

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

G01D 5/20

B66B 3/02

G01F 1/56 G01F 23/30

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 95193948.3

[45]授权公告日 2002年5月22日

[11]授权公告号 CN 1085332C

[22]申请日 1995.5.15

[21]申请号 95193948.3

[30]优先权

[32]1994.5.14 [33]GB [31]9409711.0

[32]1994.8.26 [33]GB [31]9417353.1

[32]1994.10.3 [33]GB [31]9420597.8

[32]1994.11.25 [33]GB [31]9423861.5

[86]国际申请 PCT/GB95/01095 1995.5.15

[87]国际公布 WO95/31696 英 1995.11.23

[85]进入国家阶段日期 1997.1.3

[73]专利权人 辛纳普蒂克斯(英国)有限公司

地址 英国剑桥

[72]发明人 A·N·戴姆斯 D·T·E·伊利

审查员 孙毅

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

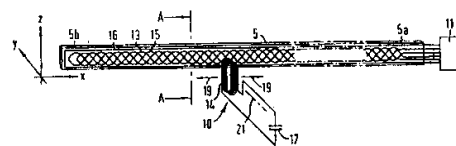
代理人 董巍 董江雄

权利要求书4页 说明书28页 附图页数28页

[54]发明名称 位置编码器

[57]摘要

在一个线性位置编码器中,提供了一个支承构件,其上安装了一对相位正交的绕组(13和15)。绕组被设置成沿着支承构件(5)长度方向具有正弦波形的磁场灵敏度特性。一个谐振电路(10)安装在一个可移动部件(未画出)上,所说谐振电路包括一个线圈(14)和电容器(17),它可以与绕组(13和15)磁耦合。当所说电路(10)被激励时,在绕组(13和15)中根据所说电路(10)在绕组(13和15)的一个周期 T_s 范围内的位置产生感生电流。一个激励和处理单元(11)用于激励电路(10)和处理在绕组(13和15)中产生的信号。这种编码器可以加以改变,测量旋转位置或径向位置,而不是平移位置。



ISSN 1008-4274

权利要求书

1. 一种位置编码器，包括：

5 第一部件和第二部件，它们可以沿测量路径相对移动，第二部件支撑一个发射器，所述发射器与由第一部件支撑的接收器电磁耦合，所述发射器和接收器被安排为：响应于由所述发射器发出的一个信号，在所述接收器中感应出一个输出信号，该输出信号随所述第一部件和第二部件沿所述测量路径的相对位置而变化；

10 其中所述接收器和发射器的至少一个包括一个具有多个环路部分的电路，所述多个环路部分穿过所述测量路径并连接在一起以形成沿所述路径排列的第一组环路和第二组环路，每个环路沿所述路径延伸，所述环路串联连接并被排列为使得：在同一组中的每个环路中由相同的交变磁场感应的电动势（EMF）相加在一起且在第一组环路中由相同的交变磁场感应的电动势（EMF）与第二组中感应的电动势的相位相反；

15 其特征在于在每一组环路中穿过所述测量路径的环路部分排列为沿所述测量路径具有变化的密度，使得所述电路的磁场灵敏度分布按正弦变化。

2. 如权利要求 1 所述的位置编码器，其特征在于所述环路总的呈方形。

20 3. 如权利要求 1 或 2 所述的位置编码器，其特征在于，所述发射器和接收器的至少一个由多个电气上彼此分开、彼此层叠的所述电路构成，且各电路的多个环路都沿所述路径在空间上彼此分开。

4. 如权利要求 3 所述的位置编码器，其特征在于，所述发射器和接收器的所述至少一个由两个所述第一电路构成，且各第一电路的各环路在空间上沿所述路径按二分之一各所述环路的大小（ $T_s/2$ ）彼此分开。

25 5. 如权利要求 1 或 2 所述的位置编码器，其特征在于，所述电路由多于两组的所述环路沿所述路径一个接一个地排列构成。

6. 如权利要求 1 或 2 所述的位置编码器，其特征在于，所述第二部件还包括沿所述路径距所述第一部件固定距离的第二发射器，且其中两个发射器之间的空间间隔使得由所述第一发射器在所述接收器中感应的输出信号与由所述第二发射器在所述接收器中感应的输出信号成相位正交关系。

7. 如权利要求 1 或 2 所述的位置编码器, 其特征在于, 所述发射器包括一个电磁器件, 且其中所述第二部件包括用于向该电磁器件供能的激励电路。

8. 根据权利要求 7 的位置编码器, 特征在于所述电磁器件是具有一
5 个线圈和一个电容的谐振电路。

9. 根据权利要求 8 的位置编码器, 特征在于所述谐振电路包括一个线圈、一个电容和与所述线圈和电容串联的一个石英或陶瓷型谐振器。

10. 根据权利要求 8 的位置编码器, 特征在于, 包括多个谐振电路, 各自的谐振频率不同, 且配置得使其在工作时在所述接收器中感应出相应
10 谐振频率的交变信号, 交变信号的振幅随其相对于所述第一部件的位置而变化。

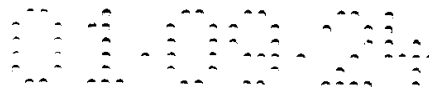
11. 如权利要求 7 所述的位置编码器, 其特征在于, 它还有一个驱动装置和处理装置, 驱动装置用以将所述输入的驱动信号加到所述激励电路上, 处理装置用以处理在所述接收器中感应出的信号, 并由此指示出所述第一
15 部件和第二部件的相对位置。

12. 如权利要求 11 所述的位置编码器, 其特征在于所述驱动装置工作时能在第一时间间隔期间施加所述驱动信号的脉冲, 且所述处理装置工作时能在所述第一时间间隔之后的第二时间间隔期间处理所述感应出的信号。

