

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02P 27/06 (2006.01)

B60L 11/14 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200510105146.3

[45] 授权公告日 2007 年 10 月 31 日

[11] 授权公告号 CN 100346572C

[22] 申请日 2005.9.28

[21] 申请号 200510105146.3

[30] 优先权

[32] 2004.10.7 [33] JP [31] 295076/2004

[32] 2004.11.22 [33] JP [31] 337804/2004

[73] 专利权人 丰田自动车株式会社

地址 日本爱知县

[72] 发明人 矢口英明

[56] 参考文献

US5587891A 1996.12.24

JP9-238492A 1997.9.9

JP2000-358393A 2000.12.26

CN1325177A 2001.12.5

US6060859A 2000.5.9

JP2000-333465A 2000.11.30

审查员 高时芳

[74] 专利代理机构 北京市中咨律师事务所

代理人 马江立 吴 鹏

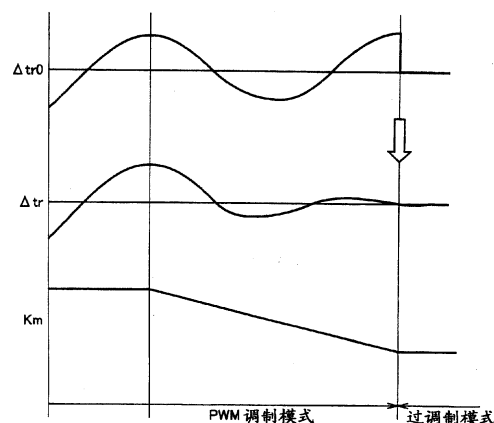
权利要求书 4 页 说明书 26 页 附图 14 页

[54] 发明名称

对输出转矩具有振动减小控制功能的电机驱动装置

[57] 摘要

本发明涉及对输出转矩具有振动减小控制功能的电机驱动装置。在执行 PWM 控制的同时执行振动减小控制的条件下,生成相位与电机转速变动分量相反的振动减小转矩(Δtr),并利用本身是该振动减小转矩(Δtr)与转矩指令值($TR0$)的总和的最终转矩指令值(TR)来驱动交流电机($M1$)。在 PWM 控制模式被切换为过调制控制模式的过渡状态下,经由用振动减小转矩($\Delta tr0$)乘以根据调制率变化的补正系数(Km)确定的振动减小转矩(Δtr)随着补正系数(Km)的减小而逐渐减小,并在控制模式被切换时基本变为零。由此,振动减小转矩(Δtr)不具有在切换控制模式时出现在振动减小转矩($\Delta tr0$)中的任何阶跃部分。因此,能够减小交流电机的输出转矩的振动。



1、一种电机驱动装置 (M1)，它包括：

驱动第一电机 (M1) 的第一驱动电路 (12)；和

控制所述第一驱动电路 (12) 以使所述第一电机 (M1) 根据要求转矩输出转矩的驱动电路控制电路 (40)，其中，

所述驱动电路控制电路 (40) 包括：

用于根据所述第一驱动电路 (12) 的调制率在 PWM 控制模式、过调制控制模式与矩形波控制模式之间切换所述第一电机 (M1) 的控制模式的控制模式切换装置，和

振动减小控制装置，它用于在所述第一电机 (M1) 的控制模式为所述 PWM 控制模式时生成用于减小从所述第一电机 (M1) 输出的转矩的振动的振动减小转矩，并用所述振动减小转矩加上所述要求转矩以将所得到的和作为一新的要求转矩来提供，

所述控制模式切换装置响应于所述第一驱动电路 (12) 的调制率超过第一预定值的事实将所述第一电机 (M1) 的控制模式从所述 PWM 控制模式切换为所述过调制控制模式，以及

所述振动减小控制装置在所述第一驱动电路的调制率从小于所述第一预定值的第二预定值变化到所述第一预定值的期间逐渐减小所述振动减小转矩。

2、根据权利要求 1 所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述振动减小控制装置包括：

用于基于所述第一电机 (M1) 的转速的变动分量来生成所述振动减小转矩的生成装置；

用所述生成的振动减小转矩乘以一根据所述第一驱动电路 (12) 的调制率变化的第一补正系数来补正所述振动减小转矩的第一补正装置；以及

用于用所述补正的振动减小转矩加上所述要求转矩以将所得到的和

作为一新的要求转矩来提供的加算装置。

3、根据权利要求2所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述第一补正系数随着所述第一驱动电路(12)的调制率从所述第二预定值向所述第一预定值逐渐增大而逐渐减小。

4、根据权利要求3所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述第一补正装置具有将所述第一补正系数限定成随着所述第一驱动电路(12)的调制率逐渐增大而逐渐减小的第一补正系数映像，并从所述第一补正系数映像中抽出与所述第一驱动电路(12)的调制率相对应的所述第一补正系数的值以补正所述振动减小转矩。

5、根据权利要求2所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述第一电机(M1)是生成作用在车辆的驱动轮上的驱动转矩的电机，以及

所述振动减小控制装置还包括用所述生成的振动减小转矩乘以一根据所述车辆的状态而变化的第二补正系数来补正所述振动减小转矩的第二补正装置。

6、根据权利要求5所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述振动减小控制装置还包括用于基于所述驱动转矩的变化量来检测所述车辆的状态的车辆状态检测装置，以及

所述第二补正装置用所述生成的振动减小转矩乘以根据所述驱动转矩的变化量而变化的所述第二补正系数来补正所述振动减小转矩。

7、根据权利要求6所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述第二补正系数在所述驱动转矩的变化量超过预定值的条件下随着所述驱动转矩的变化量增大而增大。

8、根据权利要求7所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述第二补正系数随着所述驱动转矩的变化量增大而分阶段地或者连续地增大。

9、根据权利要求7所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述第二补正系数在所述驱动转矩的变化量小于或等于所述预定值

时为零。

10、根据权利要求9所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述第二补正系数在从所述驱动转矩的变化量改变为小于或等于所述预定值时的时间开始的一预定期间内逐渐减小。

11、根据权利要求7所述的电机驱动装置，其特征在于，

当所述驱动转矩的变化量小于或等于所述预定值时，所述加算装置在不执行所述补正的振动减小转矩与所述要求转矩的所述加算的情况下将所述要求转矩作为所述新的要求转矩来提供。

12、根据权利要求6所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述第二补正系数在从所述驱动转矩开始变化时的时间开始的一预定期间内被设定为一较大值，并且在所述预定期间之后被设定为一较小值。

13、根据权利要求12所述的电机驱动装置，其特征在于，

所述预定期间与所述第一电机(M1)的转速的变动分量的共振频率带的一个周期的期间相当。

14、根据权利要求6所述的电机驱动装置，其特征在于，它还包括驱动用于起动或停止内燃机的第二电机的第二驱动电路，其中，

所述车辆状态检测装置基于所述第一驱动电路(12)的要求转矩、所述第二驱动电路的要求转矩以及所述内燃机的要求转矩的变化量中的至少一个来检测所述驱动转矩的变化量。

15、根据权利要求14所述的电机驱动装置，其特征在于，它还包括执行电源(B)与所述第一和第二驱动电路(12)之间的电压变换的电压变换器，其中，

所述电压变换器根据用以起动所述内燃机的指示而升高电源电压，以使所述第一驱动电路(12)的调制率小于或等于所述第一预定值，以及

所述控制模式切换装置响应于所述第一驱动电路(12)的调制率改变为小于或等于所述第一预定值的事实而将所述第一电机(M1)的控制

模式切换为所述 PWM 控制模式。

对输出转矩具有振动减小控制功能的电机驱动装置

本非临时申请以分别在2004年10月7日和2004年11月22日向日本专利局提交的日本专利申请 No.2004-295076 和 No.2004-337804 为基础，在此引入它们的全部内容以供参考。

技术领域

本发明涉及一种电机驱动装置，尤其涉及一种对输出转矩具有振动减小控制功能的电机驱动装置。

背景技术

混合动力车和电动车近来作为环保机动车受到极大的关注。作为其原动力源，除传统发动机外，混合动力车具有直流（DC）电源、逆变器以及由该逆变器驱动的电机。更具体地说，该发动机被驱动以获得原动力源，来自直流电源的直流电压经由逆变器变换为交流（AC）电压以用于转动电机以及由此获得原动力源。

电动车指具有作为其原动力源的直流电源、逆变器以及由该逆变器驱动的电机的机动车。

安装在此混合动力车或电动车上的电机驱动装置采用使该电机的输出转矩以高精度与转矩指令值相匹配从而减小由转矩控制误差导致的车辆振动的振动减小控制技术。

图19是例如在日本专利特开平 No. 09-238492 中公开的用于交流电机的电流控制装置的示意框图。这里所示的电流控制装置采用使用 γ - δ 坐标系统的所谓矢量控制技术，利用该 γ - δ 坐标系统，可用直线示出电机定子和转子的电压和电流。

参见图 19, 利用来自逆变器 111 的三相交流电流驱动感应电动机 102。

矢量控制指令值计算器 101 接收由外部元件提供的作为输入量的转矩指令值 T^* , 以计算并输出滑移 (slip) 角速度指令值 ω_{se}^* 、励磁电流指令值 i_{ys}^* 和转矩电流指令值 $i_{\delta s}^*$ 。

从矢量控制指令值计算器 101 输出的滑移角速度指令值 ω_{se}^* 输入给积分器 115。励磁电流指令值 i_{ys}^* 和转矩电流指令值 $i_{\delta s}^*$ 输入给电流控制器 109。

积分器 115 计算滑移角速度指令值 ω_{se}^* 的积分以确定滑移角相位 θ_{se} , 并将此滑移角相位 θ_{se} 输出给由加算器组成的电源角相位计算器 114。转动位置检测器 113 基于来自编码器 103 的信号确定感应电动机 102 的转子的转动角位置 θ_{re} , 并将所确定的位置输出给电源角相位计算器 114。

电流角相位计算器 114 将转动角位置 θ_{re} 加上滑移角相位 θ_{se} 以计算电源角相位 θ 。

u 相电流传感器 106 检测并输出感应电动机 102 的定子的 u 相电流 i_u , v 相电流传感器 107 检测并输出该定子的 v 相电流 i_v 。由 u 相电流 i_u 、v 相电流 i_v 和电源角相位 θ , 三相到二相变换器 108 计算并输出励磁电流 i_{ys} 和转矩电流 $i_{\delta s}$ 。

电流控制器 109 由励磁电流指令值 i_{ys}^* 和励磁电流 i_{ys} 计算并输出励磁分量电压指令值 v_{ys}^* , 并由转矩电流指令值 $i_{\delta s}^*$ 和转矩电流 $i_{\delta s}$ 计算并输出转矩分量电压指令值 $v_{\delta s}^*$ 。

PWM (脉冲宽度调制) 发生器 110 使用电源角相位 θ 对励磁分量电压指令值 v_{ys}^* 和转矩分量电压指令值 $v_{\delta s}^*$ 执行二相到三相变换以变换为三相电压指令值, 并将三相 PWM 信号输出给逆变器 111。响应于该三相 PWM 信号, 逆变器 111 给感应电动机 102 供应三相交流电流 (i_u, i_v, i_w)。

关于上述构造, 转动角位置 θ_{re} 可作为时刻更新且准确的值经由编码器 103 获得, 该转动角位置 θ_{re} 是供 PWM 发生器 110 进行二相到三相变换使用的电源角相位 θ 的分量。因此, 与由需要预定测量时间且在速度变化时测量误差大的转动角速度来确定电源角相位的情况相比, 可准确地控

制电机输出转矩，以将该转矩设定为指令值。由此，能够减小由转矩控制误差引起的导致车身纵向上瞬时振动的车身纵向加速度。

此外，利用数字电流控制来执行矢量控制。在对转动角位置 and 实际三相电流进行抽样时，计算转动角位置和滑移角相位的抽样值的和以确定第一电源角相位。计算转动角速度和滑移角速度的和以确定电源角速度。电源角速度用于补偿第一电源角相位，从而确定用于产生三相 PWM 信号的第二电源角相位。由此，能够减小瞬时状态（过渡时）的控制变动。

图 19 中所示由 PWM 发生器 110 产生的三相 PWM 信号是通过比较励磁分量电压指令值 v_{ys}^* 和转矩分量电压指令值 $v_{\delta s}^*$ 与三角载波信号获得的开关信号。此开关信号可用于开/关逆变器 111 的元件，并从而获得其平均值与电压指令值的振幅成比例的交流输出电压。

在 PWM 控制系统中，为使元件在三角波信号的每个周期中始终开/关，有必要使电压指令值的振幅小于三角波信号的振幅。所产生的问题是电压利用率受到限制，从而不能获得足够高的功率输出。

作为电压利用率比 PWM 控制系统高的控制系统的例子，已知采用矩形波电压的控制系统（矩形波控制系统）或者过调制控制系统。矩形波控制系统和过调制控制系统使用其程度接近极限的电压，因此与 PWM 控制系统相比，此系统能够增大电机功率输出。

然而，矩形波控制系统和过调制控制系统的控制响应性与 PWM 控制系统相比较低。所产生的问题是当转矩指令值或电机转速出现突然变化时，导致例如蓄电池的瞬时损耗，从而不能获得预期转矩。

在此方面，PWM 控制系统是有利的，因为其具有高控制响应性，这样即使负荷出现突然变化也能稳定地输出转矩。

于是，为了增大整个控制的电压利用率以及在负荷突然变化的瞬时状态下稳定地控制电机，公开了能够选择性地在 PWM 控制与矩形波控制之间改变电机控制模式的电机控制装置。

