

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁶

G11B 20/10

G11B 5/58

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 98121382.0

[43]公开日 1999年4月28日

[11]公开号 CN 1215208A

[22]申请日 98.10.20 [21]申请号 98121382.0

[30]优先权

[32]97.10.20 [33]JP [31]287325/97

[71]申请人 富士通株式会社

地址 日本神奈川县

[72]发明人 上野隆久 高石和彦

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

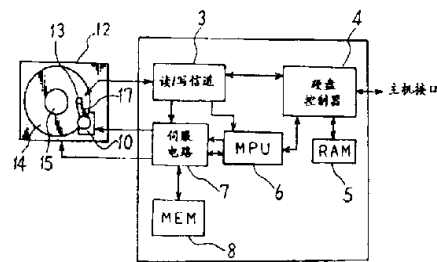
代理人 栾本生 王岳

权利要求书 3 页 说明书 12 页 附图页数 15 页

[54]发明名称 对记录/重放头进行位置控制的方法及其盘装置

[57]摘要

一种磁盘装置包括:携带伺服信息并可绕旋转轴旋转的磁盘;磁头,用于从所述磁盘读出信息;定位装置,用在所述磁盘之上径向定位所述磁头;控制装置,根据所述伺服信息控制定位装置。控制装置分别测量磁盘的旋转频率分量和其频率高于该旋转频率分量的高阶频率分量,然后控制定位装置,以便当消除高阶频率分量时跟踪该旋转频率分量。当将磁头沿绕磁盘的旋转轴的圆形图形定位时,在补偿磁盘偏心率的同时使磁头避免了振动。



ISSN 1008-4274

权 利 要 求 书

1. 一种对磁盘装置中的记录/重放磁头进行定位控制的方法, 所述磁盘装置具有: 携带伺服信息并可绕轴旋转的记录磁盘; 记录/用于从记录磁盘读出信息
5 的重放磁头; 定位装置, 用于在记录磁盘之上径向定位记录/重放磁头; 和控制装置, 根据伺服信息控制定位装置, 所述方法包括步骤:
- (a) 分别测量记录磁盘的旋转频率分量及其频率高于所述旋转频率分量的高阶频率分量; 和
- (b) 控制所述定位装置, 以便在消除所述高阶频率分量的同时跟踪所述旋转频率分量。
10
2. 根据权利要求 1 的方法, 其中所述步骤 (a) 包括步骤:
- (c) 根据由所述记录/重放磁头读出的信号测量记录磁盘的所述旋转频率分量; 和
- (d) 根据由所述记录/重放磁头读出的信号测量所述高阶频率分量。
15
3. 根据权利要求 2 的方法, 其中所述的步骤 (d) 包括步骤:
- (e) 在控制所述定位装置的跟踪在所述步骤 (a) 中测得的所述旋转频率分量的同时, 测量所述高阶频率分量。
4. 根据权利要求 2 的方法, 其中所述的步骤 (c) 包括步骤:
20
- (f) 从所述控制装置产生的控制电流测量所述旋转频率分量。
5. 根据权利要求 4 的方法, 其中所述的步骤 (c) 包括步骤:
- (g) 用反向陷波滤波器从位置误差提取所述旋转频率分量; 和
- (h) 将提取的旋转频率分量转换成控制电流, 并从所述控制电流测量所述旋转频率分量。
25
6. 根据权利要求 5 的方法, 其中所述步骤 (h) 包括步骤:
- (i) 对所述控制电流实现离散傅里叶变换, 以产生它的离散傅里叶变换值; 和
- (j) 对该离散傅里叶变换值中的所述旋转频率分量实现逆傅里叶变换。
7. 根据权利要求 3 的方法, 其中所述的步骤 (c) 包括步骤:
30
- (k) 将位置误差乘以控制系统的反向模式, 以测量所述高阶频率分量。

8. 根据权利要求 7 的方法, 其中所述的步骤 (c) 包括步骤:

(1) 从所述位置误差和由所述控制装置产生的控制电流测量所述高阶频率分量。

9. 根据权利要求 8 的方法, 其中所述的步骤 (c) 包括步骤:

5 (m) 将所述控制电流乘以所述定位装置的转移函数以产生一个积, 然后将所述位置误差加到所述积中, 以测量所述高阶频率分量。

10. 根据权利要求 8 的方法, 其中所述步骤 (c) 包括步骤:

(n) 对所述位置误差实现傅里叶变换以产生它的傅里叶变换值 (X), 对所述控制电流实现傅里叶变换以产生它的傅里叶变换值 (Y),
10 对所述定位装置的所述转移函数实现傅里叶变换以产生它的傅里叶变换值 (Z);

(o) 用所述傅里叶变换值 (Z) 乘所述傅里叶变换值 (X) 以产生一个积;

(p) 将所述傅里叶变换值 (Y) 加到所述积上以产生一个和;

15 (q) 对所述和实现逆傅里叶变换。

11. 一种磁盘装置包括:

携带伺服信息并可绕轴旋转的记录磁盘;

用于从记录磁盘读出信息的记录/重放磁头;

定位装置, 用于在记录磁盘之上径向定位记录/重放磁头; 和

20 控制装置, 用于根据伺服信息控制定位装置;

所述的控制装置包括用于分别测量记录磁盘的旋转频率分量和其频率高于所述旋转频率分量的高阶频率分量, 然后控制所述定位装置, 以便在消除所述高阶频率分量的同时跟踪所述旋转频率分量。

12. 根据权利要求 11 的磁盘装置, 其中所述的控制装置包括一个
25 装置, 根据所述记录/重放磁头读出的信号测量记录磁盘的所述旋转频率分量, 然后, 根据所述记录/重放磁头读出的信号测量所述高阶频率分量。

13. 根据权利要求 12 的磁盘装置, 其中当控制所述定位装置以跟踪测得的旋转频率分量时, 所述控制装置测量所述高阶频率分量。

30 14. 根据权利要求 12 的磁盘装置, 其中所述的控制装置从所述控制装置产生的控制电流测量所述旋转频率分量。

15. 根据权利要求 14 的磁盘装置, 其中所述的控制装置用反向陷

波滤波器从位置误差提取所述旋转频率分量，然后从其中将提取的旋转频率分量压缩的所述控制电流测量所述旋转频率分量。

5 16. 根据权利要求 15 的磁盘装置，其中所述的控制装置对所述的控制电流实现离散傅里叶变换以产生它的离散傅里叶变换值，然后对该离散傅里叶变换值中的所述旋转频率分量实现逆傅里叶变换。

17. 根据权利要求 13 的磁盘装置，其中所述控制装置将位置误差乘以控制系统的反模式，以测量所述高阶频率分量。

18. 根据权利要求 17 的磁盘装置，其中所述控制装置从所述位置误差和由所述控制装置产生的控制电流测量所述高阶频率分量。

10 19. 根据权利要求 18 的磁盘装置，其中所述控制装置对所述位置误差实现傅里叶变换，以产生它的傅里叶变换值 (X)，对所述控制电流实现傅里叶变换以产生它的傅里叶变换值 (Y)，对所述定位装置的所述转移函数实现傅里叶变换以产生它的傅里叶变换值 (Z)，用所述傅里叶变换值 (Z) 乘所述傅里叶变换值 (X) 以产生一个积，将所述
15 傅里叶变换值 (Y) 加到所述积上以产生一个和，并对所述的和实现逆傅里叶变换。

说明书

对记录/重放头进行位置控制 的方法及其盘装置

5 本发明涉及对记录盘轨迹之上的记录/重放磁头进行位置控制的方法和用此种方法控制的磁盘装置，更具体地说，涉及对围绕其旋转轴的记录盘上的记录/重放磁头，沿圆形图案进行位置控制的方法，及其用此种方法控制的磁盘装置。

10 在现有技术中，不断地增加对于带有大存储量的磁盘驱动装置的需求。为了增加磁盘驱动装置的存储容量，必须减少磁迹的间距，即，磁盘的磁迹到磁迹的间距。减少磁迹间距要求具有伺服信息的磁迹，即被精确地写在磁盘上位置的伺服磁迹。在现有技术中一直希望制造具有在磁盘上精确伺服磁迹的便宜的磁盘驱动装置。

15 附图 13 表示伺服磁迹如何偏移到对于围绕磁盘旋转轴的圆形的偏心位置。附图 14 表示磁迹从磁盘上的圆形偏离的方式。附图 15 表示用于控制磁头位置的通常磁盘驱动装置。

为了将伺服磁迹精确地写在磁盘上的位置，到现在为止一直需要提供单独的磁盘驱动装置，其功能是将伺服磁迹精确地写在磁盘上的位置。然而，具有这种功能的磁盘驱动装置制造起来花费较大。

20 为了避免这种缺点，已建议用伺服磁迹书写器将伺服磁迹写在磁盘上，然后将这些磁盘安装到单独的磁盘驱动装置上。

具体地说，通过具有高定位精度的伺服磁迹书写器将伺服磁迹写在磁盘上。然后，将其上具有写入的伺服磁迹的磁盘分别安装到单独的磁盘驱动装置中，这种方法省去了提供具有将伺服磁迹精确地写入
25 磁盘上位置的功能的单独磁盘驱动装置的需求。从而使得可能不需大花费地制作具有小磁迹间距的伺服磁迹的磁盘驱动装置。

