



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 200410045518.3

[43] 公开日 2005年2月2日

[11] 公开号 CN 1574028A

[22] 申请日 2004.5.28

[21] 申请号 200410045518.3

[30] 优先权

[32] 2003.5.30 [33] JP [31] 2003-154380

[32] 2003.6.17 [33] JP [31] 2003-171524

[71] 申请人 松下电器产业株式会社

地址 日本大阪府

[72] 发明人 稻治利夫 宫田敬三 高祖洋

梅田真

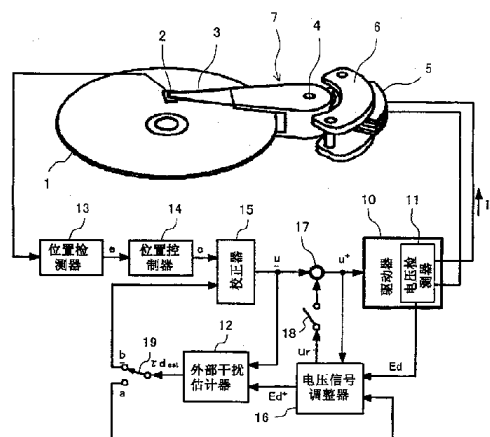
[74] 专利代理机构 北京纪凯知识产权代理有限公司
代理人 龙 淳

权利要求书7页 说明书31页 附图14页

[54] 发明名称 盘装置和头定位控制方法

[57] 摘要

本发明的磁盘装置具有致动器(7); 驱动器(10); 输出在致动器的驱动线圈(5)中产生的第一电压信号 E_d 的电压检测器(11); 输出疑似外部干扰信号 u_r , 且从疑似外部干扰信号 u_r 、驱动信号 u 、第一电压信号 E_d 和外部干扰估计信号 τ_{dest} 生成第二电压信号 E_d^+ 的电压信号调整器(16); 从驱动信号 u 和第二电压信号 E_d^+ 估计加在磁头(2)上的外部干扰负荷 τ_d 的大小, 输出外部干扰估计信号 τ_{dest} 的干扰估计器(12); 生成与磁头(2)的现在位置对应的位置误差信号 e 的位置检测器(13); 由位置误差信号 e 生成控制信号 c 的位置控制器(14); 以及从外部干扰估计信号 τ_{dest} 和位置控制信号 c 输出驱动信号 u 的校正器(15)。



1. 一种盘装置，其特征为，具有：

致动器，它包括：音圈电机、设在该音圈电机上的臂、和安装在该臂上，用于进行信息记录的写入和/或进行信息再现的读入的头；

5 驱动装置，输入用于驱动所述致动器的驱动信号、和模拟加在所述致动器上的外部干扰的疑似外部干扰信号，驱动所述致动器；

电压检测装置，检测随着所述致动器的驱动，在所述音圈电机上产生的电压，输出与该电压对应的第一电压信号；

10 电压信号调整装置，一方面输出所述疑似外部干扰信号，另一方面输入所述驱动信号和估计外部干扰的外部干扰估计信号和所述第一电压信号，在所述记录和再现以外的時候，通过调整所述第一电压信号而校正所述音圈电机的线圈电阻与公称值的偏差，生成第二电压信号；和

15 外部干扰估计装置，从所述驱动信号和所述第二电压信号，估计加在所述致动器上的外部干扰的大小，生成所述外部干扰估计信号。

2. 根据权利要求1所述的盘装置，其特征为，

所述疑似外部干扰信号还输入到所述电压信号调整装置中，

20 还具有为了使所述磁头位于目标位置，输入位置控制信号和所述外部干扰估计信号，输出所述驱动信号的校正装置。

3. 根据权利要求2所述的盘装置，其特征为，

所述电压信号调整装置生成所述第二电压信号，使所述外部干扰估计信号的相位和所述疑似外部干扰信号的相位大致相等。

25

4. 根据权利要求3所述的盘装置，其特征为，

所述电压信号调整装置包括：

产生第一基准信号和第二基准信号的信号发生装置；

30 输入所述外部干扰估计信号和所述第一基准信号，通过固定时间的积分将所述外部干扰估计信号和所述第一基准信号相乘得到的相乘

结果，逐次生成相位信号的相位比较装置；

通过逐次积分所述相位信号，生成校正信号，当所述相位信号的值在规定范围内时，保持所述校正信号的积分装置；

5 将合成所述驱动信号和所述疑似外部干扰信号的信号，与所述校正信号相乘的乘法装置；和

从所述乘法装置输出的信号和所述第一电压信号，生成所述第二电压信号的调整装置，

所述疑似外部干扰信号由所述第二基准信号构成，

10 在所述相位信号的值达到规定范围之前，将所述疑似外部干扰信号输入所述驱动装置和所述电压信号调整装置中。

5. 根据权利要求4所述的盘装置，其特征为，

它具有在所述相位信号的值达规定范围之前，禁止将所述外部干扰估计信号输入到所述校正装置的输入禁止装置。

15

6. 根据权利要求4所述的盘装置，其特征为，

所述第一和第二基准信号，分别由具有盘回转频率的整数倍的频率的信号构成。

20

7. 根据权利要求4所述的盘装置，其特征为，

所述第一基准信号和所述第二基准信号的频率相等，而相位相互不同；

所述第一基准信号的相位比所述外部干扰估计信号相对于所述第二基准信号的相位滞后还要滞后。

25

8. 根据权利要求4所述的盘装置，其特征为，

所述相位信号是通过在盘的回转周期的整数倍的时间内，对所述外部干扰估计信号和所述第一基准信号相乘得出的相乘结果，进行时间积分生成的。

30

9. 根据权利要求3所述的盘装置，其特征为，

所述电压信号调整装置具有：

产生第一基准信号和第二基准信号的信号发生装置；

5 输入所述外部干扰估计信号和所述第一基准信号，通过固定时间的积分将所述外部干扰估计信号和所述第一基准信号相乘得到的相乘结果，逐次生成相位信号的相位比较装置；

通过积分所述相位信号，生成校正信号，当经过规定时间时，保持所述校正信号的积分装置；

将合成所述驱动信号和所述疑似外部干扰信号的信号，与所述校正信号相乘的乘法装置；和

10 从所述乘法装置输出的信号和所述第一电压信号，生成所述第二电压信号的调整装置，

所述疑似外部干扰信号由所述第二基准信号构成，

在规定时间内，将所述疑似外部干扰信号输入所述驱动装置和所述电压信号调整装置中。

15

10. 根据权利要求9所述的盘装置，其特征为，

它还具有从所述疑似外部干扰信号输入开始，直到经过规定的时间，禁止将所述外部干扰估计信号输入所述校正装置的输入禁止装置。

20

11. 根据权利要求9所述的盘装置，其特征为，

所述第一和第二基准信号，分别由具有盘回转频率的整数倍的频率的信号构成。

12. 根据权利要求9所述的盘装置，其特征为，

25 所述第一基准信号和所述第二基准信号的频率相等，但相位相互不同；

所述第一基准信号的相位比所述外部干扰估计信号相对于所述第二基准信号的相位滞后还要滞后。

30

13. 根据权利要求9所述的盘装置，其特征为，

所述相位信号是通过在盘的回转周期的整数倍的时间内，对所述

外部干扰估计信号和所述第一基准信号相乘得出的相乘结果，进行时间积分生成的。

14. 根据权利要求 2 所述的盘装置，其特征为，

5 所述电压信号调整装置生成所述第二电压信号，使所述外部干扰估计信号的大小为最小。

15. 根据权利要求 14 所述的盘装置，其特征为，

所述电压信号调整装置具有：

10 产生基准信号的信号发生装置；

输入所述外部干扰估计信号，在每一个规定的周期内检测所述外部干扰估计信号的振幅的最大值，同时保持该最大值，在各个周期结束时，生成表示该最大值的振幅信号的振幅保持装置；

15 输出用于生成所述第二电压信号的校正信号，在各个周期中，生成表示该周期的振幅信号和在该周期前一个周期的振幅信号之差的差分信号，如果该差分信号不在规定范围内，则调整所述校正信号，使其达到该规定范围内，另一方面，如果所述差分信号在规定范围内，则维持所述校正信号的差分积分装置；

20 将合成所述驱动信号和所述疑似外部干扰信号的信号，与所述校正信号相乘的乘法装置；和

从所述乘法装置输出的信号和所述第一电压信号，生成所述第二电压信号的调整装置，

所述疑似外部干扰信号由所述基准信号构成，

25 在所述差分信号达到规定范围内之前，将所述疑似外部干扰信号输入所述驱动装置和所述电压信号调整装置中。

16. 根据权利要求 15 所述的盘装置，其特征为，

它还具有在所述差分信号达到规定范围内以前，禁止将所述外部干扰估计信号输入校正装置中的禁止输入装置。

30

17. 根据权利要求 14 所述的盘装置，其特征为，

所述电压信号调整装置具有：

产生基准信号的信号发生装置；

5 输入所述外部干扰估计信号，在每一个规定周期内检测所述外部干扰估计信号的振幅的最大值，同时保持该最大值，在各个周期结束时，生成表示该最大值的振幅信号的振幅保持装置；

10 输出用于生成所述第二电压信号的校正信号，在各个周期中，生成表示该周期的振幅信号和在该周期前一个周期的振幅信号之差的差分信号，如果该差分信号不在规定范围内，则调整所述校正信号，使其达到该规定范围内，另一方面，在经过所述规定时间之后，维持该所述规定时间经过时的校正信号的差分积分装置；

将合成所述驱动信号和所述疑似外部干扰信号的信号，与所述校正信号相乘的乘法装置；和

从所述乘法装置输出的信号和所述第一电压信号，生成所述第二电压信号的调整装置，

15 所述疑似外部干扰信号由所述基准信号构成，

在经过所述规定时间之前，将所述疑似外部干扰信号输入所述驱动装置和所述电压信号调整装置中。

18. 根据权利要求 17 所述的盘装置，其特征为，

20 它还具有，从输入所述疑似外部干扰信号开始，直到经过所述规定时间，禁止将所述外部干扰估计信号输入所述校正装置的输入禁止装置。

19. 根据权利要求 2 所述的盘装置，其特征为，具有：

25 记录伺服信息的盘；

通过用所述头读取所述伺服信息，检测所述头位置的位置检测装置；

从所述头位置和目标位置，算出头位置误差的位置误差检测装置；和

30 生成所述位置控制信号，以消除所述位置误差的位置控制装置。

20. 根据权利要求 2 所述的盘装置，其特征为，具有：

将所述疑似外部干扰信号输入所述驱动装置和所述电压信号调整装置时，禁止将所述外部干扰估计信号输入所述校正装置的输入禁止装置。

5

21. 根据权利要求 1 所述的盘装置，其特征为，

所述外部干扰估计信号装置包括：

输入所述第二电压信号和估计该第二电压信号的感应电压估计信号，输出表示所述第二电压信号和所述感应电压估计信号的误差的误差信号的比较装置；

10

将由第一传递函数构成的系数与所述驱动信号相乘的第一乘法装置；

将由第二传递函数构成的系数与所述误差信号相乘的第二乘法装置；

15

通过积分所述误差信号，生成所述外部干扰估计信号的第一积分装置；和

输入将所述外部干扰估计信号和所述第二乘法装置的输出信号的相加值，从所述第一乘法装置的输出信号中减去的相减值，通过积分所述相减值，生成所述感应电压估计信号的第二积分装置。

20

22. 一种盘装置的头定位控制的方法，其特征为，

它是在盘装置中进行的上述头定位的控制方法，该盘装置包括致动器，该致动器具有：音圈电机、设在该音圈电机上的臂、和安装在该臂上，用于进行信息记录的写入和/或进行信息再现的读入的头，

25

该头定位控制的方法包含下述工序：

生成使所述头位于目标位置的位置控制信号的工序；

合成所述位置控制信号和估计外部干扰的外部干扰估计信号，生成驱动信号的工序；

30

生成模拟加在所述致动器上的外部干扰的疑似外部干扰估计信号的工序；

利用所述驱动信号和所述疑似外部干扰信号，驱动所述致动器的

工序；

随着所述致动器的驱动，检测在所述音圈电机中产生的电压，生成与该电压对应的第一电压信号的工序；

5 在所述记录和再现以外的時候，从所述驱动信号，所述外部干扰估计信号和所述第一电压信号，调整所述第一电压信号，生成第二电压信号，以校正所述音圈电机的线圈电阻偏离公称值的偏差的工序；
和

从所述驱动信号和所述第二电压信号，估计加在所述致动器上的外部干扰的大小，生成所述外部干扰估计信号的工序。

10

23. 根据权利要求 22 所述的头定位控制方法，其特征为，

生成所述第二个电压的工序为从所述驱动信号、所述疑似外部干扰信号、所述外部干扰估计信号和所述第一电压信号，生成第二电压信号的工序。

15

24. 根据权利要求 23 所述的头定位控制方法，其特征为，

生成所述第二电压信号的工序为生成第二电压信号，使所述外部干扰估计信号的相位与所述疑似外部干扰信号的相位大致相等的工序。

20

25. 根据权利要求 23 所述的头定位控制方法，其特征为，

生成所述第二电压信号的工序为生成第二电压信号，使所述外部干扰估计信号的大小为最小的工序。

25

26. 根据权利要求 22 所述的头定位控制方法，其特征为，

生成所述位置控制信号的工序包括：

通过用所述头，读取预先记录在盘上的伺服信息，检测所述头位置的工序；

从所述头位置和目标位置，计算头位置误差的工序；和

30

生成所述位置控制信号，使所述位置误差消除的工序。

盘装置和头定位控制方法

技术领域

5 本发明涉及使用致动器进行磁头或光拾取器等的记录/再现头的定位控制的盘装置及其控制方法。

背景技术

10 近年来，磁盘装置等的盘装置急速向小型化、大容量化方向发展。例如，在增加磁盘装置的容量方面，有提高磁盘磁道密度，进一步缩小磁道间距的倾向。因此，为了在磁盘上记录和再现数据，必需高精度地使磁头在以狭窄的磁道间距形成的目标磁道上定位。

15 一般，在磁盘装置中，预先将磁头定位用的伺服信息记录在磁盘上，根据该伺服信息，进行磁头的定位控制。即，通过利用磁头读取伺服信息，检测磁头的位置，掌握目标磁道位置和磁头的现在位置的误差。另外，生成表示磁头相对于目标磁道的位置误差的位置误差信号，对磁头进行定位控制，使该位置误差信号的大小为最小。

另外，为了提高磁头的定位精度，要将磁头定位控制系统的控制频率设定得较高，使磁头迅速地在目标磁道上定位，以确保必要的定位精度。

20 但是，在盘装置的致动器本身有时存在着高次的固有机械共振模式。因此，当为了提高定位精度，而提高控制频率时，其固有的机械共振使定位控制系统不稳定。实际上，致动器本身的固有机械共振，导致控制频率的带域受到限制，因此，提高定位控制系统的控制频率是有限度的。

25 另外，随着近年来磁道密度的提高和致动器的小型轻量化，作用在致动器上的外力，对定位控制系统的影响更大。而且，另一方面，随着磁盘装置的尺寸减小和记录密度的提高，对磁头高精度定位的要求变得严格，因此，在磁盘装置中，将外力影响考虑在内的控制方法得到注目，可以利用前馈控制来补偿外力。

30 例如，提出了从记录在磁盘上的伺服信息得到磁头位置信号，通

过将该磁头位置信号和致动器的驱动信号作为输入的外部干扰估计装置，来补偿外力的控制方法（参照特开平 9-231701 号公报）。

5 作为致动器受到的外力有：例如，致动器受到来自外部的冲击和振动的影响而具有的惯性力；和致动器的轴承磨擦或者连接致动器和电子线路基板的柔性印刷电路（FPC）的弹性力引起的外部干扰等。在上述现有的磁盘装置中，用于估计外部干扰的外部干扰估计装置，通过输入磁头位置信号和致动器的驱动信号进行工作。然而，由于记录在磁盘上的伺服信息是以具有一定的采样周期的离散状态记录在磁盘中的，因此，头的位置信号不是连续信号。因此，外部干扰估计装置的可估计外部干扰的控制带域受到磁盘装置的区段伺服的采样频率的影响。10 区段伺服的采样频率导致该控制带域存在上限。该上限的存在，使得正确估计加在致动器上的外力十分困难。另外，实际使用中，要将来自外部的加在致动器上的外部干扰减小至没有任何障碍的程度极为困难。结果，要使头正确地跟踪目标轨道也就很困难。

15 另一方面，在致动器的驱动线圈的电阻值中，存在每个驱动线圈具有偏差的情况。另外，当将驱动电流通入驱动线圈中时，有时由于驱动线圈发热，其温度上升，电阻值会变动。在这种情况下，驱动线圈的电阻值的误差（与公称值的偏差），使得含有外部干扰估计装置的定位控制系统不稳定。