具体地说，日本专利特开 No.2000-358393 公开了这样一电机控制装置，其利用 PWM 波形电压执行控制直至交流电机的每个相位的电压指令值的

绝对值超过 $A/2$ （与电池电压相等的值），且当该电压指令值的绝对值变得等于或大于 $A/2$ 时，其利用矩形波电压执行控制。此外，当各个相位的电压指令值中任一个超过逆变器能够生成的最大电压值时，就减小转矩指令值并重新计算电压指令值。此外，另一特征是用于车辆控制的 ECU 被告知经减小的转矩指令值。

这里假定上述振动减小控制应用于具有如上所述电机控制模式切换功能的电机驱动装置。

振动减小控制如上所述准确地控制电机输出转矩，使该转矩与指令值匹配并减小瞬时状态的控制变动。因此，作为电机控制模式，采用在图 13 中示出的控制响应性较好的 PWM 控制。

这里还假定电机控制模式根据电压指令值从 PWM 控制改变到矩形波控制。在矩形波控制下，由于控制响应性差而难以继续高精度的振动减小控制。因此，在 PWM 控制改变到矩形波控制的时候，电机输出转矩具有不连续即具有阶跃（阶梯）部分的波形。该阶跃部分的出现导致车辆振动，这令驾驶者感到不舒适。

发明内容

本发明的一目的是提供一种能够减小在电机控制模式改变时出现的输出转矩的振动的电机驱动装置。

本发明的另一目的是提供一种具有振动减小控制施加装置以有效执行振动减小控制的电机驱动装置。

根据本发明，电机驱动装置包括：驱动第一电机的第一驱动电路；和控制所述第一驱动电路以使所述第一电机根据要求转矩输出转矩的驱动电路控制电路。所述驱动电路控制电路包括：用于根据所述第一驱动电路的调制率（调制系数）在 PWM 控制模式、过调制控制模式与矩形波控制模式之间切换所述第一电机的控制模式的控制模式切换装置（单元）；和振动减小控制装置，它用于在所述第一电机的控制模式为所述 PWM 控制模式时生成用于减小从所述第一电机输出的转矩的振动的振动减小转矩，并

用所述振动减小转矩加上所述要求转矩以将所得到的和作为一新的要求转矩来提供。所述控制模式切换装置响应于所述第一驱动电路的调制率超过第一预定值的事实将所述第一电机的控制模式从所述 PWM 控制模式切换为所述过调制控制模式，以及所述振动减小控制装置在所述第一驱动电路的调制率从小于所述第一预定值的第二预定值变化到所述第一预定值的期间逐渐减小所述振动减小转矩。

优选地，所述振动减小控制装置包括：用于基于所述第一电机的转速的变动分量来生成所述振动减小转矩的生成装置；用所述生成的振动减小转矩乘以一根据所述第一驱动电路的调制率变化的第一补正（修正）系数来补正所述振动减小转矩的第一补正装置；以及用于用所述补正的振动减小转矩加上所述要求转矩以将所得到的和作为一新的要求转矩来提供的加算装置。

优选地，所述第一补正系数随着所述第一驱动电路的调制率从所述第二预定值向所述第一预定值逐渐增大而逐渐减小。

优选地，所述第一补正装置具有将所述第一补正系数限定成随着所述第一驱动电路的调制率逐渐增大而逐渐减小的第一补正系数映像（map），并从所述第一补正系数映像中抽出与所述第一驱动电路的调制率相对应的所述第一补正系数的值以补正所述振动减小转矩。

优选地，所述第一电机是生成作用在车辆的驱动轮上的驱动转矩的电机，以及所述振动减小控制装置还包括用所述生成的振动减小转矩乘以一根据所述车辆的状态而变化的第二补正系数来补正所述振动减小转矩的第二补正装置。

优选地，所述振动减小控制装置还包括用于基于所述驱动转矩的变化量来检测所述车辆的状态的车辆状态检测装置，以及所述第二补正装置用所述生成的振动减小转矩乘以根据所述驱动转矩的变化量而变化的所述第二补正系数来补正所述振动减小转矩。

优选地，所述第二补正系数在所述驱动转矩的变化量超过预定值的条件下随着所述驱动转矩的变化量增大而增大。

优选地，所述第二补正系数随着所述驱动转矩的变化量增大而分阶段（逐级）地或者连续地增大。

优选地，所述第二补正系数在从所述驱动转矩开始变化时的时间开始的一预定期间内被设定为一较大值，并且在所述预定期间之后被设定为一较小值。

优选地，所述预定期间与所述第一电机的转速的变动分量的共振频率带的一个周期的期间相当。

优选地，所述第二补正系数在所述驱动转矩的变化量小于或等于所述预定值时为零。

优选地，第二补正系数在从驱动转矩的变化量改变为小于或等于该预定值时起的一预定期间内逐渐减小。

优选地，当所述驱动转矩的变化量小于或等于所述预定值时，所述加算装置在不执行所述补正的振动减小转矩与所述要求转矩的所述加算的情况下将所述要求转矩作为所述新的要求转矩来提供。

优选地，所述电机驱动装置还包括驱动用于起动或停止内燃机的第二电机的第二驱动电路。所述车辆状态检测装置基于所述第一驱动电路的要求转矩、所述第二驱动电路的要求转矩以及所述内燃机的要求转矩的变化量中的至少一个来检测所述驱动转矩的变化量。

优选地，所述电机驱动装置还包括执行电源与所述第一和第二驱动电路之间的电压变换的电压变换器。所述电压变换器根据用以起动所述内燃机的指示而升高电源电压，以使所述第一驱动电路的调制率小于或等于所述第一预定值，以及所述控制模式切换装置响应于所述第一驱动电路的调制率改变为小于或等于所述第一预定值的事实而将所述第一电机的控制模式切换为所述 PWM 控制模式。

根据本发明，对于根据调制率来切换交流电机的控制模式的构造，当控制模式从 PWM 控制模式切换为过调制控制模式时，逐渐减小在控制模式为 PWM 控制模式时生成的振动减小转矩。由此，防止输出转矩出现阶跃部分。

此外,根据本发明,根据驱动转矩的变化量来执行振动减小控制,由此能够有效地执行振动减小控制以最大程度地获取其优点。

结合附图从以下对本发明的详细说明,本发明的前述和其它目的、特征、方面和优点将变得更明显。

附图说明

图 1 是根据本发明第一实施例的电机驱动装置的示意框图;

图 2 是包括在图 1 所示控制装置内的逆变器控制电路的框图;

图 3 是图 2 所示逆变器控制装置的控制框图;

图 4 是图 3 所示的电机控制相电压计算器的控制框图;

图 5 示出交流电机 M1 的转矩与电机转速 MRN 之间的关系;

图 6 是说明用于设定由逆变器执行的交流电机 M1 的控制模式的操作的流程图;

图 7 是用于说明图 2 所示振动减小控制装置的振动减小操作的示意图;

图 8 是用于执行图 7 所示振动减小控制的振动减小控制装置的框图;

图 9 是图 8 中的振动减小转矩计算器的控制框图;

图 10 示出补正系数 Km 与调制率 MDR 之间的关系;

图 11 是在振动减小转矩补正之后的振动减小转矩 Δtr 的波形图;

图 12 是说明根据本发明第一实施例的电机驱动装置的振动减小控制操作的流程图;

图 13A-13C 是混合动力车的各个状态的共线图;

图 14 是说明根据本发明第四实施例的振动减小控制的时间图;

图 15 示出当升压变换器停止时电动发电机 MG2 的转矩与电机转速 MRN2 之间的关系;

图 16 示出当升压变换器工作时电动发电机 MG2 的转矩与电机转速 MRN2 之间的关系;

图 17 是说明根据本发明第六实施例的振动减小控制操作的时间图;

图 18 是补正系数 Km 的波形图; 以及

图 19 是在日本专利特开平 No.09-238492 中公开的交流电机的电流控制装置的示意框图。

具体实施方式

以下参照附图详细说明本发明的实施例。在图中，相同部件用相同参考符号标识。

第一实施例

图 1 是根据本发明第一实施例的电机驱动装置的示意框图。

参照图 1，电机驱动装置 100 包括直流电源 B、电压传感器 10、逆变器 12、电流传感器 20、分解器（resolver）30 以及控制装置 40。

交流电机 M1 是用于产生转矩以驱动混合动力车或电动车的驱动轮的驱动电机。交流电机 M1 还作为受发动机驱动的发电机以及供发动机使用的电动机工作，因此具有例如起动发动机的能力。

逆变器 12 由 U 相臂 14、V 相臂 16 和 W 相臂 18 组成。U 相臂 14、V 相臂 16 和 W 相臂 18 并行（并联）设在供电线与接地线之间。

U 相臂 14 由串联的 NPN 晶体管 Q1，Q2 组成。V 相臂 16 由串联的 NPN 晶体管 Q3，Q4 组成。W 相臂 18 由串联的 NPN 晶体管 Q5，Q6 组成。在 NPN 晶体管 Q1-Q6 的各自集电极与发射极之间，连接有使电流从各自发射极流至各自集电极的二极管 D1-D6。

每个相臂的中间点与交流电机 M1 的每个相位线圈的一端连接。具体地说，交流电机 M1 是由分别为 U、V 和 W 三个相位线圈构成的三相永磁电机。U 相位线圈的一端、V 相位线圈的一端以及 W 相位线圈的一端在公共中央交点处连接，同时 U 相位线圈的另一端与 NPN 晶体管 Q1 和 Q2 之间的中间点连接、V 相位线圈的另一端与 NPN 晶体管 Q3 和 Q4 之间的中间点连接以及 W 相位线圈的另一端与 NPN 晶体管 Q5 和 Q6 之间的中间点连接。

直流电源 B 由二次电池或者可充电电池例如镍氢电池或者锂电池组成。电压传感器 10 检测自直流电源 B 输出的电压 V_m ，以将所检测的电压

Vm 输出给控制装置 40。

系统继电器 SR1, SR2 响应于来自控制装置 40 的信号 SE 而开/关。

逆变器 12 从直流电源 B 接收直流电压, 并基于来自控制装置 40 的信号 DRV 将直流电压变换为交流电压以驱动交流电机 M1。由此, 驱使交流电机 M1 生成利用转矩指令值 TR0 指示的转矩。

在其上安装有电机驱动装置 100 的混合动力车或电动车的再生制动模式中, 逆变器 12 基于来自控制装置 40 的信号 DRV 将由交流电机 M1 生成的交流电压变换为直流电压以将所得到的直流电压供应给直流电源 B。

这里, 再生制动包括伴随着在混合动力车或电动车的驾驶员踩踏脚制动器时引致的再生发电的制动以及伴随着在该驾驶员释放加速器踏板且不操作脚制动器时引致的再生发电的减速(或者停止加速)。

电流传感器 20 检测流经交流电机 M1 的电机电流 MCRT 以将所检测到的电机电流 MCRT 输出给控制装置 40。

分解器 30 安装在交流电机 M1 的转轴上以检测并输出交流电机 M1 的转子的转动角 θ_n 。

控制装置 40 接收从设在外部的 ECU(电子控制单元)输出的转矩指令值 TR0 和电机转速(电机的回转数)MRN、来自电压传感器 10 的电压 Vm、来自电流传感器 20 的电机电流 MCRT 以及来自分解器 30 的转动角 θ_n 。

控制装置 40 利用来自分解器 30 的转动角 θ_n 、转矩指令值 TR0 和电机电流 MCRT 生成用于驱动逆变器 12 的 NPN 晶体管 Q1-Q6 的驱动信号 DRV, 并将所生成的驱动信号 DRV 输出给逆变器 12。

此外, 当其上安装有电机驱动装置 100 的混合动力车或电动车处在再生制动模式时, 控制装置 40 基于转动角 θ_n 、转矩指令值 TR0 和电机电流 MCRT 生成用于将由交流电机 M1 产生的交流电压变换为直流电压的驱动信号 DRV, 并将所生成的驱动信号 DRV 输出给逆变器 12。在这种情况下, 利用驱动信号 DRV 来开关控制逆变器 12 的 NPN 晶体管 Q1-Q6。按照这种方式, 逆变器 12 将由交流电机 M1 生成的交流电压变换为直流电压, 并

将所得到的直流电压供应给直流电源 B。

图 2 是包括在图 1 所示控制装置 40 中的逆变器控制电路 50 的框图。

参照图 2，逆变器控制电路 50 包括振动减小控制装置 501 和逆变器控制装置 502。

振动减小控制装置 501 采用逆相转矩加算法来减小出现在交流电机 M1 的输出转矩中的振动。具体地说，用消除转矩振动的转矩（下文中也称为“振动减小转矩”）加上转矩指令值 TR0。

根据此方法，由检测到的回转数或者电机转速 MRN，抽出该转速的变动分量，并确定其相位与所抽出的变动分量相反的转矩（振动减小转矩）。用所获得的振动减小转矩加上外部提供的转矩指令值 TR0，并将总和作为最终转矩指令值 TR 输出给逆变器控制装置 502。

由于上述振动减小控制需要高控制响应性，因此在交流电机 M1 的多种控制模式中的 PWM 控制模式下执行该控制。如下所述，振动减小控制装置 501 响应于逆变器控制装置指定 PWM 控制模式而进入工作状态，并响应于指定除 PWM 控制模式以外的任何控制模式而进入不工作状态。基于由逆变器控制装置 502 输出的指示调制率的信号 MDR 识别控制模式。以下将详述振动减小控制。

