

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>



# [12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 99126972.1

G01B 7/00

G01B 7/02

G01B 7/14

G01B 5/20

G01B 21/02

[45] 授权公告日 2005 年 4 月 20 日

[11] 授权公告号 CN 1198111C

[22] 申请日 1999.12.17 [21] 申请号 99126972.1

[30] 优先权

[32] 1998.12.17 [33] US [31] 09/213, 268

[32] 1999.10.20 [33] US [31] 09/421, 497

[71] 专利权人 株式会社三丰

地址 日本川崎市

[72] 发明人 N·I·安德莫

审查员 雒晓明

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司

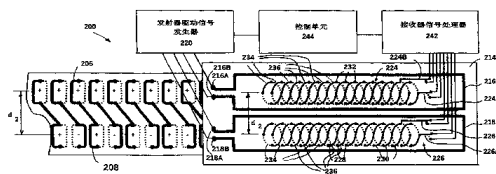
代理人 张政权

权利要求书 12 页 说明书 23 页 附图 8 页

[54] 发明名称 偏移减少的高准确率感应电流绝对位置换能器

[57] 摘要

偏移减少的绝对位置换能器具有在第一通量区内产生第一变化磁通量的至少一个磁场发生器。多个耦合回路具有沿测量轴分别以第一和第二波长隔开的第一和第二多个耦合回路部分，这些部分中的一个感应耦合到来自第一通量区中的发射器绕组的第一变化磁通量，以在其它部分中的第一通量区外产生第一变化磁通量。磁通量传感器位于第一通量区外并响应于第二变化磁通量而产生位置相关输出信号。输出信号在相应的波长处变化。



1. 一种感应绝对位置传感器，包括：

第一部件；

具有测量轴的第二部件，第一部件可沿测量轴移动；

至少两个磁场发生器，每个磁场发生器包括至少一个通量发生器绕组部分，每个磁场发生器可响应于一驱动信号被启动地在相应的初级通量区中产生变化的磁通量；

沿测量轴分布的至少一个多个通量耦合回路，每个通量耦合回路的至少一个接受器部分可位于至少一个初级通量区内，其中，当至少一个初级通量区被启动时，响应于该至少一个被启动的初级通量区内的变化磁通量，在至少一个接受器部分中产生感应电流，每个通量耦合回路的至少一个次级通量发生器部分可位于至少一个被启动的初级通量区外，其中相应的至少一个接受器部分中的感应电流启动至少一个相应的次级通量发生器部分，以在至少一个被启动的次级通量发生器部分中产生次级变化磁通量，多个被启动的次级通量发生器部分在与至少一个被启动的初级通量区实际上隔开的每个至少一个被启动的次级通量区中产生空间调制磁通量，依据预定波长沿测量轴调制每个空间调制磁通量；以及

至少两组磁通量传感器，每组磁通量传感器如此就位，以感测相应的可被启动的次级通量区中的变化磁通量；

其特征在于：

每个通量耦合回路至少具有跨测量轴相互隔开的第一和第二部分；

至少两个磁场发生器和至少两组磁通量传感器位于第一和第二部件中的一个部件上，至少一个多个通量耦合回路位于第一和第二部件中的另一个部件上；以及

每组磁通量传感器根据感测到的磁通量产生至少一个输出信号，每个输出信号是第一和第二部件之间沿测量轴的相对位置和与该组磁通量传感器相关联的被启动的次级通量区中所存在的空间调制通量的图案中的至少一个的函数；以及

在第一和第二部件之间的任何相对位置处，感应绝对位置传感器可通过

启动第一通量发生器至少从第一组磁通量传感器中至少产生第一输出信号，至少一个多个通量耦合回路中的至少次多个的至少第一部分起到相应的接受器部分的作用，至少一个多个通量耦合回路中的次多个的至少第二部分起到相应的被启动次级通量发生器部分的作用，感应绝对位置传感器可通过启动第二通量发生器至少从第二组磁通量传感器中至少产生第二输出信号，至少一个多个通量耦合回路中的次多个的至少第二部分起到相应的接受器部分的作用，至少一个多个通量耦合回路中的次多个的至少第一部分起到相应的被启动次级通量发生器部分的作用；以及

至少一个第一和第二输出信号之间的关系对于第一和第二部件之间沿测量轴的每个相对位置是唯一的。

2. 如权利要求 1 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于每个磁通量传感器包括接收器绕组，至少第一组磁通量传感器的每个接收器绕组包括相应的第一和第二接收器绕组部分。

3. 如权利要求 2 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于第一组磁通量传感器的相应第一和第二接收器绕组部分沿跨测量轴的方向对称地设置于第二组磁通量传感器的两侧上。

4. 如权利要求 3 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于：

至少一个多个通量耦合回路的第一部分沿测量轴以相应于第一波长的间隔隔开；以及

至少一个多个通量耦合回路的第二部分跨测量轴从第一部分的两侧对称地交替延伸，以形成第二部分的两个轨道，每个轨道中的第二部分沿测量轴以相应于第二波长的间隔隔开。

5. 如权利要求 3 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于：

至少一个多个通量耦合回路包括与第二多个通量耦合回路交错的第一多个通量耦合回路；

第一和第二多个通量耦合回路的第一部分沿测量轴对准，且沿测量轴以相应于第一波长的间隔隔开；

第一多个通量耦合回路的每个第二部分从第一多个通量耦合回路的相应第一部分的第一侧跨测量轴延伸，以形成第二部分的第一轨道；

第二多个通量耦合回路的每个第二部分从第二多个通量耦合回路的相应第一部分的第二侧跨测量轴延伸，以形成第二部分的第二轨道，第二侧与

第一侧相对；以及

第一和第二轨道中的第二部分沿测量轴以相应于第二波长的间隔隔开。

6. 如权利要求 3 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于每一对相应的第一和第二接收器绕组部分串联。

7. 如权利要求 3 所述的感应绝对位置传感器，还包括一信号串联电路，其特征在于：

每一对相应的第一和第二接收器绕组部分产生可连到信号处理电路的一对相应的第一和第二部分信号；以及

信号处理电路处理这对相应的第一和第二部分信号，以形成一合成信号。

8. 如权利要求 1 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于在第一时段期间启动至少两个通量发生器中的第一个，在第一时段后发生的第二时段期间启动至少两个通量发生器中的第二个。

9. 如权利要求 8 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于：

在第一时段的第三时段内发生第二时段；以及

第一、第二和第三时段中的每一个时段都具有足够短的相应持续时间，从而第一和第二部件之间的相对移动对至少第一和第二输出信号之间的关系的影响可忽略。

10. 如权利要求 1 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于至少两个通量发生器中的第一个包括在第一通量发生器被启动时同时启动的第一绕组部分和第二绕组部分。

11. 如权利要求 10 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于第一绕组部分和第二绕组部分串联。

12. 如权利要求 1 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于每个预定函数是周期性函数，至少两组磁通量传感器中的每一个包括正交放置的第一接收器绕组和第二接收器绕组。

13. 如权利要求 1 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于每个预定函数为空间波长预定的周期性正弦函数，至少两组磁通量传感器中的每一个包括第一接收器绕组、第二接收器绕组和第三接收器绕组，一组中的每个绕组相应于该组绕组接收到的空间调制通量的空间波长沿测量轴相应于 60 度或 120 度的空间相位分离度放置。

14. 如权利要求 13 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于一组中的每个接收器绕组在与该组绕组接收到的空间调制通量的相同波长处被空间调制。

15. 如权利要求 1 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于每个预定函数是空间波长预定的周期性函数，至少两组磁通量传感器中的每一个包括  $N$  个接收器绕组， $N$  大于或等于 4，一组中的每个绕组相应于该组绕组接收到的空间调制通量的空间波长沿测量轴相应于  $360^\circ/N$  的空间相位分离度放置。

16. 一种感应绝对位置传感器，包括：

第一部件；

位于第一部件上的至少两个磁场发生器，每个磁场发生器至少包括第一绕组；

具有测量轴的第二部件，第一部件位于第二部件附近，第一部件和第二部件可沿测量轴相对移动；第二部件包括一组区域，每个区域相应于一磁场发生器绕组，这些区域沿测量轴延伸并跨测量轴隔开，其特征在于：

第一部件位于第二部件附近，磁场发生器位于第一部件上，每个磁场发生器绕组靠近第二部件的相应区域，以及

每个磁场发生器绕组响应于一驱动信号在第二部件的相应区域中产生一变化磁通量；以及

位于第二部件上的至少第一多个通量耦合回路，每个通量耦合回路至少具有第一耦合回路部分和第二耦合回路部分，其中：

至少第一多个通量耦合回路的第一耦合回路部分位于相应于第一磁场发生器绕组的第二部件的第一区域中，并沿测量轴以相应于第一波长的间隔隔开，

第一多个通量耦合回路中至少一个的第二耦合回路部分沿测量轴以相应于第二波长的间隔隔开，并位于与第一区域跨测量轴隔开的第二部件的至少一个区域中，以及

位于第一部件上的至少两组磁通量传感器，其中：

第一部件位于第二部件附近，至少两组磁通量传感器位于第一部件上，从而至少两组磁通量传感器分别靠近第二部件的相应区域，以及

至少两组磁通量传感器中的每一个分别响应于第二部件的相应区域中变化的磁通量而产生感测信号；

其中：

多个第一耦合回路部分响应于第一区域中的变化磁通量而产生感应电流，感应的电流流过连接的多个第二耦合回路部分而在跨测量轴与第一区域隔开的第二部件的至少一个区域中产生变化的磁通量，以在至少两组磁通量传感器中的至少第二组中产生输出信号，该输出信号是第二组磁通量传感器与多个第二耦合回路部分之间沿测量轴的相对位置的函数，第二组磁通量传感器的输出信号在第二波长处变化，以及

多个第二耦合回路部分响应于跨测量轴与第一区域隔开的第二部件的至少一个区域中的变化磁通量而产生感应电流，感应的电流流过连接的多个第一耦合回路部分而在与第一区域中产生变化的磁通量，以在至少两组磁通量传感器中的第一组中产生输出信号，该输出信号是第一组磁通量传感器与多个第一耦合回路部分之间沿测量轴的相对位置的函数，第一组磁通量传感器的输出信号在第一波长处变化。

17. 如权利要求 16 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于至少两个磁场发生器中的至少第二个包括位于跨测量轴与第一区域隔开的第二部件的两个不同区域中的两个绕组部分，该绕组部分电气串联或反串联。

18. 如权利要求 16 的感应绝对位置传感器，其特征在于至少两组磁通量传感器包括三组，跨测量轴与第一区域隔开的第二部件的至少一个区域包括相应于第二和第三组磁通量传感器的第二和第三区域。

19. 如权利要求 18 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于：

第二部件还包括第四区域和第五区域，第四和第五区域沿测量轴延伸并相互隔开；

至少两个磁场发生器包括位于第一部件上的附加的磁场发生器，其中：  
第一部件位于第二部件附近，附加的磁场发生器靠近第二部件的第四区域，以及

附加的磁场发生器响应于一驱动信号而在第二部件的第四区域中产生一变化磁通量；

这三组磁通量传感器包括位于第一部件上的附加的一组磁通量传感器，其中：

附加的这组磁通量传感器如此放置，从而当第一部件位于第二部件附近时，附加的这组磁通量传感器靠近第二部件的第五区域，以及

附加的这组磁通量传感器响应于在第二部件的第一区域中一变化的磁通量产生一感测的信号；以及

至少第一多个通量耦合回路包括附加的多个通量耦合回路，其中

附加的这组通量耦合回路中的多个第一耦合回路部分位于第二部件的第四区域中并沿测量轴隔开，以及

附加的这组通量耦合回路中的多个第二耦合回路部分位于第二部件的第五区域中并沿测量轴以相应于附加波长的间隔隔开；以及

附加的这组通量耦合回路中的多个第一耦合回路部分响应于第四区域中的变化磁通量而产生感应电流，感应的电流流过附加的这组通量耦合回路中的第二耦合回路部分而在第五区域中产生变化的磁通量，以在附加的这组磁通量传感器中产生输出信号，该输出信号是附加的这组磁通量传感器与附加的这组通量耦合回路中多个第二耦合回路部分之间的相对位置的函数，附加的这组磁通量传感器的输出信号在附加波长处变化。

20. 如权利要求 19 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于附加的这组磁通量传感器的接收器绕组在附加波长处被空间调制。

21. 如权利要求 18 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于对相应于同一空间相位的信号有贡献的第二和第三组磁通量传感器中的传感器电气连接在一起。

22. 如权利要求 18 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于对相应于同一空间相位的信号有贡献的第二和第三组磁通量传感器中的传感器在信号处理期间以电子方式结合。

23. 如权利要求 16 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于这些磁通量传感器组中的每一个包括正交放置的第一接收器绕组和第二接收器绕组。

24. 如权利要求 16 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于这些磁通量传感器组中的每一个包括以 $\lambda/n$ 或 $\lambda/2n$ 的间隔排列的 $n$ 个接收器绕组，这里 $\lambda$ 为相应于邻近的相应区域中的耦合回路部分的波长。

25. 如权利要求 24 所述的感应绝对位置传感器，其特征在于，在这些磁通量传感器中的每一个中，在相应于邻近的相应区域中的耦合回路部分的波长处对 $n$ 个接收器进行空间调制。

26. 一种用于确定第一部件沿测量轴相对于第二部件的绝对位置的方法，包括：

以一变化电流驱动第一磁场发生器而在第二部件的第一区域中产生第一变化磁通量；

响应于第一变化磁通量，以感应方式在多个通量耦合回路中每一个的第一耦合回路部分中产生电流，多个通量耦合回路被分割成第一组和第二组，第一耦合回路沿测量轴以相应于第一波长的间隔排列在第一区域中；

把每个通量耦合回路的第一耦合回路部分的电流导向该通量耦合回路的第二耦合回路部分，多个通量耦合回路的第二耦合回路部分从第一耦合回路部分跨测量轴延伸，第一和第二组中每一个的第二耦合回路部分分别位于第二部件的第二和第三区域中并沿测量轴以相应于第二波长的间隔排列；

以该电流驱动第二耦合回路部分以在第二和第三区域的每一个区域中产生第二变化的磁通量；

响应于第二变化磁通量，以感应方式在第一组磁通量传感器和第二组磁通量传感器的每一个中产生信号，第一和第二组磁通量传感器位于第二和第三区域附近并沿测量轴延伸，第一和第二组磁通量传感器以相应于第二波长的间隔排列；