13. 如权利要求 11 所述的位置编码器, 其特征在于, 所述处理装置有一个解码器, 与所述谐振电路在所述另一电路中感应出的信号的相位匹配。

14. 如权利要求 11 所述的位置编码器, 其特征在于, 所述发射器和所述接收器的所述至少一个有两个或两个以上的所述电路, 各电路的环路在空间上沿所述路径分开, 且所述处理装置工作时能计算出所述接收器中感
25 应出的信号的三角比。

15. 如权利要求 1 或 2 所述的位置编码器, 其特征在于, 所述接收器中感应出的所述输出信号作为所述第一部件和第二部件沿所述路径的相对位置的函数按正弦曲线变化, 且所述正弦变化的一个周期 (T_s) 对应于所述第一和第二组环路的相对运动的程度大小。



转发器，所述第一部件包括向所述电子脉冲转发器供能的激励电路，所述电子脉冲转发器布置为在工作中能由施加到所述激励电路的输入驱动信号产生的磁场供能，在所述接收器中感应出所述输出信号，所述输出信号与所述驱动信号不同。

5 28. 根据权利要求 1 的位置编码器，特征在于所述第一和第二组环路沿所述路径顺序排列。

29. 一种检测沿测量路径相对运动的第一部件和第二部件的相对位置的方法，包括下列步骤：

10 在第二部件上设置一个发射器，它与设置在第一部件上的接收器电磁耦合，其中所述发射器和接收器被布置为使得响应于由所述发射器发送的信号，在所述接收器中感应出一个输出信号，该输出信号的幅值随第一和第二部件沿所述测量路径的相对位置而变化；

15 其中至少所述发射器和接收器之一包括一个具有多个环路部分的电路，所述多个环路穿过所述测量路径，按照沿所述测量路径具有变化的密度排列，并连接在一起以形成沿所述路径顺序排列的第一组环路和第二组环路，每个环路沿所述路径延伸，所述环路串联连接并被排列为使得：在同一组中的每个环路中由相同的交变磁场感应的电动势（EMF）相加在一起且在第一组环路中由相同的交变磁场感应的电动势（EMF）与第二组中感应的电动势相反；

20 从所述发射器发送一个信号；和

检测在接收器中感应的信号和从所述信号推导所述第一和第二部件的相对位置。

30. 如权利要求 29 所述的方法，其特征在于，所述驱动信号由一个频率在 10 千赫至 1 兆赫范围的交变信号组成。

25 31. 如权利要求 29 或 30 所述的方法，其特征在于，所述施加所述驱动信号的步骤应用所述驱动信号的脉冲串，且所述检测步骤在已应用驱动信号的所述脉冲串之后检测所述接收器中感应出的信号。

说明书

位置编码器

发明的技术领域

5 本发明一般来说涉及一种线性、或转动以及径向位置编码器。本发明特别涉及非接触型线性、或转动以及径向位置编码器，尽管如此本发明并不仅仅限于这一类装置。本发明尤其适用于其中可能存在电磁干扰的系统。

背景技术讨论

10 现在已经存在许多种类的非接触型线性位置传感器。与本发明相似的一个系统是在 US-4005396 中记载的“感应式传感器”系统。特别是，US-4005396 公开了一种系统，该系统使用了一组设置在一个静止元件表面上的方波形绕组，和一个设置在移动元件上与交流电源相连的线圈。每个方波形绕组包括一组“高区”和“低区”，并具有不同的周期。该系统利用该线圈与这一组方波绕组之间的互感变化确定该移动元件相对于该静止元件的位置。更具体地说，当该电源使该线圈通电时，如果该线圈与方波形绕组的高区相邻，则在一个方波形绕组中感生出大电流。如果该线圈与绕组的低区相邻，则只感生出小电流。所以，根据绕组上输出的信号就可以确定该移动元件在该静止元件的整个长度上的位置。

15 但是，这个系统有许多缺点。首先，该系统不是“平衡的”，即该系统无法排除电磁干扰的影响。本发明人认识到这是因为使用了一个基板或类似部件作为接地连接件，在系统中不存在对称性。事实上 US-4005396 承认了存在干扰的问题，并试图通过设置一个用于检测电磁干扰的辅加绕组解决这个问题。然后利用从这个辅加绕组中输出的信号调整从方波形绕组中输出的信号。但是这种解决方案需要一个辅加的“干扰”绕组，它增加了系统的复杂性，因而增大了制造成本。

20 第二，该系统对于电源的电压的变化敏感，并且对于移动元件与静止元件之间的间隔变化较为敏感。本发明人认识到这是因为系统依赖于对电源信号的幅度调制，并且没有进行比率计算。但是该专利文献对于间隔问题提出了一种解决方法，该方法包括通过沿着该移动元件运动路径设置导轨来限制移动元件的移动。尽管这种方法在某些应用中是起作用的，但是它并不是对于所有应用都起作用。例如，在一个电梯系统中它就不起作用，

因为在电梯竖井范围内没有明显的横向移动，所以限制电梯是不实用的。

第三，使用方波形绕组产生了一个问题，就是，如果在靠近绕组处进行测量（即按一般来说小于绕组周期的 $1/8$ 的间隔），则由于测量装置对绕组的形状敏感会产生谐波，例如三次、五次、七次等谐波，这些谐波干扰了所得到的测量结果。

5 本申请人已经在 WO94/25829 中提出了一种转动位置编码器，该编码器使用了一个激励线圈，两个接收线圈和安装在可旋转元件上的一个谐振电路。其方案是这样的，该谐振电路响应激励线圈中的激励电流，在接收线圈中产生信号，这些信号的幅度依赖于可旋转元件的取向。所以，通过适当的处理，可以确定可旋转元件的取向。但是，这篇参考文献的公开内容没有超出旋转定位编码方法。