30 如图 13 中所示，当将其上具有写入伺服磁迹的磁盘安装在磁盘驱动装置时，载有在磁盘 14 上的伺服信息的圆形伺服磁迹 14-1 可能与围绕磁盘 14 的旋转轴的圆形 14-2 不对准。具体地说，因为具有其上写入圆形伺服磁迹 14-1 的磁盘 14 是被其后安装在磁盘驱动装置中的，圆形伺服磁迹 14-1 与圆形图形 14-2 并未对准，尽管有很小的安装误差。

因为磁盘 14 的这种安装误差，磁盘 14 可能偏离到一偏心位置。如图 13 中所示，支撑在臂 17 上的磁头 13 在磁盘 14 上径向移动。由伺服磁迹 14-1 携带的伺服信息控制沿磁盘 14 上的圆形图形 14-2 定位的磁头 13，并沿伺服磁迹 14-1 定位。

5 如图 14-1 所示，伺服磁迹 14-1 经受的磁盘 14 上的圆形图形 14-2 的磁迹偏位，该磁迹偏位包含一个偏心偏差。因为该磁迹偏位包含偏心偏差，磁头 13 产生了大的位置误差，因此在磁盘驱动装置的操作期间容易振动。

人们一直努力利用偏心控制方法来消除上述的缺点。根据这种偏心控制方法，如图 15 中所示，磁盘驱动装置 12 具有磁盘 14 和用于旋转磁盘 14 的主轴马达 15。将磁头 13 安装在臂 17 的末端，臂 17 可由旋转传动装置 (VCM) 10 移动，以便在磁盘 14 之上径向定位磁头 13。

磁头位置检测器 20 从被磁头 13 自磁盘 14 读出的信号检测磁头 13 的位置。检测处理器 25 实现对位置误差的控制过程 (比如，PID 操作)，以计算出控制电流。由放大器 23 放大该控制电流，并提供激励 VCM10。

当臂 17 被固定时，磁头 13 从磁盘 14 读出伺服信息并测量位置误差。将磁盘 14 的一周旋转的位置误差 (即，图 14 中所示的磁迹偏离) 读出，并存储在存储器 22 中。在通常的控制方式，将存储在存储器 22 的磁迹偏位加到来自磁头 13 的位置误差中，以控制 VCM10。

在这种方式中，根据前馈控制方法，计算偏心分量 (磁迹偏位) 去控制磁头 13。因此，将磁头 13 沿磁盘 14 上的圆形定位，这样使位置误差最小。

如上所述，通常一直是测量磁迹偏位并实现前馈控制过程，去消除测得的磁迹偏位，以便在磁盘 14 上沿圆形图形定位磁头 13。

附图 16 和 17 表示通常的偏心控制方法的问题。

如果将磁迹间距减少，磁头的磁心宽度的大小影响解调输出信号。因为减少磁头的磁心宽度的努力是有一定局限的，故磁头的检测区表现出灵敏度的变化。

30 因为这种灵敏度的变化，对于磁头位移解调位移不是线性的，如图 16 中所示。特别是，当将磁头定位在磁迹的边界上时，伺服解调位移是非连续的。这是由于磁迹间距减少时磁头的检测区域呈现灵敏度

变化。

在读和写磁头相互分离的情况，比如采用 MR 磁头组件，为了补偿读和写磁头的磁心位置之间的差值，将磁头在位置上偏移。用如此偏移的磁头，使该磁头易于在磁迹边界上定位。伺服解调位移的非连续区呈现高频位置误差。当实行前馈控制方法来消除磁迹偏位时，偏心分量被补偿，但高频分量不突出，如图 17 中所示。因此，磁头横跨磁迹的中心振动，如图 17 中所示。结果，磁头往往过分地振动，使它的定位精度降低。

本发明的目的是提供一种以高精确度定位控制磁盘之上的磁头，同时补偿磁盘的偏心性的方法，并提供一种由这种方法控制的磁盘装置。

本发明的另一目的是提供一种对磁盘上的磁头进行定位控制的方法，当补偿磁盘的偏心性时避免了磁头的振动，并提供一种由这种方法控制的磁盘装置。

本发明的又一目的是提供一种对磁盘上的磁头进行定位控制的方法，当补偿磁盘的偏心性时消除了位置误差的高阶频率分量，并提供一种由这种方法控制的磁盘装置。

根据本发明，磁盘装置具有：携带伺服信息并可绕旋转轴旋转的磁盘；磁头，用于从该磁盘读出信息；定位装置，用于对该磁盘上的磁头进行径向定位；和控制装置，根据所述伺服信息控制所述定位装置。

对磁头的位置控制方法包括步骤：分别测量磁盘的旋转频率分量和其频率高于该旋转频率分量的高阶频率分量，并控制所述定位装置，以便当消除高阶频率分量时跟踪该旋转频率分量。

该控制装置包括一装置，用于分别测量磁盘的旋转频率分量和其频率高于该旋转频率分量的高阶频率分量，然后控制该定位装置，以便当消除其高阶频率分量时跟踪该旋转频率分量。

因为磁头是被控制的，故可跟踪旋转频率分量，能够精确地补偿磁盘的偏心性。

当消除在伺服解调位移的非连续区上的高阶频率分量时，因为磁头是被控制的，故避免了磁头在磁迹边界上的振动。

因为彼此分别地测量旋转频率分量和高阶频率分量，故当消除高

阶频率分量时能够控制磁头，以便精确地跟踪该旋转频率分量。所以，可以控制磁头，从而以高的定位精度跟踪磁盘的偏心性。

从下面结合附图的描述将会使本发明的其它特征和优点变得更为清楚。

5 结合其中并构成说明书的一部分的附图，表示本发明目前的最佳实施例，与上面的一般描述和下面给出的最佳实施例的详细描述一起，服务于说明本发明的主题。其中：

图 1 是根据本发明实施例的磁盘装置的示意图，部分以框图形式；

10 图 2 是图 1 所示磁盘装置的伺服电路和相关电路的框图；

图 3 是图 2 中所示伺服电路的操作顺序的流程图；

图 4 是表示图 2 中所示伺服电路的控制过程的示意图；

图 5 是表示图 2 中所示伺服电路的高阶偏心补偿过程的示意图；

图 6 是用于测量偏心偏差的伺服电路的框图；

15 图 7 是表示在图 6 所示伺服电路中的反向陷波滤波器的示意图；

图 8 是用于测量高频偏差的控制系统的框图；

图 9A 和 9B 是根据本发明另一实施例的控制系统的框图；

图 10A 和 10B 是根据本发明测量频率的控制系统的框图；

20 图 11 是用于除去偏心分量和自测量频率的高阶偏离的方法的流程图；

图 12A 和 12B 是表示图 11 所示过程的示意图；

图 13 是表示伺服磁迹如何相对于围绕磁盘旋转轴的圆形偏移到偏心位置的示意图；

图 14 是表示磁迹从磁盘上的圆形偏离的方式的示意图；

25 图 15 是用于控制磁头位置的通常磁盘驱动装置的示意图，部分以框图形式；

图 16 是表示通常的偏心控制方法的问题的示意图；

图 17 是表示通常偏心控制方法的问题的示意图。

30 如图 1 中所示，根据本发明实施例的磁盘驱动装置包括具有磁盘 14 的磁盘驱动装置 12 和用于旋转磁盘 14 的主轴马达 15。实际上，将一组磁盘 14 安装在主轴马达 15 的轴上。如图 4 中所示，磁盘 14 具有写在其上的伺服磁迹 Y。

将该伺服磁迹 Y 分为多个（比如，128 个）扇区。每一扇区具有在其中写入一伺服信息的伺服区和在其中写入数据的数据区。在将伺服信息写入后，将磁盘 14 安装到主轴马达 15 的轴上。因为磁盘 14 的偏心性，伺服磁迹 Y 具有与围绕磁盘 14 的旋转中心的圆形 Z 不同的圆形，如图 4 中所示。

如图 1 中所示，磁头 13 安装在臂 17 的末端，通过用于在磁盘 14 上径向定位磁头 13 的旋转传动装置（VCM）10 可移动臂 17。

读/写信道 13 用于从磁头 13 读出检测的数据，并将该读出数据转移成信号。并还将被写的数据转换为写信号，供给磁头 13。硬盘控制器 4 控制到主机和从主机的数据传送。RAM5 是由硬盘控制器 4 使用的存储器。

微处理器（MPU）6 用于控制整个磁盘驱动装置。伺服电路 7 包括数字信号处理器（DSP），并且根据自磁头 13 的位置信号用伺服环控制 VCM10，同时控制主轴马达 15 的旋转。