20 这些问题不是仅限于磁盘装置，它是盘装置整体所存在的共通的问题。

发明内容

25 本发明是为了解决上述问题而提出的。其目的是要即使在致动器线圈的电阻值偏离公称值的情况下，利用外部干扰估计装置，可以正确地估计作用在致动器上的外部干扰，可以高精度而且稳定地进行头对于目标轨道的定位。

30 本发明的盘装置包括：致动器，该致动器具有音圈电机、设在该音圈电机上的臂、和安装在该臂上，用于进行信息记录的写入和/或进行信息再现的读入的头；驱动装置，输入用于驱动上述致动器的驱动信号、和模拟加在上述致动器上的外部干扰的疑似外部干扰信号，驱

动上述致动器；电压检测装置，检测随着上述致动器的驱动，在上述音圈电机上产生的电压，输出与该电压对应的第一电压信号；电压信号调整装置，一方面输出上述疑似外部干扰信号，另一方面输入上述驱动信号和估计外部干扰的外部干扰估计信号和上述第一电压信号，
5 在上述记录和再现以外的时候，通过调整上述第一电压信号而校正上述音圈电机的线圈电阻与公称值的偏差，生成第二电压信号；和外部干扰估计装置，从上述驱动信号和上述第二电压信号，估计加在上述致动器上的外部干扰的大小，生成上述外部干扰估计信号。

利用该结构，外部干扰估计装置可以根据用于驱动致动器的驱动信号和电压信号调整装置生成的第二电压信号，正确地估计作用在致动器上的外部干扰（例如，致动器的轴承磨擦、连接致动器和电子线路基板的 FPC 的弹性力、从外部加在盘装置上的冲击或振动引起的致动器所受的惯性力等）的大小。

另外，在上述盘装置中，不但将与音圈电机的感应电压对应的第一电压信号原样输入外部干扰估计装置中，而且通过调整该第一电压信号，生成第二电压信号，以校正音圈电机的线圈电阻与公称值的偏差，将该第二电压信号输入外部干扰估计装置。因此，即使致动器的音圈电机的电阻有偏差，或者因通电温度升高使电阻值变动，可以正确地求出，随着致动器的驱动，在上述音圈电机中产生的电压信号。

上述疑似外部干扰信号还输入上述电压信号调整装置中，该装置优选还具有校正装置，输入用于使上述头位于目标位置的位置控制信号和上述外部干扰估计信号，输出上述驱动信号。

特别是使头追踪目标轨道的跟踪动作时正确地估计加在致动器上的外部干扰负荷的大小很重要。在上述盘装置中，外部干扰估计装置将估计的外部干扰作为外部干扰估计信号，输出至校正装置。而且，校正装置根据该外部干扰估计信号，校正位置控制信号以克服加在致动器上的外部干扰。校正后的位置控制信号作为驱动信号从校正装置输出。

在上述盘装置中，由于根据上述驱动信号驱动致动器，因此可以很好地克服加在致动器上的外部干扰。即，由于对作用在致动器上的外部干扰进行补偿，即使在向目标轨道跟踪动作时，外部干扰变动大，

也可以稳定地控制头定位在目标轨道上。

另外，由于将调整第一电压信号的，使得可校正音圈电机的线圈电阻与公称值的偏差的第二电压信号输入外部干扰估计装置中，因此可以稳定地进行头在目标轨道上的定位控制。即，即使对于更多样的条件变化，也可以提高定位精度。

上述电压信号调整装置也可以构成为，生成上述第二电压信号，使上述外部干扰估计信号的相位和上述疑似外部干扰信号的相位大致相等。

这样，可以调整第一电压信号，使外部干扰估计信号的相位与上述疑似外部干扰信号的相位大致相等，将调整后的信号作为第二电压信号输入外部干扰估计装置。由于这样，第一电压信号可以作为校正音圈电机的线圈电阻与公称值的偏差的调整信号（=第二电压信号），供给外部干扰估计装置。因此，可使包含扰动估计装置的定位控制系统稳定地动作。

上述电压信号调整装置包括：产生第一基准信号和第二基准信号的信号发生装置；输入上述外部干扰估计信号和上述第一基准信号，通过固定时间的积分将上述外部干扰估计信号和上述第一基准信号相乘得到的相乘结果，逐次生成相位信号的相位比较装置；通过逐次积分上述相位信号，生成校正信号，当上述相位信号的值在规定范围内时，保持上述校正信号的积分装置；将合成上述驱动信号和上述疑似外部干扰信号的信号，与上述校正信号相乘的乘法装置；和从上述乘法装置输出的信号和上述第一电压信号，生成上述第二电压信号的调整装置，上述疑似外部干扰信号由上述第二基准信号构成，优选在上述相位信号的值达到规定范围之前，将上述疑似外部干扰信号输入上述驱动装置和上述电压信号调整装置中。

利用这种结构，可以通过相位信号收敛至规定的范围内，判定音圈电机的电阻校正动作结束。动作结束后，根据校正后的电阻值进行定位控制。利用上述结构，即使音圈电机的电阻值有偏差，或温度升高引起电阻值变动等，可以在短时间内高精度地检测在致动器驱动时产生的感应电压，可以稳定地使包含外部干扰估计装置的定位控制系统动作。

另外, 优选具有在上述相位信号的值达规定范围内之前, 禁止将上述外部干扰估计信号输入上述校正装置中的输入禁止装置。

5 通过这种结构, 当调整第二电压信号, 使外部干扰估计信号的相位与疑似外部干扰信号的相位相等时, 外部干扰估计装置不生成正确的外部干扰估计信号, 因此, 在此期间, 定位控制系统中不进行前馈控制, 可以稳定地使定位控制系统动作。

10 或者, 上述电压信号调整装置包括: 产生第一基准信号和第二基准信号的信号发生装置; 输入上述外部干扰估计信号和上述第一基准信号, 通过固定时间的积分将上述外部干扰估计信号和上述第一基准信号相乘得到的相乘结果, 逐次生成相位信号的相位比较装置; 通过积分上述相位信号, 生成校正信号, 当经过规定时间时, 保持上述校正信号的积分装置; 将合成上述驱动信号和上述疑似外部干扰信号的信号, 与上述校正信号相乘的乘法装置; 和从上述乘法装置输出的信号和上述第一电压信号, 生成上述第二电压信号的调整装置。上述疑似外部干扰信号由上述第二基准信号构成, 也可以在规定时间内, 将上述疑似外部干扰信号输入上述驱动装置和上述电压信号调整装置中。

20 采用这种结构, 可通过从开始输入疑似外部干扰信号, 经过规定的时间, 判断音圈电机的电阻校正动作结束。在动作结束后, 可根据校正后的电阻值, 进行定位控制。采用上述结构, 即使音圈电机的电阻值有偏差, 或者温度升高便电阻变动, 也可以在短时间内高精度地检测在致动器驱动时产生的感应电压, 可使包含外部干扰估计装置的定位控制系统稳定地动作。

25 另外, 优选还具有从上述疑似外部干扰信号输入开始, 直到经过规定的时间, 禁止将上述外部干扰估计信号输入上述校正装置的输入禁止装置。

30 由于这样结构, 当调整第二电压信号, 使外部干扰估计信号的相位与疑似外部干扰信号的相位相等时, 外部干扰估计装置不生成正确的外部干扰估计信号, 因此, 在这期间, 在定位控制系统中不进行前馈控制, 可以稳定地使定位控制系统动作。

优选上述第一和第二基准信号分别由具有盘回转频率的整数倍的

频率的信号构成。

在盘装置因盘面的振摆等造成大多接受与盘的回转同步的外部干扰的情况下，在外部干扰估计装置生成的外部干扰估计信号中，大多包含与盘的回转同步的成分。采用上述结构，由于输入相位比较装置的第二基准信号的频率等于磁盘回转频率的整数倍，因此可减小与磁盘回转同步的外部干扰产生的误差。结果，可以更高精度地求出在驱动致动器时产生的感应电压，可使定位控制系统更稳定地动作。

上述第一基准信号和上述第二基准信号的频率相等，但相位相互不同。优选上述第一基准信号的相位比上述外部干扰估计信号相对于上述第二基准信号的相位滞后还要滞后。

这样，由于使第一基准信号的相位比外部干扰估计信号的相位滞后还要滞后，输入相位比较装置，在相位比较装置生成的相位信号中难以产生误差。由于电压信号调整装置使用校正信号校正由于音圈电机的电阻误差产生的电压降，因此，在第二电压信号中不包含该电压降，只包含驱动致动器产生的感应电压。因此，可以稳定地使包含外部干扰估计装置的定位控制系统动作。

上述相位信号优选通过仅在盘的回转周期的整数倍的时间内，对上述外部干扰估计信号和上述第一基准信号相乘得出的相乘结果，进行时间积分而生成。

这样，即使盘装置大多受到与由于盘面的振摆引起的盘回转同步的外部干扰，在外部干扰估计装置生成的外部干扰估计信号中大多含有与盘的回转同步的成分，也可以减少由这种与盘的回转同步的外部干扰产生的误差。结果，可以更高精度地求出在驱动致动器时产生的感应电压，可以稳定地使定位控制系统动作。

上述电压信号调整装置也可以生成上述第二电压信号，使上述外部干扰估计信号的大小为最小。

在上述和下述说明中，所谓外部干扰估计信号大小的“最小”不一定仅是严格意义下的最小，也包含实质上可看作是最的意思。当检测外部干扰估计信号的大小时，大多用规定的采样周期检测，在这种情况下，外部干扰估计信号是离散地检测的。在这种情况下，在检测的多个值中，将最小的值看作是最小。可是，也可以连续地（模拟的）

检测外部干扰估计信号，进行第一电压信号的调整以达到严格意义下的最小。

采用上述结构，可以调整第一电压信号使外部干扰估计信号的大小相对于疑似外部干扰信号为最小。将调整后的信号作为第二电压信号输入外部干扰估计装置中。因此，可将第一电压信号作为被调整成校正了音圈电机的线圈电阻与公称值的偏差的信号（=第二电压信号）供给外部干扰估计装置。因此，可使包含外部干扰估计装置的定位控制系统稳定地动作。

优选，上述电压信号调整装置具有：产生基准信号的信号发生装置；输入上述外部干扰估计信号，在每一个规定的周期内检测上述外部干扰估计信号的振幅的最大值，同时保持该最大值，在各个周期结束时，生成表示该最大值的振幅信号的振幅保持装置；输出用于生成上述第二电压信号的校正信号，在各个周期中，生成表示该周期的振幅信号和在该周期前一个周期的振幅信号之差的差分信号，如果该差分信号不在规定范围内，则调整上述校正信号，使其达到该规定范围内，另一方面，如果上述差分信号在规定范围内，则维持上述校正信号的差分积分装置；将合成上述驱动信号和上述疑似外部干扰信号的信号，与上述校正信号相乘的乘法装置；和从上述乘法装置输出的信号和上述第一电压信号，生成上述第二电压信号的调整装置。上述疑似外部干扰信号由上述基准信号构成，在上述差分信号达到规定范围内之前，将上述疑似外部干扰信号输入上述驱动装置和上述电压信号调整装置中。

另外，在上述和下述说明中，所谓外部干扰估计振幅的“最大值”不一定限于严格意义的最大值，包含实质上可看作最大值的意思。在离散地检测振幅的情况下，在多个检测值中，可将最大的值视为最大。规定的周期也不一定是固定时间的周期，不固定的周期也可以。

采用上述结构，利用差分信号收敛至规定范围内，来判断音圈电机的电阻校正动作结束。在动作结束后，可根据校正后的电阻值进行定位控制。采用上述结构，即使音圈电机的电阻值有偏差或温度升高使电阻值变动等，也可在短时间内高精度地检测致动器驱动产生的感应电压，可使包含外部干扰估计装置的定位控制系统稳定地动作。

上述盘装置，优选还具有在上述差分信号达到规定范围内以前，禁止将上述外部干扰估计信号输入校正装置中的禁止输入装置。

利用这种结构，在调整校正信号，使差分信号在规定范围内期间，由于外部干扰估计装置不生成正确的外部干扰估计信号，所以在定位控制系统中不进行前馈控制，因此可以更稳定地使定位控制系统动作。

或者也可以，上述电压信号调整装置具有：输入上述外部干扰估计信号，在每一个规定周期内检测上述外部干扰估计信号的振幅的最大值，同时保持该最大值，在各个周期结束时，生成表示该最大值的振幅信号的振幅保持装置；输出用于生成上述第二电压信号的校正信号，在各个周期中，生成表示该周期的振幅信号和在该周期前一个周期的振幅信号之差的差分信号，如果该差分信号不在规定范围内，则调整上述校正信号，使其达到该规定范围内，另一方面，在经过上述规定时间之后，维持该上述规定时间经过时的校正信号的差分积分装置；将合成上述驱动信号和上述疑似外部干扰信号的信号，与上述校正信号相乘的乘法装置；和从上述乘法装置输出的信号和上述第一电压信号，生成上述第二电压信号的调整装置，上述疑似外部干扰信号由上述基准信号构成，在经过上述规定时间之前，将上述疑似外部干扰信号输入上述驱动装置和上述电压信号调整装置中。

采用该结构，可以利用从输入疑似外部干扰估计信号开始，经过规定时间，来判断音圈电机的电阻校正动作结束。在动作结束后，可根据校正后的电阻值进行定位控制。采用上述结构，即使音圈电机的电阻值有偏差或温度升高使电阻值变动等，也可在短时间内高精度地检测致动器驱动产生的感应电压，可使包含外部干扰估计装置的定位控制系统稳定地动作。

上述磁盘装置，优选还具有从输入上述疑似外部干扰信号开始，直到经过上述规定时间，禁止将上述外部干扰估计信号输入上述校正装置的输入禁止装置。

利用这种结构，在调整校正信号，使差分信号在规定范围内给定时间期间，由于外部干扰估计装置不生成正确的外部干扰估计信号，这时，在定位控制系统中不进行前馈控制，因此可以更稳定地使定位控制系统动作。

上述盘装置，它具有：记录伺服信息的盘；通过用上述头读取上述伺服信息，检测上述头位置的位置检测装置；从上述头位置和目标位置，算出头位置误差的位置误差检测装置；和生成上述位置控制信号，以消除上述位置误差的位置控制装置。

5 上述盘装置，优选具有将所述疑似外部干扰信号输入所述驱动装置和所述电压信号调整装置时，禁止将所述外部干扰估计信号输入所述校正装置的输入禁止装置。

当上述疑似外部干扰信号输入上述驱动装置和上述电压调整装置中时，由于疑似外部干扰信号部分的外部干扰估计信号不正确，在此
10 期间，外部干扰估计信号不输入校正装置，在定位控制系统中不进行前馈控制，因此可以更稳定地使定位控制系统动作。

上述外部干扰估计信号装置优选包括：输入上述第二电压信号和估计该第二电压信号的感应电压估计信号，输出表示上述第二电压信号和上述感应电压估计信号的误差的误差信号的比较装置；将由第一
15 传递函数构成的系数与上述驱动信号相乘的第一乘法装置；将由第二传递函数构成的系数与上述误差信号相乘的第二乘法装置；通过积分上述误差信号，生成上述外部干扰估计信号的第一积分装置；和输入将上述外部干扰估计信号和上述第二乘法装置的输出信号的相加值，从上述第一乘法装置的输出信号中减去的相减值，通过积分上述相减值，
20 生成上述感应电压估计信号的第二积分装置。

利用该结构，第一乘法装置的输出成为与作用在致动器上的驱动扭矩对应的驱动扭矩估计信号。第二积分装置的输出（感应电压估计信号）成为电压调整装置生成的第二电压信号的反馈要素。取第二电压信号和感应电压估计信号的差分的比较装置的输出，给与第一积分
25 装置和第二乘法装置。积分上述差分的第一积分装置的输出，成为与致动器从轴承接受磨擦和从 FPC 接受的弹性力和冲击振动引起的惯性力等的外部干扰对应的外部干扰估计信号。将规定系数乘以上述差分的第二乘法装置的输出与该外部干扰估计信号相加。而且，从驱动扭矩估计信号取出与上述相加值的差分，给与第二积分装置。

30 第一积分装置输出的外部干扰估计信号相当于正确地估计致动器受到的外部干扰的信号。另外，由于可以根据这样正确算出的外部干

扰估计信号，进行前馈控制，消除外部干扰，因此在跟随动作时，可以正确地补偿作用在致动器上的外部干扰。即使在跟随动作时外部干扰变动大，另外即使致动器的音圈电机的电阻值有偏差或变动也可以稳定地进行使头对于目标轨道的定位控制，在更多样的条件变化下，
5 也可以提高定位精度。

本发明的头定位控制方法是在磁盘装置中进行的上述头定位的控制方法，该磁盘装置包括致动器，该致动器具有音圈电机、设在该音圈电机上的臂、和安装在该臂上，用于进行信息记录的写入和/或进行信息再现的读入的头。