基于转动角 θ_n 、最终转矩指令值 TR 和电机电流 MCRT，逆变器控制装置 502 在要驱动交流电机 M1 时生成用于开/关逆变器 12 的 NPN 晶体管 Q1-Q6 的驱动信号 DRV，并将所生成的驱动信号 DRV 输出给逆变器 12。

此外，逆变器控制装置 502 由逆变器 12 的输入电压 V_m 以及施加给交流电机 M1 的每个相位线圈的电压控制量计算调制率。逆变器控制装置 502 基于所算得的调制率设定交流电机 M1 的控制模式，并将指示调制率的信号 MDR 输出给振动减小控制装置 501。

此外，在其上安装有电机驱动装置 100 的混合动力车或电动力的再生制动模式中，逆变器控制装置 502 基于转动角 θ_n 、最终转矩指令值 TR 和电机电流 MCRT 生成用于将由交流电机 M1 产生的交流电压变换为直流电压的驱动信号 DRV，并将该信号输出给逆变器 12。

图 3 是图 2 所示逆变器控制装置 502 的控制框图。

参照图 3, 逆变器控制装置 502 包括电机控制相电压计算器 70、驱动信号产生器 72 以及控制模式设定单元(装置) 74。

电机控制相电压计算器 70 从电流传感器 20 接收流经交流电机 M1 的每个相位的电机电流 MCRT, 并从振动减小转矩控制装置 501 接收最终转矩指令值 TR。然后, 基于这些输出信号, 电机控制相电压计算器 70 输出要施加给交流电机 M1 的每个相位线圈的电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 。

图 4 是图 3 所示电机控制相电压计算器 70 的控制框图。

参照图 4, 电机控制相电压计算器 70 包括电流变换器 701、减算器 702、PI 控制器 703、转速计算器 704、速度电动势预测计算器 705、加算器 706 以及变换器 707。

电流变换器 701 利用从分解器 30 输出的转动角 θ_n 对由电流传感器 20 检测到的电机电流 MCRT 执行三相到二相变换。具体地说, 电流变换器 701 利用转动角 θ_n 将流经交流电机 M1 的每个相位的三相电机电流 MCRT 变换为分别沿 d 和 q 轴方向流动的电流值 I_d , I_q , 并将这些值输出给减算器 702。

减算器 702 从为允许交流电机 M1 输出由最终转矩指令值 TR 指示的转矩而算得的电流指令值 I_d^* , I_q^* 减去来自电流变换器 701 的电流值 I_d , I_q 以确定偏差 ΔI_d , ΔI_q 。

PI 控制器 703 利用用于偏差 ΔI_d , ΔI_q 的 PI 增益计算用于调节电机电流的控制量。

转速计算器 704 基于从分解器 30 接收的转动角 θ_n 计算交流电机 M1 的转速, 并将所算得的转速输出给速度电动势预测计算器 705。速度电动势预测计算器 705 基于来自转速计算器 704 的转速计算速度电动势的预测值。

加算器 706 计算由 PI 控制器 703 提供的用于调节电机电极的控制量与来自速度电动势预测计算器 705 的速度电动势的预测值的和, 以确定施加给 d 和 q 轴的电压控制量 V_d , V_q 。

变换器 707 利用转动角 θ_n 将施加给 d 和 q 轴的电压控制量 V_d , V_q 变换为施加给交流电机 M1 的三相线圈的电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 。

再次参照图 3, 从电机控制相电压计算器 70 输出的电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 输入给驱动信号产生器 72 和控制模式设定单元 74。

控制模式设定单元 74 接收电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 和逆变器 12 的输入电压 V_m 以计算作为两者比率的调制率。然后, 控制模式设定单元 74 基于所算得的调制率设定供逆变器 12 使用的交流电机 M1 的控制模式, 并给驱动信号产生器 72 输出指示所指定控制模式的信号 MD。此外, 控制模式设定单元 74 给图 2 所示振动减小控制装置 501 输出指示所算得调制率的信号 MDR。

驱动信号产生器 72 基于利用信号 MD 指示的控制模式由电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 生成驱动信号 DRV。具体地说, 驱动信号产生器 72 基于输入的电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 生成用于实际开/关逆变器 12 的 NPN 晶体管 Q1-Q6 的驱动信号 DRV, 并将所生成的驱动信号 DRV 输出给每个晶体管 Q1-Q6。

相应地, 每个 NPN 晶体管 Q1-Q6 都受到开关控制以控制流经交流电机 M1 的每个相位的电流, 使交流电机 M1 如所指示地输出转矩。由此, 控制电机驱动电流 MCRT, 并根据最终转矩指令值 TR 输出电机转矩。

供逆变器 12 使用的交流电机 M1 的控制模式包括 PWM 控制模式、过调制控制模式以及矩形波控制模式。这些控制模式在开/关包括在逆变器 12 内的 NPN 晶体管 Q1-Q6 的频率 (该频率称为“载波频率”) 上不同。具体地说, 就载波频率而言, PWM 控制模式最高, 过调制控制模式第二高, 矩形波控制模式最低。

关于指示电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 与逆变器 12 的输入电压 V_m 的比率的调制率, PWM 控制模式最低, 过调制控制模式第二低, 矩形波控制模式最高。换句话说, 就电压利用率而言, PWM 控制模式最低, 过调制控制模式第二低, 矩形波控制模式最高。

图 5 示出交流电机 M1 的转矩与电机转速 MRN 之间的关系。

交流电机 M1 的转矩在电机转速到达预定转速前基本不变, 且当电机转速超过该预定转速时, 转矩随着电机转速 MRN 增大而逐渐减小。转矩与电机转速 MRN 之间的关系根据调制率的大小而不同。当调制率较大时, 即当电压利用率较高时, 产生较大转矩。

在图 5 中, 调制率小于 0.7 的区域代表交流电机 M1 的控制模式为 PWM 控制模式。调制率等于或大于 0.7 的区域代表交流电机 M1 的控制模式为过调制控制模式和矩形波控制模式。

如图 3 所示, 控制模式设定单元 74 接收电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 并计算作为该控制量与逆变器 12 的输入电压 V_m 之间比率的调制率 MDR, 根据所算得的调制率 MDR, 控制模式设定单元 74 从图 5 所示相关图选择最佳控制模式。控制模式设定单元 74 给驱动信号产生器 72 输出指示所选定控制模式的信号 MD。

此外, 控制模式设定单元 74 给图 2 所示振动减小控制装置 501 输出指示所算得调制率 MDR 的信号 MDR。振动减小控制装置 501 接收信号 MDR, 并基于所算得的调制率 MDR 补正振动减小转矩的大小以加上转矩指令值 TR0, 以下将对其进行详述。

图 6 是用于说明利用逆变器控制装置 502 设定交流电机 M1 的控制模式的操作的流程图。

参照图 6, 逆变器控制装置 502 的电机控制相电压计算器 70 检测电机转速 MRN 和最终转矩指令值 TR (步骤 S01), 并基于所检测到的两值计算电流指令值 I_d^* , I_q^* (步骤 S02)。

电机控制相电压计算器 70 执行图 4 所示操作以由电流指令值 I_d^* , I_q^* 确定将施加给交流电机 M1 的各个相位的电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* (步骤 S03)。

控制模式设定单元 74 由电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 以及逆变器 12 的输入电压 V_m 计算调制率 MDR (步骤 S04), 并基于所算得调制率 MDR 的大小选择交流电机 M1 的最佳控制模式。具体地说, 控制模式设定单元 74 确定调制率 MDR 是否等于或大于 0.7 (步骤 S05)。

在步骤 S05, 当调制率 MDR 等于或大于 0.7 时, 选择过调制控制模式或矩形波控制模式 (步骤 S06)。相反, 当调制率 MDR 小于 0.7 时, 选择 PWM 控制模式 (步骤 S07)。

选定的控制模式作为信号 MD 提供给逆变器控制装置 502 的驱动信号产生器 72。驱动信号产生器 72 根据由信号 MD 指示的控制模式生成驱动信号 DRV, 并将该信号输出给逆变器 12 的每个相位。

如上所述, 逆变器 12 根据调制率 MDR 改变交流电机 M1 的控制模式。由此, 即使在转矩指令值或电机转速突然改变的瞬时变动状态下, 也能实现高电压利用率以及能够可靠地控制交流电机 M1。

此外, 在 PWM 控制模式下, 如下所述执行振动减小控制以减小输出转矩的振动。按照这种方式, 实现舒适驾驶。

图 7 是用于说明利用图 2 所示振动减小控制装置 501 执行的振动减小控制的示意图。

参照图 7, 当车辆加速时, 电机转速 MRN 的实际增大不是单调 (无变化) 的, 而是波动的。波动分量导致车辆振动, 从而使驾驶员感觉不舒适。

因此, 在本实施例中, 振动减小控制装置 501 操作用以消除来自电机转速 MRN 的此波动分量以允许电机转速 MRN 单调增大, 这是理想增大。

具体地说, 振动减小控制装置 501 从电机转速 MRN 中抽出该电机转速 MRN 的波动分量 (下文中也称为转速变动分量 ΔMRN), 并反转所抽出的转速变动分量 ΔMRN 以确定转速变动分量 ΔMRN 的逆相分量。然后, 振动减小控制装置 501 将逆相分量变换为转矩以生成振动减小转矩 Δtr 。此外, 振动减小控制装置 501 用此振动减小转矩 Δtr 加上由外部元件提供的转矩指令值 TR0 以所得到的和作为最终转矩指令值 TR 提供。如上所述, 逆变器控制装置 502 驱动交流电机 M1, 以便根据最终转矩指令值 TR 提供输出转矩。

由此, 转速变动分量 ΔMRN 和逆相分量相互抵消, 结果能够获得在图 7 底部所示的单调增大而不波动的波形。以下描述用于执行此振动减小控制的特定构造。

图 8 是用于执行图 7 所示振动减小控制的振动减小控制装置 501 的框图。

参照图 8, 振动减小控制装置 501 包括振动减小转矩计算器 60、振动减小转矩校正单元 62 以及加算器 64。

振动减小转矩计算器 60 从所检测到的电机转速 MRN 抽出转速变动分量 ΔMRN , 并生成用于消除所抽出的转速变动分量 ΔMRN 的振动减小转矩 Δtr0 。

图 9 是示出振动减小转矩计算器 60 的构造的框图。

参照图 9, 转速变动分量抽出单元 602 由带通滤波器构成以从电机转速 MRN 抽出特定频率的电机转速变动分量 ΔMRN 。

振动减小转矩确定单元 603 反转转速变动分量 ΔMRN 以确定逆相分量, 并将该逆相分量乘以一预定系数 k_p 以变换为转矩。经由变换获得的转矩作为振动减小转矩 Δtr0 提供给图 8 所示振动减小转矩校正单元 62。

振动减小转矩校正单元 62 如下所述对输入的振动减小转矩 Δtr0 进行校正。校正的振动减小转矩 Δtr 经由加算器 64 加上转矩指令值 TR0 以确定最终转矩指令值 TR 。此最终转矩指令值 TR 提供给逆变器控制装置 502。

如上所述, 振动减小控制仅在控制响应性高的 PWM 控制模式下有效。因此, 振动减小控制难以在控制响应性较低的低调制控制模式以及矩形波控制模式下执行。换句话说, 在低调制控制模式和矩形波控制模式下, 不能生成振动减小转矩 Δtr0 ($\Delta\text{tr0}=0$)。

因此, 在将交流电机 M1 的控制模式从 PWM 控制模式切换为低调制控制模式时, 交流电机 M1 的输出转矩改变与振动减小转矩对应的量。此变化是导致车辆振动的输出转矩的不连续部分即所谓阶跃部分。

为消除此阶跃部分, 有必要使输出转矩在控制模式从 PWM 控制模式切换为低调制控制模式的过渡阶段平滑衰减。

因此, 本实施例中, 在控制模式从 PWM 控制模式切换为低调制控制模式的过渡阶段, 进行校正以允许振动减小转矩 Δtr0 平滑地改变到零。具体地说, 图 8 所示振动减小转矩校正单元 62 进行校正以允许振动减小转矩

Δtr_0 在控制模式被切换时逐渐减小。

由调制率 MDR 的变化检测本实施例中控制模式的切换时间（定时）。当调制率 MDR 如图 5 所示超过 0.7 时，控制模式从 PWM 控制模式改变到过调制控制模式。因此，振动减小转矩补正单元 62 可检测调制率 MDR 以知晓何时切换控制模式。

具体地说，振动减小转矩补正单元 62 进行补正，以使振动转矩 Δtr_0 随着调制率 MDR 增大以接近 0.7 而逐渐减小并最终在调制率 MDR 到达 0.7 时变为零。为执行此补正，振动减小转矩补正单元 62 具有根据调制率 MDR 变化的补正系数 K_m ，并将振动减小转矩 Δtr_0 乘以此补正系数 K_m 以计算最终振动减小转矩 Δtr 。

图 10 示出补正系数 K_m 与调制率 MDR 之间的关系。

参照图 10，补正系数 K_m 在调制率 MDR 小于 0.55 的区域内为 1，且在调制率 MDR 为 0.7 或大于 0.7 的区域内为 0。此外，随着调制率 MDR 在 0.55 和 0.70 之间的区域内增大，补正系数 K_m 从 1 逐渐减小为 0。在本实施例中，当调制率 MDR 为 0.55 时补正系数 K_m 开始逐渐减小，以满足振动减小转矩逐渐减小而不对 PWM 控制模式下的振动减小控制施加任何负面影响的条件。只要满足此条件，振动减小转矩 Δtr 开始逐渐减小时的调制率 MDR 可被设定为任意值。