存储器 8 存储磁盘 14 旋转一周的预定时间的偏心数据。将存储在存储器 8 中的偏心数据加到伺服电路 7。

如图 2 中所示，位置信号检测器 20 从磁头 13 读出的信号检测磁头的位置。放大器 23 放大来自 DSP7 的控制电流，并应用放大的控制电流激励 VCM10。放大器 23 的输入块将自 DSP7 的数字码（即控制电流）转移为模拟信号。

存储器 8 还存储偏心分量 R_0 和 高频偏差分量 R_1 。该偏心分量 R_0 是由产盘 14 的旋转产生的旋转频率分量，将它存储在存储器 8 的第一区 81。高频偏差分量 R_1 是频率比偏心分量高的频率分量，将它存储在存储器 8 的第二区 82。

DSP7 具有第一处理单元 70，它从目标位置减去检测位置，从而计算出位置误差。DSP7 还具有第二处理单元 71，它从该位置误差减去在存储器 8 存储的高频偏差分量 R_1 。于是，从包括 DSP7 的控制系统消除了高频偏差分量 R_1 。控制处理单元 72 对其中已减去高频偏差分量 R_1 的位置误差完成控制过程（比如 PID 操作，从而计算出控制电流。第三处理单元 73 将存储在存储器 8 中的偏心分量 R_0 加到该控制电流中。从而控制磁头 13 以跟踪偏心分量 R_0 。

DSP7 具有测量单元 74，用于从该控制电流测量偏心分量 R_0 并将

测得的偏心分量 R_0 存储在存储器 8 的第一区 81 中。还用测量单元 74 从位置误差和控制电流测量高频偏差分量 R_1 ，并将测得的高频偏差分量 R_1 存储在存储器 8 的第二区 82 中。

由 DSP7 执行图 2 中的各个框所表示的实际功能，即第一处理单元 70，第二处理单元 71，第三处理单元 73，控制单元 72 和测量单元 74 的实际功能。

下面将参考图 3 描述 DSP7 的操作顺序。在图 3 中，带有字首 S 的标号代表步骤数目。

(S1) 测量单元 74 当跟踪位置误差时从控制电流测量偏心分量 R_0 ，并将测得的偏心分量 R_0 存储在存储器 8 的第一区 81 中。

(S2) 当跟踪偏心分量时，测量单元 74 从位置误差和控制电流测量高频偏差分量 R_1 ，并将测得的高频偏差分量 R_1 存储在存储器 8 的第二区 82。

(S3) DSP7 跟踪偏心分量 R_0 ，消除高频偏差分量 R_1 ，并以伺服环控制磁头 13。具体地，第一处理单元 70 从目标位置减去检测位置，从而计算出位置误差。第二处理单元 71 从该位置误差减去在存储器 8 中存储的高频偏差分量 R_1 。于是由 DSP7 的整个操作消除了高频偏差分量 R_1 。控制处理单元 72 对其中已减去高频偏差分量 R_1 的位置误差实现控制过程（比如，PID 操作），从而计算出控制电流。第三处理单元 73 将存储器 8 中存储的偏心分量 R_0 加到控制电流中。将偏心分量加入其中的控制电流供给放大器 23，它放大该控制电流，并应用放大的控制电流激励 VCM10。

因为以跟踪偏心分量 R_0 的方式控制磁头 13，对磁头 13 定位控制以便沿圆形 Z 移动。所以，即使磁盘 14 是偏心的，也可减少磁头 13 的位置误差，并能对磁头 13 稳定地定位控制。

在磁迹边界上的解调位移是非连续的，产生高阶频率分量。因为该高频偏差分量 R_1 是消除了高阶频率分量的，故避免了由于高阶频率磁头 13 的瞬态响应。结果，如图 5 中所示，使磁头 13 避免了横跨磁迹的振动。

在这个实施例 30 中，将偏心分量加到控制电流中。按照另一控制方法，可将该偏心分量加到位置误差中。然而，因为在由控制处理单元 72 完成的操作中压缩了该位置误差，故使磁头 13 不能精确地跟踪偏

心分量。然而，根据这个实施例，因为在控制电流被压缩之后才将偏心分量加到控制电流中，故即使偏心分量有很大幅度，也能控制磁头 13 直接地跟踪该偏心分量。

而且，根据这个实施例，在跟踪测得的偏心分量的同时测量高频偏差分量。因为是从其中除去偏心分量的位置误差测量高频偏差分量，故可精确地测量该高频偏差分量。

此外，从该位置误差消除高频偏差分量。因为在该控制系统的输入级消除了高频偏差分量，故该高频分量不会不利地影响该控制系统。

下面将参考图 6 和图 7 描述测量偏心分量的方法。

如图 6 中所示，将反向陷波滤波器串联到控制处理单元 72。如图 7 中所示，反向陷波滤波器 74-1 具有在频率（基频） f_1 的高增益 g 的开环特性曲线，磁盘 14 以频率 f_1 旋转。因为只有位置误差的基频的增益是高的，故该控制系统能跟踪磁盘 14 的偏心性。

DSP7 具有平均单元 74-2，平均自控制处理单元 72 输出的驱动电流，从而检测驱动电流的偏心分量。DSP7 还具有一个傅里叶变换单元 74-3，用于对驱动电流进行傅里叶变换。如果假定，由 $Y(x)$ 代表离散时间函数 $X(x)$ 的离散傅里叶变换值，则通过下等式 (1) 表示该离散傅里叶变换值：

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(Y_k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \{ \operatorname{Re}(X_n) \cos(2\pi n/N) - \operatorname{Im}(X_n) \sin(2\pi n/N) \} \\ \operatorname{Im}(Y_k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \{ \operatorname{Re}(X_n) \sin(2\pi n/N) + \operatorname{Im}(X_n) \cos(2\pi n/N) \} \end{aligned} \quad \dots\dots(1)$$

其中 $\operatorname{Re}(Y_k)$ 是该离散傅里叶变换的实部，而 $\operatorname{Im}(Y_k)$ 是该离散傅里叶变换的虚部。

基本分量提取器 74-5 从该离散傅里叶变换提取基本分量。如果假说，由 F_s 代表该控制系统的采样频率，由 F_1 表示基频， N 表示区的数目，则由下面等式 (2) 表示离散傅里叶变换 Y_k 的频率 F_k ：

$$F_k = F_s \cdot K/N = K \cdot F_1 \dots\dots (2)$$

按照等式 (2)， F_k 表示基频或谐波频率。具体地说，当用定为磁

盘一转的测量周期和定为区的数目的采样数目进行傅里叶变换时，每个傅里叶系统的频率或是基频或是谐波频率。所以，通过采用基频 F1 的傅里叶系数 Y1 (Y (1)) 可提取基本分量。

逆傅里叶变换单元 74-6 对该基本分量进行逆傅里叶变换，以便再生偏心分量（驱动电流）由下面等式（3）表示该逆傅里叶变换：

$$\begin{aligned} \text{Re}(X_k) &= - \sum_{n=0}^{N-1} \{ \text{Re}(Y_n) \cos(-2\pi n/N) - \text{Im}(Y_n) \sin(-2\pi n/N) \} \\ \text{Im}(X_k) &= - \sum_{n=0}^{N-1} \{ \text{Re}(Y_n) \sin(-2\pi n/N) + \text{Im}(Y_n) \cos(-2\pi n/N) \} \end{aligned} \quad \dots\dots(3)$$

其中 $\text{Re}(X_k)$ 是该逆傅里叶变换的实部，而 $\text{Im}(X_k)$ 是该逆傅里叶变换的虚部。

将每个样本的逆傅里叶变换值存储在存储器 8 的第一区 81。由图 6 中的各个框表示的反陷波滤波器 74-1，平均单元 74-2，傅里叶变换单元 74-3，基本分量提取器 74-5 和逆傅里叶变换单元 74-6 都是由 DSP7 执行的功能。

通过傅里叶变换以上述方式自驱动电流中提取偏心分量。当由傅里叶变换执行基本分量的提取时，不需要具有阶跃特性的反向陷波滤波器。

下面将参考图 8 描述测量高频偏差分量的方法。

如控制处理单元 72 具有转移函数 C，而 VCM10 具有转移函数 P，由 $(1 + CP)$ 表示控制系统的干扰压缩特性的反向特性。因此，由下面等式（4）表示偏心分量 A：

$$A = (1 + CP) \times \text{位置误差} \dots\dots (4)$$

因为在等式（4）中 $(C \times \text{位置误差})$ 表示驱动电流，故可将等式（4）改为下面的等式（5）：

$$A = \text{位置误差} + P \times \text{驱动电流} \dots\dots (5)$$

按照等式（5）计算的量小于等式（4），并且由于较等式（4）的删除，等式（5）具有一个小的计算误差。

如图 8 中所示，该控制系统包括第一处理单元 70。控制处理单元 72，和第三处理单元 73。第一处理单元 70 计算位置误差。控制处理

单元 72 从该位置误差计算驱动电流。第三处理单元 73 将偏心分量 R_0 加到该驱动电流中。因此，VCM10 控制磁头 13 以便跟踪偏心分量 R_0 。

DSP7 具有：平均单元 75-1，平均自控制单元 72 输出的驱动电流；平均单元 75-2，用于平均自第一处理单元 70 输出的位置误差；
5 傅里叶变换单元 75-3，用于对驱动电流完成傅里叶变换；和傅里叶变换单元 75-4，用于对位置误差实现傅里叶变换。