10 上述控制方法包含下述工序：生成使上述头位于目标位置的位置控制信号的工序；合成上述位置控制信号和估计外部干扰的外部干扰估计信号，生成驱动信号的工序；生成模拟加在上述致动器上的外部干扰的疑似外部干扰估计信号的工序；利用上述驱动信号和上述疑似外部干扰信号，驱动上述致动器的工序；随着上述致动器的驱动，检测在上述音圈电机中产生的电压，生成与该电压对应的第一电压信号的工序；
15 在上述记录和再现以外的時候，从上述驱动信号，上述外部干扰估计信号和上述第一电压信号，调整上述第一电压信号，生成第二电压信号，以校正上述音圈电机的线圈电阻偏离公称值的偏差的工序；和从上述驱动信号和上述第二电压信号，估计加在上述致动器上的外部干扰的大小，生成上述外部干扰估计信号的工序。
20

生成上述第二电压信号的工序优选为从上述驱动信号、上述疑似外部干扰信号、上述外部干扰估计信号和上述第一电压信号，生成第二电压信号的工序。

生成上述第二电压信号的工序可以是生成第二电压信号，使上述外部干扰估计信号的相位与上述疑似外部干扰信号的相位大致相等的工序。
25

此外，生成上述第二电压信号的工序可以是生成第二电压信号，使上述外部干扰估计信号的大小为最小的工序。

另外，生成上述位置控制信号的工序也可以包括：通过用上述头，读取预先记录在盘上的伺服信息，检测上述头位置的工序；从上述头位置和目标位置，计算头位置误差的工序；和生成上述位置控制信号，
30

使上述位置误差消除的工序。

采用以上所述的本发明可以正确估计致动器的轴承磨擦，连接致动器和电路基板的 FPC 的弹性力，和从外部加在盘装置上的冲击振动引起的作用在致动器上的惯性力等外部干扰。因此，在向着目标轨道作跟随动作时，即使作用在致动器上的外部干扰变动大，也可以高精度地补偿外部干扰的变动，因此可以提高头在目标轨道上的定位精度。总之，克服致动器所受的惯性力，可以提高盘装置的耐冲击特性，可以稳定地进行头的定位控制。

还有，在本发明中，通过调整音圈电机的线圈电阻与公称值的偏差（电阻误差） ΔR ，可以正确地求出在驱动致动器产生的电压信号，而且，根据其结果得出的第二电压信号和驱动信号，生成外部干扰估计信号，再合成该外部干扰估计信号和位置控制信号，生成驱动信号，这样，即使致动器的音圈电机的电阻值有偏差，温度升高使电阻值变动造成电阻值与公称值不同，也可使定位控制系统稳定。

采用本发明，通过减小致动器的尺寸和重量等，即使当作用在致动器上的外部干扰对定位控制系统有大的影响时（特别是音圈电机的电阻值有偏差或变动时），对于更多样的条件变化也可对应地提高头的定位精度，因此，轨道密度可以比现有的更加提高，可以实现大容量的磁盘装置。

20

附图说明

图 1 为表示盘装置结构的方框图。

图 2 为表示盘装置的定位控制系统的全部结构的方框图。

图 3A 为用于说明外部干扰估计器的外部干扰估计动作的方框图。

25 图 3B 为等价变换图 3A 的方框图的框图。

图 3C 为集中表示图 3A 的方框图的框图。

图 4A 为用于说明抑制加在盘装置上的外部干扰的动作的方框图。

图 4B 为图 4A 的方框图的等价变换的方框图。

图 5 为相对于加在盘装置上的外部干扰的截止频率特性图。

30 图 6A 为定位控制系统的开环频率特性图（增益特性图）。

图 6B 为其相位特性图。

图 7A 为用于说明当驱动线圈的电阻值与公称值不同时的外部干扰估计器的外部干扰估计动作的方框图。

图 7B 为由图 7A 的方框图的等价变换方框图。

5 图 7C 为当驱动线圈的电阻值与公称值不同时定位控制系统的变更地方的方框图。

图 8 为表示实施方式 1 的电压信号调整器的结构的方框图。

图 9A 为表示对于疑似外部干扰信号，外部干扰估计器生成的外部干扰估计信号的频率响应的外部干扰估计特性图（增益特性图）。

图 9B 为其相位特性图。

10 图 10 为相位比较器的相位灵敏度特性图。

图 11 为相位比较器的最大灵敏度特性图。

图 12A 为表示同一电压信号调整器的电阻校正动作的电阻误差的时间响应波形图。

图 12B 为表示第一电压信号和第二电压信号的时间响应波形图。

15 图 13 为表示实施方式 2 的电压信号调整器的结构的方框图。

图 14 为说明同一电压信号调整器的振幅保持器和差分积分器的动作的流程图。

图 15A 为表示同一电压信号调整器的电阻校正动作的电阻误差的时间响应波形图。

20 图 15B 为表示第一电压信号和第二电压信号的时间响应波形图。

具体实施方式

在进入具体说明本发明的盘装置及其控制方法的实施方式之前，最初总括地说明全部内容。

25 本发明的盘装置为了消除由加在致动器上的轴承磨擦或弹性力，受到的由冲击或振动导致的惯性力等所引起的外部干扰，估计其外部干扰的大小，进行将外部干扰的影响考虑在内的控制。当估计外部干扰的大小时，使用与在音圈电机中产生的感应电压相关联的电压信号，和驱动致动器用的驱动信号。

30 关于音圈电机的感应电压，可以使用作为感应电压检测结果的电压信号作为第一电压信号。但是，有时每个音圈电机中的电阻值会有

偏差，或者由于驱动电流通入电机时发热，温度升高，电阻值会变动。另外，盘装置周围环境温度也会使电阻值变化。当音圈电机的电阻值偏离公称值时，上述第一电压信号也会变化。

因此，在外部干扰估计装置中，当原样采用第一电压信号作为以
5 感应电压为指标的电压信号时，在音圈电机的电阻值有偏差或者电阻
值变动的情况下，就开环增益为零的增益交点频率处的相位而言，相
位余量消失，控制系统变得不稳定（详细情况后述）。因此，在本发明
中，在电压信号调整装置中，将疑似外部干扰信号给予驱动装置，从
10 驱动信号、疑似外部干扰信号、外部干扰估计信号和第一电压信号，
生成调整第一电压信号的第二电压信号。而且，将第二电压信号输入
外部干扰估计装置中代替第一电压信号，在估计外部干扰时，使用第
二电压信号。这样，即使音圈电机的电阻值有偏差，电阻值变动时，
也可正确地求出在致动器驱动时产生的电压信号。

作为用于外部干扰估计的另一个要素的驱动信号，是供给致动器
15 驱动装置的驱动信号。即，除上述第二电压信号外，上述驱动信号被
输入到外部干扰估计装置中。在此，作为驱动信号可以是输入驱动装
置的信号，或者，也可以是从驱动装置输出的信号。另外，也可以使用
在生成驱动信号基础上构成的位置控制信号代替供给驱动装置的驱
动信号。

20 即，设置用于估计外部干扰大小的外部干扰估计装置，利用该外
部干扰估计装置，输入电压信号调整装置生成的第二电压信号和驱动
装置的驱动信号，生成外部干扰估计信号。根据驱动信号和第二电压
信号等两个要素生成的外部干扰估计信号，可以正确估计实际上加在
头上的外部干扰的大小。结果，可以正确估计致动器的轴承磨擦和连
25 接致动器与电子线路基板的 FPC 的弹性力，或从外部加在盘装置上的
冲击或振动引起的致动器所受的惯性力等外部干扰。

以下，根据附图，详细说明本发明的盘装置及其控制方法的具体
实施方式。

（实施方式 1）

30 图 1 是表示盘装置的结构方框图，该磁盘装置是作为本发明的
实施方式的盘装置的一个例子。

在图 1 中，磁盘 1 由主轴电机（未图示）转动驱动。磁头 2 是用于对于磁盘 1 进行数据记录/再现的部分，安装在臂 3 的前端。通过臂 3 在轴承 4 的周围转动，磁头 2 向磁盘 1 的目标磁道移动。在臂 3 的另一端，设有驱动线圈 5。固定片 6 由间隔空隙的，相对的一对轭铁构成。与amp;该空隙部分对应，未图示的磁铁（永久磁铁）固定在至少一方的轭铁上。该磁铁配置在与轭铁的驱动线圈 5 相对的面上。配置在定片 6 上的磁铁产生的磁通，和通入驱动线圈 5 的电流产生的磁场的相互作用，使臂 3 受到回转力。驱动线圈 5 和定片 6 构成音圈电机（VCM: Voice Coil Motor）。磁头 2、臂 3、轴承 4、驱动线圈 5 和定片 6 构成致动器 7。

驱动器 10 中包含的电压检测器 11 检测在驱动线圈 5 的两端产生的电压，输出第一电压信号 E_d 。电压信号调整器 16 通过开关 18，将疑似外部干扰信号 u_r 输出至加法器 17。另外，电压信号调整器 16 从加法器 17 得出的驱动信号 u^+ ($=u+u_r$)、第一电压信号 E_d 和外部干扰估计信号 τ_{dest} 生成第二电压信号 E_d^+ ，将该第二电压信号 E_d^+ 输出至外部干扰估计器 12。外部干扰估计器 12 从电压信号调整器 16 输出的第二电压信号 E_d^+ 和驱动信号 u ，估计作用在臂 3 上的外部干扰扭矩 τ_d ，输出外部干扰估计信号 τ_{dest} 。

在磁盘 1 的各个区域上，预先记录伺服信息的磁道的位置信号，由磁头 2 读入该位置信号。位置检测器 13 根据磁头 2 读入的位置信号，检测磁头 2 的现在位置，生成表示现在位置和目标磁道的目标位置 r 的差的位置误差信号 e 。位置控制器 14 输入由位置检测器 13 生成的位置误差信号 e ，进行放大和相位补偿，生成位置控制信号 c 。在校正器 15 中输入位置控制器 14 的位置控制信号 c ，同时，通过开关 19 输入外部干扰估计器 12 的外部干扰估计信号 τ_{dest} 。而且，在校正器 15 进行校正计算后，输出驱动信号 u 。

驱动器 10 根据输入的驱动信号（开关 18 打开时为信号 u ，开关 18 关闭时为 u^+ ），将驱动电流 I_a 通入驱动线圈 5 中，使臂 3 以轴承 4 为中心转动，使安装在臂 3 的前端的磁头 2 转动移动。另外，为了在磁盘 1 上记录 and 再现数据，驱动器 10 将磁头 2 高精度地定位在以狭小的磁道间距形成的目标磁道上。

下面，利用图 2 说明本发明的实施方式的磁盘装置的定位控制系统的动作。图 2 为表示上述磁盘装置的定位控制系统的整个结构的方框图。图 1 的开关 18 在打开状态下，开关 19 设置在接点 b 一侧。

在图 2 中，下标 s 表示拉普拉斯算符。另外，在图 2 中，为了使说明简单，省略了使用区段伺服采样的保持元件的说明。

在图 2 中，用 x 表示磁头 2 检测出的现在磁道位置，相对于目标磁道位置 r 的位置误差信号 e，可用（式 1）表示。该位置误差信号 e 由比较器 20 得出。

$$e=r-x \quad \cdots \text{ (式 1)}$$

位置控制器 14 对由比较器 20 输出的位置误差信号 e，进行传递函数 $G_x(z)$ 的数字滤波处理，生成位置控制信号 c，输出至校正器 15。在位置定位控制系统中，进行通常的 PID 控制，位置控制器 14 的传递函数用（式 2）表示。

$$G_x(z) = K_x \left\{ 1 + ad(1 - z^{-1}) + ai \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right\} \quad \cdots \text{ (式 2)}$$

其中，式中 z^{-1} 表示滞后一个取样， K_x 表示位置控制系统的比例增益；系数 ad 、 ai 表示频率特性的常数，系数 ad 为微分系数，系数 ai 为积分系数。位置控制信号 c 经过加法器 46，成为驱动信号 u。驱动信号 u，在传递函数为 gm 的驱动器 10 中，从电压信号变换为 gm 倍的电流信号，作为驱动电流 I_a 输出。在致动器 7 中，通入驱动线圈 5 的驱动电流 I_a ，通过它所产生的磁场和上述定片 6 的磁铁的磁通的相互作用，使用传递函数 K_t 变换为驱动扭矩 τ 。这里，传递函数 K_t 为致动器 7 的扭矩常数。方框 24 的传递函数 $(Lb/J \cdot s)$ 表示从作用在臂 3 上的驱动扭矩 τ 至磁头 2 的移动速度 v 的传递特性。这里，J 表示臂 3 的惯性矩，Lb 表示从臂 3 的轴承 4 至磁头 2 的距离。方框 25 为积分器，用传递函数 $1/s$ 表示。该积分器将磁头 2 的移动速度 v 变换为现在磁道位置 x。

方框 26 输出由致动器 7 转动，在驱动线圈 5 的两端产生的感应电压 E_a 。方框 27 输出由驱动电流 I_a 通入驱动线圈 5 产生的电压降

$(R_a + L_a \cdot s) \cdot I_a$ 。加法器 28 将它们相加，作为致动器 7 的端子电压 V_a 输出。即，为以下（式 3）的关系，其中， R_a 为驱动线圈 5 的电阻，

L_a 为驱动线圈 5 的电感。

$$V_a = E_a + (R_a + L_a \cdot s) I_a \quad \dots \text{(式 3)}$$

各种外部干扰 τ_d 作用在致动器 7 上。例如，致动器 7 的轴承磨擦，或连接致动器 7 和电子线路基板的 FPC 的弹性力，或从外部加在磁盘装置上的冲击或振动引起的致动器 7 所受的惯性力等。在减法器 29 中，作用在臂 3 上的外部干扰 τ_d 可以用输入方框 24 前段的形式表示。

电压检测器 11 的方框包括：具有与方框 27 的传递函数对应的传递函数的方框 39，和减法器 36。方框 39 输出将驱动电流 I_a 通入驱动线圈 5 中产生的电压降 $(R_a + L_a \cdot s) \cdot I_a$ ，通过利用减法器 36，从致动器 7 的端子电压 V_a 中减去上述电压降，输出第一电压信号 E_d 。

电压信号调整器 16 的方框输出将驱动器 10 的方框的传递函数的公称值 g_{mn} 乘以方框 27 的传递函数和电压检测器 11 所含有的方框 39 的传递函数之差 ΔR^+ （以下称为校正信号）的电压降 $\Delta R^+ \cdot g_{mn} \cdot u$ 。通过利用减法器 67，从第一电压信号 E_d 减去该电压降，输出第二电压信号 E_d^+ 。

外部干扰估计器 12 方框包括：具有与驱动器 10 的方框的传递函数相同的传递函数的方框 32；具有与致动器 7 的方框的传递函数相同的传递函数的方框 33；具有与方框 24 的传递函数相同的传递函数的方框 34；和具有与方框 26 的传递函数相同的传递函数的方框 35。方框 32 和方框 33 合在一起构成第一乘法器 41，方框 44 构成第二乘法器，方框 43 构成第一积分器，方框 34 与方框 35 合在一起构成第二积分器 42。这里，各个常数的下标“n”表示公称值，带有下标“est”的变量表示估计值。输入驱动器 10 的方框中的驱动信号 u ，也输入构成外部干扰估计器 12 的方框 32 中，通过在方框 32 和方框 33 中变为 $(g_{mn} \cdot K_{tn})$ 倍，得到与作用在臂 3 上的驱动扭矩 τ 相同的驱动扭矩的估计信号 τ_{est} 。

由方框 34 输出速度估计信号 v_{est} 。通过方框 35 将速度估计信号 v_{est} 变化 K_{vn} 倍，可得到感应电压估计信号 $E_{a\ est}$ 。感应电压估计信号 $E_{a\ est}$ 输入比较器 37，与第二电压信号 E_d^+ 比较，其结果的误差信号 α ($=E_{a\ est} - E_d^+$) 输入由方框 43 表示的第一积分器和用方框 44 表示的第二乘法器。第一积分器 43 将误差信号 α 积分，输出外部干扰估计信号

τ_{dest} , 输入由方框 44 表示的第二乘法器的误差信号 α , 变成 g_1 倍, 加至加法器 38 中。加法器 38 的输出输入至减法器 31, 减法器 31 将从方框 33 输出的驱动扭矩的估计信号 τ_{est} 中减去加法器 38 的输出的信号 γ , 输出至方框 34。

5 另外, 方框 44 的系数 g_1 和方框 43 的系数 g_2 为用于稳定外部干扰估计器 12 的动作的常数, 详细内容后述。

校正器 15 所包含的方框 45, 通过将外部干扰估计信号 τ_{dest} 变为 $1/(g_{mn} \cdot K_{tn})$ 倍, 生成必要的校正信号 β 。该校正信号 β 在臂 3 上产生与外部干扰估计信号 τ_{dest} 相当大小的驱动力。在加法器 46 中,
10 校正信号 β 加在位置控制信号 c 上。