振动减小转矩补正单元 62 用振动减小转矩 Δtr_0 乘以一根据调制率 MDR 大小的补正系数 K_m 以计算最终振动减小转矩 Δtr 。由此，随着调制率 MDR 接近 0.7，振动减小转矩 Δtr 逐渐减小为零。

图 11 是在振动减小转矩补正之后的振动减小转矩 Δtr 的波形图。

参照图 11 可见，通过用振动减小转矩 Δtr_0 乘以补正系数 K_m 确定的振动减小转矩 Δtr 显示为随着补正系数 K_m 减小而逐渐减小，且当控制模式被切换时，振动减小转矩 Δtr 基本为零。按照这种方式，消除振动减小转矩 Δtr_0 的阶跃部分，经补正转矩在控制模式被切换的过渡阶段是连续的。

结果，交流电机 M1 的输出转矩在控制模式从 PWM 控制模式切换为

过调制控制模式的过渡阶段是连续的，由此减小车辆振动。

振动减小转矩校正单元 62 将图 10 所示示出校正系数 K_m 与调制率 MDR 之间关系的图表作为映像储存。振动减小转矩校正单元 62 从逆变器控制装置 502 的控制模式设定单元 74 接收指示调制率 MDR 的信号 MDR，选择与此调制率 MDR 对应的校正系数 K_m 并将振动减小转矩 Δtr_0 乘以所选定的校正系数 K_m 。然后，振动减小转矩校正单元 62 将相乘结果作为最终振动减小转矩 Δtr 输出给加算器 64。

图 12 是说明根据本发明第一实施例的电机驱动装置 100 的振动减小控制的流程图。

参照图 12，振动减小转矩计算器 60 检测电机转速 MRN（步骤 S10）。转速变动分量抽出单元 602 经由带通滤波器执行计算（步骤 S11），并从所检测到的电机转速 MRN 中抽出转速变动分量 ΔMRN （步骤 S12）。

然后，振动减小转矩确定单元 603 确定转速变动分量 ΔMRN 的逆相分量，并将该逆相分量乘以预定系数 k_p 以将该部分变换为转矩。振动减小转矩确定单元 603 确定所得到转矩为振动减小转矩 Δtr_0 （步骤 S13）。

此外，振动减小转矩校正单元 62 根据交流电机 M1 的控制模式的切换对经确定的振动减小转矩 Δtr_0 进行校正。

具体地说，振动减小转矩校正单元 62 从图 10 所示映像中选择与由来自振动减小模式设定单元 74 的信号 MDR 所指示的调制率 MDR 相对应的校正系数 K_m （步骤 S14）。

然后，将振动减小转矩 Δtr_0 乘以所选定的校正系数 K_m ，并确定乘积为最终振动减小转矩 Δtr （步骤 S15）。将最终振动减小转矩 Δtr 加上来自外部元件的转矩指令值 TR_0 ，确定其和为最终转矩指令值 TR （步骤 S16 和 S17）。

经确定的最终转矩指令值 TR 从振动减小控制装置 501 输出以提供给逆变器控制装置 502 的电机控制相电压计算器 70。基于最终转矩指令值 TR 、电机旋转电流 MCRT 和逆变器 12 的输入电压 V_m ，电机控制相电压计算器 70 确定将施加给交流电机 M1 的三相线圈的电压控制量 V_u^* , V_v^* ,

V_w^* 。由电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* , 控制模式设定单元 74 确定调制率 MDR 以根据该调制率给驱动信号产生器 72 输出指示控制模式的信号 MD。基于由信号 MD 指示的控制模式, 驱动信号产生器 72 由从电机控制相电压计算器 70 输出的电压控制量 V_u^* , V_v^* , V_w^* 生成驱动信号 DRV。

如上所述, 根据本发明的第一实施例, 对于根据调制率来切换交流电机的控制模式的构造, 可根据随该调制率变化的补正系数来补正 PWM 控制模式下生成的振动减小转矩。因此, 当控制模式从 PWM 控制模式切换至过调制控制模式时, 振动减小转矩逐渐减小, 这样能够防止输出转矩出现阶跃部分。

第二实施例

如上结合第一实施例所述的, 本发明的振动减小控制装置 501 基于电机转速 MRN 的转速变动分量 ΔMRN 的逆相分量生成振动减小转矩 Δtr 。逆变器控制装置 502 用振动减小转矩 Δtr 加上外部提供的转矩指令值 TR0, 且总和用作驱动交流电机 M1 的最终转矩指令值 TR。由此, 能够减小交流电机 M1 的输出转矩的振动, 并实现舒适驾驶。尤其是, 振动减小控制在任何促使车辆振动的情况下例如交流电机 M1 的转矩指令值 TR0 突然变化的情况下有效。

然而, 当车辆处于正常行驶状态或者停止并且处于无载状态时, 输出转矩的任何微小变化将导致车辆的任何行为, 由此振动减小控制装置 501 生成的振动减小转矩可能负面影响该车辆的性能。换句话说, 如果即使在输出转矩的变化量小时也总是以相同的方式施加振动减小控制, 那么会产生负面效果。

因此, 在下述本发明的第二至第六实施例中, 提出一种采用振动减小控制的方法, 该方法更有效地执行振动减小控制, 从而获取该振动减小控制的优点。在以下实施例中, 假定本发明的电机驱动装置安装在混合动力车上, 以下给出对采用振动减小控制的方法的说明。

在混合动力车中, 发动机 ENG 和两个电动发电机 (MG1, MG2) 经

由已知的行星齿轮相互连接。

电动发电机 MG1 与发动机 ENG 连接。电动发电机 MG1 用作由来自发动机 ENG 的转动力生成交流电压的发电机，也用作起动该发动机的电动机。电动发电机 MG2 是生成用于驱动混合动力车的驱动轮的转矩（下文中也称为驱动转矩）的驱动电机。

在以下实施例中，电机驱动装置包括直流电源、两个分别用于驱动电动发电机 MG1，MG2 的逆变器以及控制装置。

如同图 1 所示逆变器 12，两个逆变器都由 U 相臂、V 相臂以及 W 相臂组成。两个逆变器基于来自控制装置的驱动信号 DRV 将直流电压变换为交流电压以驱动各自的电动发电机 MG1，MG2。

控制装置包括两个分别用于控制两个逆变器的逆变器控制电路。每个逆变器控制电路都包括逆变器控制装置。如同图 2 所示逆变器控制装置 502，逆变器控制装置接收电动发电机 MG1（或 MG2）的转矩指令值 TR1（或 TR2）和电机转速 MRN1（或 MRN2）、接收来自电压传感器的输入电压 V_m 和来自电流传感器的电机电流 MCRT1（或 MCRT2）以及接收来自分解器的转动角 θ_{n1} （或 θ_{n2} ），并基于它们生成用于驱动相关逆变器的 NPN 晶体管的驱动信号 DRV1（或 DRV2）。每个逆变器控制电路将所生成的驱动信号 DRV1（或 DRV2）输出给相关逆变器。

尤其是，控制用于驱动本身是驱动电机的电动发电机 MG2 的逆变器的逆变器控制电路在构造上与图 2 所示逆变器控制电路 50 相同，除逆变器控制装置 502 之外，其还包括用于减小电动发电机 MG2 的输出转矩的振动的振动减小控制装置 501。

图 13A 至 13C 是示出混合动力车的各个状态的共线图。以下描述每种车辆状态。

图 13A 是示出起动状态的共线图。参照图 13A，当电动发电机 MG1 的电机转速 MRN1 和电动发电机 MG2 的电机转速 MRN2 被设置成发动机 ENG 的发动机转速 MRNE 位于两者之间时，电机转速 MRN1、MRN2 和发动机转速 MRNE 位于直线 LN1 上。换句话说，电机转速 MRN1、MRN2

和发动机转速 MRNE 总是变化成位于直线上。

假定直线 LN2 上方的区域代表在动力或电动模式下驱动电动发电机 MG1, MG2 的区域, 直线 LN2 下方的区域代表在再生或发电模式下驱动电动发电机 MG1, MG2 的区域。于是, 当起动发动机 ENG 时, 在动力模式下驱动电动发电机 MG1, 使电机转速 MRN1 如图 13A 所示从直线 LN2 上移一大程度。

此时, 根据驱动条件, 响应于起动发动机 ENG 的指令, 有时在再生模式下驱动电动发电机 MG2 以起动发动机 ENG。如果在给出起动发动机 ENG 的指令时以动力模式驱动电动发电机 MG2 以起动发动机, 电机转速 MG2 就相对于直线 LN2 上移。

因此, 当电机转速 MRN1 突然增大并且相应地驱动电动发电机 MG1 所需要的转矩 (转矩指令值 TR1) 突然增大时, 电动发电机 MG2 的驱动转矩也突然变化。此时, 若驱动转矩的变化量大, 电机转速 MRN2 的转速变动分量将增大至使车辆振动。

除起动以外的电动发电机 MG1 的转矩指令值 TR1 突然改变的情况例子是处在正常行驶状态的车辆加速的情况。在这种情况下, 电机驱动装置增大发动机转速 MRNE、在再生模式下操作电动发电机 MG1 并通过加上由所产生电力驱动的电动发电机 MG2 的驱动力来使车辆加速。此时在图 13A 中, 电机转速 MRN1 下移一大程度, 而电机转速 MRN2 上移。

图 13B 是示出发动机被起动状态的共线图。一旦利用电动发电机 MG1 起动, 发动机 ENG 就在点火和喷射控制下被起动。当发动机 ENG 起动时, 发动机转速 MRNE 如图 13B 所示相对于直线 LN2 上移一大程度。当发动机转速 MRNE 突然增大时, 发动机 ENG 所需要的发动机转矩也突然增大。

随着发动机转速 MRNE 进一步增大, 直线 LN1 作为整体相对于直线 LN2 上移, 由此电机转速 MRN2 也上移。

由于发动机 ENG 受到控制, 对发动机 ENG 的燃料供应在行驶时的怠速状态下停止 (燃料切断)。由于燃料供应停止, 发动机转速 MRNE 突然减小。结果, 直线 LN1 下移且电动发电机 MG2 的电机转速 MRN2 也下移。

因此，当发动机 ENG 所需要的发动机转矩（转矩指令值 TE）出现突然变化时，电机转速 MRN2 改变且电动发电机 MG2 的驱动转矩的变化量增大。

图 13C 是示出加速状态的共线图。当处在正常行驶状态的车辆加速时，电机驱动装置增大发动机转速 MRNE 并利用电动发电机 MG1 产生的电能以动力模式驱动电动发电机 MG2。因此，当电动发电机 MG2 的转矩指令值 TR2 突然增大时，电机转速 MRN2 上移。

在再生制动模式（未示出）下，电机驱动装置以再生模式驱动电动发电机 MG2 以将所生成的电能供应给直流电源。此时，当转矩指令值 TR2 突然变化时，电动发电机 MG2 的电机转速 MRN2 下移。

这里，再生制动包括伴随着在混合动力车的驾驶员踩踏脚制动器时引致的再生发电的制动以及伴随着在该驾驶员释放加速器踏板且不操作脚制动器时引致的再生发电的减速（或者停止加速）。

此外，电动发电机 MG2 的转矩指令值 TR2 突然变化，除了以如上所述加速或者再生制动模式在诸如 TRC（牵引力控制系统）和车辆动态管理（VDM）系统一类的行驶控制下操纵车辆的情况以外。

从上可见，在与图 13A-13C 所示共线图相对应的车辆各种状态下，与电动发电机 MG1, MG2 和发动机 ENG 之一有关的转矩指令值 TR1, TR2 或 TE 突然改变，使得从电动发电机 MG2 输出的驱动转矩出现突然变化。驱动转矩的突然变化导致电机转速 MRN2 的波动。

于是，在本实施例中，当电动发电机 MG2 的驱动转矩的变化量大时，电机驱动装置执行振动减小控制。具体地说，电机驱动装置被构造用以在电动发电机 MG1 的转矩指令值 TR1 的变化量 $\Delta TR1$ 超过一预定阈值、电动发电机 MG2 的转矩指令值 TR2 的变化量 $\Delta TR2$ 超过一预定阈值以及发动机 ENG 的转矩指令值 TE 的变化量 ΔTE 超过一预定阈值中的至少一种情况下执行振动减小控制。这里，用于各个变化量 $\Delta TR1$, $\Delta TR2$, ΔTE 的预定阈值对应于在构成控制装置的 CPU 以预定控制周期执行 PWM 控制时可作为电机转速的变动分量被检测到的转矩指令值的变化量 $\Delta TR1$,

$\Delta TR2$, ΔTE 。

当所有转矩指令值的变化量 $\Delta TR1$, $\Delta TR2$, ΔTE 都小于各自的相关预定阈值时, 电机驱动装置确定电动发电机 MG2 的驱动转矩的变化量小并停止振动减小控制。由此, 可防止振动减小控制不希望地恶化车辆性能。例如, 当车辆处于正常行驶状态或者停止并且处于无载状态时, 振动减小控制装置 502 操作用以停止振动减小控制。具体地说, 可通过将利用振动减小控制装置 501 的振动减小转矩补正单元 62 来与振动减小转矩 $\Delta tr0$ 相乘的补正系数 Km 设定为零或者通过阻止加算器执行加算, 停止振动减小控制。

如上所述, 根据本发明的第二实施例, 根据从驱动电机输出的驱动转矩的变化量的大小, 执行或停止振动减小控制。由此, 能够有效地执行振动减小控制以增强该振动减小控制的效果。