DSP7 还具有：傅里叶变换单元 75-6，用于对 VCM10 的转移函数（滤波器函数） P 实现傅里叶变换；乘法器 75-7，用于将驱动电流的傅里叶变换值乘以该转移函数的傅里叶变换值；加法器 75-8，用于
10 将位置误差的傅里叶变换值与由乘法器 75-7 而来的积彼此相加；和反向付里叶变换单元 75-9。用于对来自加法器 75-8 的和实现反向傅里叶变换，从而再生高频偏差分量（位置误差） R_i 。

将每个样本的逆傅里叶变换值存储在存储器 8 的第二区 82 中。由
15 图 8 中各个框表示的平均单元 75-1，75-2，傅里叶变换单元 75-3，75-4，75-6，乘法器 75-7，加法器 75-8，和逆傅里叶变换单元 75-9，都是由 DSP7 执行的功能。

通过上述方式的傅里叶变换，从驱动电流和位置误差提取高频
20 偏差分量。因为在跟踪偏心分量时测量该高频偏差分量，故可不受偏心分量影响地测量高频偏差分量。因为采用控制系统的反模式测量高阶偏差分量，故能通过计算提取高阶偏差分量。

而且，不需要转移函数的初始值，并实现将瞬态响应最小化为傅里叶变换。因此，能够精确地测量高阶偏差分量。

尽管按照上述等式（5）测量高阶偏差分量，但也可采用等式（4）
25 测量它。

图 9A 和 9B 以框图的形式表示根据本发明另一实施例的控制系统。

在图 9A 所示的控制系统中，存储器 8 存储由从偏心分量 R_0 减去
30 高频偏差分量 R_i 产生的位置前馈值。第二处理单元 71 将存储器 8 中存储的位置前馈值加到由第一处理单元 70 产生的位置误差中。控制处理单元 72 将校正的位置误差转换为驱动电流。

在图 9B 所示的控制系统中，存储器 8 存储由偏心分量 R_0 减去高
频偏差分量 R_i 产生的电流前馈值。第三处理单元 73 将在存储器 8 中

存储的电流前馈值加到由控制处理单元 72 产生的驱动电流中。

图 9A 和 9B 所示的控制系统，还能在跟踪偏心分量和消除高阶偏差分量的同时，控制磁头 13 的位置。

5 该 DSP 能够测量控制系统的频率特性。图 10A 和 10B 以框图的形式表示根据本发明测量频率的控制系统。

在图 10A 和 10B 中，用 C 表示控制处理单元 72 的转移函数，并且 P 表示 VCM10 的转移函数（机械特性）。控制处理单元 72 和 VCM（受控的）10 共同构成了控制系统。控制处理单元 72 将位置误差 Pes 转换成驱动电流 Cur。将 VCM10 的位置误差 Pes 加到控制处理单元 72。

10 将测量噪音 R 加到控制系统。在图 10A 中，将测量噪音 R 加到该位置上。在图 10B 中，将测量噪音 R 加到该电流中。

通过：将测量噪音加到控制系统；读出将测量噪音加到控制系统时产生的波形；对该波形实现傅里叶变换以计算复傅里叶系统；和从该复傅里叶系统确定频率特性，来测量控制系统的频率特性。

15 根据下面的等式，从波形 R, X, Y, Pes, Cur 来确定机构特性 P, 开环特性 Z1, 闭环特性 Z2, 和干扰压缩特性 Z3:

$$P = \text{Pes}/\text{Cur}$$

$$Z1 = Y/X$$

$$Z2 = Y/R$$

20 $Z3 = X/R$

如果在这时有偏心分量和高阶偏差，它们将被包含在测量结果中，减少其精度。为了增加测量结果的精度，必须从测量结果中除去偏心分量和高阶偏差。图 11 表示从测量频率中除去偏心分量和高阶偏差的方法。在图 11 中，带有字首 S 的标号代表步骤数目。

25 (S10) 将测量频率初始化。具体地说，将参数 N 置为区的数目，将频率参数 K 置为“1”。

(S11) 根据下等式:

$$S_n = 1/N \cdot G \sin(-2n/N)$$

30 计算第 n 个测量噪音波形 S_n ，它是 x_n 图 12A 所示的正弦波，其中 G 表示加到控制系统的幅度。

然后，将平均积分变量 PesSUMn, CurSumn 初始化为“0”，并将测量噪音的相移量 P_1 初始化为“0”。

(S12) 将测量噪音移相并加到控制系统。被加的第 n 个噪音波形 N_n 是第 m 个噪音波形 S_m , 这里 $m = n - P_1$ 。

(S13) 读出一个周期上的测量波形。具体地说, 读出位置 PES_n 和驱动电流 CUR_n 。

5 (S14) 将测量波形的相位后移并积分。具体地说, 将第 m 个测量位置 PES_m 加到第 n 个位置积分变量 $PesSUM_n$, 以便更新第 n 个位置积分变量 $PesSUM_n$, 并将第 m 个测量电流 CUR_m 加到第 n 个电流积分变量 $CurSUM_n$, 以更新第 n 个电流积分变量 $CurSUM_n$ 。

10 (S15) 将测量噪音的相移量 P_1 移动一个扇区。即, 将相移量 P_1 更新到相移量 $(P_1 + 1)$ 。

(S16) 判定相移量 P_1 是否比扇区的数目 N 小。如果该相移量 P_1 小于扇区的数目 N , 则将控制返回到步骤 S12。

15 (S17) 如果相移量 P_1 等于或大于扇区的数目, 则完成在该频率上的所有相移量的测量, 将该测量波形平均。具体地说, 根据 $PesSUM_n/N$ 确定平均测量位置 $PesPRO_n$, 并根据 $CurSUM_n/N$ 确定平均测量电流 $CurPRO_n$ 。

20 (S18) 将该测量波形进行傅里叶变换。具体地说, 从平均测量位置 $PesPRO_n$ 确定测量位置的傅里叶系数的实部 $Re(PesDFT_k)$ 和虚部 $Im(PesDFT_k)$ 。同样, 从平均测量电流 $CurPRO_n$ 确定测量电流的傅里叶系数的实部 $Ke(CurDFT_k)$ 和虚部 $Im(CurDFT_k)$ 。被确定的傅里叶变换只是测量频率。

(S19) 以复数形式确定频率特性。具体地说, 获得机械特性 P 如用电流的傅里叶系数 $CurDFT_k$ 除位置的傅里叶系数 $PesDFT_k$ 产生的值。用 $K/N \cdot FS$ 表示此时的测量频率, 其中 FS 代表采样频率。

25 (S20) 改变测得的频率变量 K , 即, 将该测得的频率变量 K 更新到测量的频率变量 $(K + 1)$

30 (S21) 将测得的频率变量 K 和扇区的数目 N 相互比较, 如果测得的频率变量 K 小于扇区的数目 N , 则将控制返回到步骤 S11。如果测得的频率变量 K 等于或大于扇区的数目, 则结束所有频率的测量。现在图 11 中所示的过程结束。

如图 12A 中所示, 将正弦波用作为测量噪音波。具体地说, 将通过相继相移正弦波产生的正弦波加到控制系统作为噪音。在图 12B 中

示出了当将这些正弦波加上时获得的测量波形。当将这些测量波重叠时，该正弦波的分量，即，磁盘的偏心分量和偏差分量被消除。否则，在将测量噪声波相继相移并加到控制系统之后，将测得波形加到在噪声波相移之前获得的测得波形上。以这种方式，能够测量不含磁盘的
5 偏心分量和偏差分量的频率特性。

可将本发明变更如下：

- (1) 可以通过非所示方法的任何其它各种方法来彼此分开地测量偏心分量和高频偏差分量。
- (2) 尽管描述了通过图 6 所示的控制系统测量偏心分量，仍可通过图 8 中所示的控制系统测量它。
10

本发明给出了下述优点：

- (1) 因为磁头是被控制的，故可跟踪旋转频率分量，即磁盘旋转的频率，并可精确地补偿磁盘的偏心率。因为在消除伺服解调位移的非连续区上的高阶频率分量时控制磁头，故使磁头避免了在磁迹边界上的振动。
15
- (2) 因为被分开地测量旋转频率分量和高阶频率分量，故当消除高阶频率分量时，可控制磁头精确地跟踪旋转频率分量。所以，可以控制磁头以高的定位精度跟踪磁盘的偏心率。
20