下面, 参照图 3 详细说明外部干扰估计器 12 的动作。

图 3A 为改写图 2 的外部干扰估计器 12 部分的方框图, 它表示从驱动信号 u 的输入至外部干扰估计信号 τ_{dest} 的输出的传递。图 3B 为图 3A 的方框图中, 通过将电压信号 Ed^+ 的输入位置 (比较器 37) 等价地变换移动, 使图 3A 的方框图变形的方框图。这里, 为了说明简单,
15 假设图 2 的驱动器 10 的方框的 g_m 和方框 32 的 g_{mn} 的值相等, 以下的 (式 4) 表示的关系成立, 驱动电流 $I_a (=g_m \cdot u)$ 和估计电流 $I_{a est}$ ($=g_{mn} \cdot u$) 就相等。

$$g_m = g_{mn} \quad \dots(\text{式 } 4)$$

20 如果将电压信号 Ed^+ 大小改变 $(J_n \cdot s) / (L_{bn} \cdot K_{vn})$ 倍, 则可以将图 3A 的比较器 37 的输入位置等价地移动至图 3B 所示的减法器 48 的输入位置。

当考虑图 3B 的减法器 48 时, 作为减法器 48 的输出的 δ 可用 (式 5) 表示。

$$25 \quad \delta = K_{tn} \cdot I_a - \frac{J_n \cdot s}{L_{bn} \cdot K_{vn}} Ed^+ \quad \dots(\text{式 } 5)$$

如果驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 和其公称值 R_{an} 之差为 ΔR , 则 (式 6) 成立。

$$\Delta R = R_a - R_{an} \quad \dots(\text{式 } 6)$$

线圈电感 L_{an} 与线圈电阻 R_{an} 相比很小。因此, 在图 2 的定位控制系统的方框图中, 在电压检测器 11 所含的方框 39 中, 只考虑由于
30 驱动电流 I_a 在驱动线圈 5 中流动而产生的电压降中, 线圈电阻 R_{an} 的

电压降部分，忽略线圈电感 L_{an} 的电压降。即，假设如以下（式 7）所示，作为理想的条件，式（8）、式（9）所表示的关系成立。

$$L_a = L_{an} = 0 \quad \dots \text{（式 7）}$$

$$R_a = R_{an} \quad \dots \text{（式 8）}$$

$$5 \quad \Delta R = \Delta R^+ = 0 \quad \dots \text{（式 9）}$$

考查减法器 36 和减法器 67，若代入（式 3），则第一电压信号 E_d 和第二电压信号 E_d^+ 分别用（式 10）、（式 11）表示。

$$\begin{aligned} E_d &= V_a - R_{an} \cdot I_a \\ &= E_a + \Delta R \cdot I_a \quad \dots \text{（式 10a）} \end{aligned}$$

$$10 \quad = E_a \quad \dots \text{（式 10）}$$

$$\begin{aligned} E_d^+ &= E_d - \Delta R^+ \cdot g_{mn} \cdot u \\ &= E_a + \Delta R \cdot I_a - \Delta R^+ \cdot I_a \quad \dots \text{（式 11a）} \end{aligned}$$

$$= E_a \quad \dots \text{（式 11）}$$

下面，当考查图 2 的减法器 29、方框 24 和 26 时，存在（式 12）的关系。

$$E_a = \frac{L_b \cdot K_v}{J \cdot s} (K_t \cdot I_a - \tau d) \quad \dots \text{（式 12）}$$

这里，假设将（式 13）、（式 14）所示的关系作为理想的条件，当将（式 11）、（式 12）代入（式 5）中时，（式 5）就变形成为（式 15）。

$$K_t = K_{tn} \quad \dots \text{（式 13）}$$

$$20 \quad \frac{L_b \cdot K_v}{J} = \frac{L_{bn} \cdot K_{vn}}{J_n} \quad \dots \text{（式 14）}$$

$$\delta = \tau d \quad \dots \text{（式 15）}$$

即，作为减法器 48 的输出 δ ，与加在臂 3 上的外部干扰 τd 相等。

因此，利用图 3B 的方框图，求从加在臂 3 上的外部干扰 τd 至外部干扰估计信号 τd_{est} 的传递函数时，就为如（式 16）所示。

$$25 \quad \tau d_{est} = \frac{\frac{L_{bn}}{J_n} \cdot K_{vn} \cdot g_2}{s^2 + \frac{L_{bn}}{J_n} \cdot K_{vn} \cdot g_1 \cdot s + \frac{L_{bn}}{J_n} \cdot K_{vn} \cdot g_2} \cdot \tau d \quad \dots \text{（式 16）}$$

由（式 16），利用图 2 的点划线包围的方框内的回路，外部干扰估计器 12 可以利用 2 次滞后系统估计由驱动信号 u 和第二电压信号 E_d^+ 构成的实际的外部干扰 τd 。

这里，如果 2 次滞后系统的自然角频率（估计角频率）为 ω_0 ，阻尼系数为 ζ_0 ，则使外部干扰估计器 12 的动作稳定的常数 g_1 和 g_2 分别用下述的（式 17）和（式 18）表示。

$$g_1 = 2\zeta_0 \cdot \omega_0 \cdot \frac{J_n}{L_{bn} \cdot K_{vn}} \quad \dots \text{（式 17）}$$

$$g_2 = \omega_0^2 \cdot \frac{J_n}{L_{bn} \cdot K_{vn}} \quad \dots \text{（式 18）}$$

这里，若设定估计角频率 ω_0 比位置控制带宽高很多，选择阻尼系数 ζ_0 为 0.7~1，则利用外部干扰估计器 12 可以正确地估计轴承磨擦和弹性力或惯性力等外部干扰 τ_d 。其中， ω_0 和 ζ_0 不限于上述值。

当使用（式 17）、（式 18）变形时，（式 16）就如（式 19）所示。即，如图 3C 的方框 52 所示，可以简化图 3A 的外部干扰估计器 12 的方框图。

$$\tau_{dest} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_0 \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \cdot \tau_d \quad \dots \text{（式 19）}$$

图 2 的校正器 15 的方框将外部干扰估计信号 τ_{dest} 改变 $1/(g_{mn} \cdot K_{tn})$ 倍的校正信号 β 输出至加法器 46。即，通过将外部干扰估计信号改变 $1/(g_{mn} \cdot K_{tn})$ 倍，可将在致动器 7 上产生相当于外部干扰估计信号 τ_{dest} 大小的驱动力的必要的校正信号 β 输入加法器 46。另外，因为校正信号 β 被驱动器 10 的方框和致动器 7 的方框改变 $g_{mn} \cdot K_{tn}$ 倍，所以为使大小一致，提前使外部干扰估计信号 τ_{dest} 改变 $1/(g_{mn} \cdot K_{tn})$ 倍。

总结上述，在本控制系统中，将外部干扰估计信号 τ_{dest} 作用在致动器 7 上。可以消除作用在致动器 7 上的外部干扰 τ_d ，即，致动器 7 的轴承磨擦，或连接致动器 7 和电子线路基板的 FPC 的弹性力，或从外部加在磁盘装置上的冲击或振动引起的致动器 7 所受的惯性力等产生的外部干扰 τ_d 。

下面，参照图 4，详细说明校正器 15 的动作。

图 4A 为在图 2 的方框图中，抽出从与校正器 15 的动作有关联的加法器 46 至减法器 29 和方框 24 的部分的方框图。图 4B 为将加在减法器 29 上的外部干扰 τ_d 和加在方框 52 上的外部干扰 τ_d 归为一个 τ_d 的方框图。另外，具有与图 2 的方框图相同功能的部分用相同的符号

表示，省略重复说明。

在图 4A 的方框图中，方框 52 具有相当于图 3C 的方框 52，用（式 16）表示的传递函数。

因此，从图 4B 可看出，从外部加在臂 3 上的外部干扰 τ_d ，通过
5 用（式 20）的传递函数表示的滤波器，加到磁头定位控制系统上。

$$G_d(s) = 1 - \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_0 \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} = \frac{s^2 + 2\zeta_0 \cdot \omega_0 \cdot s}{s^2 + 2\zeta_0 \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \quad \dots \text{ (式 20)}$$

图 5 表示用折线近似表示的用（式 20）表示的传递函数 $G_d(s)$ 的频率特性。从图 5 所示传递函数 $G_d(s)$ 的频率特性可看出，在比角频率 ω_0 低的角频率处，增益在 0dB 以下；随着角频率的下降，以
10 -20dB/dec（十倍频程）的衰减比衰减。另外，dec 表示 10 倍。从图 5 可看出，传递函数 $G_d(s)$ 具有可以抑制比角频率 ω_0 低的频率的低频截断滤波器特性。

即，本发明实施方式的磁盘装置，即使有外部干扰 τ_d 作用在臂 3 上，利用外部干扰估计器 12 估计该外部干扰 τ_d ，进行控制，使得可以
15 用外部干扰估计信号 τ_{dest} 消除外部干扰 τ_d 。因此，从外部加入的外部干扰 τ_d ，通过具有（式 20）和图 5 的截断频率特性的滤波器，加在磁头定位控制系统上。

因此，在本发明实施方式的磁盘装置中，在角频率 ω_0 以下的频率数，可以用 1 次低频截断特性抑制外部干扰。

即，本发明实施方式的磁盘装置即使从外部加入振动或冲击等，
20 有外部干扰 τ_d 作用在致动器 7 上，也可利用外部干扰估计器 12 估计该外部干扰 τ_d ，进行控制，使得可以克服从外部施加的外部干扰 τ_d ，因此，正好具有给磁盘装置施加机械的防振机构的效果。

图 6 为在图 2 所示的定位控制系统方框图中，表示从位置误差信号 e 至磁头位置 x 的传递的开环频率特性图。用图 6 中的实线表示的
25 波形为表示在从致动器 7 的驱动线圈 5 上的线圈电阻 R_a 与公称值 R_{an} 一致时的位置误差信号 e 至磁头位置 x 的传递的开环频率特性图。从图 6A 的增益特性图可知，开环增益为零的增益交点频率 f_c 为 800Hz。又从图 6B 的实线所示的相位特性图可看出，在增益交点频率 f_c 处，
30 存在 50 度的相位余量 θ_m ，可以构成稳定的磁头定位控制系统。这是

因为，在用图 2 的点划线包围的电压检测器 11 的方框中，为了求出由于驱动电流 I_a 在驱动线圈 5 中流动所产生的线圈电阻 R_{an} 的电压降，可假设 $(R_{an}+L_{an} \cdot s)$ 的方框 39 与根据 (式 7)、(式 8) 的实际的线圈电阻 R_a 完全相等。由 (式 10) 决定的电压检测器 11 的第一电压信号 E_d 纯粹输出由致动器 7 的转动在驱动线圈 5 的两端产生的感应电压 E_a 。

从以上的说明可知，在假设电压检测器 11 所包含的方框 39 的线圈电阻 R_{an} ，与驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 相等的情况下，即，(式 8) 的关系 $(R_a=R_{an})$ 成立的情况下，定位控制系统稳定。

但是，在驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 本身中有电阻值的偏差。另外，驱动电流 I_a 通过驱动线圈 5 使驱动线圈 5 发热，温度升高，导致电阻值变化。因此，即使驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 最初与公称值 R_{an} 一致，但在动作中，由于驱动线圈 5 的温度升高，电阻值变化，(式 8) 有时不成立。

这里首先说明没有电压信号调整器 16 的情况。

在图 2 的定位控制系统的方框图中，图 6 的虚线所示的波形为表示在致动器 7 的驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 与公称值 R_{an} 不一致，又没有电压信号调整器 16 的情况下，从位置误差信号 e ，至磁头位置 x 的传递的开环频率特性图。利用仿真求出在电压检测器 11 所包含的方框 39 中，省略线圈电感 L_{an} 成分，在驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 比公称值 R_{an} 大 5% 的情况下的频率特性。从图 6A 的虚线所示的增益特性图可知，开环增益为零的增益交点频率 f_c 为 300Hz，这时的相位大约为 -210 度 (参见图 6B)。在这种情况下，由于没有相位余量，定位控制系统不稳定。

其次，说明在致动器 7 的驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 比公称值 R_{an} 相差 5% 的情况下 (图 6 中的虚线)，开环增益为零的增益交点，与 $R_a=R_{an}$ 时 (图 6 中的实线) 比较，大大降低的问题。

当致动器 7 的驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 与公称值 R_{an} 不相等时，第一电压信号 E_d 变成为 (式 10a)。

即，在驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a ，由于线圈本身的电阻值的偏差和温度升高造成的电阻值变化，而与公称值 R_{an} 不同的情况下，电压

检测器 11, 将因致动器 7 的转动, 在驱动线圈 5 的两端产生的感应电压 E_a 和驱动电流 I_a 在驱动线圈 5 中通过产生的电压降 $\Delta R \cdot I_a$ 相加的结果, 作为第一电压信号 E_d 输出。

图 7 为说明在没有电压信号调整器 16 的情况下, 当驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 与公称值 R_{an} 不同时增益变化的方框图。

图 7A 为着眼于 (式 10a) 中的第二项, 将图 3B 的方框图改写了的框图。图 7B 为等价变换图 7A 方框图的框图。图 7C 为以图 7B 的方框图为基础, 改写图 2 的方框图的一部分的图。即, 在图 2 的方框图中, 当 R_a 和 R_{an} 不相等时, 与在驱动器 10 的方框 (传递函数为 g_m) 上, 被追加的方框 54、52、45 的负反馈回路等价。

当由图 7C 的方框图, 求从位置控制信号 C 至驱动电流 I_a 的合成传递函数 $G_m(s)$ 时, 可用 (式 21) 表示。

$$G_m(s) = \frac{g_m}{1 + \frac{g_m}{g_{mn}} \cdot \frac{J_n(R_a - R_{an})}{L_{bn} \cdot K_{vn} \cdot K_{tn}} \cdot \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_0 \cdot \omega_0 \cdot s + \omega_0^2} \cdot s} \quad \dots \text{(式 21)}$$

这里, 由于估计频率 $f_0 (= \omega_0 / 2\pi)$ 设定得比位置控制带宽 f_c 高很多, 因此, (式 21) 可简化为 (式 22)。

$$G_m(s) = \frac{g_m}{1 + \frac{g_m}{g_{mn}} \cdot \frac{J_n(R_a - R_{an})}{L_{bn} \cdot K_{vn} \cdot K_{tn}} \cdot s} \quad \dots \text{(式 22)}$$

在 (式 22) 中, 当 $R_a = R_{an}$ 时, $G_m(s) = g_m$, 而当 $R_a \neq R_{an}$ 时, $G_m(s)$ 的增益减小。

即, 在图 2 的定位控制系统的方框图中, 在致动器 7 的驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 与公称值 R_{an} 不同的情况下, 定位控制系统不稳定。

本发明改善了这种控制系统的不稳定性。在本发明中, 没有电压信号调整器 16。即使在致动器 7 的驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 因线圈本身的电阻值的偏差或温度上升引起的电阻值变化等造成与公称值 R_{an} 偏离的情况下, 通过根据 (式 6) 表示的电阻误差 ΔR 进行校正, 可以正确求出在驱动致动器 7 时产生的电压信号, 使定位控制系统稳定地动作。

图 8 为图 1 所示的本发明的一个实施例的电压信号调整器 16 的结构图。

在图 8 中, 符号 61 表示信号发生器, 信号发生器 61 发生频率相同, 而相位互相不同的第一基准信号 \cos , 和第二基准信号 \sin 。第二基准信号 \sin , 作为向着驱动器 10 输出的疑似外部干扰信号 u_r , 输出至图 1 的加法器 17 中。相位比较器 62 中输入由外部干扰估计器 12 生成的外部干扰估计信号 τ_{dest} 和第一基准信号 \cos , 通过在一定时间内积分分别将这些信号相乘得出的乘法结果, 逐次生成相位信号 P 。相位信号 P 通过开关 63 输出至积分器 64, 积分器 64 在开关 63 关闭时, 逐次积分相位信号 P , 生成校正信号 ΔR^+ , 而在开关 63 打开时, 保持校正信号 ΔR^+ 。利用乘法器 65 输入由方框 66 将由加法器 17 得到的驱动信号 $u^+ (=u+u_r)$ 改变 gmn 倍的信号 $gmn \cdot u^+ (=Ia)$, 和来自积分器 64 的校正信号 ΔR^+ , 将生成的乘法结果输出至减法器 67。减法器 67 通过从输入减法器 67 的第一电压信号 E_d 中减去驱动信号 u^+ 改变了 gmn 倍的 $gmn \cdot u^+$ 与校正信号 ΔR^+ 的相乘结果 $\Delta R^+ \cdot gmn \cdot u^+$, 生成第二电压信号 E_d^+ 。

因此, 第二电压信号 E_d^+ 用 (式 23) 表示。

$$E_d^+ = E_d - \Delta R^+ \cdot gmn \cdot u^+ = E_d - \Delta R^+ \cdot Ia \quad \dots \text{(式 23)}$$