第三实施例

在上述第二实施例中, 说明了在施加给驱动轮的驱动转矩的变化量大的情况下采用振动减小控制的方法。

如结合图 13A-13C 所述的, 从电动发电机 MG2 输出的驱动转矩的变化量的大小根据车辆状态而发生变化。

因此, 在执行振动减小控制时, 可根据驱动转矩的变化量改变振动减小转矩的大小, 以增强该振动减小控制的效果。

具体地说, 当驱动转矩的变化量较大时, 振动减小控制装置 501 的振动减小转矩补正单元 62 通过使振动减小转矩 $\Delta tr0$ 乘以较大补正系数 Km 来进行补正。例如, 当发动机起动时, 为使发动机转速 MRNE 能够在短时间里经过发动机 ENG 的共振点, 给电动发电机 MG1 施加大转矩。换句话说, 在图 13A 所示共线图中, 电机转速 MRN1 上移一大程度。相应地, 使电机转速 MRN2 下移的大作用力施加给电动发电机 MG2 且驱动转矩的变化量急剧增大。在这种情况下, 振动减小转矩补正单元 62 通过使振动减小转矩 $\Delta tr0$ 乘以较大补正系数 Km 来进行补正, 并基于补正的振动减小转

矩 Δtr 生成最终转矩指令值 TR 。

相反，当驱动转矩响应于加速器的开/关而发生变化时，与发动机起动状态相比，较小力施加给电动发电机 $MG2$ 。在这种情况下，振动减小转矩补正单元 62 通过使振动减小转矩 $\Delta tr0$ 乘以较小补正系数 Km 来进行补正。

利用振动减小转矩补正单元 62 根据在每个车辆中出现的力的变化分阶段地设定补正系数 Km 。具体地说，根据力的大小设定多个补正系数 Km ，使该补正系数逐级增大。或者，这样设定补正系数 Km ，使该补正系数随着如第二实施例中所示的转矩指令值的变化量 $\Delta TR1$ ， $\Delta TR2$ ， ΔTE 增大而连续增大。

根据第三实施例，基于根据施加给电动发电机 $MG2$ 的力的大小而发生变化的补正系数 Km ，生成振动减小转矩 Δtr 。由此，与基于被固定为恒定值的补正系数来生成振动减小转矩的情况相比，能够更有效地减小车辆振动。

第四实施例

如下所述，通过在电动发电机 $MG2$ 的电机转速 $MRN2$ 出现变动的早期执行振动减小控制以减小转速变动，可增强该振动减小控制的效果。

图 14 是说明根据本发明第四实施例的振动减小控制的时间图。

参照图 14，电机转速 $MRN2$ 的电机转速变动分量 $\Delta MRN2$ 在振动出现早期最大。其原因是用于促使振动的力在紧接开始振动之后最大。在振动出现早期达到最大之后，该力逐渐减小。

如图 14 所示，振动减小控制装置 501 响应于电机转速 MRN 出现变动而执行振动减小控制。具体地说，基于转速变动分量 $\Delta MRN2$ ，振动减小控制装置 501 生成振动减小转矩 $\Delta tr0$ ，并将该转矩乘以补正系数 Km 以计算最终振动减小转矩 Δtr 。

本实施例中，补正系数 Km 在紧接振动出现之后的一预定期间里被设定为较大值。该预定期间与转速变动分量 ΔMRN 较大的期间相当并且与电机转速变动分量 ΔMRN 的共振频率带的基本一个周期相当。

此外，在此预定期间之后，修正系数 K_m 被设定为在正常振动减小控制下的值（例如 1）。按照上述方式设定修正系数，因为如果修正系数在振动出现的整个期间内都被设定为较大值，那么在转速变化小的时期会不希望地负面影响车辆性能。

根据本发明的第四实施例，在施加给驱动电机的力到达最大值的振动出现早期，生成较大振动减小转矩，由此能够在较短期间里衰减转速变化并进一步增强振动减小控制的效果。

第五实施例

如上结合第一实施例所述的，振动减小控制将驱动转矩准确地设定为转矩指令值，从而减小在过渡阶段的控制变动。因此，作为交流电机 M1 的控制模式，采用控制响应性好的 PWM 控制。

通常，电机驱动装置还包括连接在图 1 所示直流电源 B 与逆变器 12 之间的升压变换器。升压变换器升高来自直流电源的直流电压，使输出电压（对应于逆变器的输入电压 V_m ）到达目标电压并将所得到电压供应给逆变器。

这里为提高电机驱动装置的系统效率，有效的是停止升压变换器的升压操作以减少该升压变换器的功率损失。当升压操作停止时，升压变换器的输出电压 V_m 降低。因此，作为电动发电机 MG1，MG2 的控制模式，采用电压利用率高的过调制控制或矩形波控制。

图 15 示出当升压变换器停止时电动发电机 MG2 的转矩与电机转速 $MRN2$ 之间的关系。

如图 15 所示，当升压变换器停止时，采用过调制或矩形波控制的区域扩大（对应于图 15 的区域 RGN1）。由此，系统效率提高。然而，在与扩大区域相对应的区域 RGN1，难以执行振动减小控制。因此，如果电动发电机 MG2 的驱动转矩在刚起动发动机时出现突然变化，车辆会发生大振动。

于是，在本实施例中，为同时实现提高系统效率与减小车辆振动，在

伴随有驱动转矩出现大变动的发动机被起动的状态下执行升压操作以增大逆变器的输入电压 V_m 。相应地,电动发电机 MG2 的控制模式改变到 PWM 控制,使逆变器控制电路 40 能够执行振动减小控制。相反,在发动机起动之后,升压变换器停止以降低逆变器的输入电压。相应地,控制改变到具有高电压利用率的过调制或矩形波控制以提高系统效率。

图 16 示出当升压变换器工作时电动发电机 MG2 的转矩与电机转速 MRN2 之间的关系。

参照图 16,当升压变换器工作时,逆变器的输入电压 V_m 增大以扩大采用 PWM 控制的区域(对应于图 16 中的 RGN2)。在此区域 RGN2 中,能够执行振动减小控制并由此减小发动机起动时出现的车辆振动。

在本实施例中,利用以下方法之一增大逆变器的输入电压 V_m 。具体地说,可在监测调制率的同时增大逆变器的输入电压 V_m 以不使交流电机 M1 的控制模式改变到过调制控制,或者可将升压变换器的目标电压维持在电机驱动装置的最大电压直至完成发动机起动。当采用任一方法时,对系统效率的影响仅仅是在用以起动发动机的指令与发动机起动完成之间的短期间内效率降低,因此在车辆实际行驶时对燃料经济性基本上无影响。

根据本发明的第五实施例,当驱动转矩的变化量较大时, PWM 控制区域被扩大以扩大采用振动减小控制的区域。当驱动转矩的变化量较小时,过调制控制或矩形波控制的区域被扩大。由此,能够获取高系统效率以及较好的行驶舒适性。

第六实施例

如上结合第二至第五实施例所述的,当驱动转矩的变化量较大时执行振动减小控制,而当驱动转矩的变化量小时停止振动减小控制。由此,能够获得振动减小控制的最大效果。

然而,当根据驱动转矩的变化量在执行振动减小控制的模式与停止振动减小控制的模式之间进行切换时,振动减小转矩 Δtr 具有在进行切换时的不连续部分,该不连续部分是图 17 顶部处的点划线所示的区域。尤其是,

当从执行振动减小控制的模式切换为停止振动减小控制的模式且转速变动分量 $\Delta MRN2$ 仍然在电机转速 $MRN2$ 中时, 因为振动减小转矩 Δtr 从转矩指令值 $TR2$ 中突然移除, 所以生成驱动转矩的阶跃部分, 由此车辆性能恶化。

为消除振动减小转矩 Δtr 的不连续部分, 有必要使振动减小转矩 Δtr 在模式从执行振动减小控制改变到停止振动减小控制的过渡阶段平滑衰减。

于是, 本实施例中, 在模式从执行振动减小控制改变到停止振动减小控制的过渡阶段, 进行补正以使振动减小转矩 Δtr 平滑地变为零。具体地说, 图 8 所示振动减小转矩补正单元 62 进行补正, 以在从控制要求的 ON 与 OFF 切换时间起的预定期间 t 内逐渐减小振动减小转矩 $\Delta tr0$ 。预定期间 t 与电机转速 $MRN2$ 的转速变动分量 $\Delta MRN2$ 的共振频率带的基本一个周期相当。

图 18 是补正系数 Km 的波形图。

参照图 18, 补正系数 Km 是在振动减小控制要求为 ON 的期间内的补正系数。在从振动减小控制要求由 ON 改变到 OFF 的时间 (时间 $t0$) 起的预定期间 t 内, 补正系数 Km 从 1 逐渐减小到 0。

振动减小转矩补正单元 62 将振动减小转矩 $\Delta tr0$ 乘以图 18 中的补正系数 Km 以计算最终振动减小转矩 Δtr 。如图 17 的中间所示, 所算得的振动减小转矩 Δtr 从使振动减小控制要求为 OFF 的时间起的预定期间内逐渐减小, 最终成为零。