感测第一和第二组磁通量传感器的每一个中产生的信号；

以一变化电流驱动第二磁场发生器，第二磁场发生器具有位于第二部件的第二和第三区域附近的第一和第二部分，而在第二部件的第二和第三区域中产生第三变化磁通量；

响应于此第三变化磁通量，以感应方式在多个通量耦合回路中每一个的第二耦合回路部分中产生电流；

把多个通量耦合回路中每一个的第二耦合回路部分中的电流导向该通量耦合回路的第一耦合回路部分；

以该电流驱动第一耦合回路部分而在第一区域中产生第四变化的磁通量；

响应于此第四变化磁通量以感应方式在第三组磁通量传感器中产生一信号，第三组磁通量传感器位于第一区域附近并沿测量轴延伸，第三组磁通量传感器以相应于第一波长的间隔排列；

感测第三组磁通量传感器的每一个中产生的信号；以及

根据在第一、第二和第三组磁通量传感器的每一个中产生的信号确定第一部件沿测量轴相对于第二部件的绝对位置。

27. 如权利要求 26 所述的方法，其特征在于以一变化电流驱动第二磁

场发生器包括以沿第一方向流动的电流驱动第二磁场发生器的第一部分，并以沿与第一方向相反的第二方向流动的电流驱动第二磁场发生器的第二部分。

28. 一种用于确定第一部件沿测量轴相对于第二部件的绝对位置的方法，包括：

以一变化电流驱动第一磁场发生器而在第二部件的第一区域中产生第一变化磁通量；

响应于第一变化磁通量，以感应方式在多个通量耦合回路中每一个的第一耦合回路部分中产生电流，多个通量耦合回路被分割成第一组和第二组，第一耦合回路部分沿测量轴以相应于第一波长的间隔排列在第一区域中；

把每个通量耦合回路的第一耦合回路部分的电流导向该通量耦合回路的第二耦合回路部分，多个通量耦合回路的第二耦合回路部分从第一耦合回路部分跨测量轴延伸，第一和第二组中每一个的第二耦合回路部分分别位于第二部件的第二和第三区域中并沿测量轴以相应于第二波长的间隔排列；

以该电流驱动第二耦合回路部分以在第二和第三区域的每一个区域中产生第二变化的磁通量；

响应于第二变化磁通量，以感应方式在第一组磁通量传感器和第二组磁通量传感器的每一个中产生信号，第一和第二组磁通量传感器位于第二和第三区域附近并沿测量轴延伸，第一和第二组磁通量传感器以相应于第二波长的间隔排列；

感测第一和第二组磁通量传感器的每一个中产生的信号；

以一变化电流驱动第二磁场发生器和第三磁场发生器而在第二部件的第二和第三区域中产生第三变化磁通量；

响应于此第三变化磁通量，以感应方式在多个通量耦合回路中每一个的第二耦合回路部分中产生电流；

把多个通量耦合回路中每一个的第二耦合回路部分中的电流导向该通量耦合回路的第一耦合回路部分；

以该电流驱动第一耦合回路部分而在第一区域中产生第四变化的磁通量；

响应于此第四变化磁通量以感应方式在第三组磁通量传感器中产生一信号，第三组磁通量传感器位于第一区域附近并沿测量轴延伸，第三组磁通

量传感器以相应于第一波长的间隔排列；

感测第三组磁通量传感器的每一个中产生的信号；以及

根据在第一、第二和第三组磁通量传感器的每一个中产生的信号确定第一部件沿测量轴相对于第二部件的绝对位置。

29. 如权利要求 28 所述的方法，其特征在于以一变化电流驱动第二磁场发生器和第三磁场发生器包括以沿第一方向流动的电流驱动第二磁场发生器，并以沿与第一方向相反的第二方向流动的电流驱动第三磁场发生器。

30. 一种感应绝对位置传感器，包括：

第一部件；

第二部件，第一部件可沿一测量轴相对于第二部件移动；

第一磁场发生器，其中，当以一变化的电流驱动第一磁场发生器时，第一磁场发生器在第二部件的第一区域中产生一变化的磁通量；

第一和第二组磁通量传感器，第一和第二组磁通量传感器位于第二部件的第二和第三区域附近并沿测量轴延伸，第二和第三区域实际上由第一区域所隔开，第一和第二组磁通量传感器以相应于第一波长的间隔排列；

多个通量耦合回路，此多个通量耦合回路分割成第一组和第二组，每个通量耦合回路具有第一耦合回路部分和第二耦合回路部分，第一耦合回路部分沿测量轴以相应于第二波长的间隔排列在第一区域中，多个通量耦合回路的第二耦合回路部分从第一耦合回路部分跨测量轴延伸，第一和第二组中每一个第二耦合回路部分分别位于第二部件的第二和第三区域中并沿测量轴以相应于第一波长的间隔排列，其中，响应于第一变化磁通量：

以感应方式在多个通量耦合回路中每一个的第一耦合回路部分中产生电流，

把每个通量耦合回路的第一耦合回路部分的电流导向该通量耦合回路的第二耦合回路部分，以该电流驱动第二耦合回路部分以在第二和第三区域的每一个区域中产生第二变化的磁通量，第二变化磁通量在沿测量轴相应于第一波长的间隔处被空间调制，以及

响应于第二变化磁通量，以感应方式在第一组磁通量传感器和第二组磁通量传感器的每一个中产生信号；

第二磁场发生器具有第一和第二部分，其中，当以一变化电流驱动第二磁场发生器时，第一和第二部分分别在第二部件的第二和第三区域中产生第

三变化磁通量；

第三组磁通量传感器，第三组磁通量传感器位于第一区域附近并沿测量轴延伸，第三组磁通量传感器以相应于第二波长的间隔排列，其中，响应于此第三变化磁通量：

以感应方式在多个通量耦合回路中每一个的第二耦合回路部分中产生电流；

把每个通量耦合回路中的第二耦合回路部分中的电流导向该通量耦合回路的第一耦合回路部分，以该电流驱动第一耦合回路部分而在第一区域中产生第四变化的磁通量，此第四变化磁通量在沿测量轴相应于第二波长的间隔处被空间调制，以及

响应于此第四变化磁通量以感应方式在第三组磁通量传感器中产生一信号；以及

信号处理电路，根据在第一、第二和第三组磁通量传感器的每一个中产生的信号确定第一部件沿测量轴相对于第二部件的绝对位置。

31. 一种感应绝对位置传感器，包括：

第一部件；

第二部件，第一部件可沿一测量轴相对于第二部件移动；

第一磁场发生器，其中，当以一变化的电流驱动第一磁场发生器时，第一磁场发生器在第二部件的第一区域中产生一变化的磁通量；

第一和第二组磁通量传感器，第一和第二组磁通量传感器位于第二部件的第二和第三区域附近并沿测量轴延伸，第二和第三区域实际上由第一区域所隔开，第一和第二组磁通量传感器以相应于第一波长的间隔排列；

多个通量耦合回路，此多个通量耦合回路分割成第一组和第二组，每个通量耦合回路具有第一耦合回路部分和第二耦合回路部分，第一耦合回路部分沿测量轴以相应于第二波长的间隔排列在第一区域中，多个通量耦合回路的第二耦合回路部分从第一耦合回路部分跨测量轴延伸，第一和第二组中每一个第二耦合回路部分分别位于第二部件的第二和第三区域中并沿测量轴以相应于第一波长的间隔排列，其中，响应于第一变化磁通量：

以感应方式在多个通量耦合回路中每一个的第一耦合回路部分中产生电流，

把每个通量耦合回路的第一耦合回路部分的电流导向该通量耦合回路

的第二耦合回路部分，以该电流驱动第二耦合回路部分以在第二和第三区域的每一个区域中产生第二变化的磁通量，以及

响应于第二变化磁通量，以感应方式在第一组磁通量传感器和第二组磁通量传感器的每一个中产生信号；

第二和第三磁场发生器，其中，当以一变化电流驱动第二和第三磁场发生器时，第二和第三磁场发生器分别在第二部件的第二和第三区域中产生第三变化磁通量；

第三组磁通量传感器，第三组磁通量传感器位于第一区域附近并沿测量轴延伸，第三组磁通量传感器以相应于第二波长的间隔排列，其中，响应于此第三变化磁通量：

以感应方式在多个通量耦合回路中每一个的第二耦合回路部分中产生电流；

把多个通量耦合回路中每一个的第二耦合回路部分中的电流导向该通量耦合回路的第一耦合回路部分，以该电流驱动第一耦合回路部分而在第一区域中产生第四变化的磁通量，以及

响应于此第四变化磁通量以感应方式在第三组磁通量传感器中产生一信号；以及

信号处理电路，根据在第一、第二和第三组磁通量传感器的每一个中产生的信号确定第一部件沿测量轴相对于第二部件的绝对位置。

32. 一组在绝对位置感应换能器中使用的通量耦合回路，该组包括沿标尺部件的测量轴排列的多个耦合回路，其特征在于：

该组的每个耦合回路至少包括沿跨测量轴的方向相互隔开的第一和第二部分；

至少对于多个耦合回路中的次多个，至少该组耦合回路的第一部分沿测量轴以相应于第一标尺波长的间隔排列，至少该组耦合回路的第二部分沿测量轴以相应于第二标尺波长的间隔排列；以及

在至少包括多个耦合回路中的次多个的跨度内，对于沿测量轴每个位置，第一和第二波长之间的空间相位关系是唯一的。

33. 一种在绝对位置感应换能器中使用的读头元件和标尺元件组，其特征在于：

标尺元件包括一组通量耦合回路，这组通量耦合回路包括沿标尺元件的

测量轴排列的多个耦合回路；

该组通量耦合回路的每个耦合回路至少包括沿跨测量轴的方向相互隔开的第一和第二部分，其中；

至少对于多个耦合回路中的次多个，至少该次多个耦合回路的第一部分沿测量轴以相应于第一标尺波长的间隔排列，至少该次多个耦合回路的第二部分沿测量轴以相应于第二标尺波长的间隔排列，以及

在至少包括多个耦合回路中的次多个的跨度内，对于沿测量轴每个位置，第一和第二波长之间的空间相位关系是唯一的；

读头元件至少包括沿跨测量轴的方向相互隔开的第一和第二区域，第一区域包含至少一个第一区域发射器绕组和至少一个第一区域磁通量传感器，第二区域包含至少一个第二区域发射器绕组和至少一个第二区域磁通量传感器；以及

标尺元件上至少多个耦合回路中的至少次多个的第一部分可与读头元件上的第一区域对准，标尺元件上至少多个耦合回路中的至少次多个的第二耦合回路部分可与读头元件上的第二区域对准。

34. 如权利要求 33 所述的读头元件和标尺元件组，其特征在于

位于第一区域中的至少一个磁通量传感器响应于至少一个第二区域发射器绕组中的变化电流而产生至少一个第一区域输出信号，至少一个第一区域输出信号对于沿标尺元件测量轴的读头位置在第一波长处变化，以及

位于第二区域中的至少一个磁通量传感器响应于至少一个第一区域发射器绕组中的变化电流而产生至少一个第二区域输出信号，至少一个第二区域输出信号对于沿标尺元件测量轴的读头位置在第二波长处变化。

## 偏移减少的高准确率感应电流绝对位置换能器

### 技术领域

本发明涉及感应电流线性和旋转绝对位置换能器(transducer)。尤其是,本发明旨在绕组(winding)结构改进的旋转和线性感应电流绝对位置换能器,以增大与换能器位置不相关的输出信号中有效输出信号分量(即,对应于换能器位置的分量)相对于额外(“偏移”)分量的比例。

### 背景技术

感应电流位置换能器通常具有相对于标尺(scale)部件可移到的读头。位置换能器可具有带一个或多个换能器的读头,每个换能器具有一发射器(transmitter)绕组和重叠的接收器绕组。每个换能器在标尺部件上有一个标尺。标尺部件上的每个标尺包括多个通量调制器(flux modulator)。重要的是,每个换能器的接收器绕组具有不同于其它接收器绕组的波长。类似地,每个通量调制器具有沿测量轴测得的长度,该长度等于相应接收器绕组的波长的一半。

每个换能器使用两个重叠的接收器绕组,这两个绕组隔开标尺波长的四分之一,以提供正交的输出信号。因此,从接收器绕组输出的信号的相位相差90度。来自两个接收器绕组的信号之间的关系使得可确定移动方向。

随着标尺沿测量轴移动,接收器绕组的信号幅度依据一正弦函数。每个接收器绕组具有绕组方向交变的回路。每个接收器绕组具有极性为正的第一组回路以及分别位于第一组每个相邻回路之间的极性为负的第二组回路。因而,正极性回路中感应的电动势(EMF)所具有的极性与负极性回路中感应的EMF的极性相反。正极性回路一般包围与负极性回路相同的尺寸的面积继而在标称上相同数量的磁通量。因此,正极性回路中产生的EMF的绝对幅值在标称上与负极性回路中所产生的EMF相同。

正极性回路的数目也等于负极性回路的数目。因而,正极性回路中感应的正极性EMF恰好由负极性回路中感应的负极性EMF所抵销。相应地,每个

接收器绕组上的净额定 EMF 为零，因发射器绕组到接收器绕组的直接耦合的结果，将没有信号从接收器绕组输出。

当把读头置于标尺附近时，发射器绕组所产生的变化的磁通量也通过通量调制器。通量调制器对此变化的磁通量进行调制。

图 1A 示出随着通量调制器相对于正极性回路移动而来自正极性回路的位置相关输出。假设通量调制器为通量分离器(disrupter)，最小的信号幅度相应于通量分离器与正极性回路精确对准的那些位置，而最大幅度位置相应于与负极性回路对准的通量分离器。

图 1B 示出来自每个负极性回路的信号输出。如图 1A 的信号所示，最小信号幅度相应于通量分离器与正极性回路精确对准的那些位置，而最大信号输出相应于通量分离器与负极性回路精确对准的那些位置。应理解，如果替代通量分离器而使用通量增强器(enhancer)，则图 1A 和 1B 中的最小信号幅度将相应于与负极性回路对准的通量增强器，而最大信号幅度将相应于与正极性回路的通量增强器。

图 1C 示出任一个重叠的接收器绕组的净信号输出。此净信号等于来自正和负极性回路的信号输出之和，即图 1A 和 1B 所示信号之和。理想地，图 1C 所示的净信号应关于零对称，即，正和负极性回路应精确平衡以产生零偏移的对称输出。