说明书附图

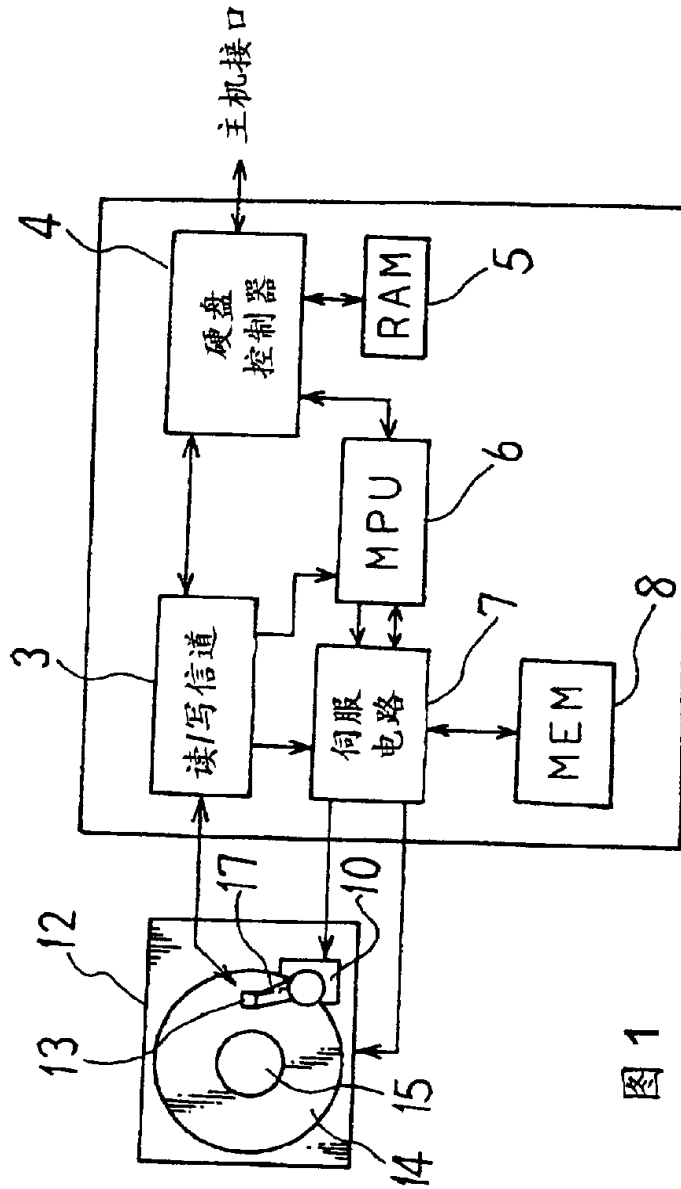


图1

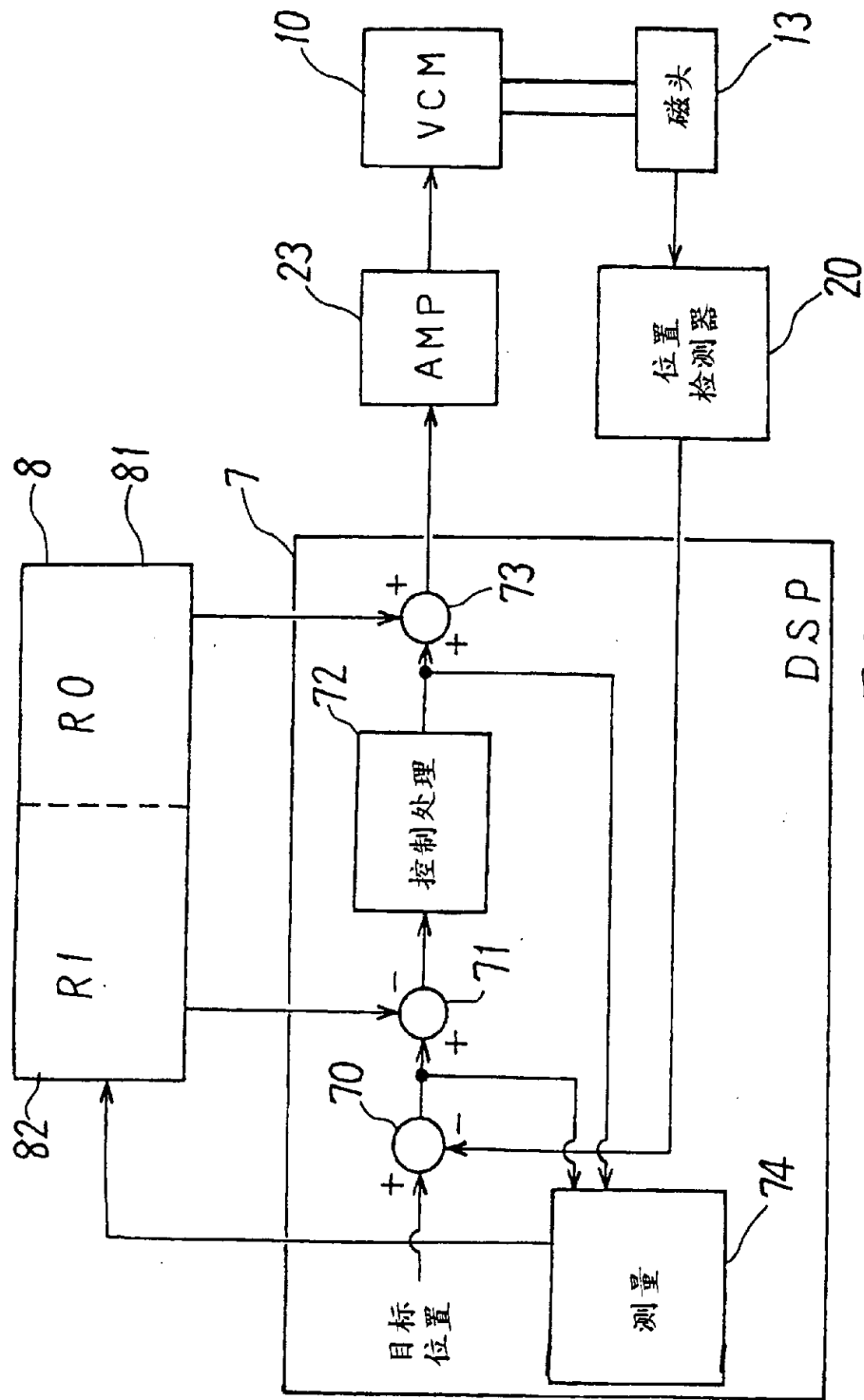


图 2

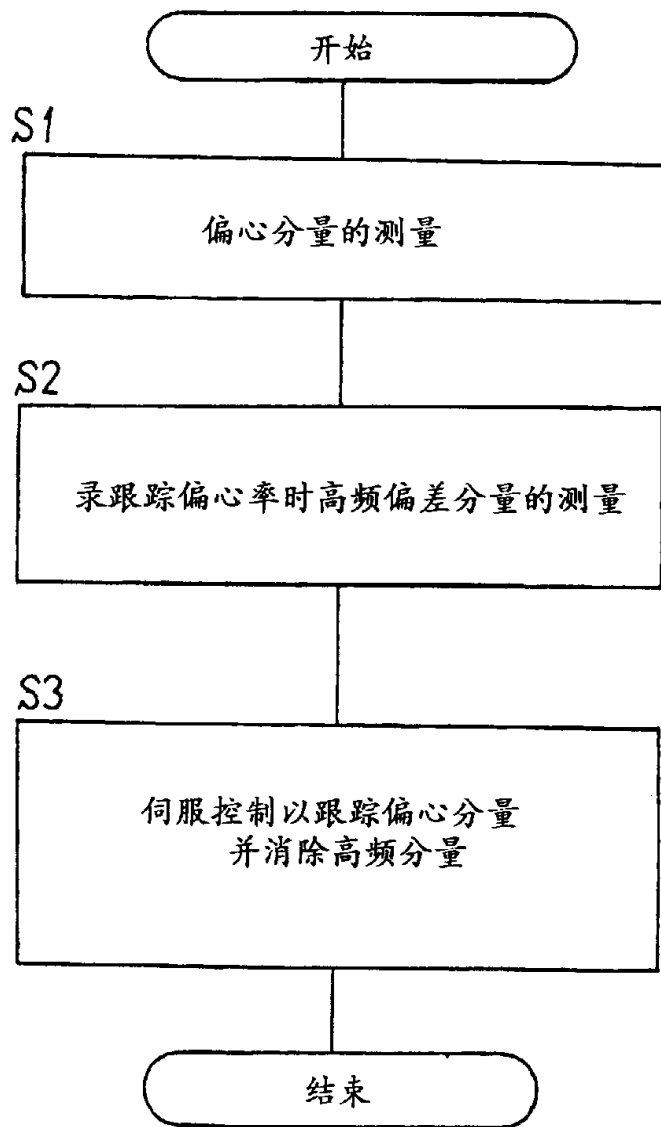


图 3

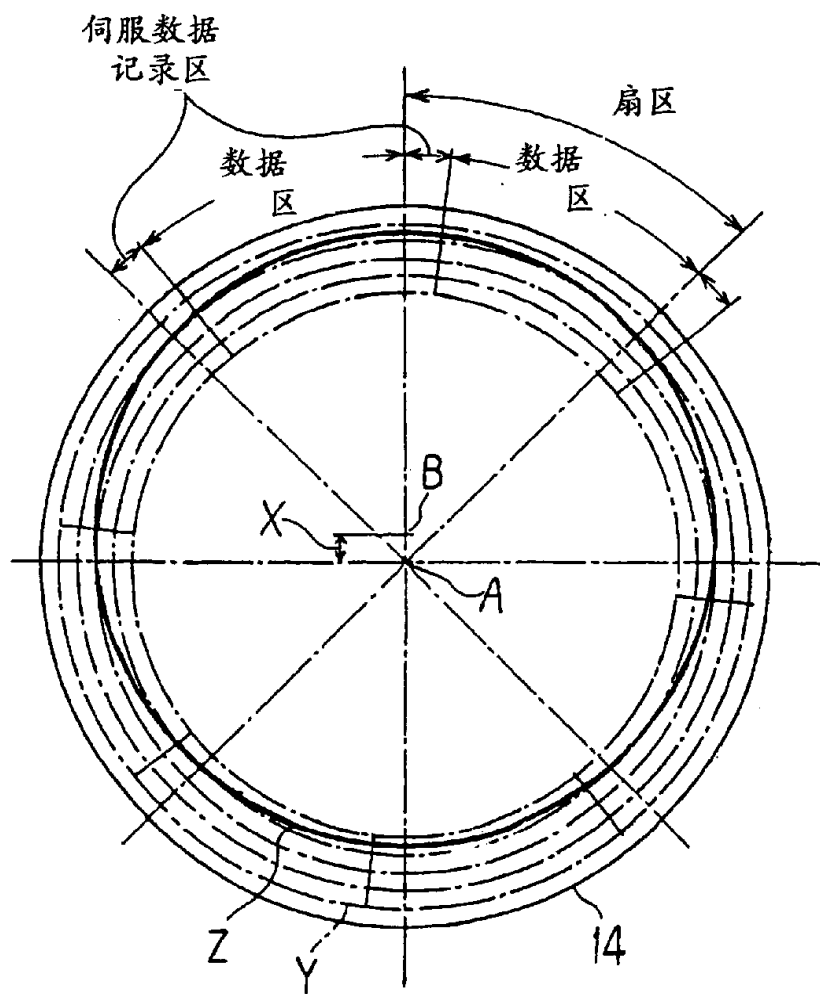


图 4

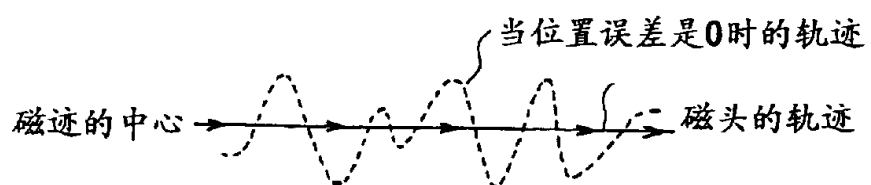