发明概述

15 根据本发明的一个方面，提供了一种指示第一部件和第二部件的相对位置的装置，在这个装置中，其中一个部件上设置有一个发射器电路，该发射器电路通过电磁感应与设置在另一个所说部件上的一个接收器电路耦合，以产生一个表示第一部件和第二部件相对位置的信号，其中发射器电路和接收器电路中的至少一个包括一组电隔离导体，这些导体相互叠置，每个导体包括从该部件上的一个位置延伸出来的一个具有重复的回旋结构的第一部分，和具有相似的回旋结构的第二折返部分，第一部分和第二部分
20 的回旋结构之间具有大约为 180° 的相差，以限定第一类型和第二类型的重复的环路结构，它们对于一个远场的电响应极性相反，从而在第一类型的环路中由背景扰动感生的响应至少部分被在第二类型的环路中感生的响应抵销，其中构成每一个导线的回旋结构在测量方向上与其它导线的回旋结构在空间上是相互分开的。在这种装置的一种改型中，发射器电路或接收器电路具有简单的结构，只具有第一类型和第二类型的环路中的一个。
25

该装置适用于确定一个第一部件的相对位置，该部件包含由一个激励回路的外部磁场感应作为能源的装置或无源装置，并且与载有，例如一个接收器电路的第二部件之间不需要外部连接或电的或机械的接触。

30 较可取的是，第一部件载有一个 LC 谐振电路，第二部件载有一个激励回路组，在激励回路组中输入激励谐振电路的 AC 信号，所说第二部件中还载有一个接收器电路，该接收器电路按照相差为 90° 的正弦导体线路（track）排列的一组导线构成。这种结构使得可以采用接收到的信号作为

内插值以得到高精度测量结果，还使得即使当接收器电路与所说导体线路之间的间隔较小时也能够接收到正弦信号。使用平衡的或交叉的导线构成发射器电路或接收器电路减小了对远场或其它外部扰动，如位于接收器电路附近的金属物体的灵敏度。

5 本发明还提供用于指示一个第一部件相对于一个第二部件的位置的装置，该装置包括安装在第一部件上的输入装置和安装在第二部件上并与该输入装置耦合的输出装置，从而在输出装置上产生一个表示第一部件与第二部件相对位置的信号，其特征在于：输入装置和输出装置中至少一个包括至少一条导体，该导体包括从该第二部件上的一个位置延伸出来的呈正弦回旋结构的第一部分和具有相似回旋结构的第二折返部分，第一和第二部件的回旋结构之间的相差大约为 180° 。

10 由正弦波形导体形成的导体线路得到的正交的输出信号可以按比率处理以给出一个其值对于第一部件和第二部件之间的间隔不灵敏的输出信号。

15 本发明还提供了一种位置编码器，它具有平衡的发射器电路和/或接收线圈或绕组。

根据本发明的另一方面，提供了一种位置编码器，其具有发射器或接收器绕组，所说接收绕组具有磁场分布或磁场灵敏度（视情况而定），其在测量方向上呈正弦波形变化，而不论其与发射器或接收器绕组的距离大小。

20 当本发明用作一个直线位置编码器时，它可以包括一个电梯系统，其中包括指示电梯在电梯井中位置的装置，所说装置为如前所述的相对位置指示装置。该直线位置编码器可以用于确定其它固定的和移动的部件在工程学 and 计量学意义上的相对位置，例如一个点阵或喷墨打印机的移动打印头或者类似装置相对于打印机头在其中往复运动的支撑结构中的位置。

25 本发明还提供了一种液面检测器，该传感器包括一个浮体，一个支承构件，该浮体可以在其上或其中滑动导向，和一个线性位置编码器，构成如前所述的相对位置测量装置。

30 本发明还可以应用于轴位置传感器，例如应用于阀门或者节流阀，其具有一个旋转轴，响应于每个轴具有一个位置编码器，该编码器是一个如前所述的旋转编码器。这样一种编码器较可取的是用于监视有限角位移，例如小于 180° ，特别是不超过 120° 的轴，这种有限转动轴可以用于控制例如

闸阀，这种阀可以在 90° 转动范围内打开或关闭，和汽车节流阀轴，其中角位移一般不小于 120° 。

5 本发明应用于工业工艺控制，例如应用于一个液体流量计，该流量计包括一个锥形管和设置在管中的一个浮体，设置在液体流向的纵向位置，并采用一个如前所述的相对位置指示装置指示浮体和管的相对位置。这种装置还可以包括可以监视或补偿浮体旋转的装置，所说浮体可能包括一个或多个谐振器。

附图简述

10 现在仅仅通过举例的方式，并参照附图说明本发明是如何起作用的，其中：

图 1 示意性表示了包含实施本发明的一个位置编码器的电梯系统；

图 2a 为用于图 1 所示的电梯系统中的、实施本发明的一个线性位置编码器的等距视图；

图 2b 为图 2a 所示的位置编码器导体线路构成部分的纵切面端视图；

15 图 2c 和图 2d 表示了实际上构成编码器导体线路的多层印刷导线；

图 2e 为所形成的 2 层印刷编码器导体线路的示意图；

图 2f、2g 和 2h 表示构成编码器导体线路的导线的不同结构；

图 3 表示一个周期的“螺旋绕组”和远场电磁干扰对它的作用；

20 图 4a 示意性表示图 2a 所示的线性位置编码器的一个部分，并包含其磁场灵敏度相对于谐振区位置的曲线图，图 4b 表示激励脉冲，图 4c 表示响应激励电流在谐振电路中感生的电流；