然而，在实际器件中，常常会在净信号中出现“DC”（位置无关）分量。此 DC 分量为偏移信号  $V_0$ 。此偏移  $V_0$  是使信号处理复杂并导致不想要的位置测量误差的无关信号分量。此偏移有两个主要的来源。

首先，全幅度的发射器场(field)通过接收器绕组。如上所述，这在每个回路中感应出一电压。由于这些回路具有相反的绕组方向，所以在名义上消除感应的电压。然而，为了完全消除接收器绕组中感应的电压需要正和负回路准确地定位和成形以达到完全平衡的结果。由于发射器绕组在接收器绕组回路中直接感应出的电压比通量调制器所引起的感应电压的调制强得多，所以平衡容限是很重要的。实际上，制造容限总是抑制了完全平衡。

其次，通量调制器所产生的空间调制场也表现出一与位置无关的平均偏移分量。即，位于发射器绕组所产生的磁场内的通量调制器在磁场中都产生相同极性的空间调制。例如，在使用通量分离器时，由于发射器场内的通量分离器都产生相同极性的次级磁场，所以来自通量调制器的感应涡流场有偏

移。与此同时，通量分离器之间的空间不产生次级磁场。

因而，接收器绕组的每个正极性回路和每个负极性回路看作在具有相同极性的最小值和最大值之间变化的净磁场。此函数的平均值不关于零平衡，即它具有大的额定偏移。类似地，在使用通量增强器时，由于发射器绕组内的增强器都产生相同的场调制，所以通量增强器引起的场调制有偏置，而调制器之间的空间不提供调制。因此，每个接收器绕组的每个正和负极性回路看作在具有相同极性的最小值和最大值之间变化的空间调制场。此函数的平均值具有大的额定偏移。

具有相等数目的类似正和负极性回路的接收器绕组有助于消除偏移分量。然而，正和负极性回路之间的任何不完全平衡引起如上所述的剩余偏移。

希望仅通过接收器绕组中的正和负极性回路之间的对称来消除这两种偏移分量。这就对接收器绕组的制造精度产生了迫切的需要。制造换能器的实践表明，实际上不可能消除来自感应电流位置换能器的误差来源。

#### 发明内容

本发明提供了一种绕组结构改进以减少输出信号的 DC 偏移分量的感应电流绝对位置换能器。

本发明还提供了一种“偏移减少”的绝对感应电流位置换能器，该换能器具有可沿测量轴相对移动的标尺和读头。

改进的绕组结构增大了输出信号中 useful 输出信号分量相对于无关（“偏移”）分量的比例，而不需要增加换能器的制造准确率。此外，此绕组结构还增强了给定测量范围的每单位位移的输出信号变化程度。此外，改进的绕组结构在绝对位置换能器中提供了偏移减少的输出信号。

这是通过把发射器和接收器绕组之间的无关耦合减到最小并消除的绕组结构来实现的。此绕组结构还通过与绕组的多个空间调制互动的标尺上的多个耦合绕组在绕组之间提供增强的位置相关耦合。

读头包括至少一个磁通量传感器。读头还包括响应于驱动信号以在第一通量区中产生第一变化磁场的至少一个磁场发生器。

标尺部件具有沿测量轴延伸的多个通量耦合回路。通量耦合回路至少包括第一多个耦合回路部分和第二多个耦合回路部分。第一多个耦合回路部分沿测量轴以第一波长隔开，第二多个通量耦合回路沿测量轴以不同于第一波

长的第二波长隔开。通量耦合回路响应于第一多个耦合回路部分和第二多个耦合回路部分之一中的第一变化磁通量，以产生第一通量区外并在第一多个耦合回路部分和第二多个耦合回路部分的另一个中的第二变化磁通量。

偏移减少的感应绝对位置传感器的读头还包括位于第一通量区外的磁通量传感器。磁通量传感器响应于第二变化磁通量以产生一输出信号，该信号是磁通量传感器和通量耦合回路之间的相对位置的函数。输出信号在产生第二变化磁通量的第一多个耦合回路部分和第二多个耦合回路部分中相应另一个的第一或第二波长处改变。把在第一波长处改变的输出信号与在第二波长处改变的输出信号相比较，以提供限定绝对可测距离的粗略(合成)波长。可通过连续地计算横贯粗略波长来延长可测距离。

本发明的一个示例实施例具有通量耦合回路，该回路具有至少两个部分。在此示例实施例中，这两个部分中的每一个部分沿测量轴在标尺部件上以两个波长中相应一个波长的一半隔开。耦合回路的第一部分延伸到第一通量区内。发射器绕组在第一通量区中产生第一变化通量，第一变化通量在通量耦合回路的第一部分中感应出一电流。感应的电流通过位于第二通量区(在空间上与第一通量区偏移)中的耦合回路的第二部分。在第二部分中感应的电流在第二通量区中产生空间调制次级变化磁通量。耦合回路对位于此波长(所有其它的相应耦合回路部分沿测量轴以此波长隔开)处的次级磁通量进行空间调制。第二通量区中的通量传感器感测此次级磁通量以产生位置相关的输出信号。

可把第二发射器绕组置于第二通量区中，而把相应的第二接收器绕组置于第一通量区中。然后，可选择性地对第二发射器绕组供能，从而第二接收器绕组产生一位置相关输出信号，该信号随波长(所有其它的第一回路部分沿测量轴以此波长隔开)而改变。因此，通过使用相同的通量耦合回路产生至少两个不同的波长输出。因而，不同的波长对绝对位置感测系统使能。再者，由于同一组耦合回路产生两个不同的波长，实现了高度的空间效率。

从以下对依据本发明的偏移减少的换能器的各示例实施例的详细描述来描述本发明的这些和其它特征或将使它们变得明显起来。

#### 附图概述

将参考以下附图来详细地描述依据本发明的偏移减少的换能器的各示

例实施例，其中：

图 1A 示出感应电流位置换能器的正极性回路的位置相关输出；

图 1B 示出感应电流位置换能器的负极性回路的位置相关输出；

图 1C 示出图 1A 和 1B 的正和负极性回路的净位置相关输出；

图 2 示出有不想要的额外信号偏移分量的绝对位置换能器；

图 3 示出依据本发明的偏移减少感应电流绝对位置换能器的第一实施例的标尺；

图 4 示出依据本发明的偏移减少感应电流绝对位置换能器的第一实施例；

图 5 示出依据本发明的偏移减少感应电流绝对位置换能器的第二实施例；

图 6A 示出依据本发明的偏移减少感应电流绝对位置换能器的第三实施例；

图 6B 示出图 6A 的偏移减少的感应电流绝对位置换能器的第一换能器；

图 6C 示出图 6A 的偏移减少的感应电流绝对位置换能器的第二换能器；

图 7 示出依据本发明的偏移减少感应电流绝对位置换能器的第四实施例；

图 8 示出依据本发明的偏移减少感应电流绝对位置换能器的第五实施例；以及

图 9 示出依据本发明的偏移减少感应电流绝对位置换能器的第六实施例。

#### 本发明的具体实施方式

5,886,519 号美国专利揭示了一种感应电流绝对位置换能器，这里引入该这里的全部内容。519 号专利还揭示了可用于依据本发明的偏移减少的感应电流绝对位置换能器中的感应电流绝对位置换能器的有关信号处理技术。

图 2 从总体上示出 519 专利的感应电流绝对位置换能器的操作。如图 2 所示，感应电流绝对位置换能器 100 包括可相对于标尺 132 移动的读头 148。最好使用标准印刷电路板技术在印刷电路板上形成标尺 132 和读头 148。

感应绝对位置换能器 100 包括位于平行轨道(track)上的三个换能器 102、104 和 106。这三个换能器 102、104 和 106 中的每一个换能器分别包括

发射器绕组 108、110 和 112 以及分别包括两个重叠的接收器绕组 114 和 116、118 和 120 以及 122 和 124。每个换能器 102、104 和 106 还包括标尺 126、128 和 130。在感应绝对位置换能器 100 的标尺部件 132 上形成标尺 126、128 和 130。每个标尺 126、128 和 130 包括多个通量调制器 134。重要的是，换能器 102、104 和 106 的接收器绕组 114 和 116、118 和 120 以及 122 和 124 分别具有波长 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  和  $\lambda_3$ 。类似地，标尺 126、128 和 130 上的每一个通量调制器 134 分别具有沿处理轴 142 测得的长度 136、138 和 140 等于相应波长 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  和  $\lambda_3$  的一半。

图 2 示出以波长 $\lambda_3$  相等地隔开的几条垂直线，由虚线来表示半波长标记。垂直线和虚线提供了有助于表示波长 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  如何不同于波长 $\lambda_3$  的视觉参考。

最好，波长 $\lambda_1$  等于 2.54mm，波长 $\lambda_2$  等于 2.4094mm，波长 $\lambda_3$  等于 2.56mm。可使用任一个换能器 102 和 106 来提供精细波长测量。波长 $\lambda_3$  (2.56mm) 对毫米测量尤其有用，因为它简化了数字计算。波长 $\lambda_1$  (2.54mm) 等于 0.1 英寸。因而，它在英寸测量中使用，因为它简化了英寸/毫米转换计算。

波长 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  和  $\lambda_3$  的值稍有不同。这些波长对之间的空间相位差沿标尺变化，且在比各波长 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$  和  $\lambda_3$  中任一个长得多的空间长度上经过一完整的 360° 循环。相应地，可对于长范围测量组合来自波长不同的两个换能器（诸如换能器 102、104 和 106 中的两个）的位置输出信息。

组合的位置信息根据对“中间波长”或“粗略波长”的空间“相位相关”计算提供了绝对位置信息。此“中间”或“粗略”波长相应于 360° 的相对空间相移，这是从两个换能器的空间波长中得出的。此“中间”或“粗略”波长比换能器 102、104 或 106 中任一个单独实现的绝对测量范围长得多。

当两个换能器的空间波长变得愈加类似时，从来自两个换能器的信号中得出的相位差在不断延长的“相位相关”波长上经过一完整的 360° 循环。这相应于大的绝对测量范围。

换能器 102、104 和 106 的波长之间可允许的实际关系继而该器件的总绝对测量范围与三个波长/换能器中每一个的测量准确率有关。各换能器的测量准确率高表明能准确地确定位置达到换能器波长的一小部分的分辨率。

“内插比(interpolation ratio)”描述了可获得的子波长分辨率或准确率的程度。即，它是波长对选中的位置分辨率增量的比值。可把此术语应用于各换能器的波长或上述的有效“中间”或“粗略”波长。

在图 2 所示的感应绝对位置换能器 100 中，必需以对相对相位计算非常保守的“误差余量”来构成感应绝对位置换能器 100。即，在最坏的情况下，“中间”或“粗略”相对相位计算必须识别相对移动相应于绝对系统的“下一更精细的”测量模式的换能器元件各特定波长的位置。否则，将在整个绝对位置计算中产生相应于“下一更精细的”测量模式的至少一个波长的误差。“波长比”的意思是相对更粗略的有效波长对“下一更精细的”有效波长之比，例如粗略/中间或中间/精细。

对于图 2 的感应绝对位置换能器 100，使用与各换能器的内插比相比为低的波长比来获得保守的误差余量。在这里所讨论的本发明的感应绝对位置换能器的各示例实施例中所使用的波长比仅为 16/1(对于中间/精细)及 8/1(对于粗略/中间)。这些波长比对各换能器 102、104 和 106 及其相关精细波长所期望的额定准确率和 256/1 的内插比提供准确而安全的余量。波长比可依据系统设计容限和可允许的成本而增大。然而，这可能导致要冒引起绝对测量读数不准确的误差的更大风险。

波长 $\lambda_1$ 和 $\lambda_3$ 之间的相位差提供了 325.12mm 的有效粗略波长。为了提供中间波长 $\lambda_M$ ，2.56mm 的波长 $\lambda_3$ 与 2.4094mm 的波长 $\lambda_2$ 之差提供了 40.96mm 的波长，它等于 16 x 2.56mm 及 17 x 2.4094mm。因而，粗略/中间比为 325.12/40.96 或近似于 8。粗略/精细比为 325.12/2.54=128 或 325.12/2.56=127。应理解，为了保证各绝对位置换能器具有足够的测量范围，粗略/精细比最好为至少 100，而中间/精细比最好为至少 10。以下定量描述归纳了相应于依据这里所讨论的本发明的感应绝对位置换能器的各示例实施例中使用的精细(毫米和英寸)、中间和粗略操作模式的设计方针。

尤其是，波长 $\lambda_1$ 、 $\lambda_2$ 和 $\lambda_3$ 为： $\lambda_1=2.54\text{mm}$ ； $\lambda_2=2.4094\text{mm}$ ；及 $\lambda_3=2.56\text{mm}$ 。每个换能器 102、104 和 106 的空间相位位置被分别定义为 $\phi_1$ 、 $\phi_2$ 和 $\phi_3$ 。波长 $\lambda_1$ 和 $\lambda_3$ 是精细模式波长 $\lambda_F$ 。波长 $\lambda_3$ 用于毫米精细模式测量。波长 $\lambda_1$ 用于英寸精细模式测量。中间模式波长 $\lambda_M$ 被确定为：

$$\lambda_M = \lambda_3 * \frac{\lambda_2}{\lambda_3 - \lambda_2}$$

因而，中间模式波长 $\lambda_M$ 为 40.96mm。粗略模式波长 $\lambda_C$ 被确定为：

$$\lambda_C = \lambda_1 * \frac{\lambda_3}{\lambda_3 - \lambda_1}$$

因而，当 $\lambda_1$ 为 2.54mm， $\lambda_3$ 为 2.56mm 时，粗略模式波长 $\lambda_C$ 为 325.12mm。

粗略波长 $\lambda_c$ 的相位位置为 $\phi_1-\phi_2$ 。中间波长 $\lambda_{M3}$ 的相位位置为 $\phi_2-\phi_3$ 。以下定义总相位位置 $\phi_n$ 的计算。由如下所述的积分来计算任一个精细波长 $\lambda_1$ 或 $\lambda_3$ 的相位位置。

如上所述，最好在单个印刷电路板的两层上分别制造换能器 102、104 和 106 的发射器绕组 108、110 和 112 以及接收器绕组 114 和 116、118 和 120 及 122 和 124。

如上所述，每个换能器 102、104 和 106 分别使用两个接收器绕组 114 和 116、118 和 120 及 122 和 124。通过隔开标尺波长的四分之一，这些接收器绕组是正交的。因此，来自这些接收器绕组的信号输出的相位在空间上相差  $90^\circ$ 。来自两个接收器绕组的信号之间的关系使得可确定移动方向并可计算精细波长内任何位置处的明确精细位置测量。