图 5

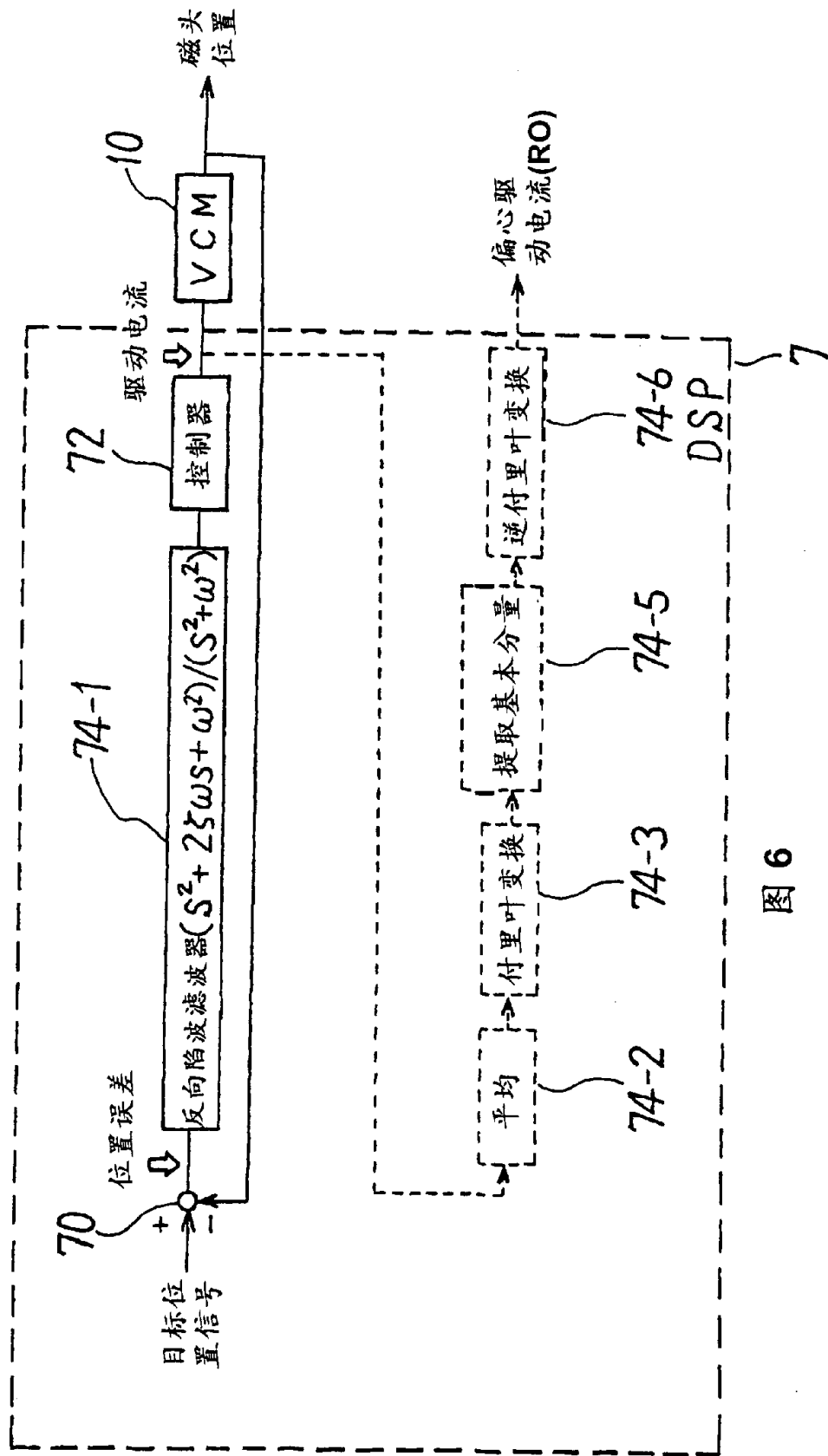


图 6

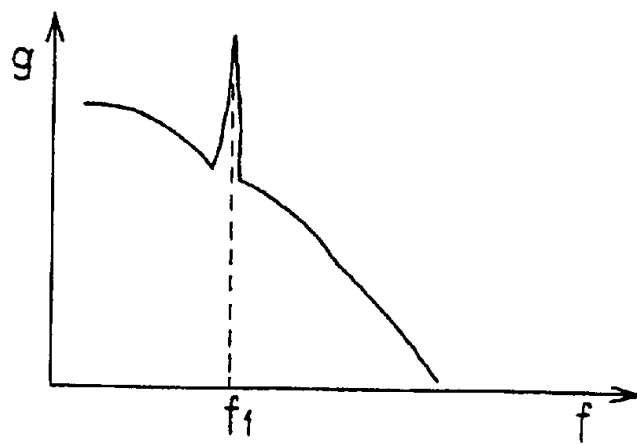


图 7

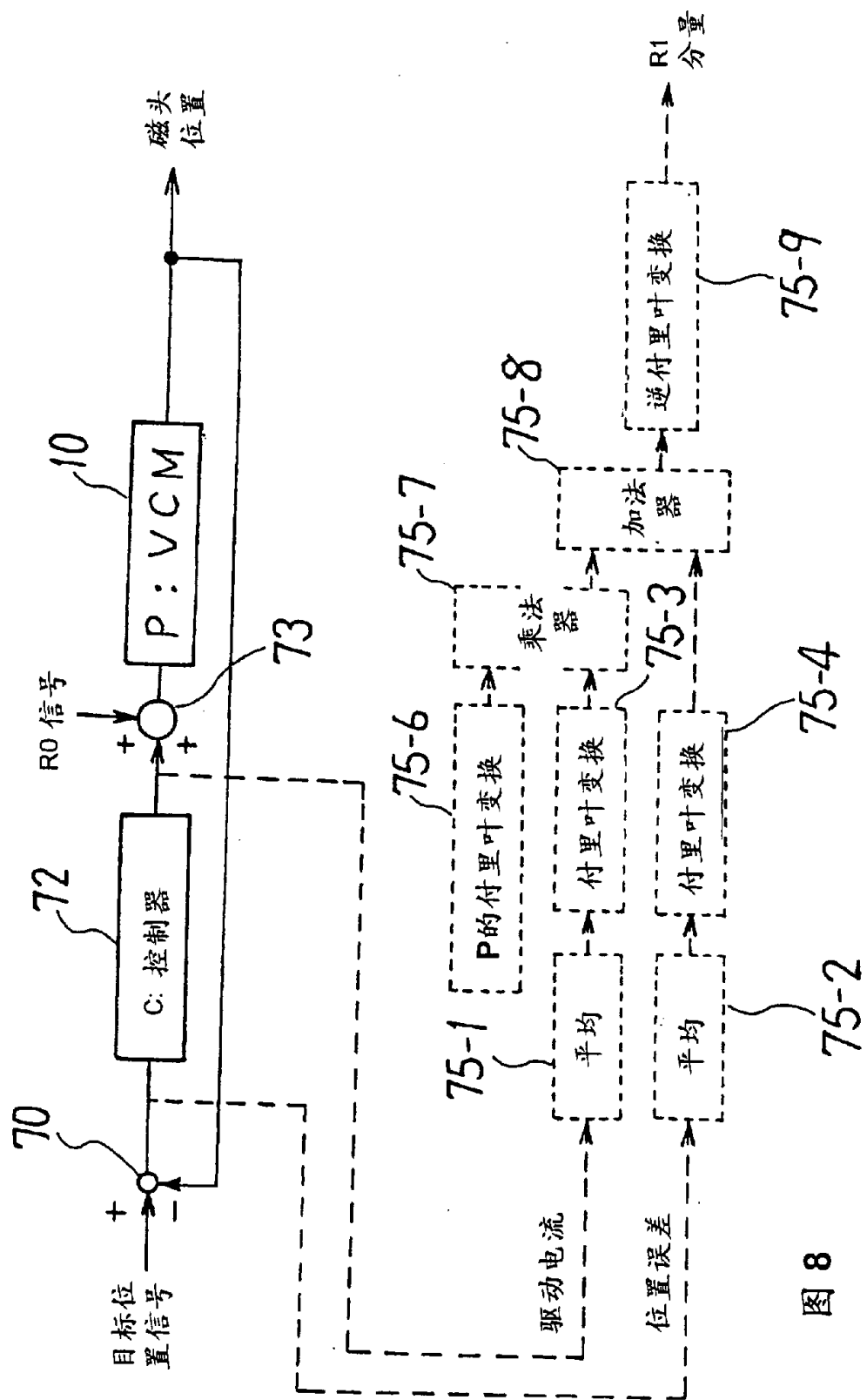


图 8

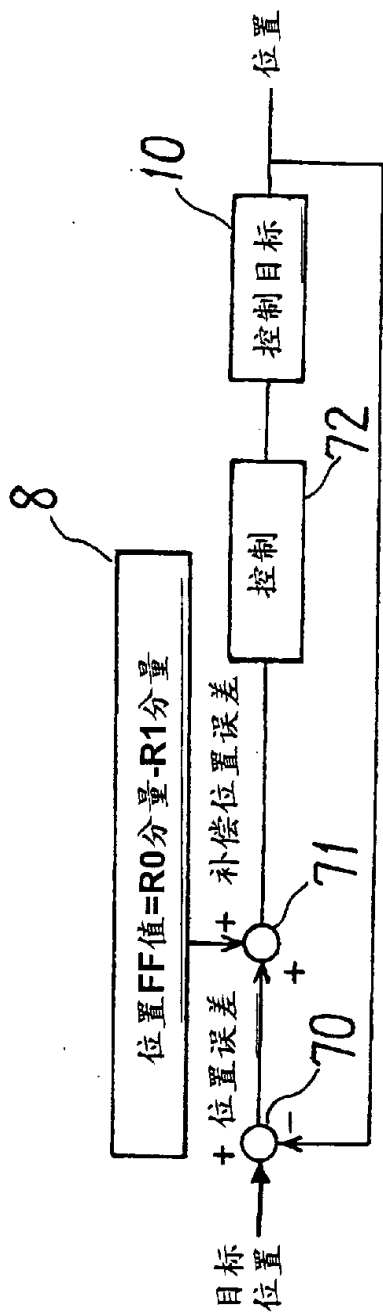


图 9A

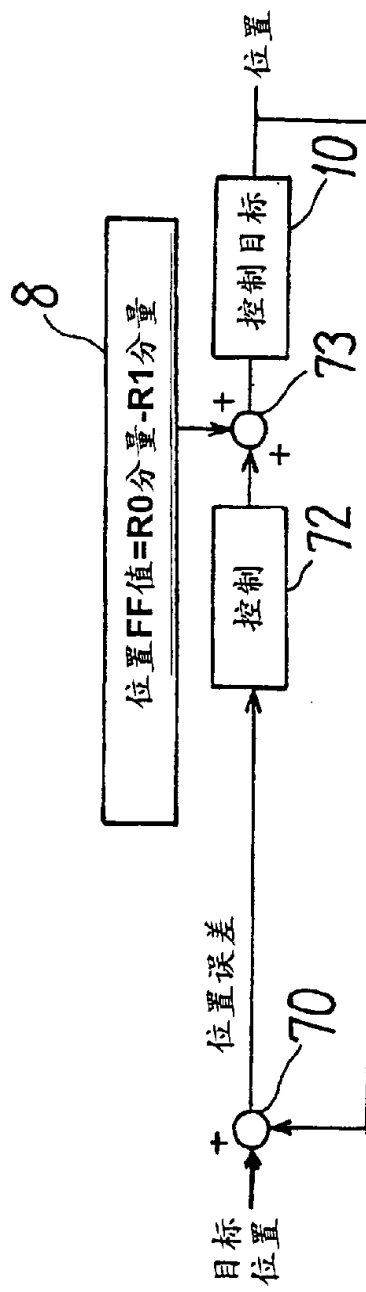