图 5a 示意性表示了图 2a 和图 4a 中所示的位置编码器中用于确定谐振电路的位置的优选的激励和处理电路；

25 图 5b 为图 4a 所示的电路中积分电路部分的输出电压相对于时间的曲线图；

图 6a 为谐振电路位置发生变化时螺旋绕组对于外部磁场的灵敏度的三维曲线图；

图 6b 为作为谐振电路与支承部分之间间隔函数的灵敏度峰值的二维曲线图；

30 图 7 示意性表示实施本发明的一种绝对式位置编码器的一个实例；

图 8a 表示实施本发明的另一种绝对式位置编码器，和用于确定谐振电路位置的处理电路，图 8b 还表示了另一种结构的绝对式位置编码器和处理

电路;

图9表示实施了本发明的另一种绝对式位置编码器和用于确定谐振电路位置的处理电路;

图10表示实施了本发明的另一种绝对式位置编码器;

5 图11示意性表示实施了本发明的另一种线性位置编码器;

图12a和图12b表示两种结构的三相螺旋绕组以及相关的激励和处理电路,但是它们的不同之处在于施加能量和接收位置信号的方式不同,图12c表示一个四相螺旋绕组及其相关处理电路;

图13a示意性表示实施了本发明的液面检测器;

10 图13b表示如何围绕一个支承构件以螺旋形构成图13a中所示的传感器;

图14a示意性表示适用于实施本发明的旋转位置编码器的一个传感器;

图14b示意性表示适用于图14a中所示的旋转位置编码器中的谐振电路;

15 图15示意性表示包含一个周期的二正交螺旋绕组的一个线性位置编码器;

图16为谐振电路的典型谐振特性图;

图17、18和19示意性表示线性位置编码器的其它结构;

20 图20示意性表示图19中所示的位置编码器中用于确定谐波发生器位置的优选的激励和处理电路;

图21为用于图13所示的液面检测器系统中的优选浮体结构的等角视图;

图22示意性表示可以应用于图13a中所示的液面检测器系统的另一种优选浮体结构的平面图;

25 图23示意性表示应用了本发明的传感器的流体流量传感系统;

图24a示意性表示适用于图23所示的液体流量检测系统中的浮体结构;

图24b示意性表示用于图23所示的液体流量检测系统中的浮体的优选结构;

30 图24c以横断面表示采用了两个本发明的传感器的另一种液体流量检测系统;

图24d示意性表示用于图23所示的液体流量检测系统中的呈球形的浮

体的结构;

图 25 为一个等角视图, 表示如何围绕着图 13 所示的液面检测系统中的支承构件构成正交激励线圈;

5 图 26a 和图 26b 分别表示根据本发明的另一个实施例的位置编码器导体线路和平衡的谐振线圈;

图 27 为平衡的发射器电路和正交的位置编码器导体线路, 以及平衡的接收线圈的示意图;

图 28 表示根据本发明的另一个实施例的一个二维位移传感器的一部分;

10 图 29a 和图 29b 表示一个线圈的视在测量位置与实际测量位置之间的关系, 以及采用一对线圈调整视在测量位置, 能够减少线圈倾斜的不利影响;

图 30a 和图 30b 表示径向位置传感器的几种结构; 和

图 31 表示适用于线性位置编码器的如图 30b 所示的传感器的改进结构。

15 优选实施例详述

图 1 示意性表示了一个电梯系统, 其中包括沿着电梯竖井 3 上下运动的电梯 1。在电梯竖井 3 的一个侧壁上安装有一个传感器支承构件 5, 该支承构件由电绝缘材料制成, 利用固定点 7 安装在电梯井壁上。在支承构件 5 上安装有一个传感器 (未画出), 该传感器与一个激励和处理单元 11 相连接。在这个实施例中, 在电梯的顶部安装有一个谐振电路 10, 从而当受到激励时, 在传感器 (未画出) 中产生表示电梯在电梯竖井 3 中位置的信号。然后由激励和处理单元 11 处理这些信号, 确定电梯的位置, 并输出信号 12 到电梯控制器 (未画出)。该处理电路还能够根据以往的位置指示确定电梯的速度和加速度, 其信息可以用于电梯控制器 (未画出) 最佳地控制电

20

25 梯。

为了在电梯环境中有效地工作, 该传感器系统必须对于传感器支承构件 5 与谐振电路 10 之间的间隔较为不敏感, 因为易于发生横向移动。实际上, 该系统一般应当在任何方向上都具有大约 $\pm 8\text{mm}$ 的横向移动的位移允差。

该电梯系统结合运用了缆索和滑轮传感器, 叶片式光传感器和安装在马达和卷扬机上的轴编码器。但是, 这些传感器具有以下缺点。在缆索和滑轮系统中, 缆索与电梯相连, 并经过一个滑轮, 在滑轮上安装有一个转动编码器。如果电梯竖井的长度较大, 这个系统就会发生缆索在滑轮上的滑

30

动现象和具有很难限制的动态特性。机械磨损也是一个问题。在叶片式光传感系统中，安装在每层楼上的一个金属片遮断了安装在电梯上的光束截止式传感器。这个系统可以用于补偿缆索和滑轮系统的滑动。但是，由于电梯控制器安装在电梯竖井上，需要与传感器进行数据通讯，因此在电梯竖井与电梯之间需要辅加的通讯电缆。轴编码器系统的缺点是由于它是作用在马达和卷扬机上，而不是直接作用在电梯上，所以它是间接的。所以，由于这个系统随着负载和时间的变化而使承载缆索的拉伸程度发生改变，所以该系统将丧失准确性。