在图 2 的感应绝对位置换能器 100 中，当标尺 132 沿测量轴 142 移动时，接收器绕组的信号幅度依据一正弦函数。获得标尺的一个本地波长相对于相应接收器绕组的线性和相位位置  $x$  和  $\phi_n$  分别为：

$$x = \tan^{-1}(s_1/s_2) * (\lambda_n/360^\circ)$$

$$\phi_n = \tan^{-1}(S_{n1}/S_{n2})$$

其中：

$x$  为线性位置；

$\phi_n$  为空间相位位置，这里分别对于换能器 102、104 或 106， $n=1、2$  或  $3$ ；

$S_{n1}$  和  $S_{n2}$  是来自相应的接收器绕组的输出信号的幅度；以及

$\lambda_n$  为相应的波长。

$\tan^{-1}$  函数利用  $S_{n1}$  和  $S_{n2}$  信号的信号极性把返还  $0^\circ$  到  $360^\circ$  之间的角，来识别相应于这些信号的波长适当“象限”。

此外，在这些实施例中，每个换能器 102、104 和 106 的接收器绕组的长度应为最靠近中间波长 $\lambda_M$ 的整数波长。最好，中间波长 $\lambda_M$ 等于每个换能器 102、104 和 106 的整数波长。然而，换能器 102、104 和 106 中的至多两个将具有等于中间波长 $\lambda_M$ 的整数波长。

图 3 和 4 示出依据本发明的偏移减少的感应电流绝对位置换能器的第一实施例 200。偏移减少的感应电流换能器 200 产生通常叫做“绝对值”的输出类型。“绝对值”意味着换能器 200 产生不在换能器位移的范围上重复的循环输出。尤其是，图 3 示出换能器 200 的偏移减少的标尺 202 的第一

示例实施例。如图 3 所示，偏移减少的标尺 202 包括多个闭环耦合回路 204。每个耦合回路 204 与其它耦合回路 204 电气隔离。

多个耦合回路 204 中的每一个回路包括通过一对连接导体 210 连接的第一回路部分 206 和第二回路部分 208。第一回路部分 206 沿标尺 202 的一条侧边布置并沿测量轴 212 排列。第二回路部分 208 沿标尺 202 的第二侧边布置并沿测量轴 212 排列。连接导体 210 一般垂直于测量轴 212 延伸，以把第一回路部分 206 连接到第二回路部分 208。

如图 4 所示，换能器 200 的读头 214 包括第一发射器绕组 216 和第二发射器绕组 218。如图 4 所示，第一发射器绕组 216 设置在读头 214 的第一侧边，而第二发射器绕组 218 设置在读头 214 的另一条侧边。发射器绕组 216 和 218 中的每一个具有沿测量轴 212 延伸的相同长度的尺寸。

第一发射器绕组 216 的端子 216A 和 216B 及第二发射器绕组 218 的端子 218A 和 218B 连接到发射器驱动信号发生器 220。发生器驱动信号发生器 220 把时间变化驱动信号选择性地输出到第一发射器绕组 216 或第二发射器绕组 218。因而，时间变化电流流过第一发射器绕组 216 或第二发射器绕组 218。

如图 4 所示，响应于发射器驱动信号发生器 220 利用使顺时针电流在第一发射器绕组 216 中瞬时流动的时间变化驱动信号，第一发射器绕组 216 产生一磁场，该磁场下降到第一发射器绕组 216 内(进入图 4 平面)，并上升到离开第一发射器绕组 216 形成的回路外(离开图 4 平面)。与此响应，在第一回路部分 206 中感应出抵销磁场变化的逆时针电流。

因而，在每个第一回路部分 206 中感应的电流沿与在相邻第一发射器绕组 216 中流动的电流相反的方向流动。如图 4 所示，第二回路部分 208 的相邻回路部分具有极性相反的回路电流。因而，产生次级磁场，该磁场具有在标尺 202 的第二回路部分 208 上沿测量轴周期性分布的极性相反的场部分。周期性次级磁场的波长 $\lambda_2$ 等于具有类似电流方向的第二回路部分 208 隔开的距离。

响应于驱动信号发生器 220 利用使顺时针电流在第二发射器绕组 218 中瞬时流动的时间变化驱动信号，第二发射器绕组 218 产生一初级磁场，该磁场下降到第二发射器绕组 218 内(进入图 4 平面)，并上升而离开第二发射器绕组 218 形成的回路外(离开图 4 平面)。与此响应，在第二回路部分 208 中感应出抵销磁场变化的逆时针电流。

因而，在每个第二回路部分 208 中感应的电流沿与在各相邻第二发射器绕组 218 中流动的电流相反的方向流动。在标尺 214 的另一边上的第一回路部分 206 的相邻回路部分具有极性相反的回路电流。因而，产生次级磁场，该磁场具有在标尺另一边上周期性分布的极性相反的场部分。周期性次级磁场的波长 $\lambda_1$  等于具有相同电流方向的第一回路部分 206 隔开的距离。

读头 214 包括第一和第二接收器绕组群 224 和 226。第一接收器绕组群 224 包括第一和第二接收器绕组 224A 和 224B。第二接收器绕组群包括第一和第二接收器绕组 226A 和 226B。每个第一和第二接收器绕组群 224 和 226 都由在形成读头 214 的印刷电路板的两个邻近层上形成的多个回路段 (segment) 228 和 230 来形成。

回路段 228 和 230 通过馈送通路 (through) 232 链接起来，以在每个接收器绕组 224A、224B、226A 和 226B 中形成交变的正极性回路 234 和负极性回路 236。第一接收器绕组群 224 沿读头 214 的第一边放置，且感应耦合到沿测量轴的第一回路部分 206。第二接收器绕组群 226 沿读头 214 的第二边排列，且感应耦合到沿测量轴 212 的第二回路部分 208。

每个第一回路部分 206 以等于第一接收器绕组群 224 的波长 $\lambda_1$  一半的间距排列。此外，每个第一回路部分 206 沿测量轴 212 延伸的距离与第二回路部分沿测量轴延伸的距离匹配。每个第二回路部分 208 以等于第二接收器绕组群 226 的波长 $\lambda_2$  一半的间距排列。此外，每个第二回路部分 208 沿测量轴 212 延伸尽可能接近波长 $\lambda_2$  的距离，同时仍在相邻第二回路部分 208 之间提供绝缘空间 240。此外，第一和第二回路部分 206 和 208 沿垂直于测量轴 212 的方向延伸距离  $d_1$ 。

如图 3 和 4 所示，第二回路部分 208 与相应的第一回路部分 206 隔开距离  $d_2$ ，且第一和第二接收器绕组群 224 和 226 相互隔开距离  $d_2$ 。相应地，如图 4 所示，当靠近标尺 202 放置读头 214 时，第一发射器绕组 216 和第一接收器绕组群 224 感应耦合到多个耦合回路 204 的第一回路部分 206。类似地，第二发射器绕组 218 和第二接收器绕组群 226 感应耦合到多个耦合回路 204 的第二回路部分 208。

在操作中，发射器驱动信号发生器 220 把时间变化驱动信号选择性地输出到第一发射器绕组 216 或第二发射器绕组 218。在启动第一发射器绕组 216 的情况下，多个耦合回路 204 的每个第一回路部分 206 通过第一发射器绕组

216 所产生的磁场感应耦合到第一发射器绕组 216。因而，流过第一发射器绕组 216 的顺时针电流感应通过第一回路部分 206 的逆时针电流。

耦合回路 204 的每个第一回路部分 206 中的瞬时逆时针流动电流产生一磁场，该磁场下降到第二回路部分 208 中每隔一个的一个回路内（进入图 4 平面），并上升到离开第二回路部分 208 中每隔一个的另一个回路内（离开图 4 平面）。因而，沿测量轴 212 形成净交变或空间调制的磁场。耦合回路 204 的第二回路部分 208 的这种空间调制磁场具有波长 $\lambda_2$ 。

当读头 214 相对于标尺 202 移动时，第二接收器绕组群 226 的正极性回路 234 的净输出为读头 214 沿标尺 202 的位置“x”的周期性函数。类似地，当读头 214 相对于标尺 202 移动时，来自第二接收器绕组群 226 的负极性回路 236 的净输出也是读头 214 沿标尺 202 的位置“x”的周期性函数。来自正极性回路 234 和负极性回路 236 的 EMF 贡献是同相的。因而，组合的正极性回路 234 和负极性回路 236 产生相应于图 1C 的净位置相关输出信号，但由无关耦合引起的 DC 偏置  $V_0$  减少到在偏移减少的绝对位置换能器 200 中可忽略。

当把一时间变化驱动信号加到第一发射器绕组 216 时，在耦合回路 204 的第一回路部分 206 中感应出一电流的第一发射器绕组 216 内产生第一磁场。因而，耦合回路 204 的第一回路部分 206“感应耦合”到第一发射器绕组 216。在第一回路部分 206 中感应出的电流还流过耦合回路 204 的第二回路部分 208。因而，第二回路部分 208 中的电流“耦合”到第一回路部分 206 中的电流。第二回路部分 208 中的电流产生一磁场，该磁场沿测量轴 212 的方向被空间调制。此空间调制磁场被第二接收器绕组群 226 感测。因而，第二回路部分 208“感应耦合”到第二接收器绕组群 226。

由于跨第二接收器绕组群 226 延伸并在第二接收器绕组群 226 内直接感应出次级电流的第一发射器绕组 216 所产生的第一磁场，所以在第一发射器绕组 216 和第二接收器绕组群 226 之间还存在一直接的感应耦合。然而，由于第一发射器绕组 216 与第二接收器绕组群 226 之间的空间偏移，使得此直接感应耦合较第二回路部分 208 与第二接收器绕组群 226 之间的感应耦合弱。这是真的，因为第一发射器绕组 216 所产生的磁场的强度基本上随离开第一发射器绕组 216 的距离的增大而减小。因此，空间偏移基本上减少了直接耦合引起的 DC 偏置  $V_0$ 。

在把时间变化驱动信号加到第二发射器绕组 218 时实现类似的 DC 偏置  $V_0$ 。

的减少，利用第一接收器绕组群 224 来感测第一回路部分 206 所产生的空间调制磁场。

接收器信号处理器 242 输入来自第二接收器绕组群 226 的输出信号并对其进行采样，把这些信号转换成数字值并把它们输出到控制单元 244。控制单元 244 处理这些数字化的输出信号，以确定读头 214 和标尺 202 之间在波长 $\lambda_2$ 内的相对位置  $x$ 。

在控制单元 244 确定读头 214 和标尺 202 之间在波长 $\lambda_2$ 内的相对位置后，发射器驱动信号发生器 220 选择第二发射器绕组 218，以把时间变化驱动信号加到第二发射器绕组 218。在第一时段的第三时段内发生第二时段，第一、第二和第三时段中的每一个时段都具有足够短的相应持续时间，从而第一和第二部件之间的相对移动对至少第一和第二输出信号之间的关系的影响可忽略。

每个第二回路部分 208 通过第一发射器绕组 218 所产生的磁场感应耦合到第二发射器绕组部分 218。因而，流过第二发射器绕组 218 的瞬时顺时针电流感应出通过每个第二回路部分 208 的逆时针感应电流。每个第二回路部分 208 内的此瞬时逆时针电流产生一空间调制磁场，该磁场下降到第一回路部分 206 中每隔一个的一个回路内(进入图 4 平面)，并上升到离开第一回路部分 206 中每隔一个的另一个回路内(离开图 4 平面)。因而，沿测量轴 212 形成空间调制磁场。此空间调制磁场具有耦合回路 204 的第一回路部分 206 的波长 $\lambda_1$ 。

相应地，当读头 214 相对于标尺 202 移动时，第一接收器绕组群 224 的正极性回路 234 的净输出为读头 214 沿标尺 202 的位置“ $x$ ”的周期性函数。类似地，当读头 214 相对于标尺 202 移动时，来自第一接收器绕组群 224 的负极性回路 236 的净输出也是读头 214 沿标尺 202 的位置“ $x$ ”的周期性函数。来自正极性回路 234 和负极性回路 236 的 EMF 贡献是同相的。因而，正极性回路 234 和负极性回路 236 中的每一个产生相应于图 1C 的净位置相关输出信号，但由无关耦合引起的 DC 偏置  $V_0$  减少到在偏移减少的绝对位置换能器 200 中可忽略。

然后，接收器信号处理器 242 输入来自第一接收器绕组群 224 的输出信号并对其进行采样，把这些信号转换成数字值并把它们输出到控制单元 244。控制单元 244 处理这些数字化的输出信号，以确定读头 214 和标尺 202 之间

在波长 $\lambda_1$ 内的相对位置  $x$ 。

控制单元 244 还把控制信号输出到发射器驱动信号发生器 220，以产生时间变化发射器驱动信号。应理解，可用引入的文献中所示的任一个信号产生和处理电路来实现接收器信号处理器 242、发射器驱动信号发生器 220 和控制单元 244。因而，在这里不再详细地描述这些电路。

第一或第二发生器绕组 216 或 218 可具有由发射器驱动信号所加的时间变化驱动信号，同时相应的各个第二和第一接收器绕组群 226 和 224 产生一输出信号来提供精细波长测量。

波长 $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 的值相互接近。因而，从两个接收器 216 和 218 输出的信号之间的空间相位差在比波长 $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 中任一个长得多的空间长度上经过一完整的  $360^\circ$  循环。相应地，对于长范围测量，可组合来自第一和第二接收器绕组群 224 和 226 的位置输出信息。在引入的 519 号专利中描述了对获得这种长范围测量的信号处理。因而，这里将不再描述信号处理技术的讨论。

图 5 示出偏移减少的感应电流绝对位置换能器的第二示例实施例 300。绝对位置换能器 300 包括单个发射器绕组 302、多个耦合回路 304、第一接收器绕组群 306 和第二接收器绕组群 308。多个耦合回路 304 中的每一个包括第一耦合回路部分 310、第二耦合回路部分 312 和第三耦合回路部分 314。通过连接导体 316 把第一耦合回路部分 310 连接到第二耦合回路部分 312，通过连接导体 318 把第二耦合回路部分 312 连接到第三耦合回路部分 314。第一连接导体 316 和第二连接导体 318 中每隔一个被扭转，以沿测量轴 320 对第一、第二和第三耦合回路部分 310、312 和 314 的极性进行空间调制。