现在利用附图来详细说明进行这种信号处理的本发明的一个实施方式的动作。

最初, 说明电阻校正的动作。即, 说明通过进行将 (式 6) 表示的电阻误差 ΔR 考虑在内的校正, 正确地求出由致动器 7 的驱动产生的电压信号的校正动作。

图 9 为当电压信号调整器 16 输出疑似外部干扰信号 u_r 时, 表示相对该等价外部干扰的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的频率响应的外部干扰估计特性图。

图 9A 表示外部干扰估计特性的增益特性。波形 71 为驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 与公称值 R_{an} 相等, 电阻误差 $\Delta R (=R_a - R_{an})$ 为零时的波形。波形 72 为驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 与公称值 R_{an} 仅相差 $\pm 5\%$ 时的波形。

图 9B 表示外部干扰估计特性的相位特性。波形 73 为驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 与公称值 R_{an} 相等, 电阻误差 $\Delta R (=R_a - R_{an})$ 为零时的波形。波形 74 和波形 75 分别表示驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 与公称

值 R_{an} 仅相差+5%, -5%时的波形。从图 9A 的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的增益特性可知, 由于电阻误差 ΔR 的存在, 相对于疑似外部干扰估计信号 u_r 的增益比 0dB 的大。

从图 9B 的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的相位特性可看出, 由于电阻误差 ΔR , 使得相对于疑似外部干扰信号 u_r 的相位变化大。因此, 相反, 可从外部干扰估计器 12 生成的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的相位, 求出电阻误差 ΔR 。为了进行 (式 6) 表示的电阻误差 ΔR 的校正, 也可以将一定频率的疑似外部干扰信号 u_r , 加在驱动器 10 上, 检测这时外部干扰估计器 12 生成的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的相位, 调整图 8 的积分器 64 生成的校正信号 ΔR^+ , 使检测的相位与图 9B 的波形 73 所示的电阻误差 $\Delta R=0$ 的情况相位相同。

其次, 说明图 8 的相位比较器 62 的动作。

在相位比较器 62 中输入信号发生器 61 产生的第一基准信号 \cos 和外部干扰估计器 12 生成的外部干扰估计信号 τ_{dest} , 相位比较器 62 进行 (式 24) 表示的计算。

$$K_p = \int_{(n-1)T}^{nT} \{-\sin(2\pi f \cdot t - \phi) \cdot \cos(2\pi f_m \cdot t)\} dt \quad \dots \text{(式 24)}$$

其中, f_m 表示输入相位比较器 62 的第一基准信号 \cos 的频率, f , ϕ 表示输入相位比较器 62 的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的频率和相位。

T 为积分时间。相位比较器 62 进行 (式 24) 表示的积分, 每隔 nT (n 为整数) 小时, 生成积分结果 K_p 。

当频率 f 与频率 f_m 一致, 而且积分时间 T 为频率 f_m 的周期 ($1/f_m$) 的整数倍时, 对于 (式 24) 的相位 ϕ 的相位灵敏度 K_p , 可如 (式 25) 一样简单地表示。

$$K_p = \frac{T}{2} \sin \phi \quad \dots \text{(式 25)}$$

图 10 为相对于 (式 25) 做出的相位 ϕ 的相位灵敏度 K_p 的相位灵敏度特性图。输入相位比较器 62 中的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的相位, 当与第一基准信号 \cos 的相位一致时为零, 对于相位 ϕ 的相位灵敏度 K_p 呈正弦状变化。另外, 图 10 的纵轴以 $T/2$ 规格化。

在图 8 的电压信号调整器 16 中, 由于相位比较器 62 生成的相位信号 P , 通过开关 63, 输出至积分器 64, 因此在相位比较器 62 具有图

10 的相位灵敏度特性的情况下，在对于第二基准信号 Sin 的外部干扰估计信号 Tdest 的相位 ϕ 为零之前，积分器 64 对相位信号 P 进行积分。另外，在输入积分器 64 的相位信号 P 为零时，积分器 64 生成的校正信号 ΔR^+ 和驱动线圈 5 的线圈电阻 Ra 与公称值 Ran 的电阻误差 ΔR (=Ra-Ran) 相等。这时，通过 (式 11a)，以下的 (式 26) 成立。第 5 二电压信号 E_d^+ 与在致动器 7 的驱动时产生的感应电压 Ea 相等。

$$E_d^+ = E_a \quad \dots \text{(式 26)}$$

其次，当频率 f 与频率 fm 不一致，而且积分时间 T 为频率 fm 的周期 (1/fm) 的整数倍时，(式 24) 可以表示为以下的 (式 27)。

$$10 \quad K_p = -\frac{f \cdot \sin(\pi f T)}{\pi(f^2 - f_m^2)} \cdot \sin\{2\pi f(n - 0.5)T - \phi\} \leq \frac{|f \cdot \sin(\pi f T)|}{|\pi(f^2 - f_m^2)|} \quad \dots \text{(式 27)}$$

图 11 为做出的相对于频率 f 的 (式 27) 的绝对值 $|K_p|$ 大小的最大灵敏度特性图。另外，积分时间 T 与磁盘的转动周期相等，设定频率 fm 使得频率 fm 的周期 (1/fm) 为磁盘转动周期的 1/2 倍。另外，图 11 的纵轴用 T/2 规格化。绝对值 $|K_p|$ 的大小，频率 f 在位于第一基准信号 cos 的频率 fm 的附近较大，其它地方急剧减小，在频率 f 为频率 fm 的 k 倍和 (k+0.5) 倍 (其中，k 为整数) 的情况下为零。一般，在磁盘装置中，致动器 7 并不只接受从外部来的冲击或振动的影响、致动器 7 的轴承磨擦的影响、和连接致动器 7 和电子线路基板的 FPC 的弹性力等的影响，而多数接受与盘 1 的面的振摆等引起的盘 1 的转动同步的外部干扰。因此，在外部干扰估计器 12 生成的外部干扰估计信号 τ_{dest} 中，大多含有与盘 1 的转动同步的成分。因此，如果使输入相位比较器 62 中的第一基准信号 cos 的频率 fm，等于盘转动频率的整数倍，则可以比较正确地考虑同步成分，并可减少在相位比较器 62 中，由与盘转动同步的外部干扰产生的误差。因此，如果使第一基准信号 cos 的频率 fm 等于盘 1 的转动频率的整数倍，则即使在驱动线圈 5 的线圈电阻 Ra 与公称值 Ran 不同的情况下，通过用校正信号 ΔR^+ 校正 (式 6) 表示的电阻误差 ΔR ，可以更高精度地求出感应电压 Ea，因此，可使定位控制系统稳定地动作。

图 12 为说明电压信号调整器 16 的动作的时间波形图。

30 作为条件，假设驱动线圈 5 的线圈电阻 Ra 与公称值 Ran 不同，进

行百分比换算, 存在+5%的电阻误差 ΔR 。另外, 相位比较器 62 的积分时间 T 与盘的一个转动周期相等。

图 12A 为图 8 的积分器 64 生成的校正信号 ΔR^+ 的时间波形。校正信号 ΔR^+ 的值在盘 1 的每一次转动中更新, 进行百分比换算, 收敛至 5% 的值。从图 12A 可看出, 校正信号 ΔR^+ 的值在盘的 5 个回转周期后, 收敛至与电阻误差 ΔR 相应的一定值 $\Delta R^+ (= \Delta R)$, 高速且高精度地进行电压信号的调整。

图 12B 表示从电压检测器 11 输入电压信号调整器 16 的第一电压信号 E_d 的波形 81, 和经过图 8 的乘法器 65 和减法器 67 生成的第二电压信号 E_d^+ 的波形 82。

当驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 和公称值 R_{an} 中存在电阻误差 ΔR 时, 在第一电压信号 E_d 的波形 81 中, 除了由致动器 7 的驱动产生的感应电压 E_a 以外, 还包含由电阻误差 ΔR 和驱动电流 I_a 产生的电压降 $\Delta R \cdot I_a$ (参照式 (10a))。与此相对, 第二电压信号 E_d^+ 的波形 82, 由于利用校正信号 ΔR^+ 校正由电阻误差 ΔR 产生的电压降 $\Delta R \cdot I_a$, 因此不含电压降 $\Delta R \cdot I_a$, 只包含感应电压 E_a 。

在电压信号调整器 16 中, 在进行电阻校正的情况下, 关闭图 1 的开关 18, 通过加法器 17, 将疑似外部干扰信号 u_r 加在驱动器 10 上, 将开关 19 切换至接点 a。接着, 关闭图 8 的开关 63, 进行电阻校正。在相位信号 P 收敛至规定范围内, 校正信号 ΔR^+ 的值收敛至与电阻误差 ΔR 对应的一定值后, 打开图 8 的开关 63, 保持校正信号 ΔR^+ 的值。在电阻校正结束后, 打开图 1 的开关 18, 将开关 19 切换至接点 b。从上述可看出, 利用外部干扰估计器 12 可以正确地检测, 作用在致动器 7 上的惯性力等外部干扰, 可以提高磁头对于目标磁道的定位精度。除此之外, 即使致动器 7 的驱动线圈 5 的电阻值有偏差, 或者通电使驱动线圈 5 的电阻值变化, 都可以稳定地使包含外部干扰估计器 12 的定位控制系统动作。

另外, 在上述的例子中, 是在电压信号调整器 16 中进行电阻校正, 根据相位信号收敛至规定范围内, 来判断电阻校正的结束, 不过, 根据时间判断电阻校正结束也可以。即, 经过规定时间后, 判断电阻校正结束也可以。通常, 电阻校正在短时间内结束。

另外,在上述的说明中,由于当将一定频率 f_m 的疑似外部干扰信号 u_r 加在驱动器 10 上时,电阻误差 $\Delta R=0$ 的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的相位滞后 ps (参见图 9B 的波形 73),由于很小,所以为了简单起见,假设其为零。但是,严密地说,相位滞后 ps 不为零。在忽视该相位滞后引起的,相位比较器 62 生成的相位信号中产生误差的情况下,在(式 24)中,可使第一基准信号 \cos 的相位仅滞后 ps 。即,可将(式 24)的 $\cos(2\pi f_m \cdot t)$ 一项置换为 $\cos(2\pi f_m \cdot t-ps)$,进行积分。也可以在图 8 的信号发生器 61 中,产生第一基准信号 \cos 的相位仅滞后 ps ,输入相位比较器 62。这样,通过变更,可使当相位信号 P 为零时,外部干扰估计信号 τ_{dest} 的相位滞后与 ps 一致。电压信号调整器 16 由于使用校正信号 ΔR^+ ,校正由电阻误差 ΔR 产生的电压降 $\Delta R \cdot I_a$,因此,第二电压信号 E_d^+ 不包含电压降 $\Delta R \cdot I_a$,只包含由致动器 7 的驱动产生的感应电压 E_a ,因此可以稳定地使包含外部干扰估计的定位控制系统动作。

15 (第二实施方式)

图 13 为图 1 所示的本发明的一个实施方式的电压信号调整器 16 的结构图。

信号发生器 61 发生基准信号,该基准信号成为疑似外部干扰信号 u_r ,输出至加法器 17 (参见图 1)。外部干扰估计信号 τ_{dest} 从外部干扰估计器 12 输入振幅保持器 68 中。振幅保持器 68 保持外部干扰估计信号 τ_{dest} 的振幅的最大值,每经过一定时间,逐次生成振幅信号 A 。振幅信号 A 输出至差分积分器 69,差分积分器 69 在振幅信号 A 的基础上生成校正信号 ΔR^+ 。将由加法器 17 得出的驱动信号 $u^+ (=u+u_r)$,利用方框 66 变成 g_{mn} 倍的信号 $g_{mn} \cdot u^+ (=I_a)$,和来自差分积分器 69 的校正信号 ΔR^+ 输入乘法器 65,再将生成的乘法结果输出至减法器 67。减法器 67 从输入减法器 67 中的第一电压信号 E_d 中减去驱动信号 u^+ 的 g_{mn} 倍的信号 $g_{mn} \cdot u^+$,和校正信号 ΔR^+ 的相乘结果 $\Delta R^+ \cdot g_{mn} \cdot u^+$,生成第二电压信号 E_d^+ 。

因此,第二电压信号 E_d^+ 用式 (23) 表示。

30 现在利用附图,详细说明进行这种信号处理的本发明的一个实施例的动作。

首先说明电阻校正的动作。即：通过进行考虑用式（6）表示的电阻误差 ΔR 的校正，说明正确地求出由致动器 7 的驱动产生的电压信号的校正动作。

从图 9A 的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的增益特性可看出，对于疑似外部干扰信号 u_r 的增益，在电阻误差 ΔR 为零时最小，电阻误差 ΔR 的绝对值越大，越增大。因此，相反，可从与外部干扰估计器 12 生成的疑似外部干扰信号 u_r 相应的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的振幅的大小，求出电阻误差 ΔR 。为了校正用式（6）表示的电阻误差 ΔR ，将一定频率的疑似外部干扰信号 u_r 加在驱动器 10 上，检测这时的外部干扰估计器 12 生成的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的振幅大小，调整图 13 的差分积分器 69 生成的校正信号 ΔR^+ ，使检出的振幅大小为最小。即：当对于一定频率的疑似外部干扰信号 u_r 的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的振幅大小最小时，电阻误差 ΔR 为零（与图 9A 的波形 71 所示的电阻误差 $\Delta R=0$ 的情况一致）。

其次，说明图 13 的振幅保持器 68 和差分积分器 69 的动作。图 14 为说明振幅保持器 68 和差分积分器 69 的动作用的流程图。

在步骤 S1 中，给与阶跃值 r 作为校正信号 ΔR^+ 的初期值。在步骤 S2 中，进行初始化，使与外部干扰估计信号 τ_{dest} 的振幅大小对应的变量 $A(n)$ 为零。接着，在步骤 S3 中，读入外部干扰估计信号 τ_{dest} 的值。在步骤 S4 中，比较外部干扰估计信号 τ_{dest} 的值和变量 $A(n)$ 的值，如果外部干扰估计信号 τ_{dest} 的值比变量 $A(n)$ 大，则移至步骤 S5。相反，如果不大，则移至步骤 S6。

在步骤 S5 中，将在步骤 S3 中读入的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的值放入变量 $A(n)$ 中。在步骤 S6 中，判定从读入外部干扰估计信号 τ_{dest} 的值开始，是否经过规定的一定时间。如果没有经过一定时间，则回到步骤 S3，如果经过一定时间，则移至步骤 S7。

在步骤 S7 中，从与外部干扰估计信号 τ_{dest} 的振幅大小对应的变量 $A(n)$ 中，减去保持上次的值的变量 $A(n-1)$ ，将结果放入变量 ΔA 中。即： $\Delta A=A(n)-A(n-1)$ ，变量 ΔA 为比较每隔一定时间的振幅信号 $A(n)$ 和上次的振幅信号 $A(n-1)$ 得出的差分信号。在步骤 S8 中，将变量 $A(n)$ 的内容放入变量 $A(n-1)$ 中。

在步骤 S9 中，判定变量 ΔA 的绝对值是否比给定值 a 小。如果变量 ΔA 的绝对值比给定值 a 大，则移至步骤 S10。在步骤 S10 中，判别变量 ΔA 的符号，在符号为正的情况下，移至步骤 S11，相反，在符号不为正的情况下，移至步骤 S12。

5 在步骤 S11 中，给出从校正信号 ΔR^+ 减去阶跃值 r 的值作为校正信号 ΔR^+ 的更新值，移至步骤 S2。另一方面，在步骤 S12 中，将阶跃值 r 给与校正信号 ΔR^+ ，作为校正信号 ΔR^+ 的更新值，移至步骤 S2。

如果在步骤 S9 中，变量 ΔA 的绝对值大于给定值 a ，则反复进行步骤 S2~S12 的操作。与此相对，如果变量 ΔA 的绝对值不大于给定值
10 a ，则上述流程结束。

如上所述，在图 13 的电压信号调整器 16 中，在相对于疑似外部干扰信号 ur ，外部干扰估计器 12 生成的外部干扰估计信号 τ_{dest} 的大小达到最小之前，则对于每个阶跃值 r ，调整差分积分器 69 生成的每个校正信号 ΔR^+ 。另外，当外部干扰估计信号 τ_{dest} 的大小为最小时，
15 差分积分器 69 生成的校正信号 ΔR^+ 等于驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 和公称值 R_{an} 的电阻误差 $\Delta R (=R_a - R_{an})$ 。这时，从式 (11) 可知，式 (26) 成立；第二电压信号 E_d^+ 等于由驱动致动器 7 产生的感应电压 E_a 。

图 15 为说明驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 的值偏离公称值的情况下的电压信号调整器 16 的动的时间波形图。这里，作为条件，假设驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 偏离公称值 +5%。即：电阻误差 ΔR 为 +5%。
20

