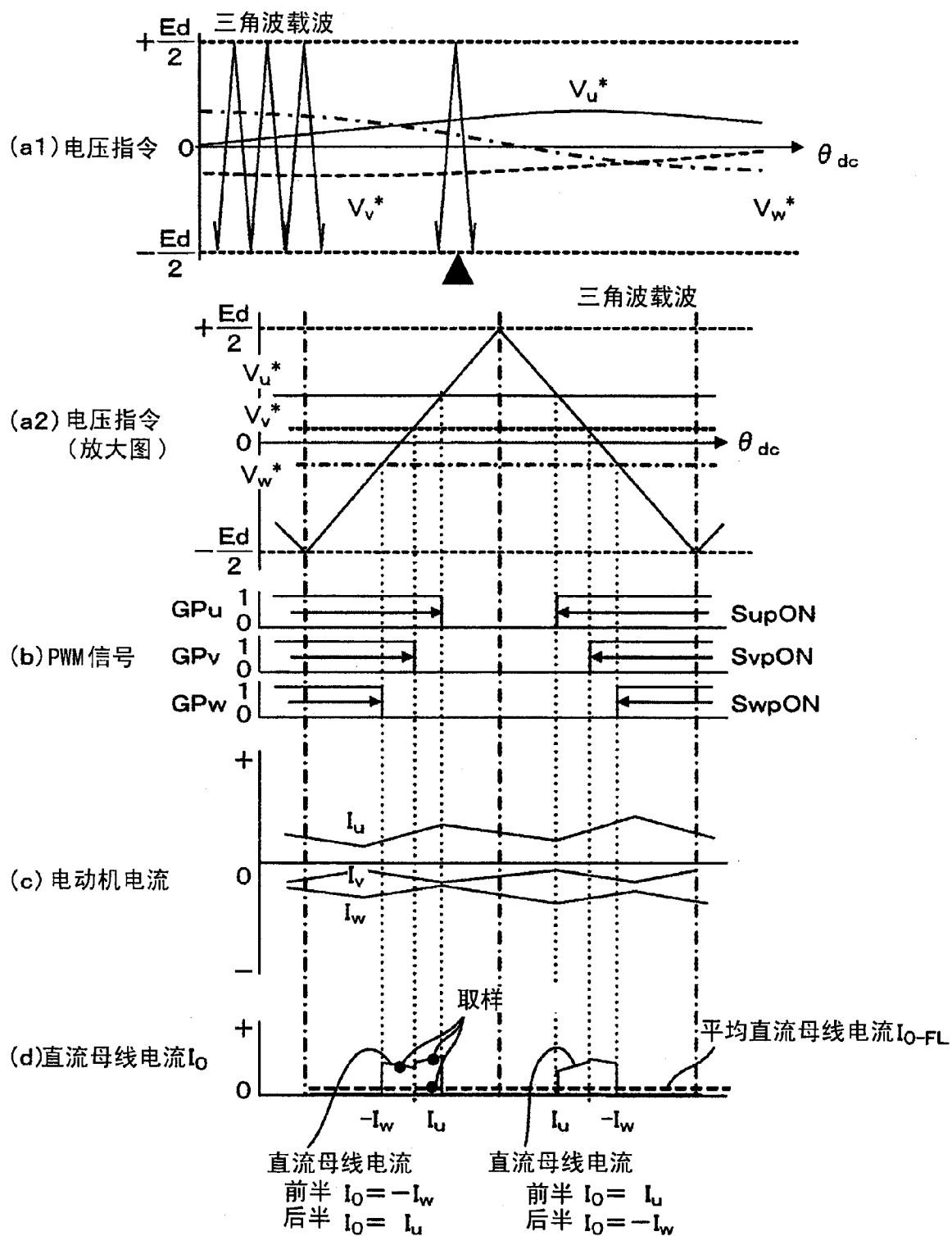


图 8

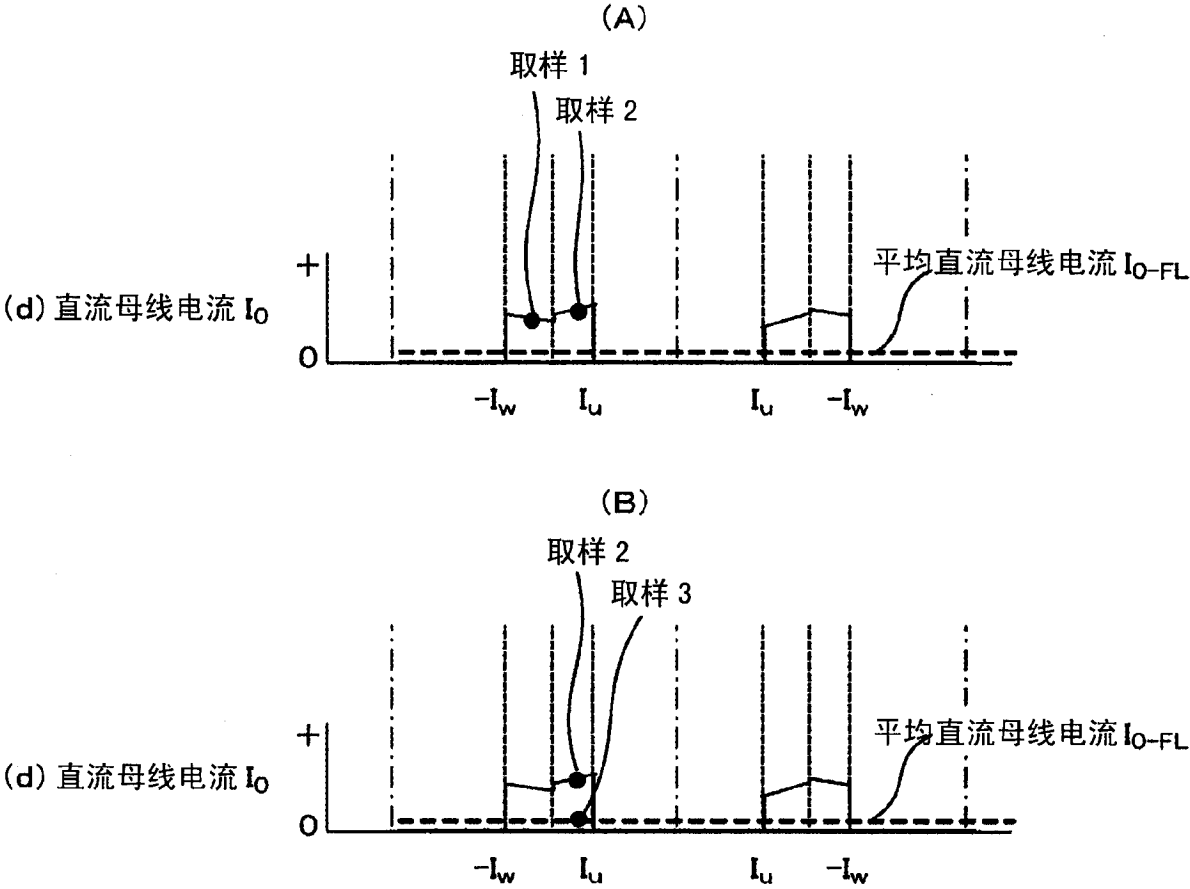


图 9