每个接收器绕组群都分别具有第一和第二接收器绕组 306A、306B、308A 和 308B。耦合回路部分 310 沿测量轴以波长 $\lambda_1$ 的一半隔开，而第三耦合回路部分 314 沿测量轴以波长 $\lambda_2$ 的一半隔开。

绝对位置换能器的第二示例实施例 300 能同时感测第一接收器绕组群 306(具有在波长 $\lambda_1$ 处改变的位置相关输出信号)和第二接收器绕组群 308(具有在波长 $\lambda_2$ 处改变的位置相关输出信号)。把时间变化驱动信号加到发射器绕组 302，可同时感测第一接收器绕组群 306 和第二接收器绕组群 308 来确定读头沿此标尺的位置。

类似于第一示例实施例，绝对位置换能器的第二示例实施例 300 可使用第一接收器绕组群 306 或第二接收器绕组群 308 上的位置相关输出来提供精

细波长测量。

波长 $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 的值相互接近。因而，这两个波长之间的空间相位差在比波长 $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 中任一长得多的空间长度上经过一完整的 $360^\circ$ 循环。相应地，对于长范围测量，可组合来自第一和第二接收器绕组群306和308的位置输出信息。

图6A-6C示出绝对位置换能器的第三示例实施例400。绝对位置换能器的第三示例实施例400类似于绝对位置换能器的第二示例实施例300。然而，绝对位置换能器的第三实施例400包括第一发射器绕组402和第二发射器绕组404且仅有单个接收器绕组群406。

绝对位置换能器的第三实施例400包括第一多个耦合回路408，该耦合回路具有通过连接导体412连接到第二回路部分414的第一回路部分410。第二回路部分414沿测量轴416以波长 $\lambda_1$ 的一半隔开。此绝对位置换能器还具有第二多个耦合回路418，该耦合回路具有通过连接导体422连接到第二回路部分424的第一回路部分420。第二回路部分424沿测量轴416以波长 $\lambda_2$ 的一半隔开。

为了清楚，图6B仅示出第一多个耦合回路408、接收器绕组群406和第一发射器绕组402。类似地，为了清楚，图6C仅示出第二多个耦合回路418、接收器绕组群406和第二发射器绕组404。

在操作中，发射器驱动信号发生器(未示出)把一时间变化驱动信号选择性地加到第一发射器绕组402或第二发射器绕组404。如果发射器驱动信号发生器把一时间变化驱动信号加到第一发射器绕组402，则接收绕组群406感测在波长 $\lambda_1$ 处改变的位置相关输出信号。类似地，如果发射器驱动信号发生器把一时间变化驱动信号加到第二发射器绕组404，则接收器绕组群406感测在波长 $\lambda_2$ 处改变的位置相关输出信号。

绝对位置换能器的第三实施例400减少了换能器的复杂性，因为它仅需要单个接收器绕组群。然而，控制单元必须选择要驱动哪一个发射器绕组402或404，且不能同时接收在大约波长 $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 处改变的位置相关输出信号。

图7示出依据本发明的偏移减少的绝对位置换能器的第四示例实施例500。偏移减少的绝对位置换能器500包括第一发射器绕组502和第二发射器绕组504。第二发射器绕组504包括第一发射器绕组部分506和第二发射器绕组部分508。偏移减少的绝对位置换能器500还包括第一接收器绕组群510、

第二接收器绕组群 512 和第三接收器绕组群 514。为了简化，图 7 仅示出每个接收器绕组群 510、512 和 514 中的单个绕组。如先前的实施例中所示，每个接收器绕组群 510、512 和 514 如前面所示的由至少两个接收器绕组构成。

偏移减少的绝对位置换能器 500 还包括第一多个耦合回路 518 和第二多个耦合回路 520。第一多个耦合回路 518 包括通过连接导体 526 连接的第一回路部分 522 和第二回路部分 524。“扭转”每隔一组的连接导体 526，从而在第一回路部分 522 中顺时针流动的电流将在第二回路部分 524 中每隔一个的回路内逆时针流动。因而，电流在所有其它第二回路部分 524 中沿相反方向流动。可通过在印刷电路板的分离的层上形成耦合回路 518 的部分，或者通过使用图 3 和图 4 中所示的馈送通路来连接耦合回路 518 的层来提供“扭转”。

每个第二多个耦合回路 520 包括通过连接导体 532 连接的第一回路部分 528 和第二回路部分 530。“扭转”每隔一组的连接导体 532，从而在第一回路部分 528 中顺时针流动的电流将在第二回路部分 530 中每隔一个回路内逆时针流动。因而，电流第二回路部分 530 中每隔一个回路内沿相反方向流动。可通过在印刷电路板的分离的层上形成耦合回路 520 的部分，或者通过使用图 3 和图 4 中所示的馈送通路来连接耦合回路 520 的层来提供“扭转”。

第一多个耦合回路 518 的第一回路部分 522 沿测量轴 516 在波入  $\lambda_1$  的  $1/2$  处被隔开。第二多个耦合回路 520 的第一回路部分 528 沿测量轴 516 的波长  $\lambda_2$  的  $1/2$  处被隔开。

第一多个耦合回路 518 的第二回路部分 524 沿测量轴 516 与第二多个耦合回路 520 的第二耦合回路部分 530 交错。第一多个耦合回路 518 的第二耦合回路部分 524 沿测量轴 516 以波长  $\lambda_3$  的一半隔开，第二多个耦合回路 520 的第二耦合回路部分 530 还沿测量轴 516 以波长  $\lambda_3$  的一半隔开，导致沿第一多个耦合回路 518 的第二耦合回路部分 524 与第二多个耦合回路 520 的第二耦合回路部分 530 的组合的测量轴 516 的间隔为波长  $\lambda_3$  的四分之一。

在操作中，发射器驱动信号发生器(未示出)把一时间变化驱动信号选择性地加到第一发射器绕组 502 或第二发射器绕组 504。当发射器驱动信号发生器把一时间变化驱动信号加到第一发射器绕组 502 时，接收器信号处理器(未示出)接收来自第一接收器绕组群 510 的在波长  $\lambda_1$  处变化的位置相关输出信号和来自第二接收器绕组群 512 的在波长  $\lambda_2$  处变化的位置相关输出信号。

来自第一接收器绕组 510 的位置相关输出信号与第一多个耦合回路 518 产生的且由于扭转每隔一组连接导体 526 而在波长 $\lambda_1$ 处被空间调制的空间调制磁场有关。类似地, 第二接收器绕组 512 输出一位置相关输出信号, 该信号随第二多个耦合回路 520 产生的且由于扭转每隔一组连接导体 532 而在波长 $\lambda_2$ 处被空间调制的空间调制磁场而变化。因此, 在把一时间变化驱动信号加到发射器绕组 502 时, 接收器信号处理器同时接收波长为 $\lambda_1$ 和 $\lambda_2$ 的位置相关输出信号。

如图 7 所示, 在发射器驱动信号发生器把一时间变化驱动信号加到发射器绕组 504 时, 第一发射器绕组部分 506 在第一多个耦合回路部分 518 的第一回路部分 522 中感应出一时间变化电流, 该电流在第一多个耦合回路 518 的第二回路部分 524 中产生一次级磁场。与此同时, 第二发射器绕组部分 508 在第二多个耦合回路部分 520 的第一回路部分 528 中感应出一时间变化电流, 该电流流过第二回路部分 530 并在第二回路部分 530 中产生一次级磁场。

流入每个发射器绕组 506 和 508 的电流沿相反方向移动。因此, 在相应的第一回路部分 522 和 528 中分别产生极性相反的磁场。在波长 $\lambda_3$ 处沿测量轴 516 对第二回路部分 524 和 530 中产生的次级磁场进行空间调制。此空间调制磁场由第三接收器绕组群 514 来感测, 该第三接收器绕组群 514 输出在波长 $\lambda_3$ 处读头沿标尺的位置而变化的位置相关输出信号。

类似地, 在发射器驱动信号发生器把一时间变化驱动信号加到第一发射器绕组 502 时, 第一发射器绕组部分 502 在第二回路部分 524 和 530 中感应出一时间变化电流。耦合回路 518 中的电流在第一回路部分 522 中产生第一空间调制次级磁场。在波长 $\lambda_1$ 处沿测量轴对第一次级磁场进行空间调制。耦合回路 520 中的时间变化电流还在第一回路部分 528 中产生第二空间调制次级磁场。在波长 $\lambda_2$ 处沿测量轴对第二次级磁场进行空间调制。

第四示例实施例具有优于前三个实施例的优点, 因为第四示例实施例有能力感测在三个不同波长处改变的位置相关信号。与两波长系统相比, 此三波长系统一般具有增大的测量范围。在引入的 519 专利中描述了三波长系统的信号处理。这里随后所述的所有实施例也感测至少通过三个不同波长改变的位置相关输出。这里将不再描述这些实施例的信号处理, 因为引入的文献描述了信号处理技术。

此第四个偏移减少的绝对位置换能器 500 具有偏移减少的位置相关输出

信号，并可感测沿三个不同波长改变的三个不同位置相关信号。这些波长中的任一个波长都可提供精细测量，同时这些波长的任意组合可提供比任一个精细波长测量长得多的中间和/或粗略波长测量。

图 8 示出偏移减少的绝对位置换能器的第五示例实施例 600。偏移减少的绝对位置换能器 600 包括第一发射器绕组 602 和第二发射器绕组 604，或者可包括第三发射器绕组 606。第一发射器绕组 602 包括第一部分 608 和第二部分 610。第一部分 608 和第二部分 610 可串联或并联，但最好采取使电流在这两部分中沿相反方向(顺时针和逆时针)流动的方式。

偏移减少的绝对位置换能器 600 还包括第一接收器绕组群 612、第二接收器绕组群 614 和第三接收器绕组群 616。如果偏移减少的绝对位置换能器 600 包括可选的第三发射器绕组 606。则还将包括第四接收器绕组群 618。每个接收器绕组群 612、614、616 和 618 分别包括第一接收器绕组 612A、614A、616A 和 618A 以及第二接收器绕组 612B、614B、616B 和 618B。每一对第一和第二接收绕组 612A 和 612B、614A 和 614B、616A 和 616B 以及 618A 和 618B 沿测量轴 620 以  $90^\circ$  的空间相移来放置。这样把每一对接收器绕组中的第一和第二接收器绕组置于正交。

应理解，替代上述的正交接收绕组 612A 和 612B、614A 和 614B、616A 和 616B 以及可选的 618A 和 618B，可使用 N 相接收器绕组。N 相接收器绕组的例子如引入的 769 号申请的图 14 所示，在 08/834,432 号美国专利申请相对于三相接收器绕组进行了详细描述，这里引入其全部内容作为参考。在用于偏移减少的绝对位置换能器的第五示例实施例 600 的 N 相接收器绕组中，在每个接收器绕组群 612、614、616 及可选的 618 中都包括 n 个接收器绕组。每个接收器绕组群 612、614、616 或 618 中的 n 个接收器绕组相互隔开  $\lambda/n$ ，这里  $\lambda$  是特定接收器组 612、614、616 或 618 的空间波长。还应理解，这等效于说 n 个接收器绕组相互隔开  $360^\circ/n$ 。一般，n 通常为 3。然而，在此 N 相接收器绕组群中，n 可以是大于 2 的任意整数。

还应理解，依据本发明的偏移减少的绝对位置换能器的任意实施例(包括这里所讨论的各示例实施例)可使用 N 相接收器绕组。还应理解，可使用这里及引入的 432 号申请中讨论的发射器和接收器绕组结构和通量耦合回路结构的任意有效空间组合。例如，这里揭示的图 4 的换能器可用来提供三波长换能器的两个波长，并与 432 号申请的图 4 所示换能器相结合来提供准确率

高的第三波长。这种组合提供了范围长且准确率高的换能器。这种组合在包括可选的第三发射器绕组 606 和第四发射器绕组群 618 时还为图 8 所示偏移减少的绝对位置换能器的第五示例实施例 600 提供了一三波长选择。

偏移减少的绝对位置换能器 600 还包括第一多个耦合回路 622 和第二多个耦合回路 624。如果偏移减少的绝对位置换能器 600 包括可选的第三发射器绕组 606, 则它将包括第三多个耦合回路 626。第一多个耦合回路 622 中的每一个包括通过连接导体 630 连接到第二回路部分 632 的第一回路部分 628。第二多个耦合回路 624 中的每一个包括通过连接导体 636 连接到第二回路部分 638 的第一回路部分 634。第三多个耦合回路 626 中的每一个包括通过连接导体 642 连接到第二回路部分 644 的第一回路部分 640。

第一回路部分 628 沿测量轴 620 以波长 $\lambda_3$  隔开。第一回路部分 634 也沿测量轴 620 以波长 $\lambda_3$  隔开。第二回路部分 632 沿测量轴 620 与第二回路部分 638 交错。第二回路部分 632 沿测量轴以波长 $\lambda_1$  隔开。第二回路部分 638 与第二回路部分 632 交错也沿测量轴以波长 $\lambda_1$  隔开。如果包含在偏移减少的绝对位置换能器 600 中, 则第一回路部分 640 将沿测量轴 620 以波长 $\lambda_2$  隔开。

在操作中, 发射器驱动信号发生器(未示出)把一时间变化驱动信号选择性地加到第一发射器绕组 602 或第二发射器绕组 604。如果第三发射器绕组 606 包含在偏移减少的绝对位置换能器 600 中, 则发射器驱动信号发生器也可把一时间变化驱动信号加到第三发射器绕组 606。

当发射器驱动信号发生器把一时间变化驱动信号加到第一发射器绕组 602 时, 第一部分 608 在第一多个耦合回路 622 的第一回路部分 628 中感应出一时间变化电流。这继而在第一多个耦合回路 622 的第二回路部分 632 中产生一次级磁场。

与此同时, 发射驱动信号发生器将相同的时间变化驱动信号加到发射器 602 的第二部分 610, 从而电流沿与该电流流入第一回路部分 608 的相反方向(例如, 顺时针对逆时针)流入第二部分 610。这在第一发射器回路部分 608 和第二发射器部分 610 中产生极性相反的磁场。第二发射器部分 610 所产生的磁场包括第二多个耦合回路 624 的第一回路部分 634 中的时间变化电流。这继而在第二多个耦合回路 624 的第二回路部分 638 中产生一次级磁场。

第二回路部分 632 和 638 所产生的次级磁场的极性相反。因此, 在波长 $\lambda_1$  处沿测量轴产生沿多个耦合回路 622 和 624 的第二回路部分 632 和 638 的