图 15A 表示图 13 的电压信号调整器 16 的差分积分器 69 生成的校正信号 ΔR^+ 的时间波形。横轴表示时间，纵轴表示线圈电阻与公称值的偏差。从图 15A 可看出，校正信号 ΔR^+ 的值，每隔一定时间更新，换算成百分数，收敛至 5% 的值。这样，即使驱动线圈 5 的线圈电阻
25 R_a 有偏差，校正信号 ΔR^+ 的值收敛至与电阻误差 ΔR 相应的一定值，可在短时间内高精度地进行电压信号的调整。

另外，在图 14 的流程图说明中，在步骤 S11 和 S12 中，调整校正信号 ΔR^+ 的阶跃值 r 固定为一定值。但是，阶跃值 r 也可以适当变更，在说明图 15A 所示的电压信号调整器 16 的动的时间波形图中，从开始电压信号调整仅经过给定时间 t_1 时，将阶跃值 r 切换至初期的 1/10
30 倍大小。结果，校正信号 ΔR^+ 可以比固定阶跃值 r 时，更高精度地收敛。

电压信号调整器 16 利用校正信号 ΔR^+ ，校正由电阻误差 ΔR 产生的电压降 $\Delta R \cdot I_a$ 。由于这样，由于第二电压信号 E_d^+ 不含电压降 $\Delta R \cdot I_a$ ，只包含由致动器 7 的驱动产生的感应电压 E_a ，因此可以稳定地使包含干扰估计的定位控制系统动作。

5 图 15B 表示从电压检测器 11 输入至电压信号调整器 16 的第一电压信号 E_d 的波形 101，和由图 13 所示的乘法器 65 和减法器 67 产生的第二电压信号 E_d^+ 的波形 102。

当驱动线圈 5 的线圈电阻 R_a 和公称值 R_{an} 之间有电阻误差 ΔR 时，在由波形 101 表示的第一电压信号 E_d 中包含由驱动致动器 7 产生的感应电压 E_a ，和电阻误差 ΔR 与驱动电流 I_a 引起的电压降 $\Delta R \cdot I_a$ （参见式 (10a)）。与此相对，在用波形 102 表示的第二电压信号 E_d^+ 中，由于利用校正信号 ΔR^+ 校正由电阻误差 ΔR 产生的电压降 $\Delta R \cdot I_a$ ，因此与时间经过同时，电压降 $\Delta R \cdot I_a$ 减小，第二电压信号 E_d^+ 只表示由驱动致动器 7 产生的感应电压 E_a 。

15 在电压信号调整器 16 中，在校正电阻的情况下，关闭图 1 的开关 18，通过加法器 17，将疑似外部干扰信号 u_r 加在驱动器 10 上，将开关 19 切换至接点 a。其次，进行上述的电阻校正，变量 ΔA 的差分信号收敛至规定范围内，在校正信号 ΔR^+ 的值收敛至与电阻误差 ΔR 对应的一定值后，保持校正信号 ΔR^+ 的值。结果，电压信号调整器 16，
20 由于使用校正信号 ΔR^+ 校正由电阻误差 ΔR 产生的电压降 $\Delta R \cdot I_a$ ，因此，第二电压信号 E_d^+ 不包含电压降 $\Delta R \cdot I_a$ ，只输出由驱动致动器 7 产生的感应电压 E_a 。电阻校正结束后，打开图 1 的开关 18，将开关 19 切换至接点 b。

从以上可知，利用外部干扰估计器 12，可以正确地检测作用在致动器 7 上惯性力等干扰，可以提高磁头在目标磁道上的定位精度。另外，即使致动器 7 的驱动线圈 5 的电阻值有偏差，或通电造成驱动线圈 5 的电阻值变化，可以稳定地使包含外部干扰估计器 12 的定位控制系统动作。

另外，在上述例子中，是在电压信号调整器 16 上进行电阻校正，
30 根据差分信号收敛至规定范围内，判断电阻校正结束的；但也可以根据经过的时间判断电阻校正的结束。即：当经过给定时间时，判断电

阻校正结束也可以。通常，电阻校正在短时间内结束。

(其他实施方式)

在上述各个例子中，在电压信号调整器 16 中进行电阻校正的情况下，通过将开关 19 切换至接点 a，可以不将外部干扰估计器 12 生成的外部干扰估计信号 τ_{dest} 加入校正器 15 中。但是，在与电压检测器 11 输出的第一电压信号 E_d 比较，由电阻误差 ΔR 产生的电压降 $\Delta R \cdot I_a$ 较小的情况下，也可以将外部干扰估计信号 τ_{dest} 加在校正器 15 中的状态下，进行电阻校正。这时，不需要开关 19，可使图 1 的磁盘装置的结构更简单。

另外，在上述本发明的实施方式的磁盘装置中，一方面以输入从校正器 15 输出的驱动信号 u 作为外部干扰估计器 12 的输入信号。然而，不使用驱动信号 u ，而使用从驱动器 10 输出的驱动电流 I_a ，也可得到同样的效果。

另外，在上述的实施方式的磁盘装置中，说明了利用模拟滤波器构成乘法器和积分器，也可以用数字滤波器构成。另外，构成实施方式的定位控制系统的各个部分，也可以用微型计算机的软件实现。