图 9B

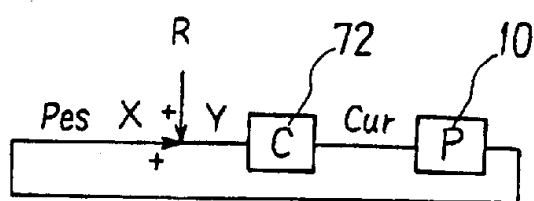


图 10A

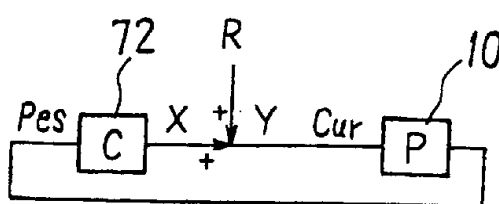


图 10B

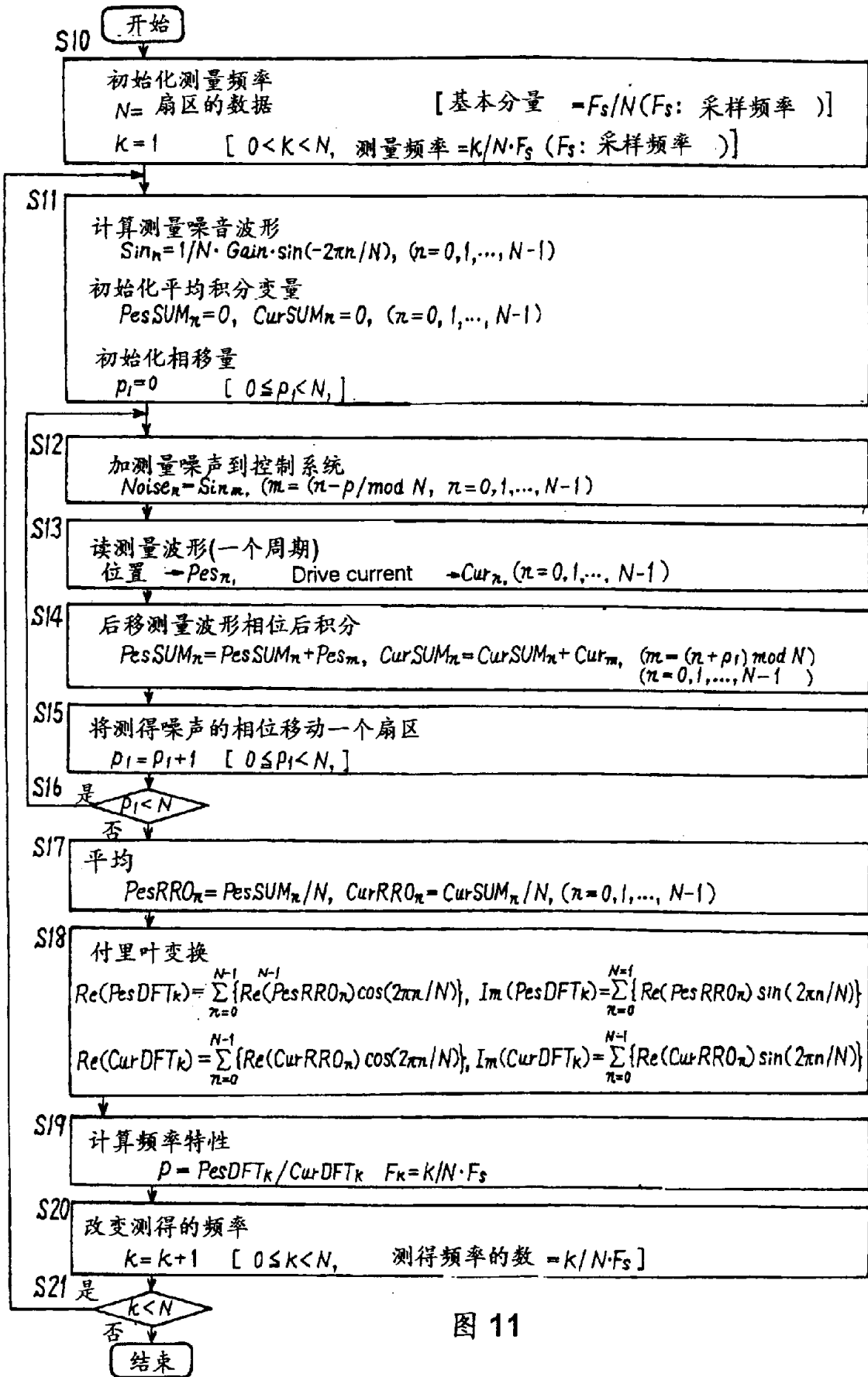


图 11

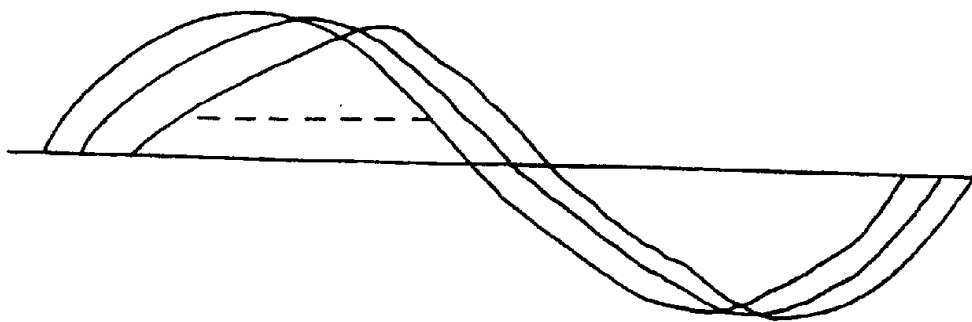


图 12A



图12B

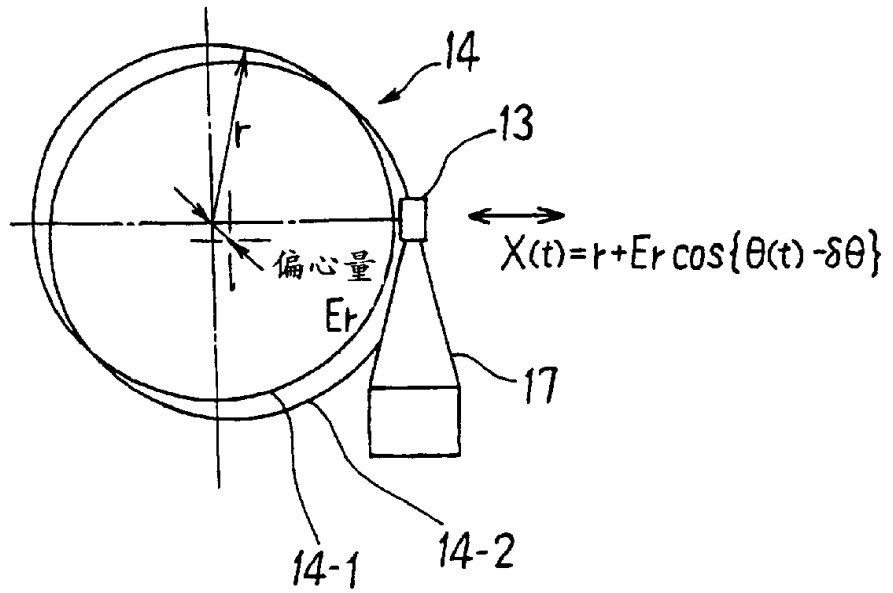