阵列的空间调制场。此空间调制场在接收器 612 的接收器绕组 612A 和 612B 中感应出信号。这些信号的幅度是读头相对于具有波长 $\lambda_1$ 的标尺的位置的周期性函数。这两个绕组 612A 和 612B 的幅度函数沿测量轴 620 被偏移波长 $\lambda_1$ 的四分之一。由于发射器 602 的两个发射器部分 608 和 610 中的电流的方向相反,使得来自发射器 602 的发射器部分 608 的通过接收器绕组部分 612A 和 612B 的杂散(stray)磁场与来自发射器部分 610 的杂散磁场抵销。

当发射器驱动信号发生器把一时间变化驱动信号加到第二发射器绕组 604 时,一时间变化电流流入第二发射器绕组 604,从而产生一时间变化磁场。此时间变化场在回路部分 632 和 638 中感应出时间变化电流。这些感应电流相对于第二发生器绕组 604 中的时间变化电流在回路部分 632 和 638 中沿相反方向(顺时针对逆时针)流动。

这些时间变化电流沿与在回路部分 632 和 638 中相同的方向以及与第二发射器绕组 604 中的时间变化电流相反的方向流过回路部分 632 和 638、连接导体 630 和 636 以及第二耦合回路部分 628 和 634。第二耦合回路部分 632 和 638 中的时间变化电流在耦合回路部分 628 和 634 所包围的区域内感应出一磁场,并在耦合回路部分 628 和 634 所包围的区域外感应出一极性相反的磁场。因而,由于耦合回路部分 628 和 634 都沿测量轴 620 以波长 $\lambda_3$ 隔开但沿测量轴 620 仅延伸近似于 $\lambda_3/2$ ,所以在这两个轨道上的波长 $\lambda_3$ 处产生空间调制场。

耦合回路部分 634 沿测量轴 620 从耦合回路部分 628 偏移波长 $\lambda_3$ 的一半。相反,接收器绕组 616 沿测量轴 620 以与接收器绕组 614 相同的位置隔开。由于沿测量轴 620 相对于接收器绕组 614 和 616 来放置耦合回路部分 628 和 634,所以由来自接收器绕组 614 的沿测量轴 320 的位置引起的信号调制的极性与由来自接收器绕组 616 的沿测量轴 320 的位置引起的信号调制的极性相反。

来自接收器绕组 614 和 616 的信号将存在由来自发射器绕组 604 的杂散场引起的偏移,因为耦合回路部分 622 和 624 都传送沿相同方向环流的电流。来自接收器绕组 614 和 616 的信号中的偏移具有相同的极性,而由于沿测量轴的位置而引起的信号调制具有相反的极性。通过以“反串联(anti-series)”来连接接收器绕组,即一绕组与另一个相反地串联,将增加对于沿测量轴 620 的位置的调制并消除偏移。

在包括第三发射器绕组 606 的偏移减少的绝对位置换能器 600 的示例实施例中，响应于发射器驱动信号发生器加上时间变化驱动信号而引起顺时针电流在第三发射器绕组 606 中瞬时流动，第三发射器绕组 606 产生一初级磁场。此初级磁场下降到第三发射器绕组 606 所形成的回路内(进入图 8 平面)，并上升到离开第三发射器绕组 606 所形成的回路外(离开图 8 平面)。与此响应，在抵消磁场变化的第二回路部分 644 中感应出逆时针电流。

因而，每个第二回路部分 644 中的感应电流沿与各个相邻第三发射器绕组 606 中流动的电流相反的方向流动。第二回路部分 644 中感应出的逆时针电流还流过第一回路部分 640。每个第一回路部分 640 中的逆时针电流产生一次级磁场，该磁场上升到离开第一回路部分 640 内(离开图 8 平面)，并下降到第一回路部分 640 外(进入图 8 平面)。

因此，由于第一回路部分沿测量轴 620 以波长 $\lambda_2$  隔开，且各个第一回路部分 640 沿测量轴 620 只延伸波长 $\lambda_2$  的一半，所以产生沿测量轴周期性地分布于波长 $\lambda_2$  处的空间调制场。此空间调制场确定存在因第三发射器绕组 606 外的杂散磁场而引起的偏移，因为第一耦合回路部分 640 中的信号的极性都相同。此偏移小于图 2 所示已有技术的偏移，因为发射器与相关的接收器绕组隔开一段距离。名义上，通过接收器绕组 618A 和 618B 中正和负回路的平衡消除了偏移。

在第五偏移减少的绝对位置换能器 600 的各示例实施例中， $\lambda_3$  绕组在 $\lambda_1$  绕组周围对称地排列使得它们为粗略测量的组合对读头安装中相对于标尺的偏离不敏感。

与在标尺上的耦合回路部分之间扭转连接导体的先前所述示例实施例相比，第五偏移减少的绝对位置换能器 600 的各示例实施例是有优势的，因为它减少了制造标尺的成本，因为耦合回路 622、624 和 626 为印刷电路板中的单层且不需要连接这些层的馈送通路。

在仅包括第一发射器绕组 602 和第二发射器绕组 604 的第五偏移减少的绝对位置换能器 600 的各示例实施例中，第五偏移减少的位置换能器 600 的典型示例实施例中的两个波长为：

$$\lambda_1=5.4\text{mm}, \text{ 及 } \lambda_3=5.27\text{mm}$$

$\lambda_1$  与 $\lambda_2$  轨道之间的相位角之差在 $(\lambda_1*\lambda_3)/(\lambda_1-\lambda_3)=219\text{mm}$  的距离(它是粗略波长 $\lambda_c$ )上变化 360°。对精细波长 $\lambda_f$  使用外部的 $\lambda_1$  轨道也是有利的，因为

可以  $10\mu\text{m}$  的测量分辨率来均匀地分割  $\lambda_1$  波长。

$\lambda_1$  轨道用于进行精细分辨率测量。该轨道因发射器回路 608 和 610 (它们的电流在接收器 612 的两侧沿相反方向流动) 的对称排列而具有质量最好的信号, 从而抵销了从发射器绕组 608 或 610 到接收器绕组 612 的任何直接耦合。此外, 如果发射器绕组 608 和 610 并联, 则该轨道的信号强度为最大。高质量高幅度的信号有利于例如  $1/512$  的高的内插因子来实现例如  $10\mu\text{m}$  等精细分辨率。对精细波长  $\lambda_F$  使用外部的  $\lambda_1$  轨道也是有利的, 因为可以  $10\mu\text{m}$  的测量分辨率来均匀地分割  $\lambda_1$  波长。

在还包括第三发射器绕组 606 的第五偏移减少的绝对位置换能器 600 的各示例实施例中, 第五偏移减少的位置换能器 600 的典型示例实施例中的三个波长为:

$$\lambda_1=5.12\text{mm}; \lambda_2=5.461\text{mm}; \lambda_3=5.130\text{mm}$$

$\lambda_1$  与  $\lambda_2$  轨道间的相位角之差在  $(\lambda_1*\lambda_2)/(\lambda_2-\lambda_1)=16*\lambda_1=82\text{mm}$  的距离 (它是中间波长  $\lambda_M$ ) 上变化  $360^\circ$ 。对中间波长  $\lambda_M$  使用以耦合回路 626 实现的独立轨道是有利的, 因为中间波长将在整个测量范围上表现出相对于其它轨道的几个  $360^\circ$  相移。在互连的通道 (channel) 中, 不可能不中断具有规则间隔的耦合回路阵列 (这样引起把准确率和最大可能精细限制为中间波长比) 而实现此多波长比。

$\lambda_1$  与  $\lambda_3$  轨道间的相位差在  $32*\lambda_M=512*\lambda_1=(\lambda_1*\lambda_3)/(\lambda_3-\lambda_1)=2627\text{mm}$  的距离 (它是粗略波长  $\lambda_C$ ) 上给出  $360^\circ$  的相移。

如上所述, 把  $\lambda_1$  轨道用于精细测量。该轨道因发射器回路 608 和 610 (它们的电流在接收器 612 的两侧沿相反方向流动) 的对称排列而具有质量最好的信号, 从而抵销了从发射器绕组 608 或 610 到接收器绕组 612 的任何直接耦合。此外, 如果发射器绕组 608 和 610 并联, 则该轨道的信号强度为最大。对于本例, 高质量高幅度的信号有利于例如  $1/512$  的高的内插因子来实现  $10$  微米的高分辨率。

$\lambda_3$  通道在  $\lambda_1$  通道周围对称地排列使得它们为粗略测量的组合对读头安装中相对于标尺的偏离不敏感。 $\lambda_2$  轨道对偏离是敏感的, 从而限制了以读头相对于标尺的悬挂 (suspension) 系统的偏离稳定性为基础的  $\lambda_2/\lambda_1$  之比。此限制可通过把另一个  $\lambda_2$  轨道镜象地插入  $\lambda_1$  和  $\lambda_3$  轨道的另一侧来消除。

与在标尺上的耦合回路部分之间扭转连接导体的先前所述示例实施例

相比, 第五偏移减少的绝对位置换能器 600 的各示例实施例是有优势的, 因为它减少了制造标尺的成本, 因为耦合回路 622 和 624 及耦合回路 626 (如果包括的话) 为印刷电路板中的单层且不需要连接这些层的馈送通路。

图 9 示出偏移减少的绝对位置换能器 700 的第六示例实施例。偏移减少的绝对位置换能器 700 包括第一发射器绕组 702 和第二发射器绕组 704。第一发射器绕组 702 包括第一部分 706 和第二部分 708。第二发射器绕组 704 包括第一部分 710 和第二部分 712。

偏移减少的绝对位置换能器 700 还包括第一接收器绕组群 714、第二接收器绕组群 716 和第三接收器绕组群 718。接收器绕组群 714、716 和 718 中的每一个分别包括第一接收器绕组 714A、716A 和 718A 及第二接收器绕组 714B、716B 和 718B。第一和第二接收器绕组对 714A 和 714B、716A 和 716B 及 718A 和 718B 中的每一个绕组都沿测量轴 720 以与该对中另一个绕组  $90^\circ$  的空间相移放置。这样把每一对接收器绕组中的第一和第二接收器绕组置于正交。

偏移减少的绝对位置换能器 700 还包括第一多个耦合回路 722 和第二多个耦合回路 724。第一多个耦合回路 722 中的每一个包括通过连接导体 728 连接到第二回路部分 730 的第一回路部分 726。第二多个耦合回路 724 中的每一个包括通过连接导体 734 连接到第二回路部分 736 的第一回路部分 732。第一多个耦合回路 722 的第一回路部分 726 沿测量轴 720 以波长  $\lambda_1$  隔开。第二多个耦合回路 724 的第一回路部分 732 沿测量轴 720 以波长  $\lambda_1$  隔开。

第一多个耦合回路 722 的第二回路部分 730 沿测量轴 720 与第二多个耦合回路 724 的第二回路部分 736 交错。第二回路部分 730 和 736 还在对准到感应耦合至第二发射器绕组 704 的第一部分 710 或第二部分 712 之间交替。第二回路部分 730 和 736 中的每一个都沿测量轴以波长  $\lambda_2$  放置。

在操作中, 发射器驱动信号发生器(未示出)把一时间变化驱动信号选择性地加到第一发射器绕组 702 或第二发射器绕组 704。当发射器驱动信号发生器把一时间变化驱动信号加到第一发射器绕组 702 时, 接收器信号处理器(未示出)接收来自第三接收器绕组群 718 的在波长  $\lambda_2$  处变化的位置相关输出信号。来自于第三接收器绕组 718 的位置相关输出信号与在波长  $\lambda_2$  处被空间调制的第二回路部分 730 和 736 产生的空间调制磁场有关。

当发射器驱动信号发生器把一时间变化驱动信号加到第二发射器绕组

704 时，接收器信号处理器接收来自第一接收器绕组群 714 的在波长 $\lambda_1$ 处变化的位置相关输出信号和来自第二接收器绕组群 716 的也在波长 $\lambda_1$ 处变化的位置相关输出信号。

本发明的第五和第六偏移减少的绝对位置换能器 600 和 700 优于前四个偏移减少的绝对位置换能器 200-500。第五和第六偏移减少的绝对位置换能器 600 和 700 中的耦合环回路都在印刷电路板的同一层上。因而，不需要馈送通路，且明显地减少了标尺部件的制造成本。与第五偏移减少的位置换能器 600 相比，第六偏移减少的位置换能器 700 的优点在于，第一耦合回路部分 726 和 732 所产生的次级磁场在名义上都是没有任何 DC 偏移的纯交变场。绝对位置换能器 700 的限制在于，标尺上相对复杂的互连图案把其用途限制于相对长的波长。

应理解，虽然把本发明的偏移减少的绝对位置换能器的上述示例实施例示为线性换能器，容易把这些设计改为如 08/441,769 号美国专利申请中所述的旋转应用，在这里引入该申请的全部内容作为参考。此外，虽然上述实施例位示出把空间均匀的绕组指定为发射器绕组及把空间调制绕组指定为接收器绕组，但对本领域内的技术人员很明显的是，如果发射器和接收器绕组的作用被“翻转”并结合适当的信号处理，则所揭示的换能器绕组结构将保留所有的创造性优点。一个这样的适当信号处理技术如参考引入的 769 号专利的图 21 所示和所讨论的。其它适用的信号处理技术对本领域内的技术人员是明显的。

因而，虽然已描绘如上所述的各示例实施例来描述本发明，但许多替换、修改和变化对本领域内的技术人员是明显的。相应地，如上所述的本发明的示例实施例将只是示意性的，而非限制。可进行各种变化而不背离本发明的精神和范围。