根据本发明的第六实施例, 在模式于执行振动减小控制与停止振动减小控制之间变化的阶段, 振动减小转矩逐渐减小, 由此能够阻止驱动转矩出现阶跃部分。

尽管已详细说明并示出本发明, 但应清楚认识的是, 其仅是作为示意和示例而不作为限制, 本发明的实质和范围只通过所附权利要求书的条件来限定。

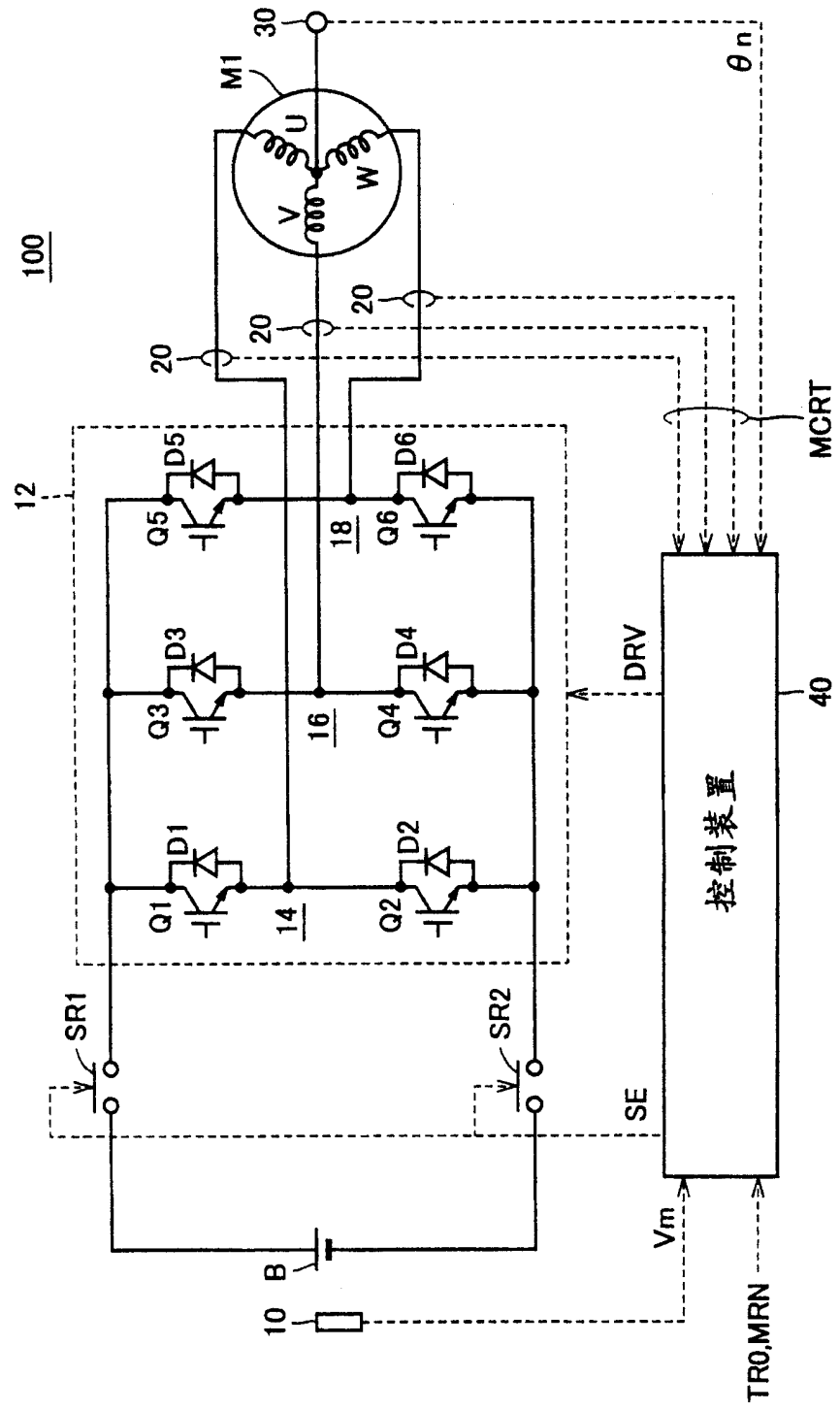


图 1

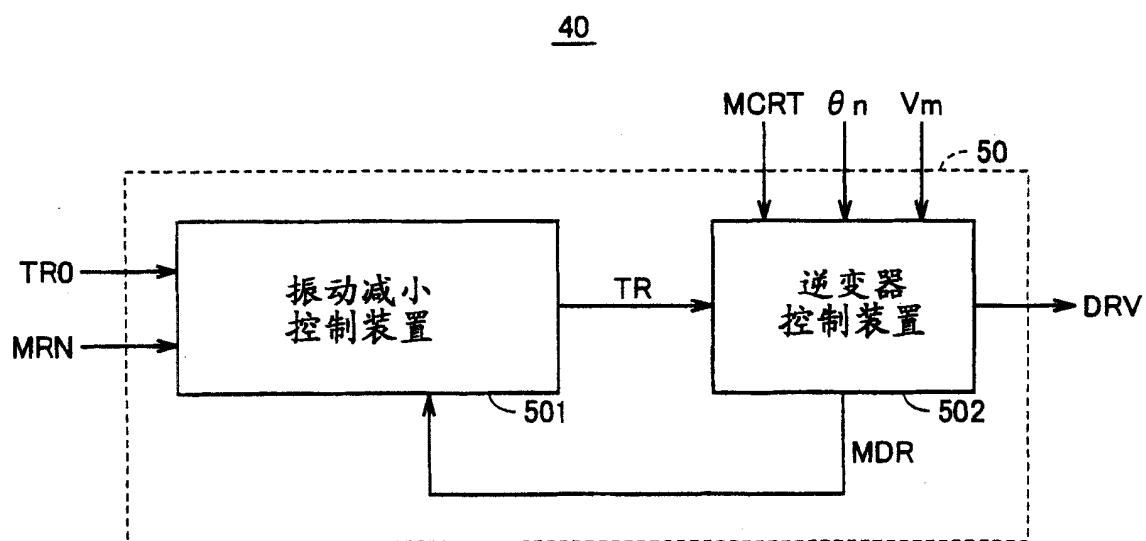


图 2

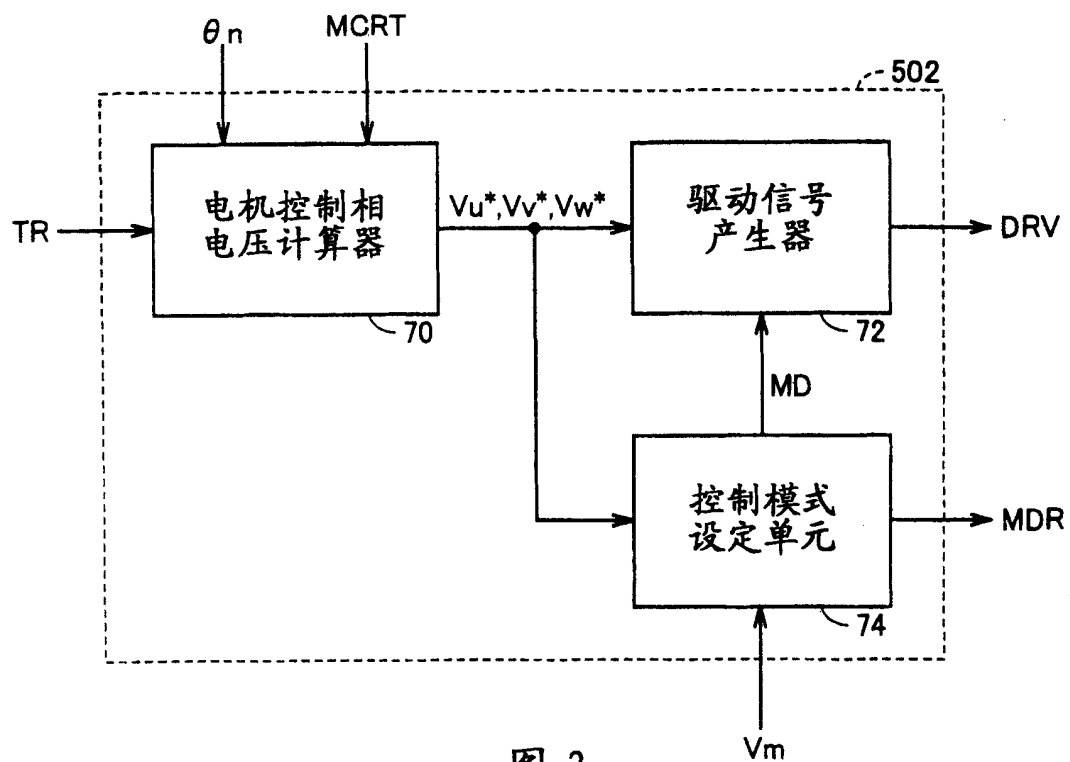


图 3

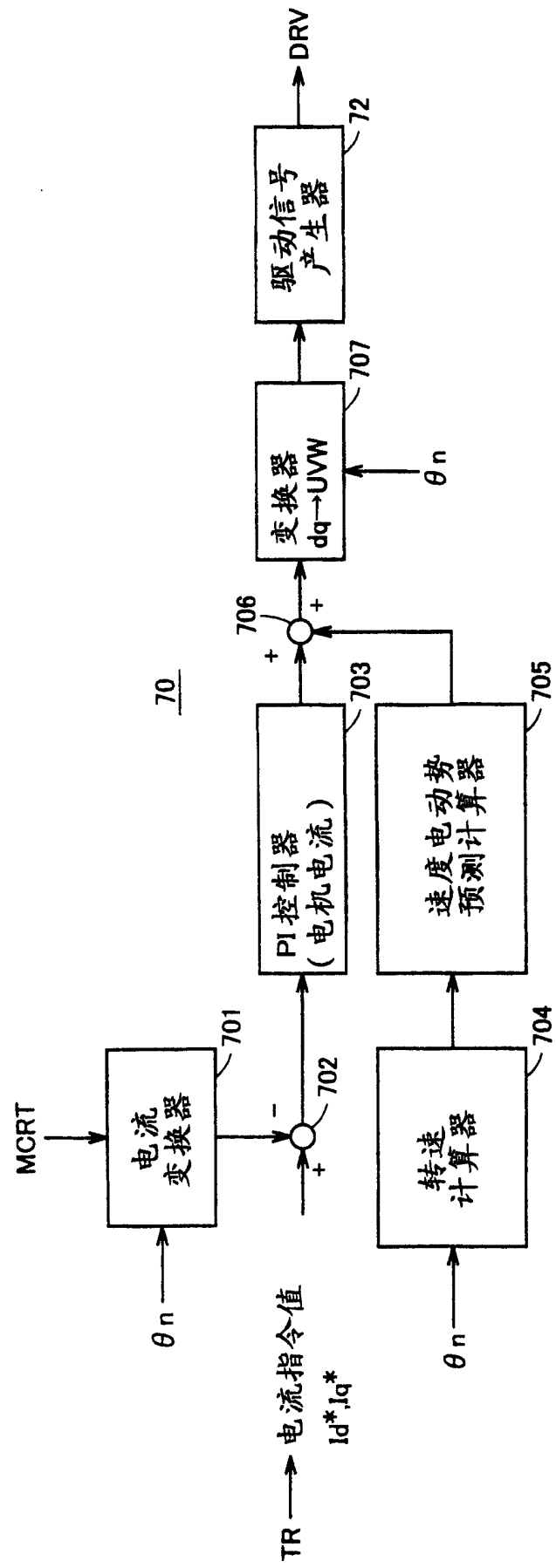


图 4

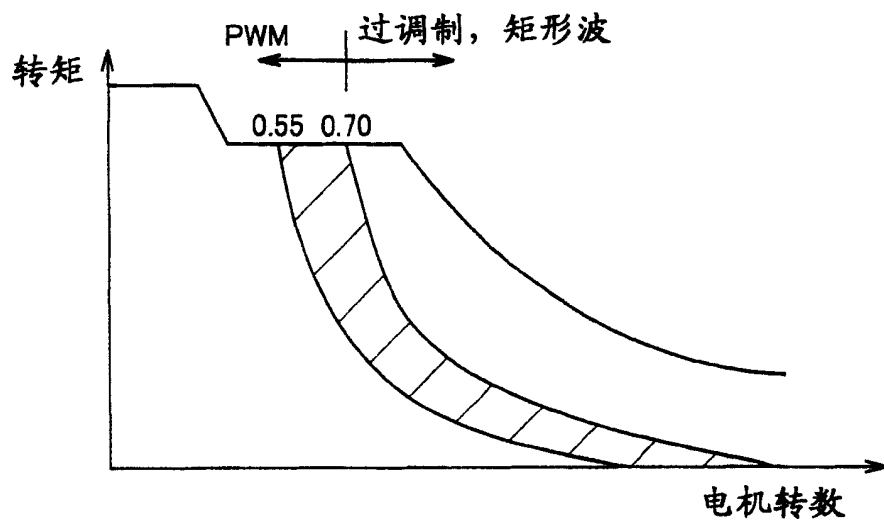