图 2 是实施本发明的线性传感器的等角视图，它可以用于图 1 所示的电梯系统中。如图 2 所示，有一对相位正交的导电绕组 13、15 和安装在一个支承构件上的激励回路 16。在如图 2b 所示的一种简单的结构中，可以将用铜或其它导体制成的绝缘导线用环氧树脂胶按照需要的形状粘在用纤维玻璃或其它平整的绝缘板材料制成的一块基板 5 上。在如图 2c 至 2e 所示的更加展开的结构中，导体分布图形是由如图 2c 和 2d 所示的连续的印刷电路层构成的，每一层具有如图所示的印刷图形的导线，并且在一些通孔间延伸。当两层重叠并如图 2e 所示借助一些通孔相互连接时，就得到所需的正弦或“螺旋”形的导体线路。可以采用同样的原理构成辅加层，例如其它“螺旋”导线或如以下所详细介绍的粗略位置指示导体线路。

每个绕组 13 和 15 从支承构件 5 的一端 5a 开始，沿着一条正弦形路径行进，直到抵达另一端 5b，然后从此返回沿着支承构件与顺着一条正弦形路径回到开始端 5a。构成绕组 13 和 15 的正弦形往复路径具有周期 T_s ，并且是反相的，即它们具有大约 180° 的相差。图 2 所示和如上所述的绕组 13 和 15，在下文中将称之为“螺旋绕组”，因为它们看起来就象一个压扁的螺旋管。螺旋绕组 13 和 15 相互绝缘，或者借助位于交叉点的通孔到达支承构件 5 的另一侧，或者采用层叠导体-绝缘层结构。如果采用层叠结构，支承构件 5 应当是非磁性的，最好是非导电的，其理由后面将解释清楚。螺旋绕组 13 和 15 可以由任何导线构成，但是最好通过腐蚀刻法或者其它标准印刷电路板制作技术制成。激励回路 16 缠绕在支承构件 5 的周边上，可以由一圈导线构成，或者由许多圈导线构成。

螺旋绕组 13 和 15 以及激励回路 16 的各端都与激励和处理单元 11 相连。如那些本领域技术人员会认识到的，实际上激励和处理单元 11 可以由一个电源和一个半导体集成电路芯片构成。

图 2a 还表示了一个导线线圈 14 和一个电容器 17，它们共同构成谐振电路 10，该部分安装在如图 1 所示的电梯 1 的顶部。如箭头 19 所示，谐振电路 10 可以沿着支承构件 5 的长度方向，即沿着图 2a 中的 x-轴方向自由移动。可取的是，线圈 14 的轴线 21 与安装有螺旋绕组 13 和 15 的支承构件 5 的表面垂直，因为这种设置使得螺旋绕组 13 和 15 与线圈 14 之间的磁耦合最强。激励回路 16 的结构设计成与谐振电路 10 具有恒定的耦合，而不论其沿着支承构件 5 的长度方向的位置在何处。

用于构成线圈 14 的导线可以是任何一种导电材料，但是最好是 Litz 导线，这种导线是一种具有较低交流阻抗的多股导线。Litz 导线可以从 Elektrisola Dr. Gerd Schildbach GmbH & Co. 公司 (Inderhuvttensee D-5226 Reichshof-Eckenhagen, Germany) 购得。

图 2f, 2g 和 2h 表示其它结构的绕组。在图 2f 中，从整体上看，绕组具有六角结构，在图 2g 中这些绕组为三角形的，在图 2h 中为方波形的。

现在简要地描述图 2 中所示的传感器系统的工作方式。当需要确定线圈 14 相对于支承构件 5 沿着 x 轴的位置时，在激励回路 16 中施加脉冲电流。脉冲的频率应当引起电路 10 发生谐振。当脉冲结束时，电路 10 继续谐振一小段时间，并在各个绕组 13 和 15 中感生出一个电流。感生电流的幅度依赖于谐振电路 10 沿 x-轴方向的位置。所以，通过对在螺旋绕组 13 和 15 中感生的电流进行适当的处理，可以确定在一个周期的绕组 13 和 15 范围内谐振电路 10 的位置。下文中将很清楚，需要两个相位正交的螺旋绕组以在螺旋绕组 13 和 15 的整个周期 T_s 范围内给出清楚的读数。在该实施例中，利用设置在激励处理单元 11 中的一个计数器来测得绝对位置，该计数器对该谐振电路从一个参考点开始移动经过的周期数进行计数。可取的是，这个参照点由一个辅加导电线圈 (未画出) 限定在支承构件 5 的一个选定位置，因为这使得激励处理单元 11 可以在电源断电后，通过简单地移动谐振电路 10 直到在此辅加电路中的信号值达到最大而再次测得绝对位置。此外，通过将若干次这样的激励和处理阶段中得到的值平均可以提高准确率。

尽管上述电路的工作方式在某些方面与用于测量线性位移的“感应型”可变相位变送器的的工作方式有些相似，但是采用螺旋绕组 13 和 15 具有许多优点。特别是，由于绕组 13 和 15 不是数字性质的，即它们沿着支承构件 5 的长度方向是连续变化的，该系统的分辨率在理论上无限高的。但是，

事实上其输出信号是经过数字化处理的，在该处理电路中的、用于将从绕组 13 和 15 中输出的信号转换成数字信号的模 - 数转换器 (ADC) 的分辨率将决定整个系统的分辨率。螺旋绕组的另一个优点是，由于构成各个绕组 13 和 15 的正弦形往复路径是反相的，在任何一个环路和与其相邻的环路中流动的电流是相反方向的，从而相应的磁场具有相反的极性，有效地平衡了。所以，相对来说它们可以排除电磁干扰的影响。这是因为，如图 3 所示，由于背景电磁辐射 23 而在绕组的任何一个环路 A 中感生的电流被由同一背景电磁辐射在绕组的相邻环路 B 中感生的电流抵销了。螺旋绕组的再一个优点是在距绕组任何距离处的一条平行于它们的轴的直线上测得的它们的磁场灵敏度是按正弦波形分布的。结果，该系统与已有技术中的感应型传感器相比，可以允许谐振电路 10 与支承构件 5 之间的间隔，即沿着 Y-轴的移动有较大的变化。特别是，即使当谐振电路 10 与绕组 13 和 15 之间的间隔较小时，螺旋绕组的灵敏度仍然能够保持按正弦波形分布。此外，这个系统对于能够对光学型位置传感器的正常工作产生影响的污物、灰尘和润滑油等相对来说不敏感。