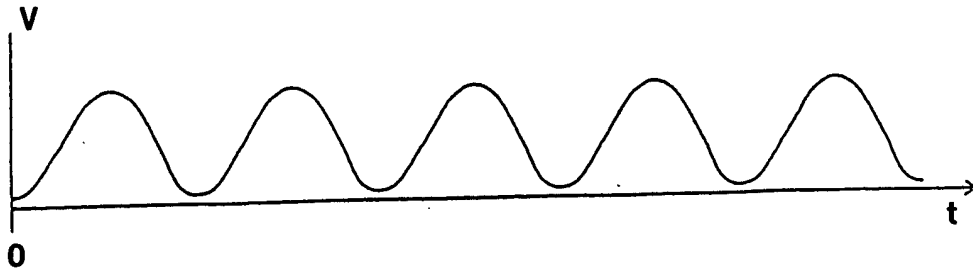


图 1A

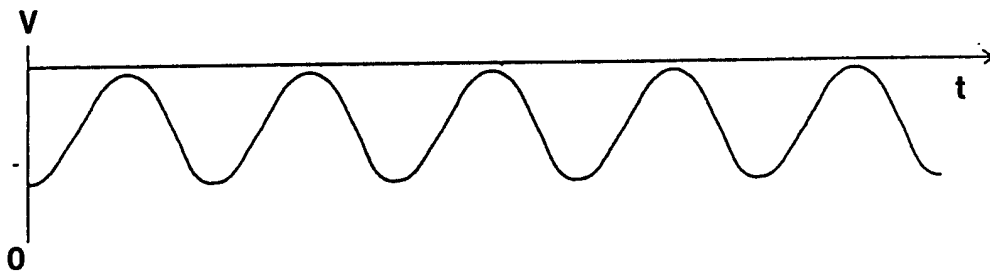


图 1B

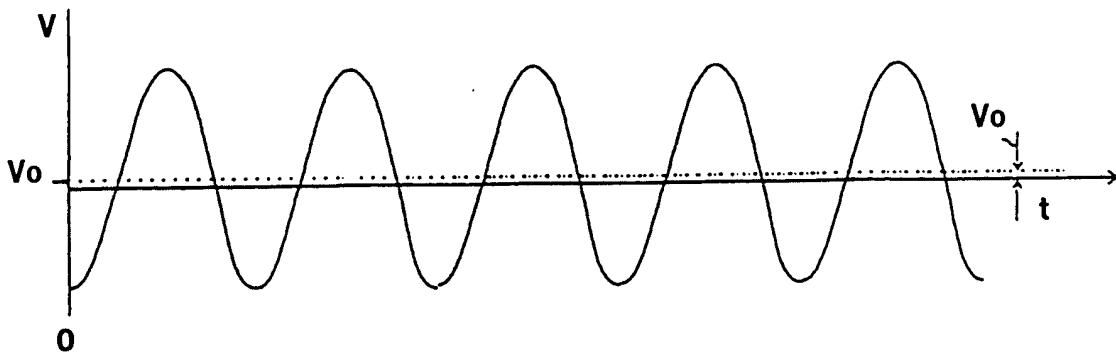
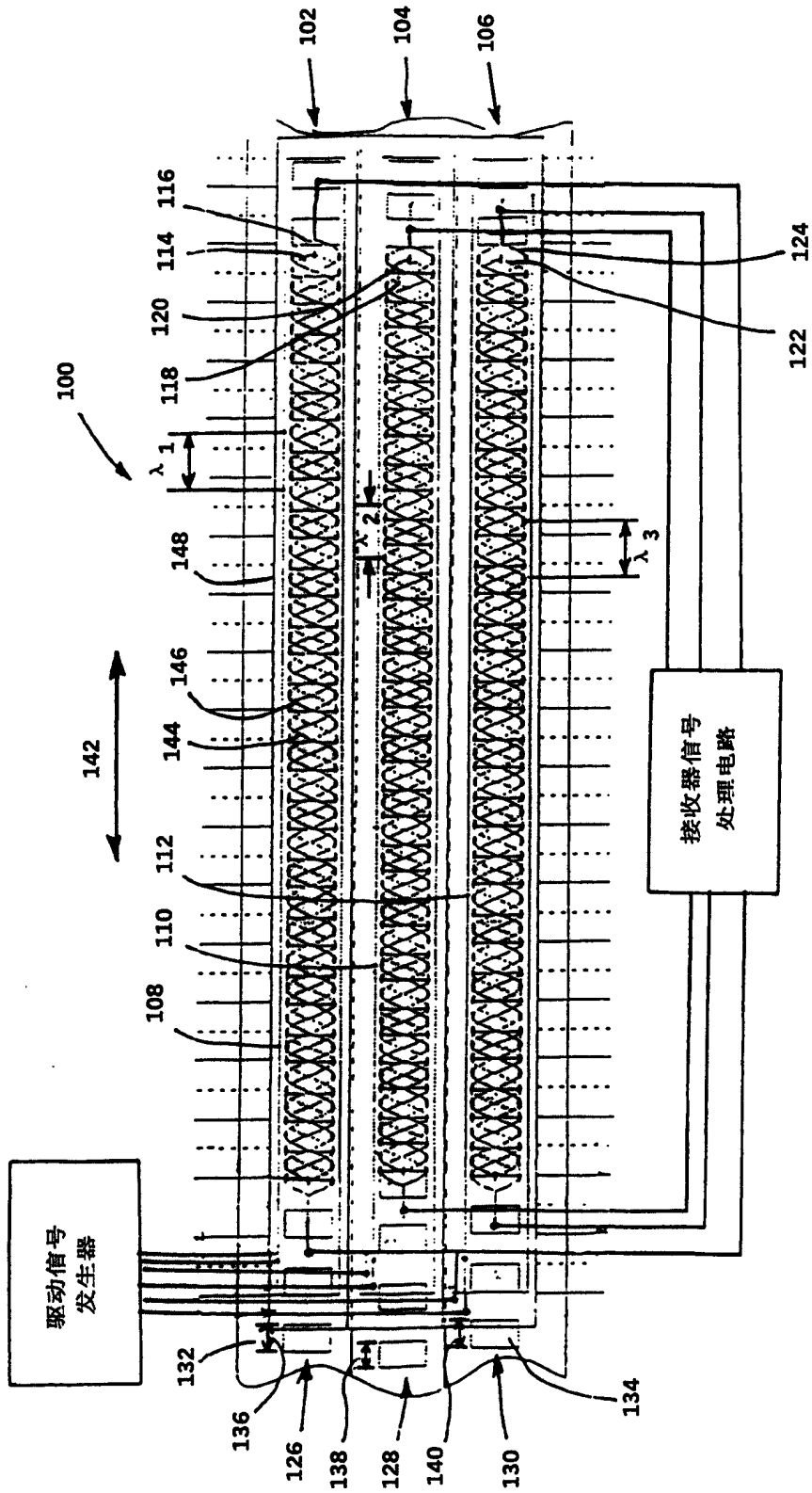