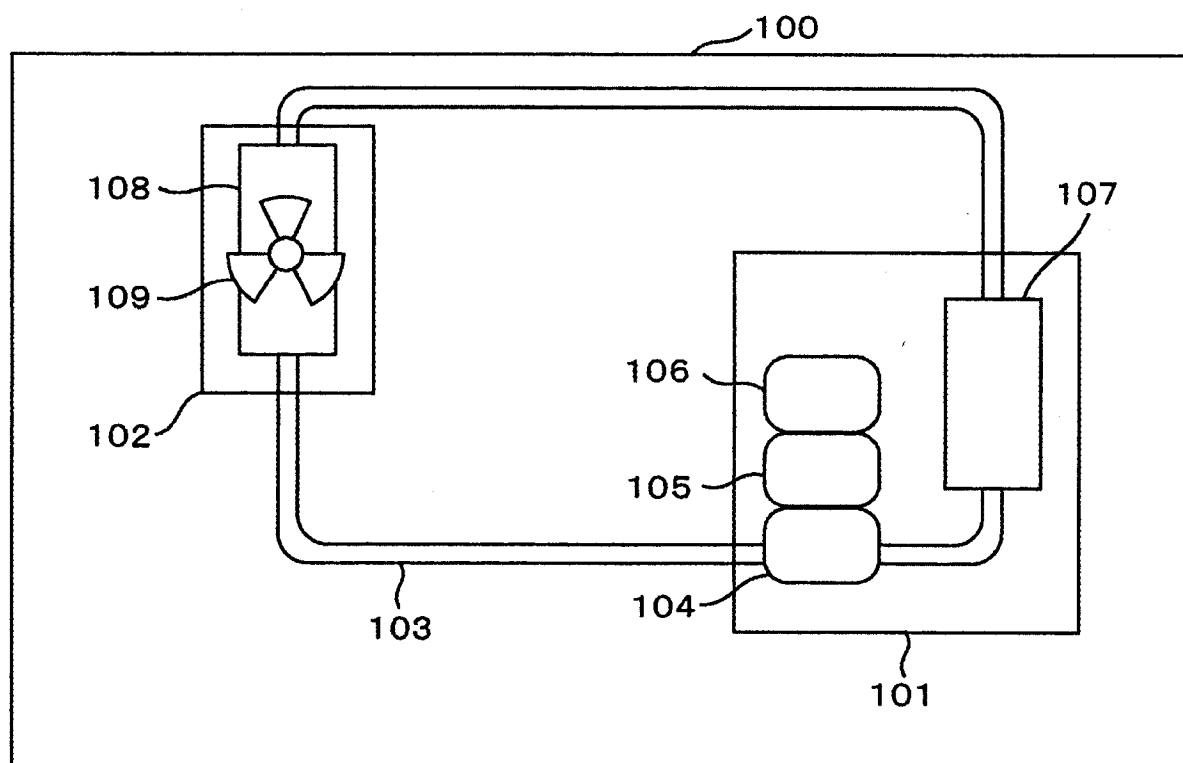


图 10

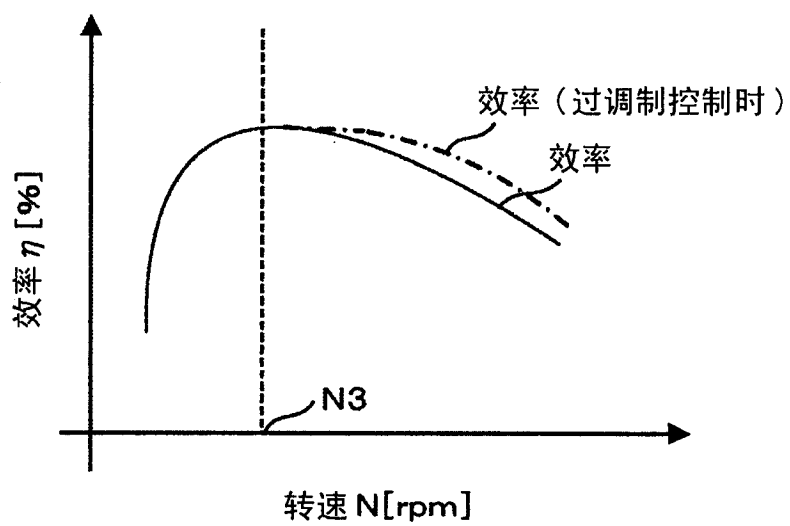


图 11