图 5

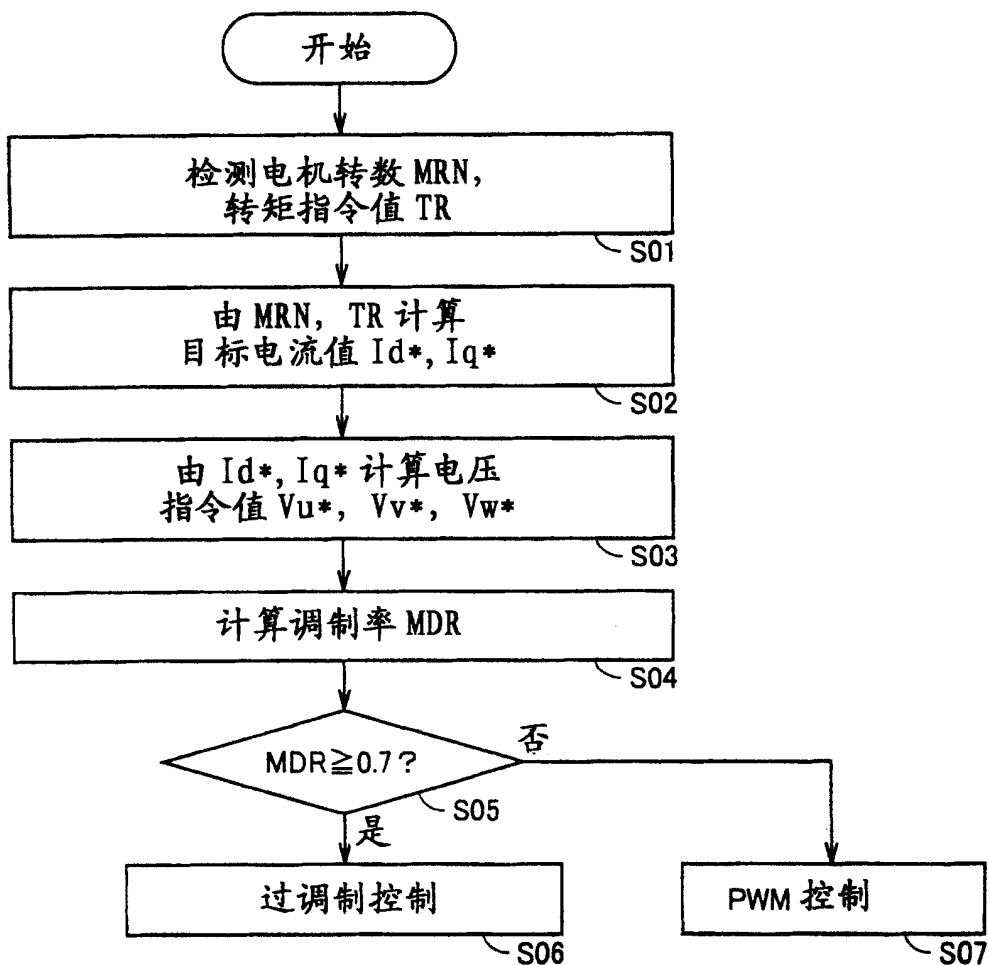


图 6

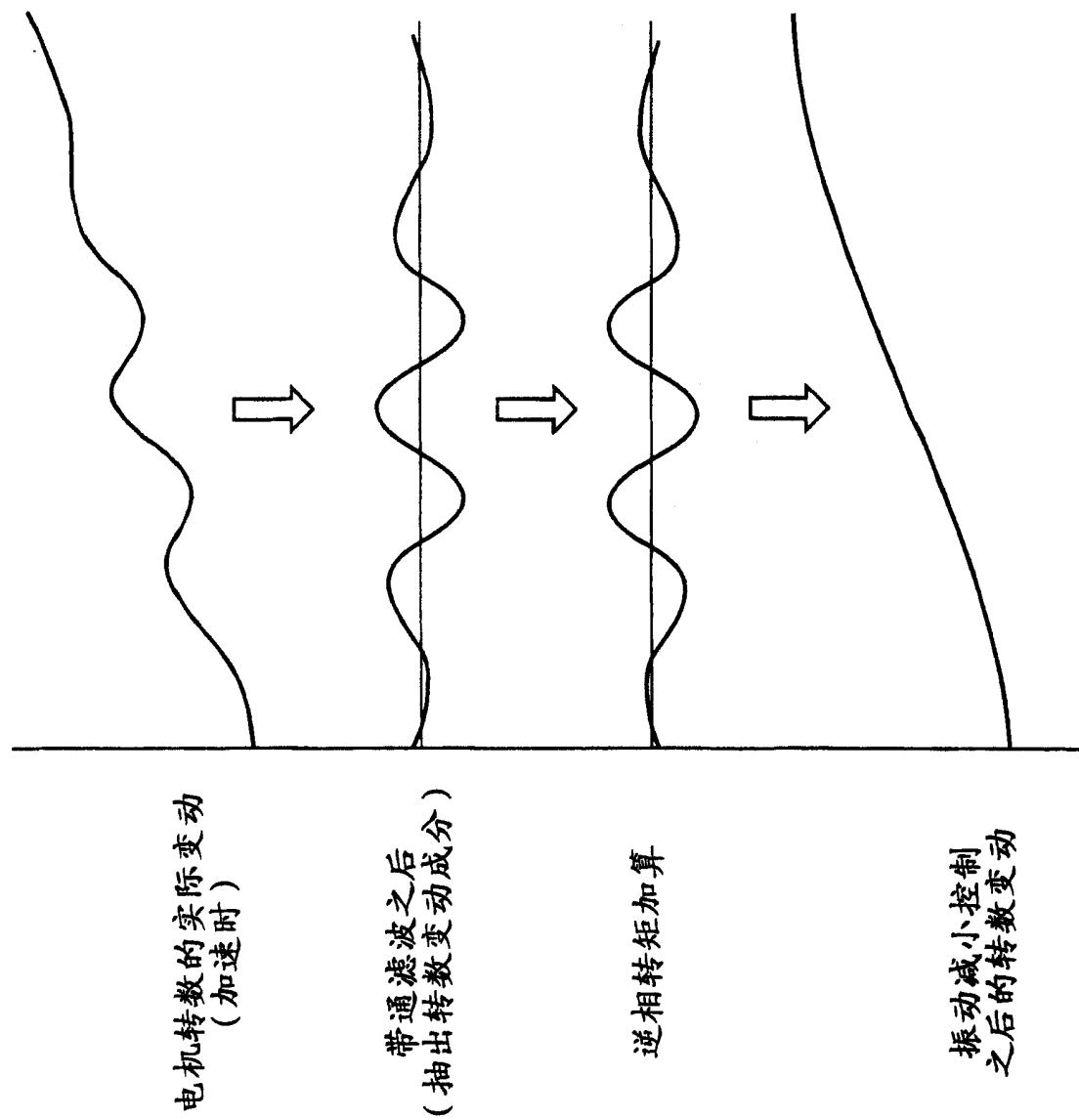


图 7

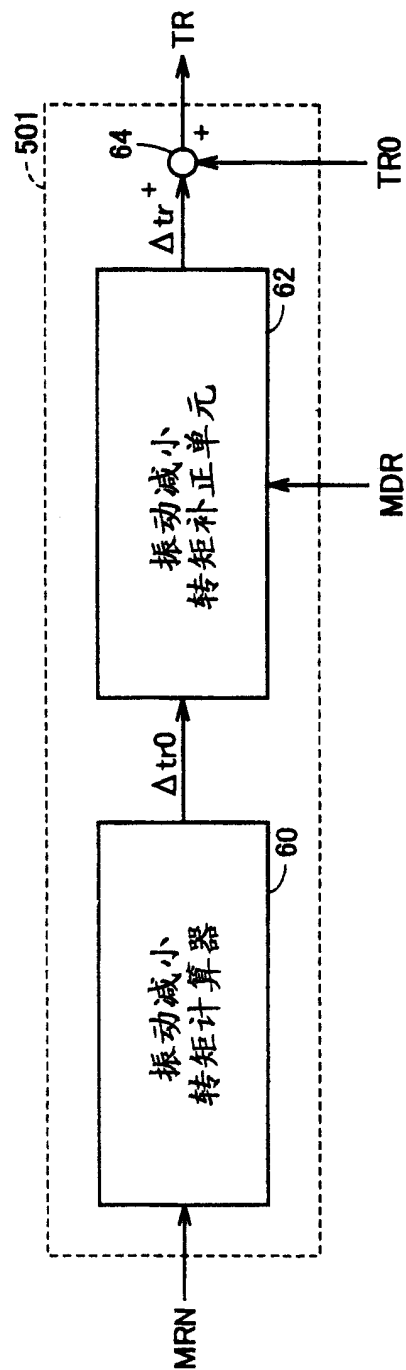


图 8

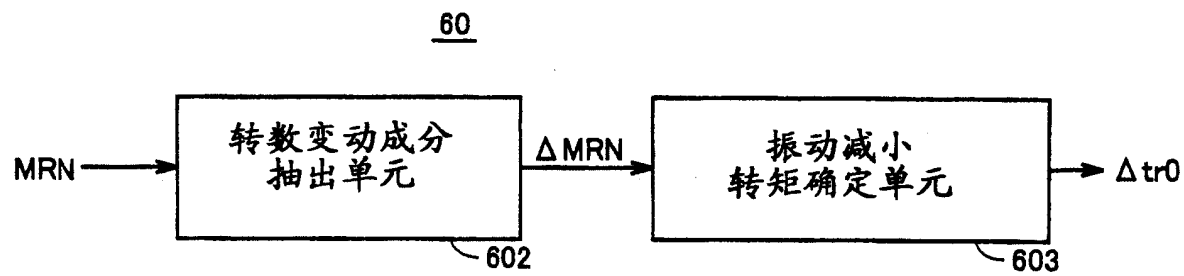


图 9

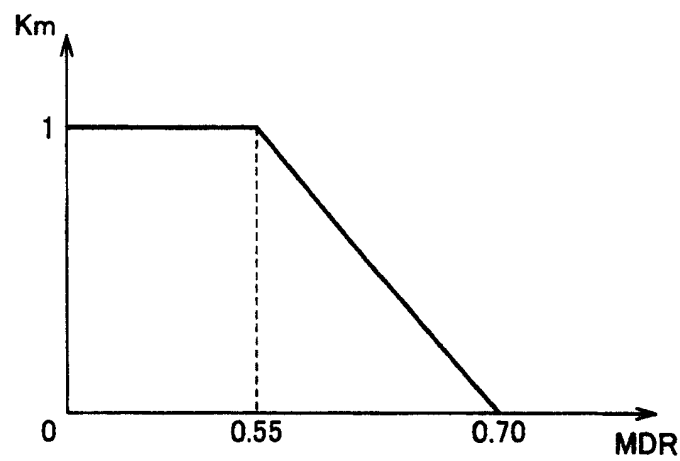


图 10

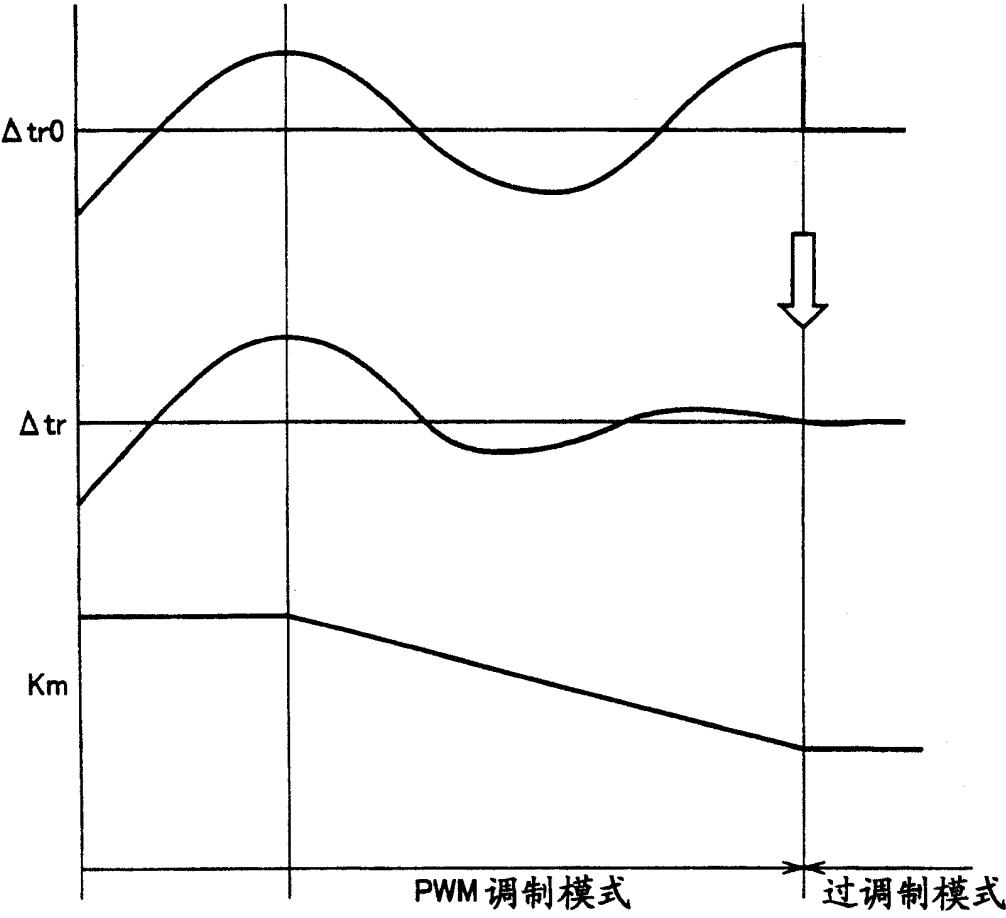


图 11

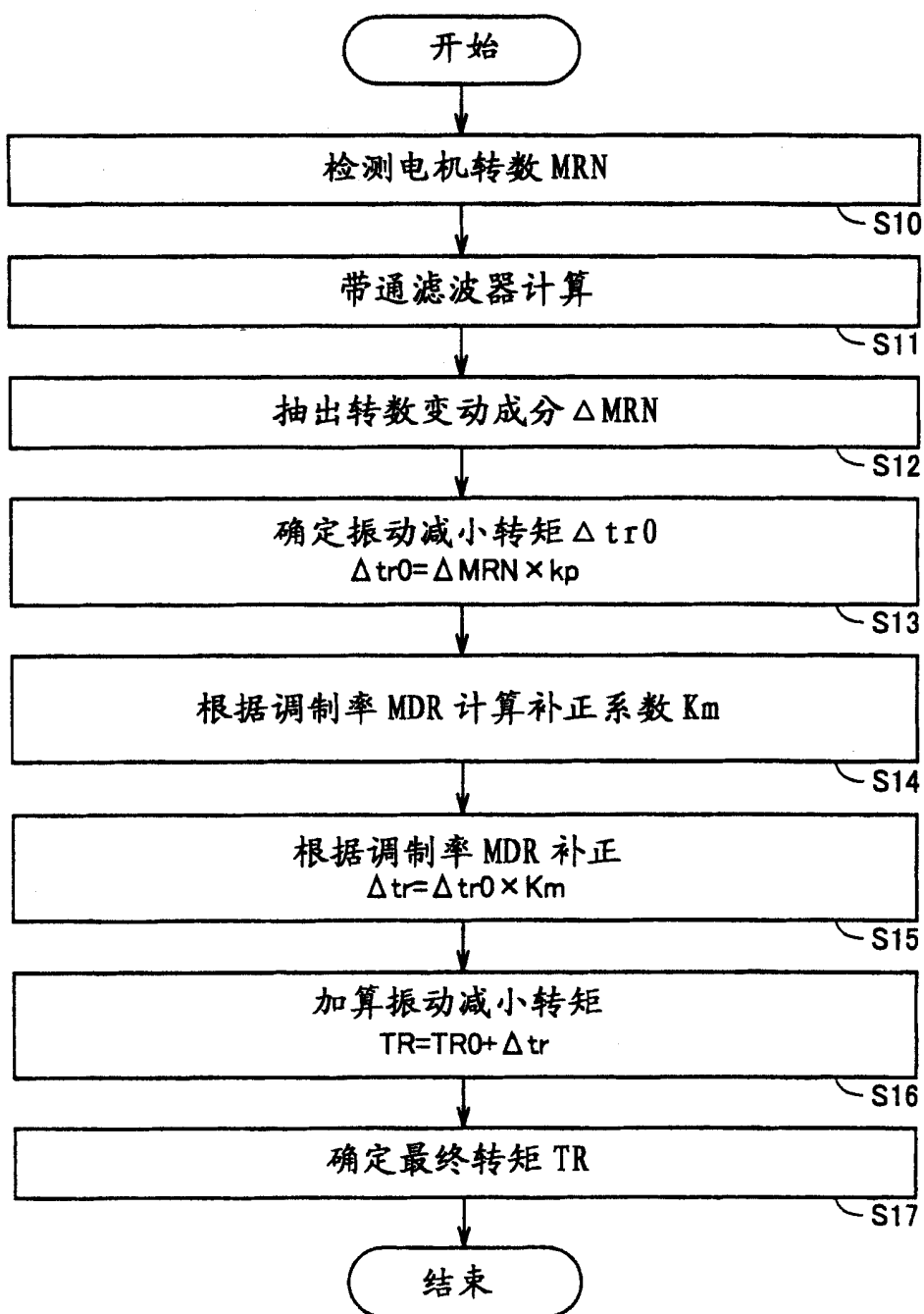