另外，在以上的实施方式中，举出磁盘装置作为例子进行说明，但本发明不限于此，在光盘装置，光磁盘等其他形式的信息记录装置中也可以使用。

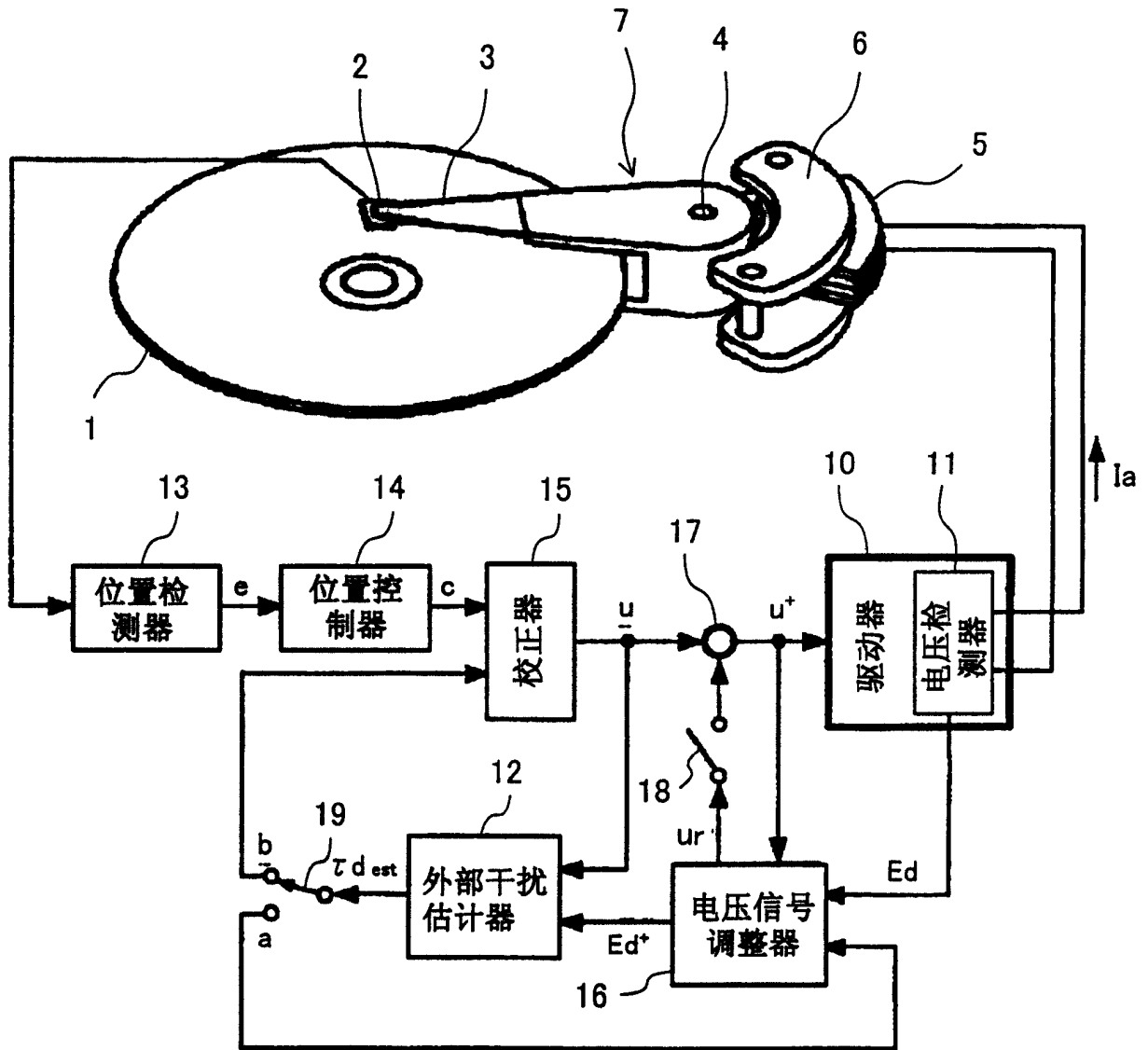


图1

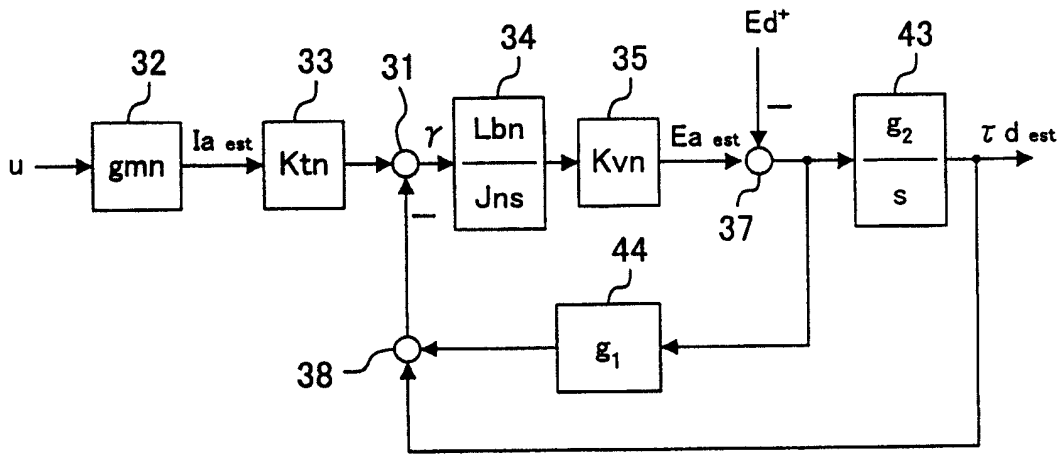


图3A

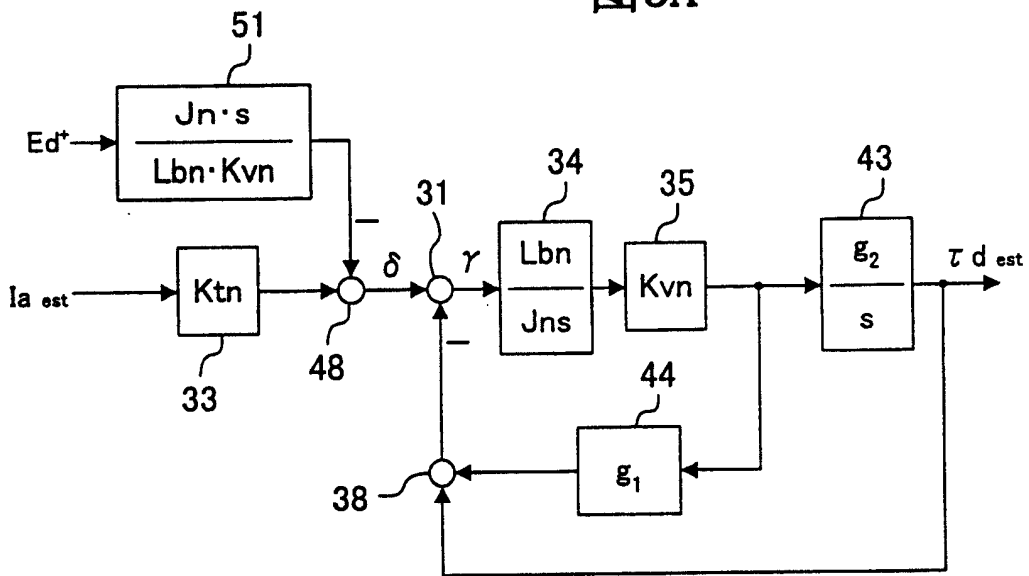


图3B

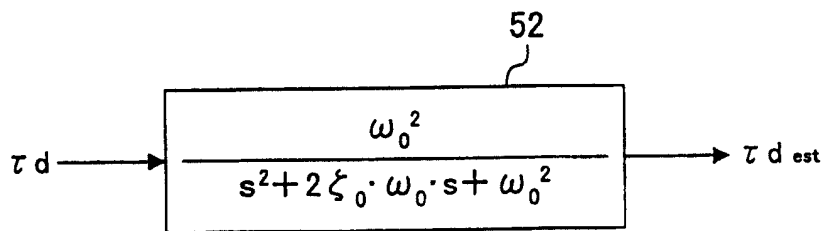


图3C

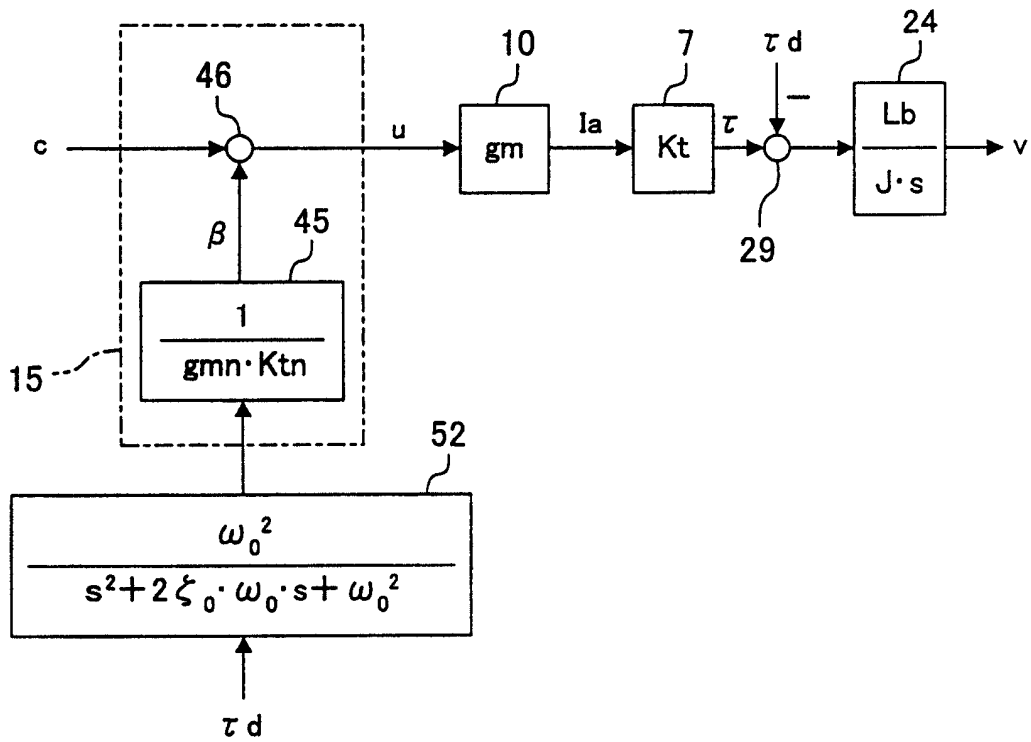


图4A

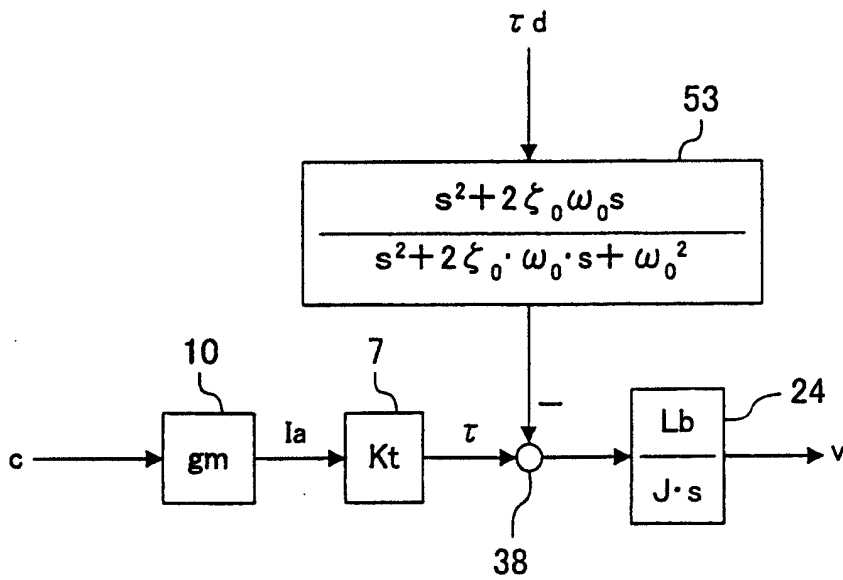


图4B

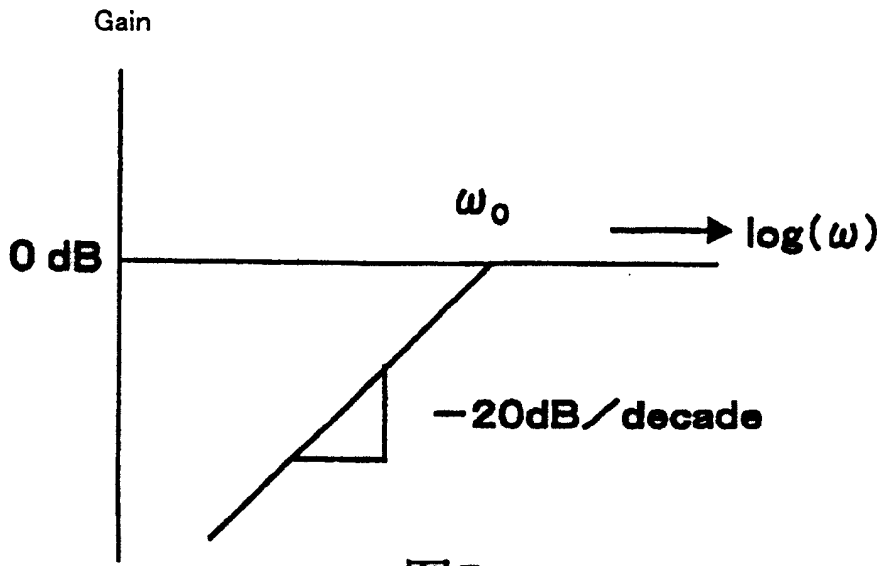


图5

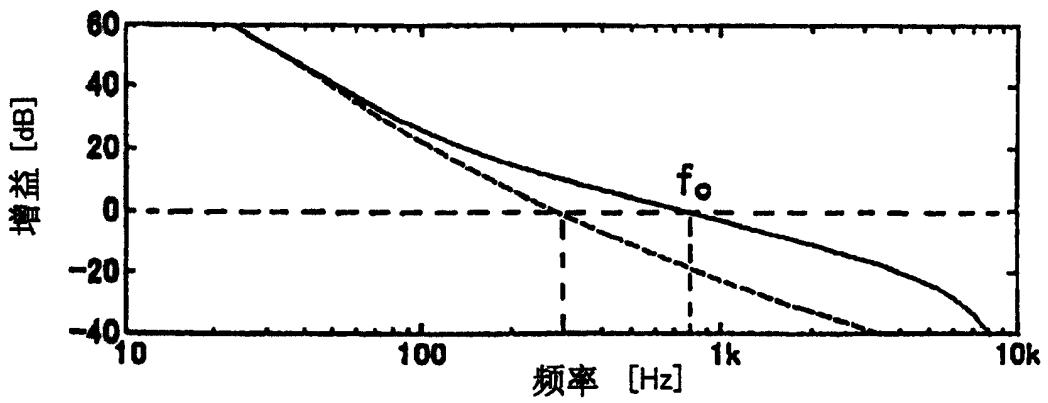


图6A

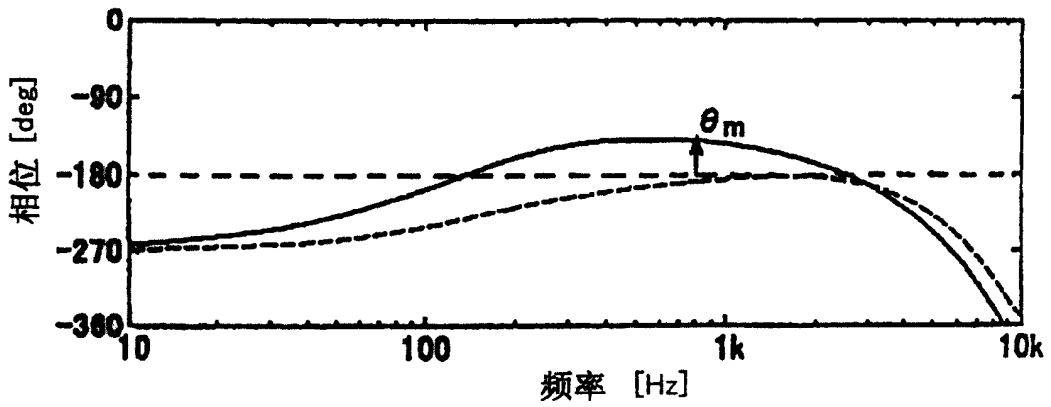


图6B

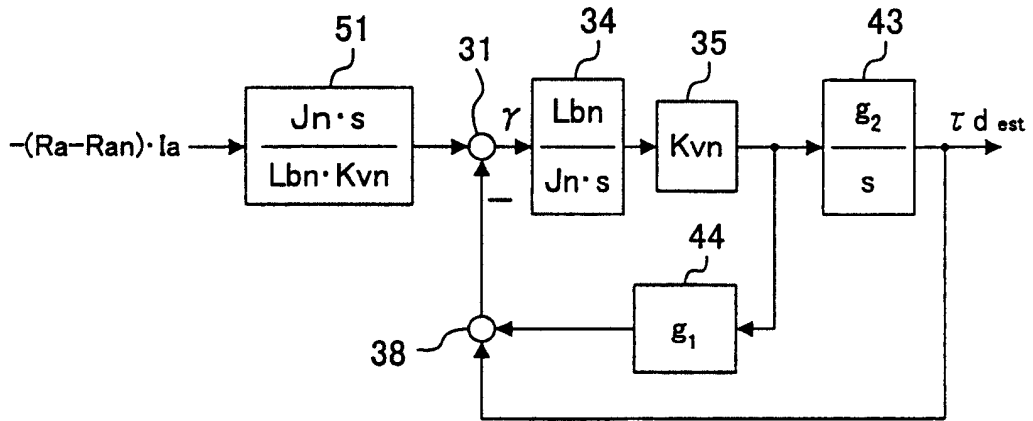


图7A

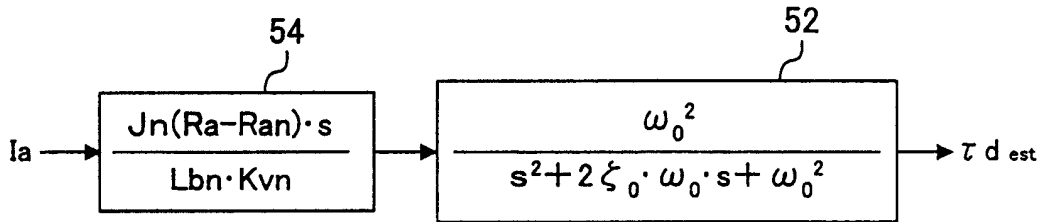