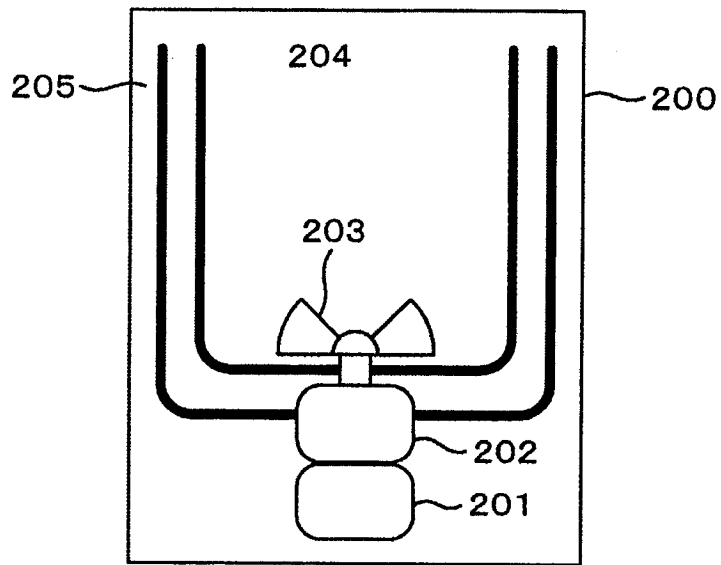


图 12

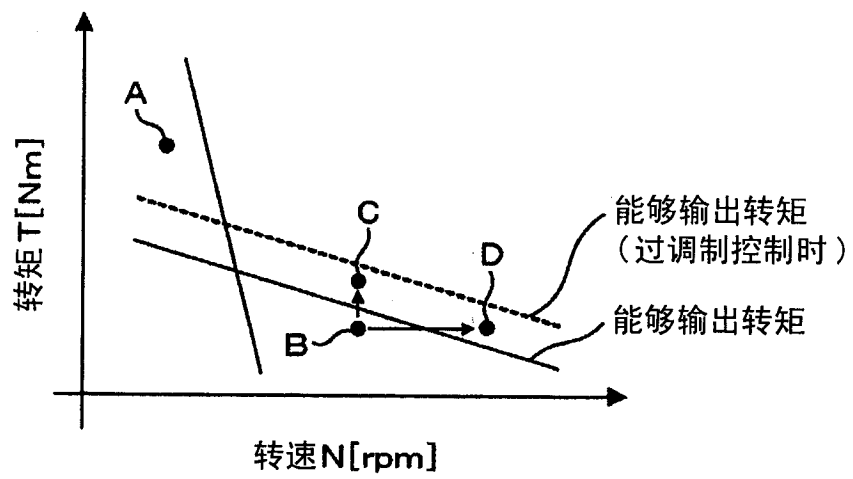


图 13