图 13
现有技术

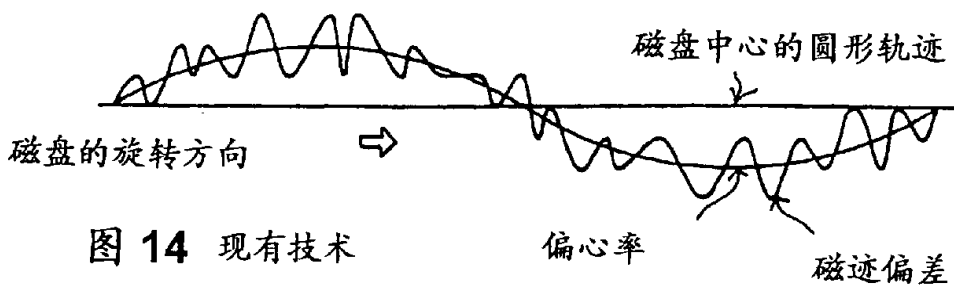


图 14 现有技术

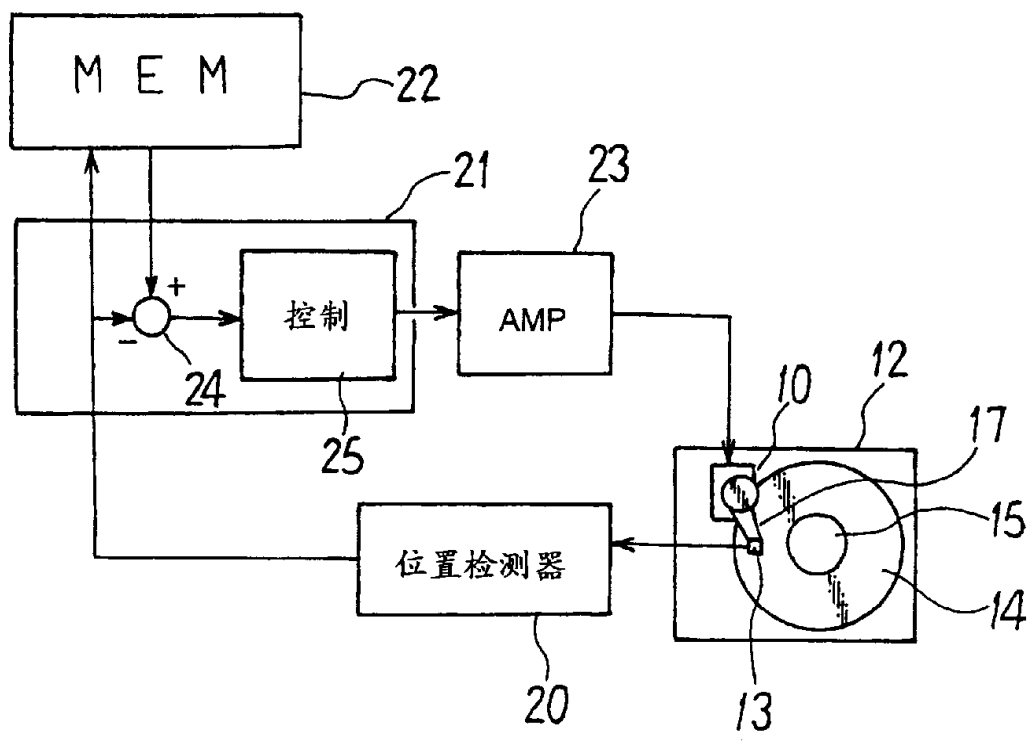


图 15
现有技术

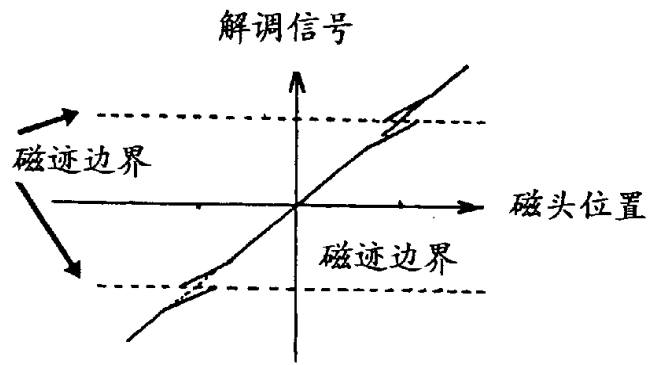


图 16
现有技术

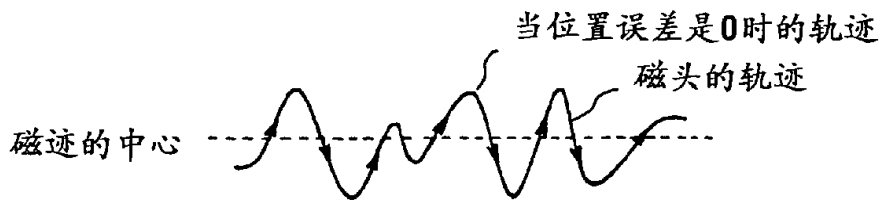


图 17
现有技术