应当指出，因为激励回路 16 沿着绕组 13 和 15 的长度方向产生一个均匀的磁场，并且由于这些绕组是平衡的，所以激励回路 16 与绕组 13 和 15 实际上正交。换句话说，在理论上激励回路 16 不会在绕组 13 和 15 中感生电流，所以该系统可以在连续波 (CW) 模式下工作，即同时激励和接收信号。但是，事实上，由于螺旋绕组的非理想性，特别是在绕组端部，激励回路中的电流会在其中感生出一些电流。所以，较可取的工作模式，至少在此实施例中，是脉冲 - 回声模式即发射，然后在激励取消后接收和处理这些信号。

现在参照附图 4、5 和 6 更详细地描述图 2 中所示的该系统的工作原理。图 4a 为表示螺旋绕组 13 和 15，激励回路 16 和谐振电路 10 的部分的示意图。如箭头 19 所示，谐振电路 10 可以自由地沿着螺旋绕组 13 和 15 的轴向，即沿着 X-轴的两个方向上移动。图 4a 还表示了每个螺旋绕组对于由谐振电路 10 产生的磁通密度函数 $S(x)$ 作为谐振电路 10 沿着支承构件 5 的位置 x 的函数的曲线图。当谐振电路 10 沿着螺旋绕组 13 和 15 移动时，相应的灵敏度函数 $S_{13}(x)$ 和 $S_{15}(x)$ 将按照相位正交的正弦波形式变化，由下

式给出:

$$S_{13}(x) = A \cos\left(\frac{2\pi x}{T_s}\right) \quad (1)$$

$$S_{15}(x) = A \sin\left(\frac{2\pi x}{T_s}\right) \quad (2)$$

(其中 x 和 T_s 如上所定义, A 是灵敏度函数的峰值幅度)。

5 图 4b 表示施加到图 4a 中所示的激励回路 16 中的激励电流脉冲群。每个脉冲群由若干周期的激励电流组成。所发射的周期数依赖于谐振频率和
10 谐振电路 10 的品质因子 (Q)。在这个实施例中, 将由 64 个周期的、具有周期为 $6\mu s$ 的三角波信号构成的脉冲群施加到激励回路 16 中, 这足以使得电路 10 发生谐振。图 4c 表示谐振电路 10 中的电流 I_r 的幅值的增加, 并且恰好在激励电流消失之前开始变得稳定。在脉冲群结束之后, 电路 10 仍然谐振, 但是电流 I_r 的幅值随着时间以指数形式下降。为了使信号时间稳定, 激励和处理单元 11 在对绕组 13 和 15 的信号进行处理之前, 需要等待一段较短的时间, 在本实施例中大约是 4 个激励周期。

15 所以, 在激励电流脉冲群已经消失后, 在谐振电路 10 中流动的电流可以用下式表示:

$$I_r = \hat{I}_r e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(2\pi f_r t) \quad (3)$$

其中 f_r 为电路 10 的谐振频率, 在本实施例中谐振频率为 166KHz, 其中包含时间 t 和衰减时间 τ 的指数项表示电流幅值随时间变化呈指数下降。

20 在谐振电路 10 中流动的电流 I_r 在构成谐振电路的一部分的线圈 14 的轴向上产生一个磁通密度 B_r , 可以表示为:

$$B_r = K_1 \hat{I}_r e^{-\frac{t}{\tau}} \sin(2\pi f_r t) \quad (4)$$

其中 K_1 为与线圈的物理性质, 即匝数、半径等有关的比例常数。改变磁通密度 B_r 在各个螺旋绕组 13 和 15 中感生出一个电动势 (EMF), 该电动势与磁通密度 B_r 的变化率成正比, 并由相应的螺旋绕组 13 和 15 的各自的

灵敏度函数 $S_{13}(x)$ 和 $S_{15}(x)$ 加以幅度调制。所以，当谐振电路 10 处于图 4 所示的位置时，在螺旋线圈 13 中感生的 EMF 由下式给出：

$$EMF_{13} = 2\pi f K_1 \hat{I}_1 e^{-\frac{1}{T}} S_{13}(d) \cos(2\pi f, t) \quad (5)$$

在螺旋绕组 15 中感生的 EMF 由下式给出：

$$EMF_{15} = 2\pi f K_2 \hat{I}_1 e^{-\frac{1}{T}} S_{15}(d) \cos(2\pi f, t) \quad (6)$$

其中 K_2 为与 K_1 和由各个螺旋绕组包围的面积有关的比例常数。

在本实施例中，各个螺旋绕组 13 和 15 的峰-峰间隔约为 35mm，周期为 200mm；电路 10 的线圈 14 的长度为 100mm（即在图 4a 中的 z-方向），宽度为 50mm（即在图 4a 中的 x-方向），与支承构件 5 的间隔为 10mm；激励回路 16 的宽度为 45mm（即在图 4a 中的 z-方向），对于这样一种结构每放大器的激励电流在螺旋绕组中可以感生出峰值大约为 180mV 的 EMF。