图7B

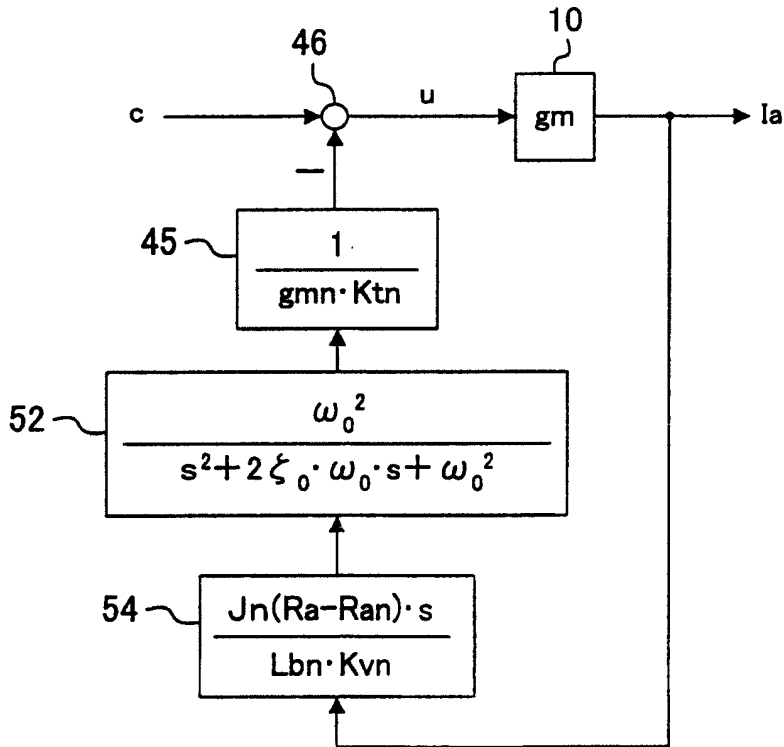


图7C

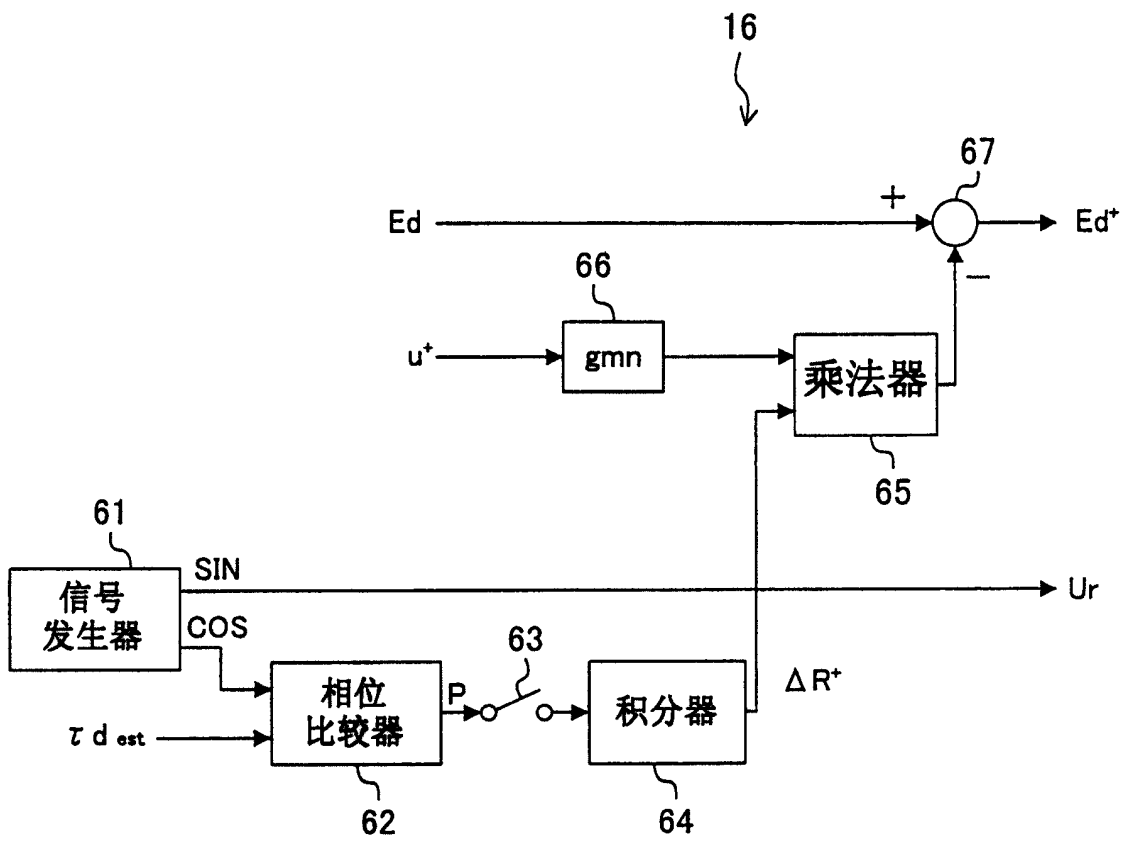


图8

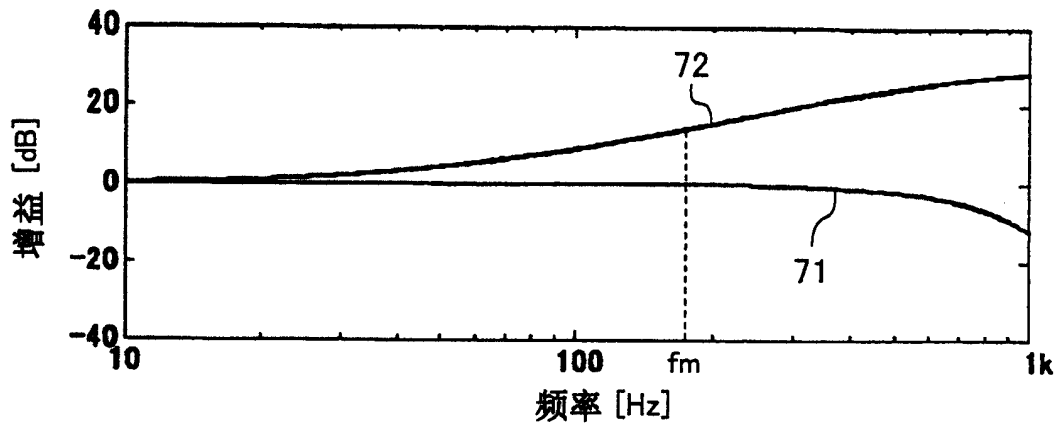


图9A

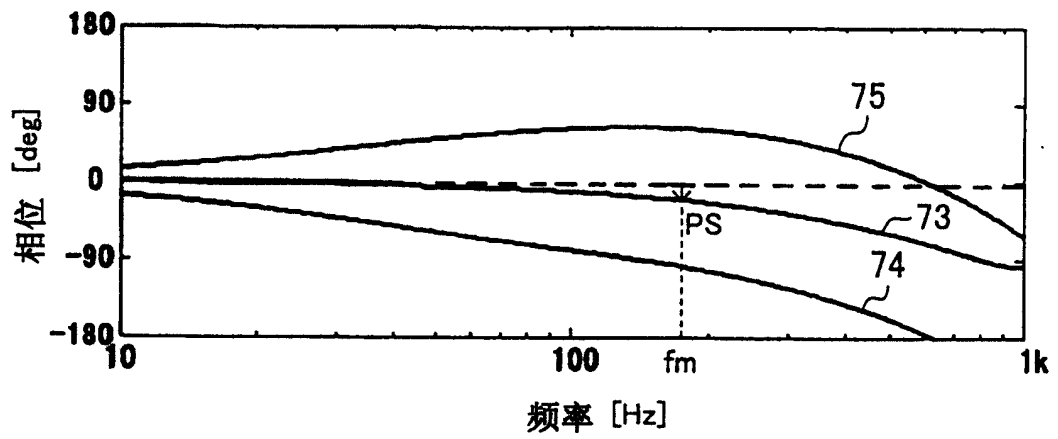


图9B

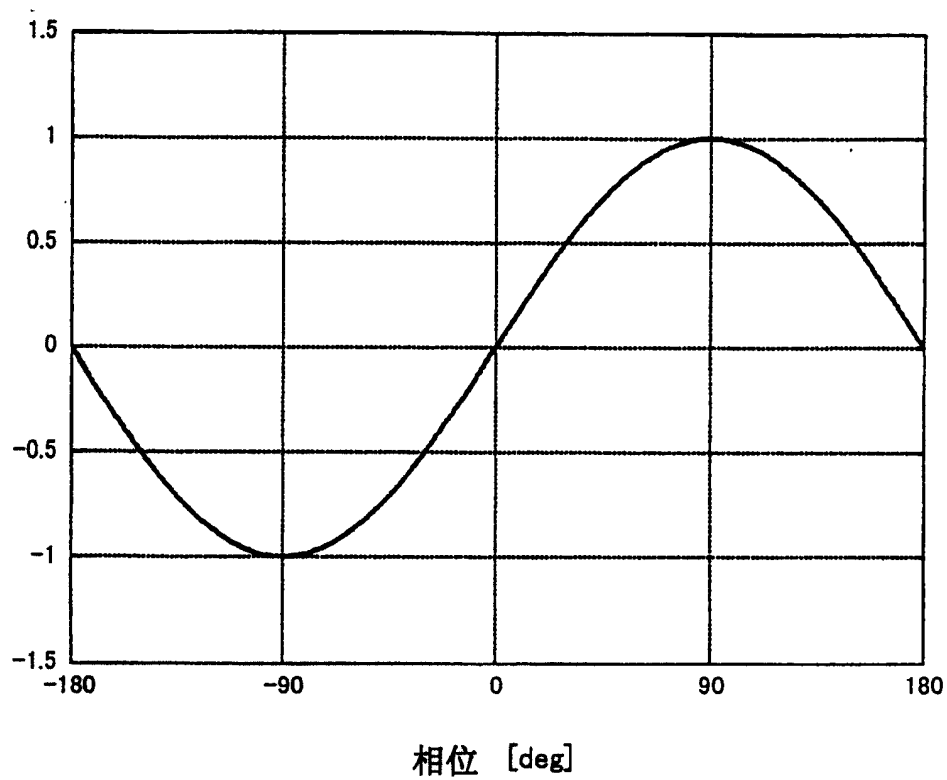


图10

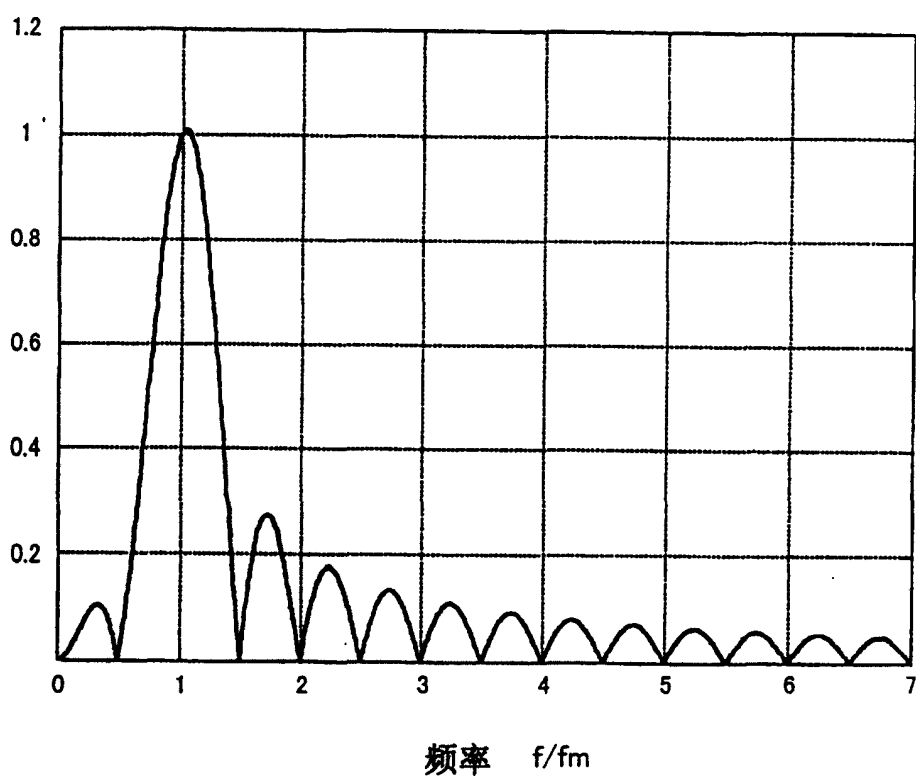


图11

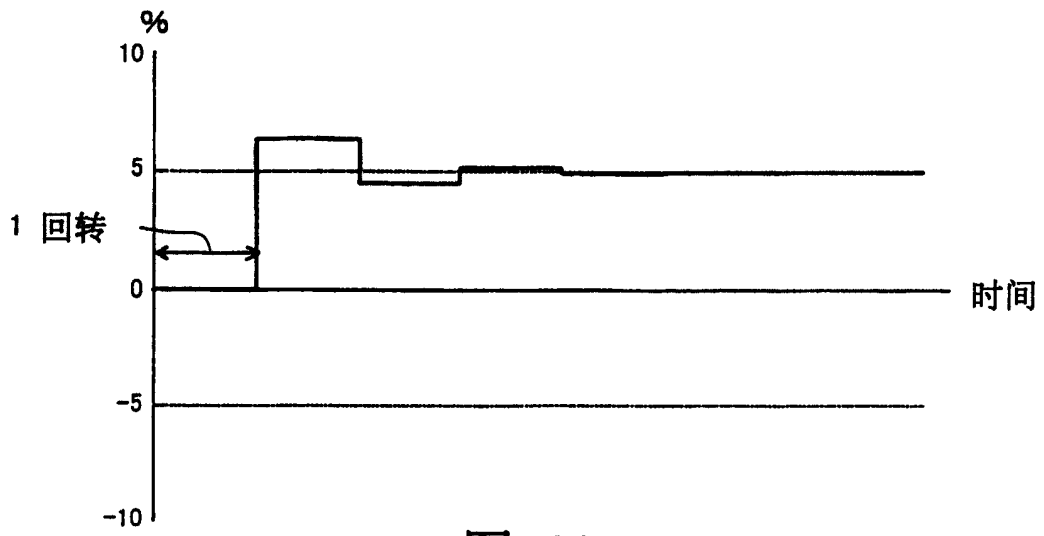


图12A

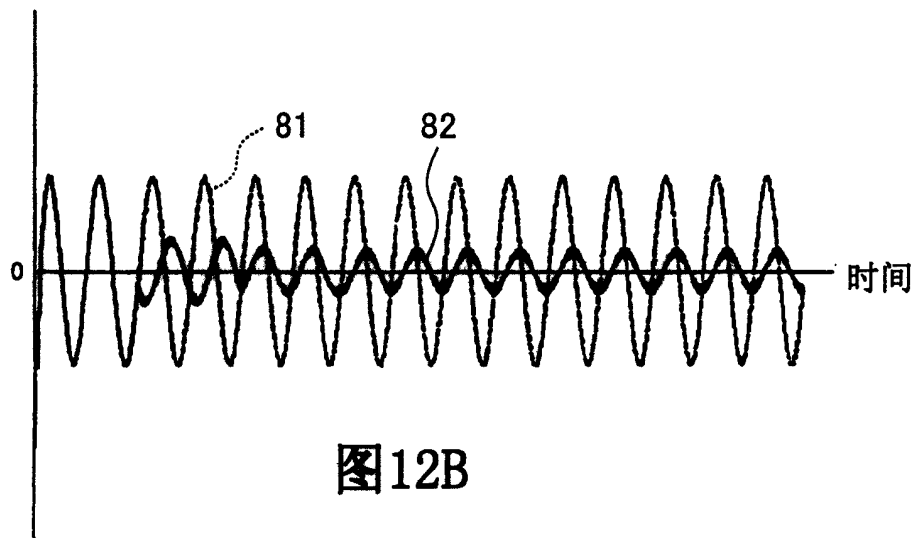


图12B

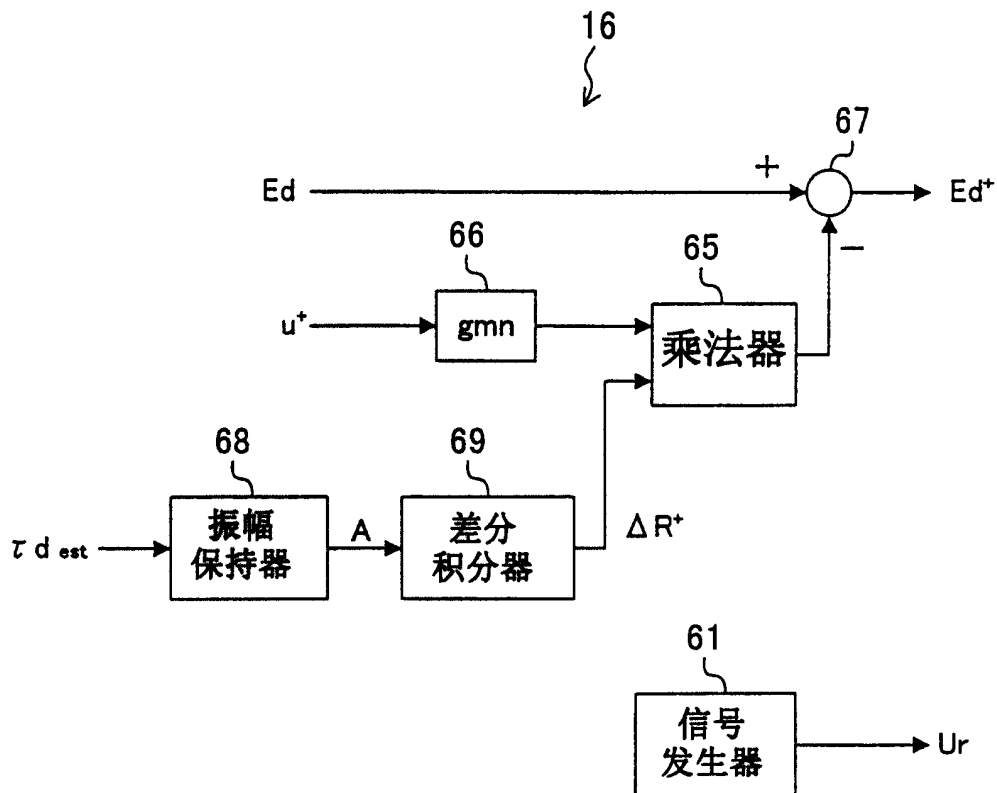


图13

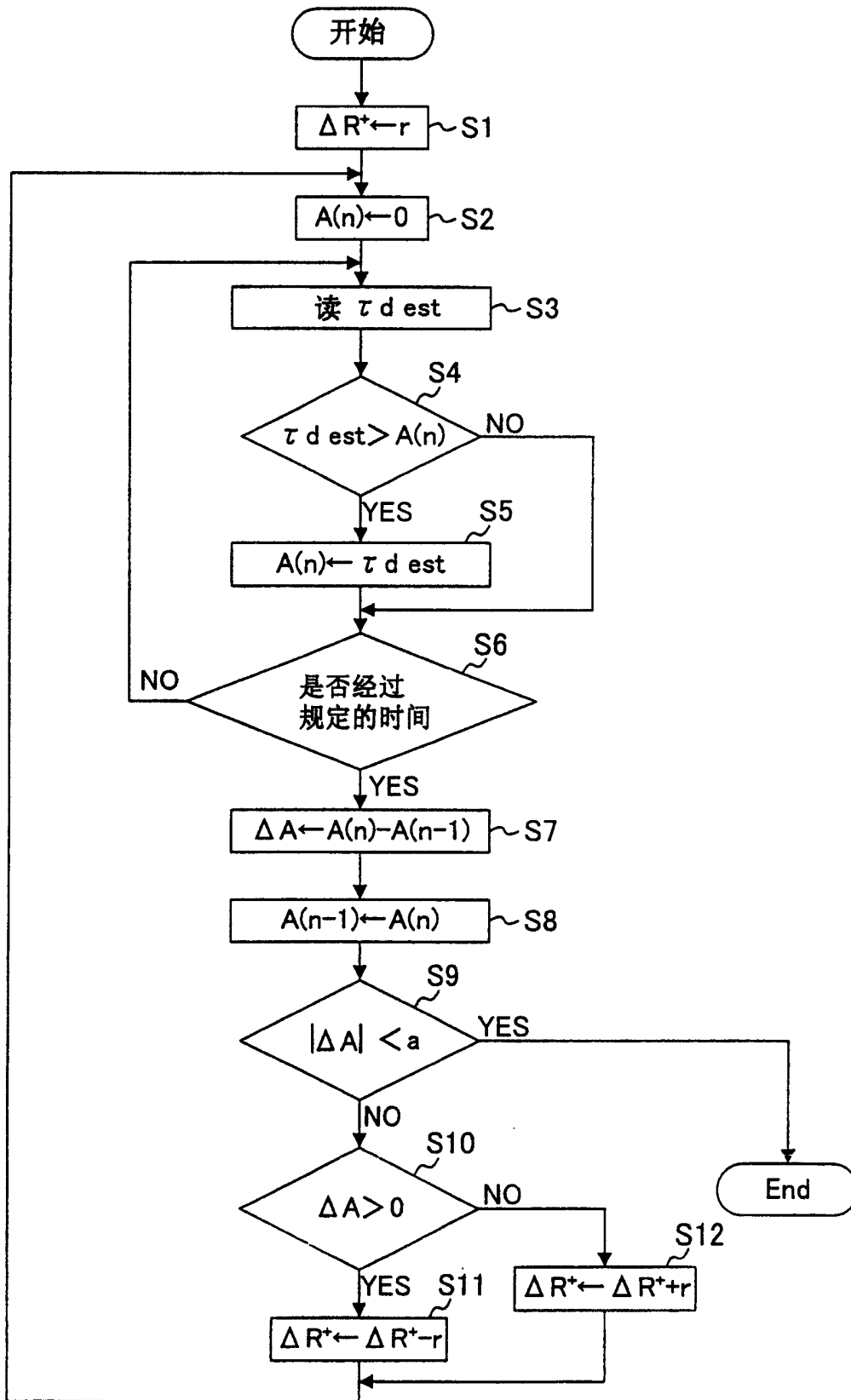


图14

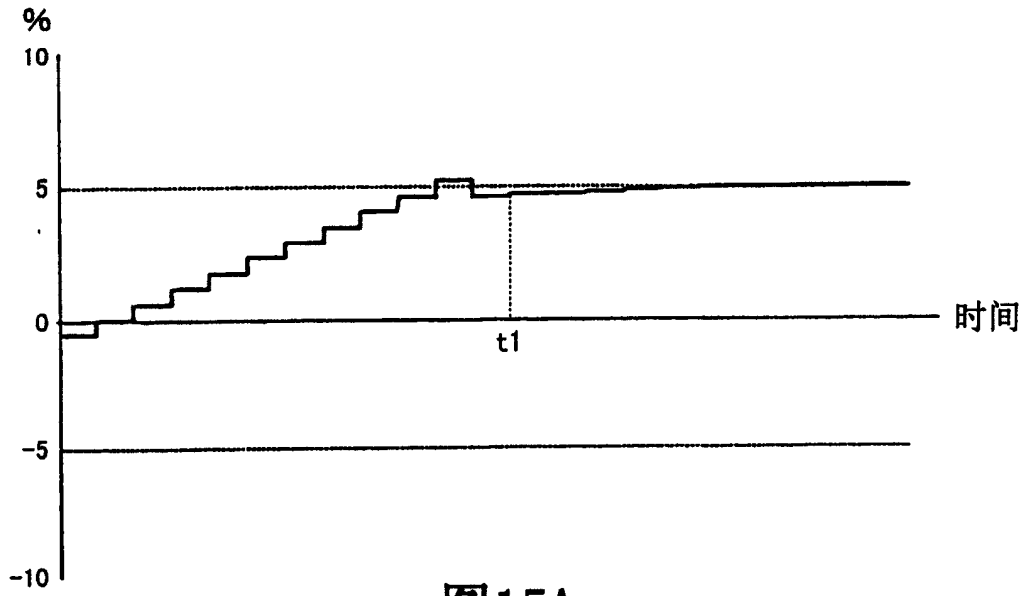


图15A

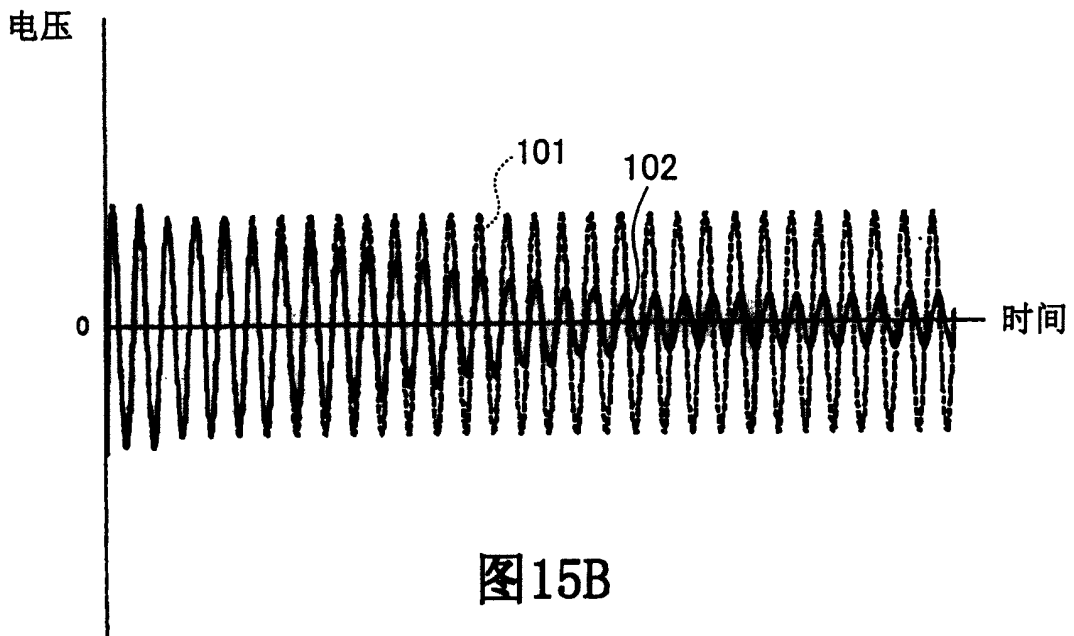


图15B