图 1C



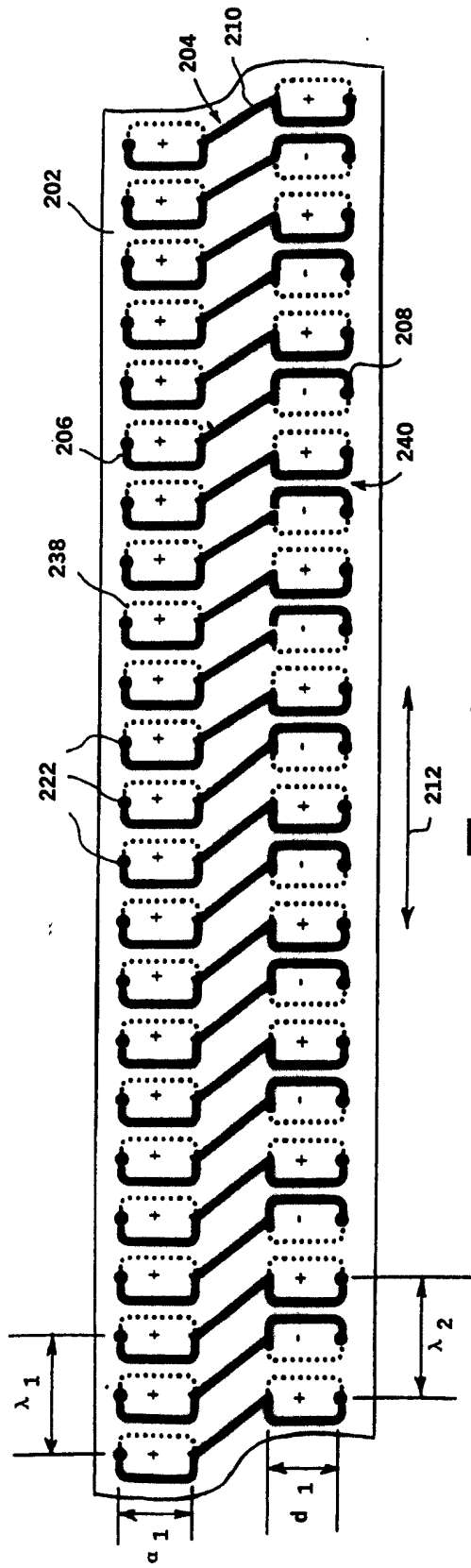


图 3

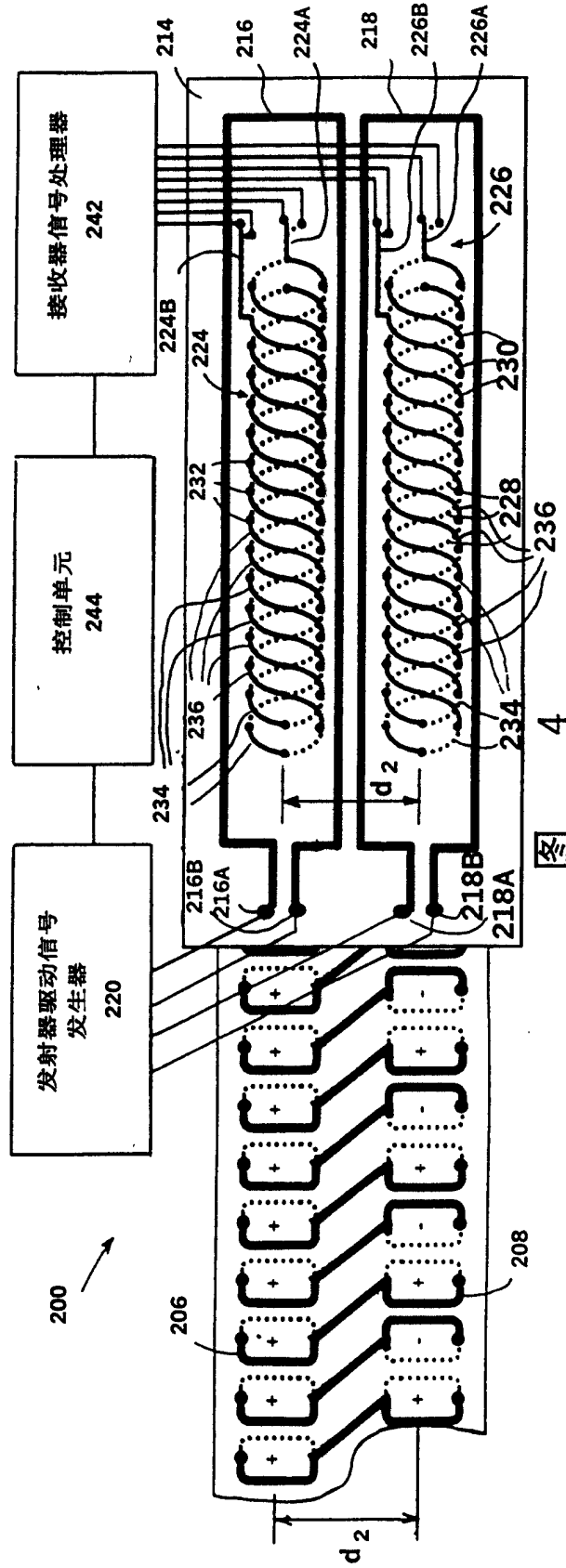


图 4

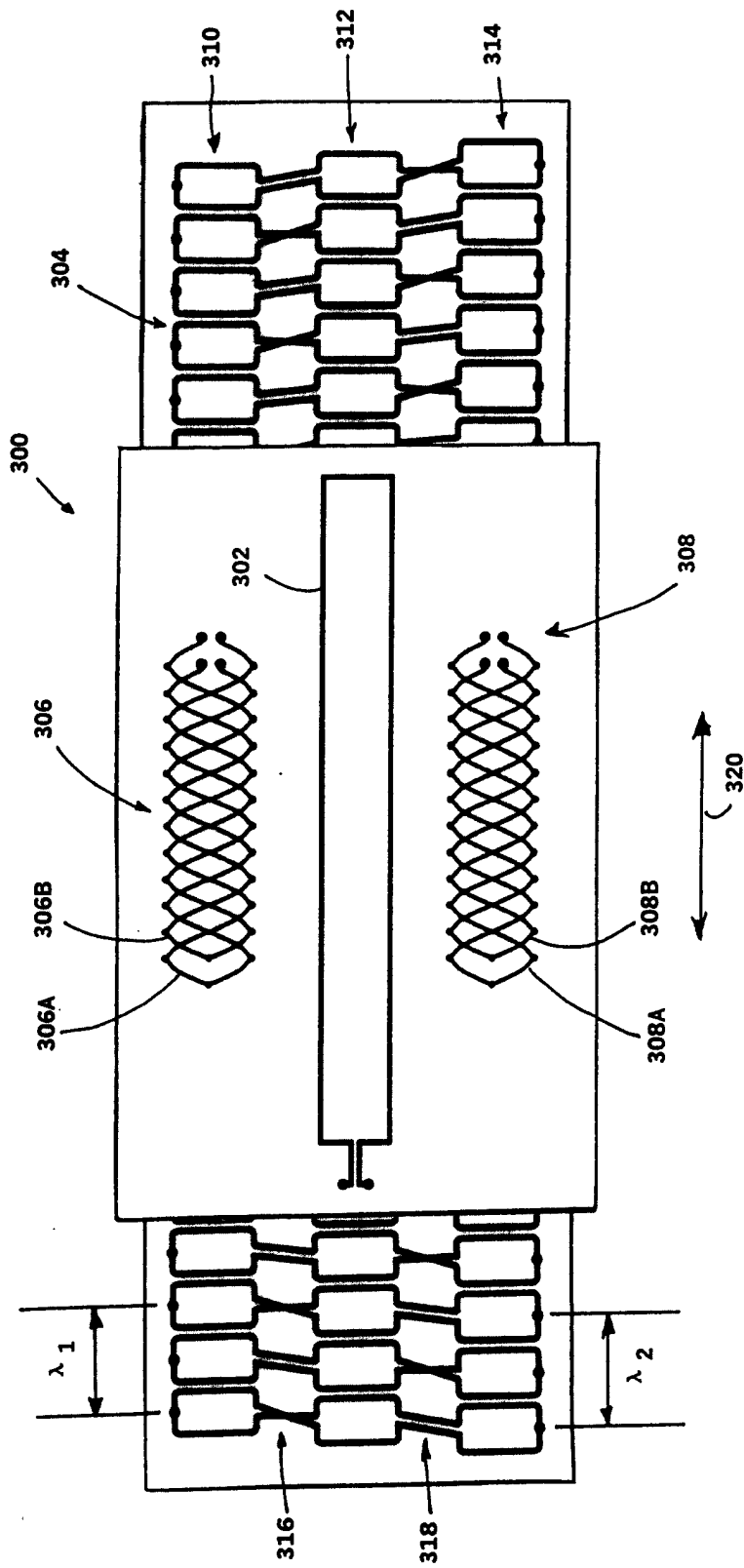


图 5

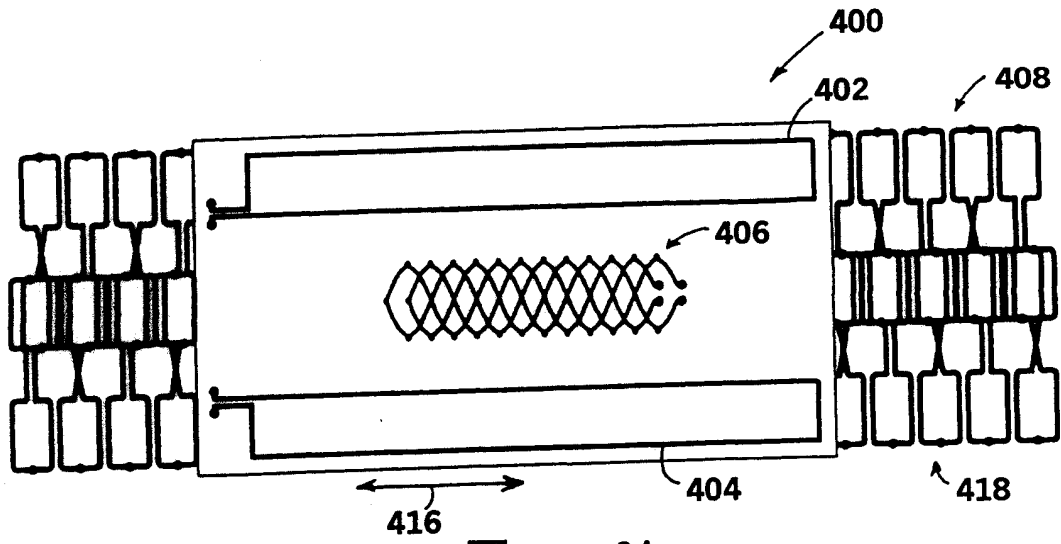


图 6A

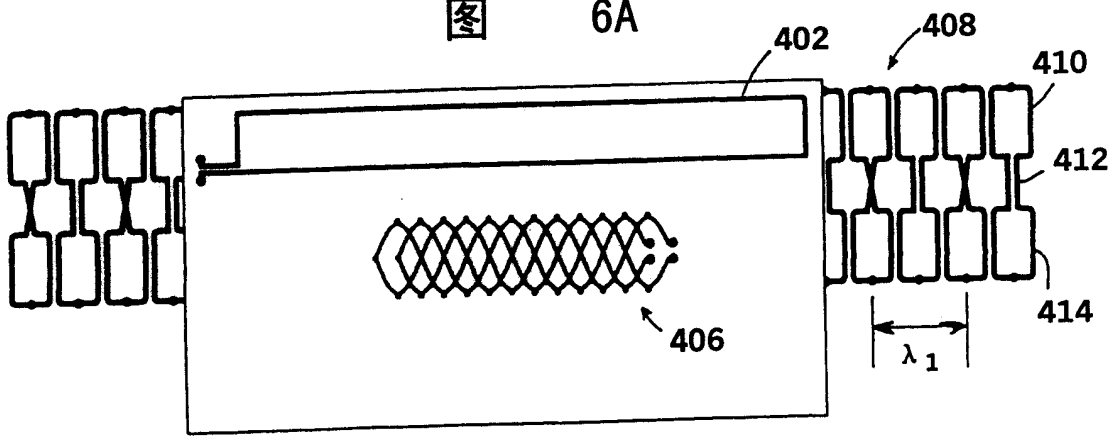


图 6B

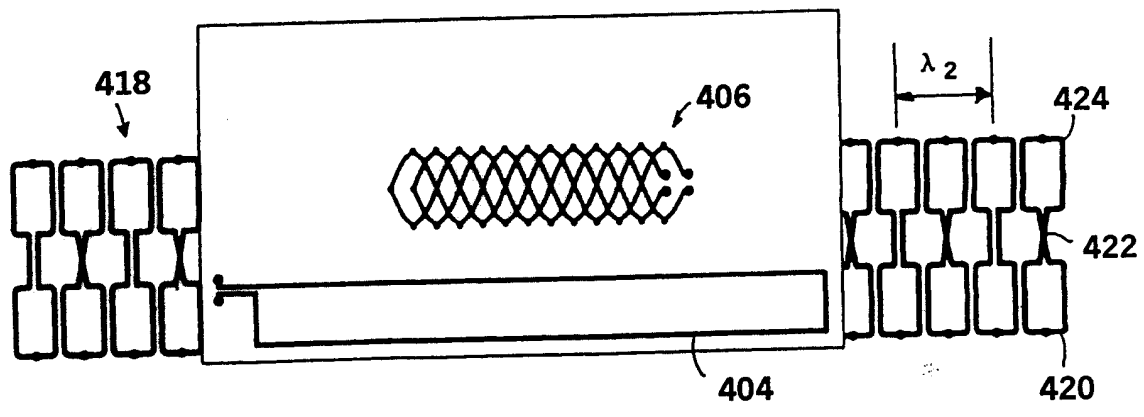


图 6C

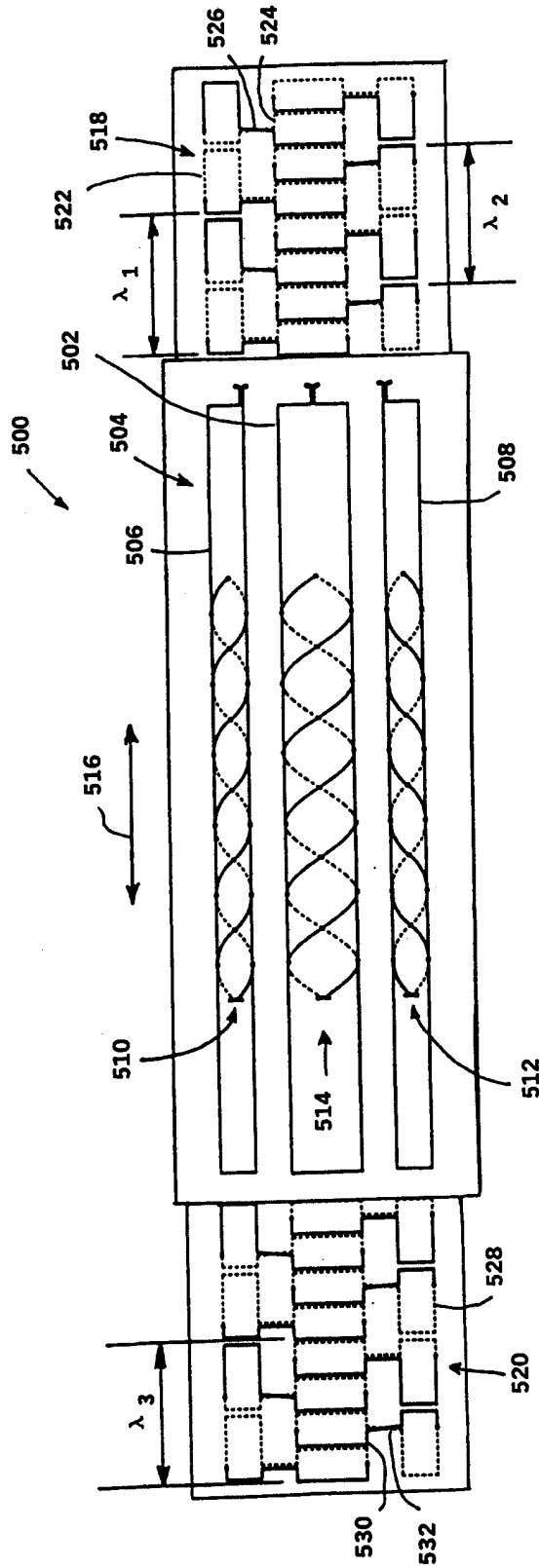


图 7

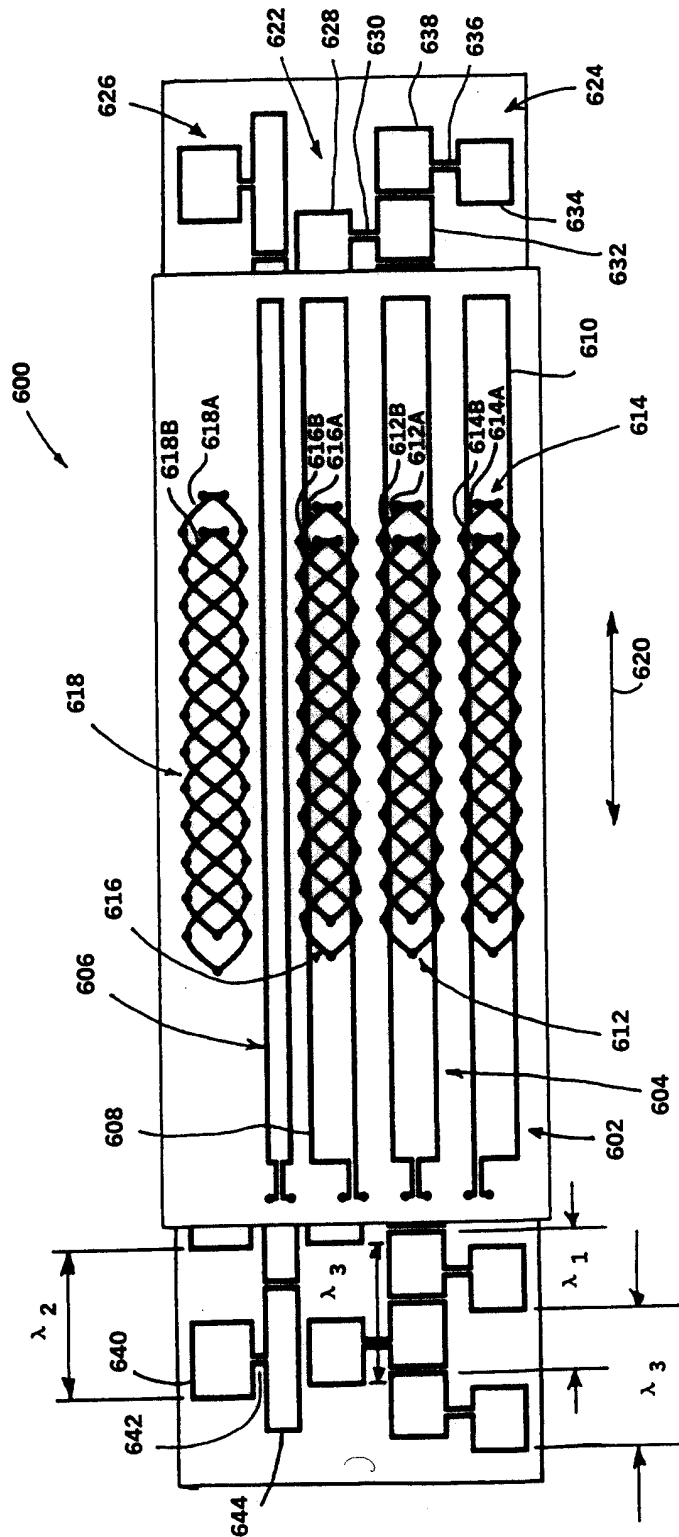


图 8

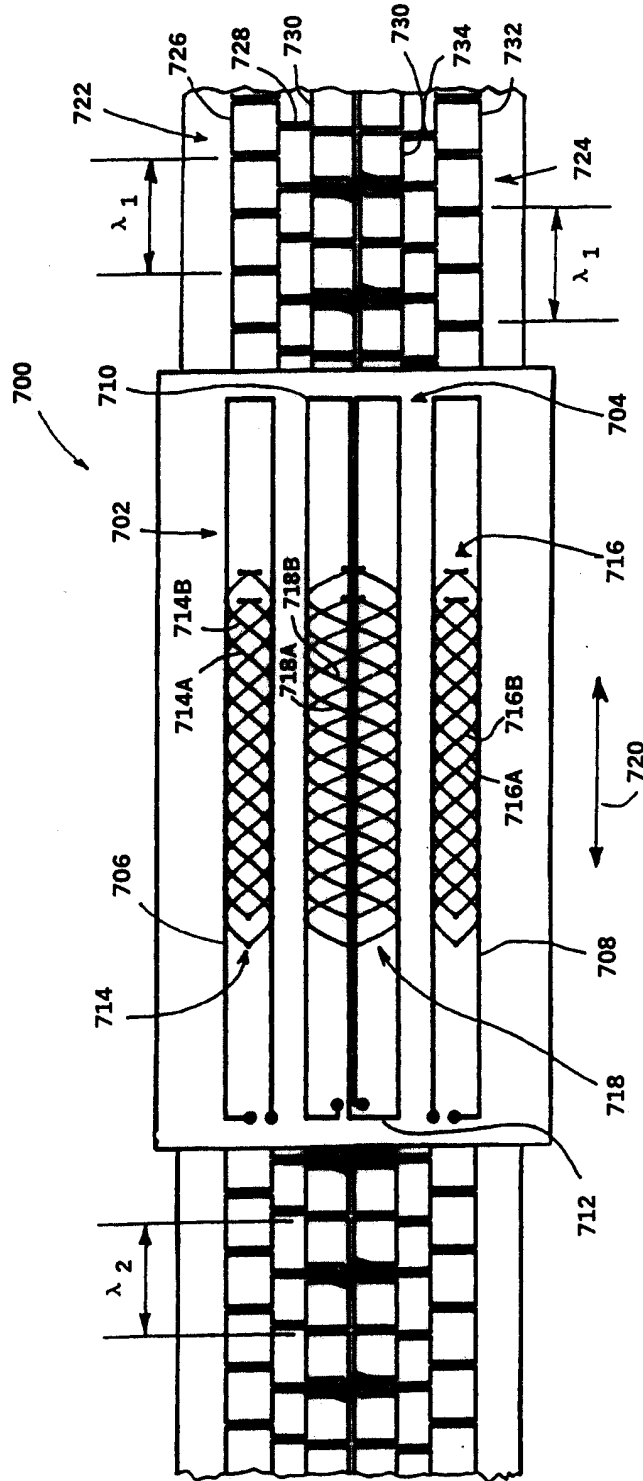


图 9