为了确定谐振电路 10 在螺旋绕组长度方向上处于什么位置，即确定在周期 T_s 范围内的值 d ，需要在激励和处理单元 11 中对从螺旋绕组 13 和 15 中输出的信号进行处理。图 5a 中示意性表示了用于计算谐振电路 10 在螺旋绕组 13 的周期 T_s 范围内的位置的激励和处理电路。如图 5a 所示，有一个信号发生器 41，该信号发生器产生激励电流，该激励电流通过开关 42、放大器 23 和变压器 24a 施加到激励回路 16。如上所述，在本实施例中激励电流是周期为 $6\mu s$ 的三角波，并以持续 $384\mu s$ 的脉冲形式施加到激励回路 16。在激励信号已经从激励回路 16 中去掉以后，即当开关 42 打开，螺旋绕组 13 和 15 输出的信号通过一个消除共模噪声的变压器 24b 和一个对输入信号进行调制的混频器 27a 输入到一个双路开关 26 的一端。同样地，螺旋绕组 15 输出的信号通过另一个变压器 24c 和混频器 27b 输入到双路开关 26 的另一端。各个混频器 27a 和 27b 将输入信号与发射信号的相移信号 39，特别是，相移 $+90^\circ$ 或相移 -90° 的信号相乘以对输入信号进行解调。由于谐振电路 10 在激励信号上产生了 -90° 的相移，所以需要 -90° 相移。对于采用 $+90^\circ$ 进行解调的另一种结构的理由将在下文中予以解释。所以，混频器 27a 的输出信号由下式给出：

$$V_{13} = K_3 S_{13}(d) + K_3 S_{13}(d) \cos 4\pi f, t \quad (7)$$

混频器 27b 输出的信号由下式给出:

$$V_{15} = K_3 S_{15}(d) + K_3 S_{15}(d) \cos 4\pi f_c t \quad (8)$$

然后通过开关 26 将这些信号复路输出, 并由低通滤波器 29 进行滤波以去掉其中的高频分量, 得到:

$$\tilde{V}_{13} = K_4 \cos\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right) \quad (9)$$

$$\tilde{V}_{15} = K_4 \cos\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right) \quad (10)$$

然后利用一个双斜率模/数转换器将经过滤波的信号转换成数字信号, 所说的这种转换器适用于输入两路正交信号, 并输出这两路经过滤波的信号的比例信号。这是通过以下方式实现的。首先, 将螺旋绕组 13 输出的信号 \tilde{V}_{13} 输入到积分器 31 (时间常数为 RC) 持续一个固定的时间 t_0 。如果 \tilde{V}_{13} 的极性为正, 则积分器 31 的输出以斜率 \tilde{V}_{13}/RC 斜线上升, 如果 V_{13} 的极性为负, 则积分器 31 的输出以斜率 \tilde{V}_{13}/RC 斜线下降。尽管积分器 31 的输出根据情况的不同斜线上升或下降, 但是微处理器 33 中的一个计数器 (未画出) 以一个固定的速率 f_c 累加计数。然后, 在固定时间 t_0 结束时, 微处理器 33 将计数器 (未画出) 达到的计数值 N_{13} 存储起来, 并控制开关 26 使螺旋绕组 15 的输出信号 \tilde{V}_{15} 输入到积分器 31。当开关 26 动作时, 如果绕组 15 输出信号的极性与绕组 13 输出信号的极性相同, 则微处理器 33 触发 +90° 相移模块 35, 否则维持 -90° 相移。这保证了积分器 31 相应于 \tilde{V}_{15} 与相应于 \tilde{V}_{13} 是以相反的方向变化。所以, 如果两个绕组输出的信号都是正极性, 则施加 +90° 相移, 将 V_{15} 反相, 从而积分器 31 以斜率 V_{15}/RC 斜线下降。当积分器 31 斜线下降时, 微处理器 33 中的计数器以与在斜线上升阶段相同的速率 f_c 累加计数。当积分器 31 的输出为零时, 触发比较器 37 输出, 并停止微处理器 33 的计数。

图 5b 更加详细地表示了当两个绕组的输出信号都是正极性时积分器 31 的信号输出。计数值 N_{13} 由时间 t_0 乘以计数器累加计数的速率 f_c 得出。但是, 从图 5b 可以很清楚地看出, 在 t_0 时, 电压 V_m 由 t_0 乘以积分器电压斜线上升的速率得出。所以, 由下式得出 N_{13} :

$$N_{13} = f_c t_0 = f_c V_m \left(\frac{RC}{\tilde{V}_{13}} \right) \quad (11)$$

同样地，计数值 N_{15} 由对于积分器 31 使计数值降为零所用的时间得出，即 t_1 乘以计数器累加计数的速率 f_c 。但是，从图 5b 可以很清楚地看出， t_1 等于 V_m 除以积分器电压斜线下降的速率，即：

$$N_{15} = f_c t_0 = f_c V_m \left(\frac{RC}{\tilde{V}_{15}} \right) \quad (12)$$

所以，通过用 N_{13} 去除 N_{15} ，所得到的数字信号等于 V_{15}/V_{13} ，这个值等于：

$$\frac{\tilde{V}_{15}}{\tilde{V}_{13}} = \frac{K_4 \sin\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right)}{K_4 \cos\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right)} = \tan\left(\frac{2\pi d}{T_s}\right) \quad (13)$$

所以，微处理器 33 可以通过运算反正切函数，并利用根据从混频器 27a 和 27b 输出的解调信号的极性的适当的相移求出 d 值。更具体地说， d 值是通过下式求出的：

$$d = \left[a \tan\left(\frac{\tilde{V}_{15}}{\tilde{V}_{13}}\right) + \pi (if \tilde{V}_{15} < 0) \right] \frac{T_s}{2\pi} \quad (14)$$

本领域的技术人员可以理解，由于值 N_{15} 与谐振电路 10 的位置直接相关，所以可以通过利用 N_{15} 查询一个查阅表解方程 14。

在本实施例中，混频器 27a 和 27b 的输出信号的极性由比较器 37 将它们与地电位进行比较而确定。为了实现这个目的，提供了一个由微处理器 33 控制的开关 28，这使得滤波器 29 输出的信号可以经过积分器 31。