图 12

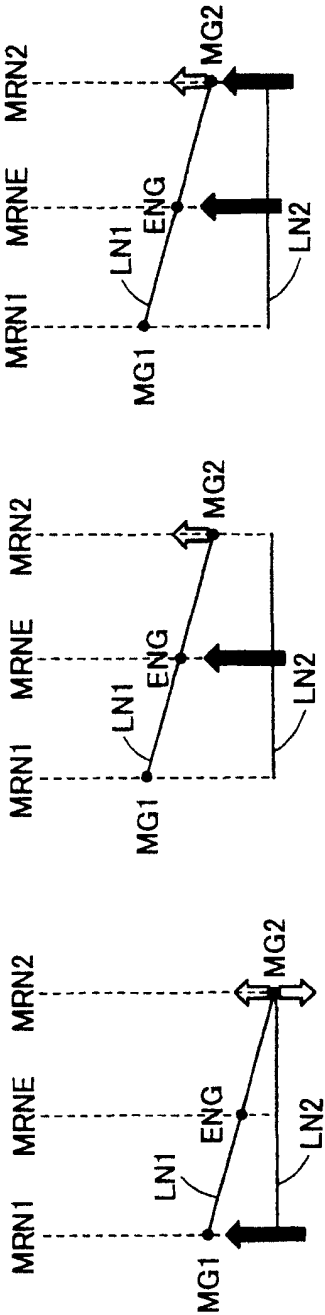


图 13A 图 13B 图 13C

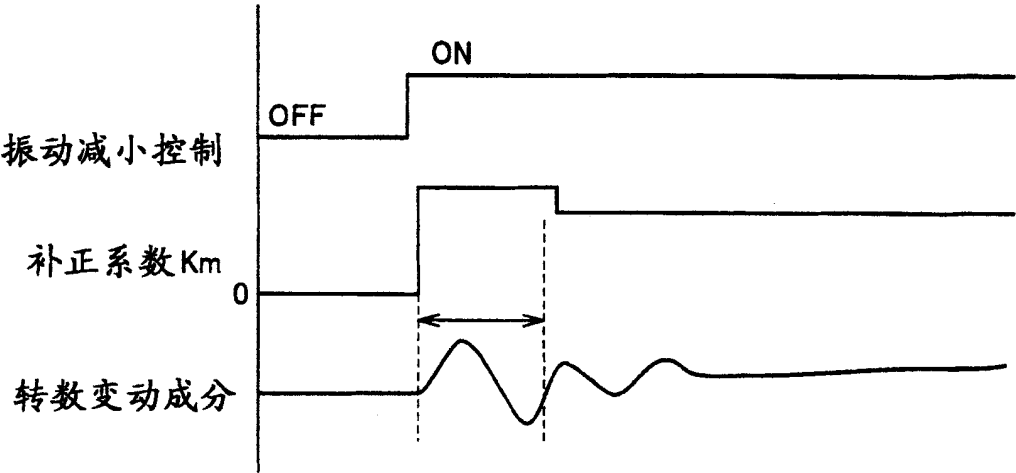


图 14

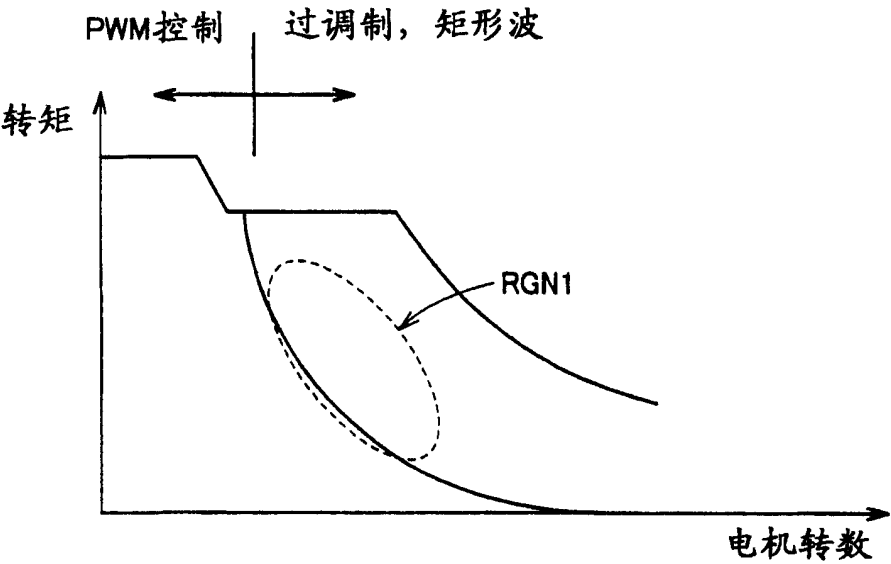


图 15

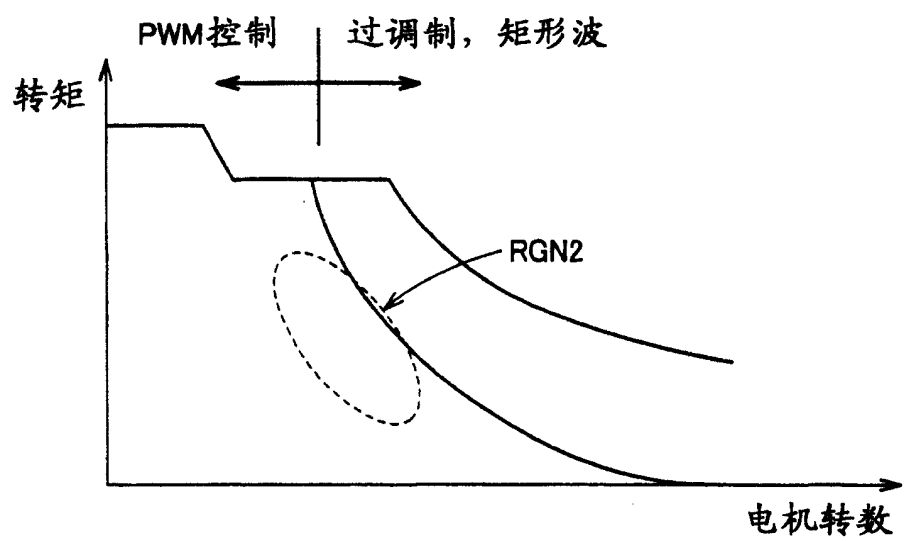


图 16

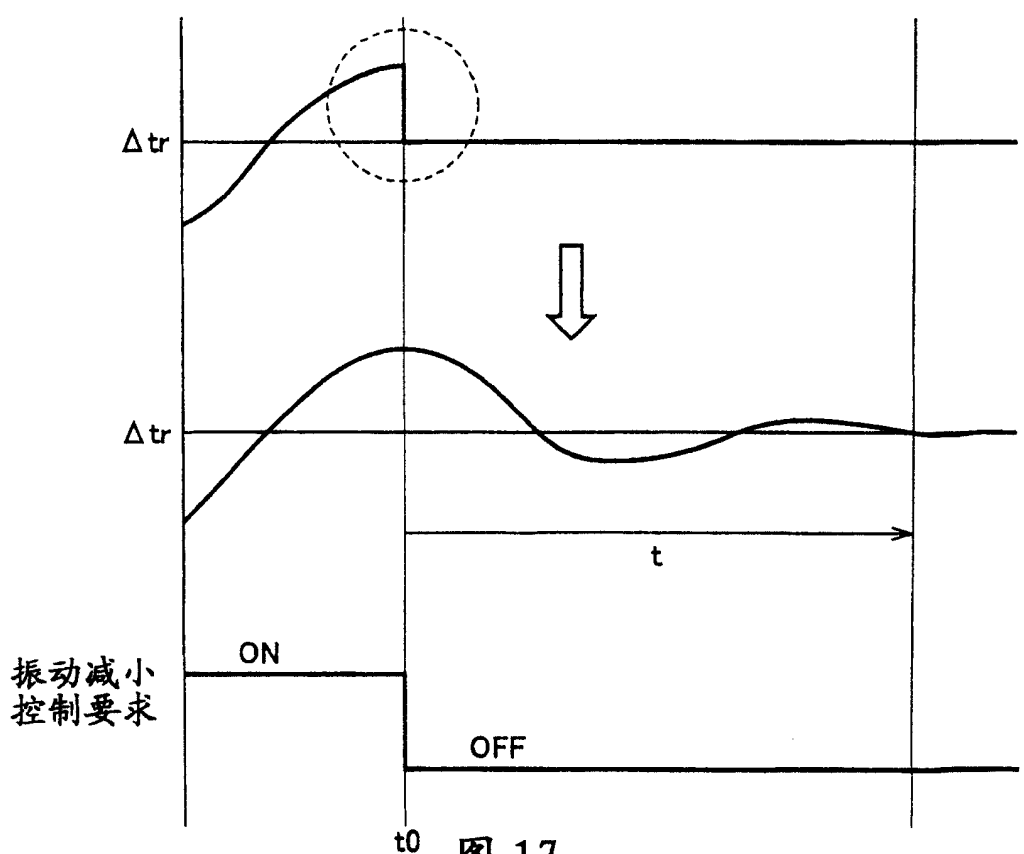


图 17

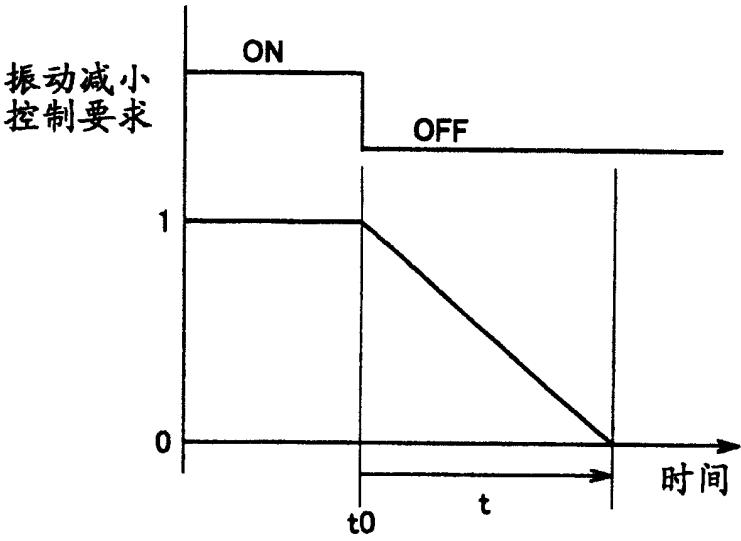


图 18

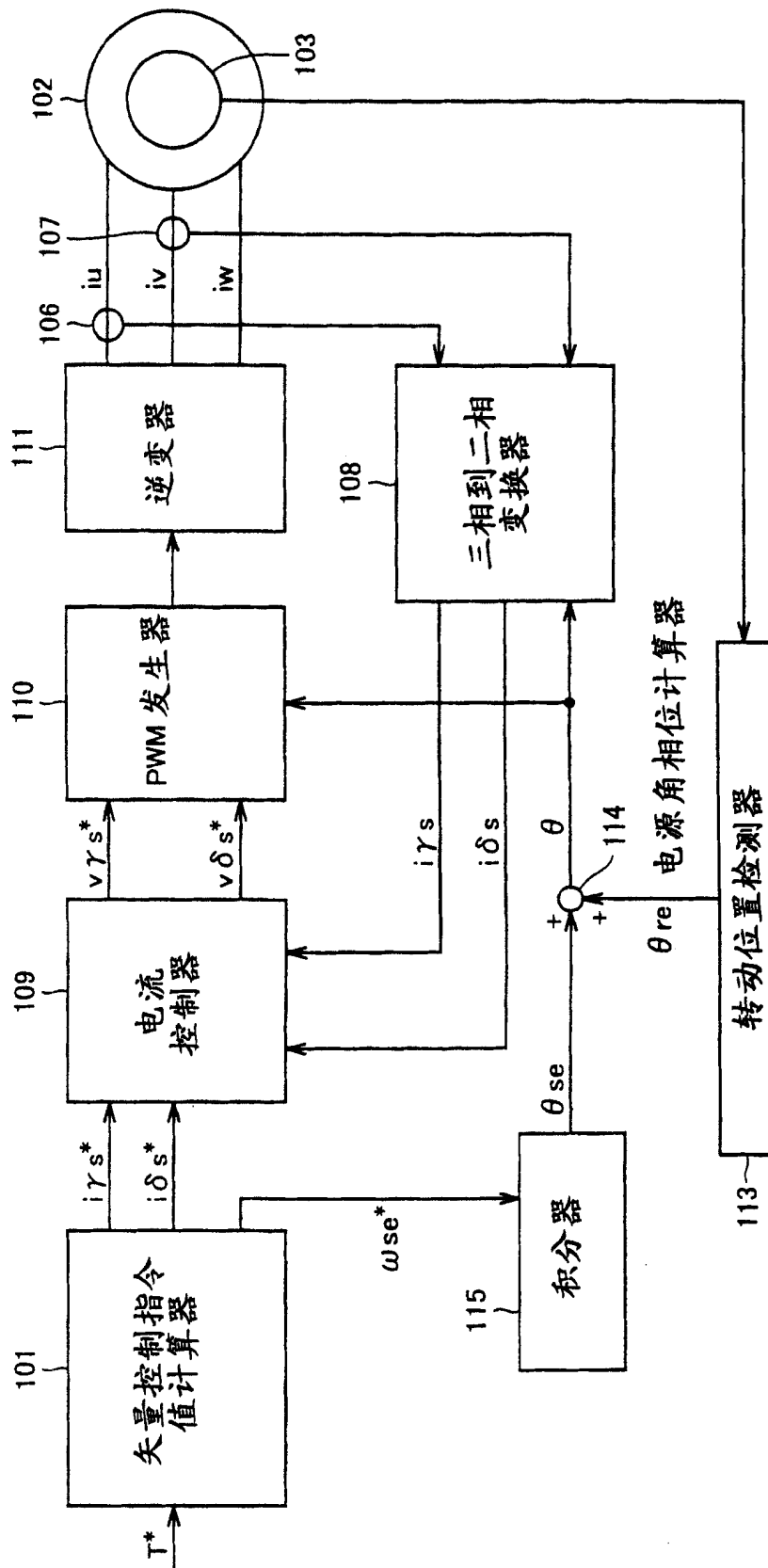


图 19