假定处理电路需要约 $400\mu\text{s}$ 的时间以确定电路 10 在螺旋绕组的一个周期范围内的位置，那么约每一毫秒可以读取一次数据。所以，如果无法得到绝对位置，只要其运动速度不大于 100ms^{-1} ，仍然可以求出电梯的速度，否则会出现混淆误差。

图 5a 所示的上述激励和处理单元仅仅是给出的一个实例，而不是对于

其结构的限制。

在上述实施例中，谐振电路 10 是由从一个本机振荡器 41 产生的激励电流脉冲所激励的，该振荡器已经调节到电路 10 的谐振频率。谐振频率 f_r 最好是在 10KHz 到 1MHz 的量级。比这个范围低得多，即大约 100Hz 会使得绕组中的感生电动势幅值较低，响应时间不佳。太高，即大约 100MHz 会由于螺旋绕组 13 和 15 之间的交叉耦合导致准确度受损，并增加处理电路的复杂性和成本。

上面已经提到图 2 中所示的系统相对来说可以允许螺旋绕组 13 和 15 与谐振电路 10 之间的间隔或间隙有较大的变化。现在将参照图 6a 和图 6b 解释其理由。图 6a 是一个周期的螺旋绕组的灵敏度函数 $S(x,y)$ 的三维图。图 6a 的 x-轴表示谐振电路 10 在沿螺旋绕组 13 方向上的位置，y 轴表示谐振电路 10 与螺旋绕组 13 的距离，z-轴表示螺旋绕组 13 对于由谐振电路 10 所产生的磁通密度的灵敏度函数 $S(x,y)$ 的幅度。图 6b 是作为谐振电路 10 与支承构件 5 之间间隔的函数的灵敏度函数的峰值 $S(y)$ 的两维图。如图所示当谐振电路 10 从螺旋绕组 13 处移开时，即随着 y 值的增加，灵敏度函数的峰值 $S(y)$ 下降。但是，图 6a 表明灵敏度函数 $S(x,y)$ 随着谐振电路 10 沿着支承构件方向位置的改变呈正弦波形变化，而与谐振电路 10 与支承构件 5 之间的间隔 y 无关。换句话说，在已有技术装置中普遍存在的谐波失真问题，用这种正弦波形螺旋绕组已经消除或者至少是减小了。

所以，螺旋绕组 13 的灵敏度函数可以表示为：

$$S_{13} = \hat{S}(y) \cos\left(\frac{2\pi x}{T_s}\right) \quad (15)$$

图 1 中所示的螺旋绕组 15 的灵敏度函数也具有用 $S(y)$ 表示的峰值。所以，在进行公式 13 所示的比例计算时，对于间隔 y 的相关性不再考虑。本发明人已经实现了系统性能无需再对在零和至少四分之一螺旋周期 T_s 之间的间隔折衷考虑。用于本实施例中的螺旋绕组具有 200mm 的周期。所以，该系统能够允许达到 50mm 的间隔，所以很容易满足 $\pm 8\text{mm}$ 的横向位移要求。

此外，还可以利用在螺旋绕组中感生的信号幅值来确定谐振电路 10 与支承构件 5 之间的间隔。但是，由于幅值受到其它系统变量诸如激励电源等的影响，间隔的计算可能并不准确。

理论上，螺旋绕组可以具有任何周期 T_s ，所以传感器可以具有任何长度。但是，当绕组的周期 T_s 增加时，传感器检测位置变化的分辨率降低了。原因是谐振电路 10 在螺旋绕组的周期 T_s 范围内的位置的微小变化只能产生传感器信号的微小变化。这些微小变化是否能够检测出来，依赖于处理
5 电路中所使用的模数转换器的分辨率、所接收信号的信噪比和绕组的空间准确度。一般来说，对于给定的用途，ADC 的分辨率是由其它系统参数或由成本所限定的，通常为 8 比特 ADC。本发明人已经发现对于 8 比特 ADC，用这种螺旋传感器所能达到的分辨率约为螺旋绕组周期 T_s 的 $1/400$ 。所以，当系统设计者给出所要求的分辨率指标时，也就实际上规定了螺旋绕组的
10 周期。

在第一实施例中，可以使用一个计数器使得系统能保持跟踪谐振电路的绝对位置。解决这个问题的另一种方案是沿着传感器长度方向提供一组粗测螺旋绕组和一组精测螺旋绕组。这种结构的一个实例示意性表示在图 7 中，其中表示了一个 2.4m 长的支承构件 5，支承构件上包括一组周期为
15 200mm 的精测正交螺旋绕组 13 和 15，和一组周期为 2.4m 的粗测正交螺旋绕组 43 和 45。精测螺旋绕组输出的信号用于确定谐振电路在精测螺旋周期中的位置，粗测绕组输出的信号用于确定谐振电路与精测绕组的哪一个周期邻近。如图 7 所示，精测绕组 13 和 15 与粗测绕组 43 和 45 相互重叠，与在第一实施例中一样，在导体交叉点采用通孔或者类似物。这种结
20 构是可取的，因为它使系统的对称性最高，而这又使得系统的线性和抗干扰性最佳。为了使这种结构得以发挥作用，应使粗测绕组的周期与精测绕组的周期有所区别。如果不可能做到，应当采用一个或多个中间周期的绕组。

解决周期模糊问题的另一种方案表示在图 8 中。特别是，图 8a 表示了一个周期为 T_1 的第一螺旋绕组 13 和具有稍大周期 $T_1 + \Delta t_1$ 的第二螺旋绕组
25 47。其它正交绕组也是需要的，但是为了清楚起见，只表示了支承构件 5 的处理端 5a。两组正交绕组 13、47 的输出信号之间的相位差表明谐振电路与哪一个周期相邻，从这些正交螺旋绕组之一中输出的信号可以被用于按照上述的方式确定在此周期范围内的位置。例如从第一组正交螺旋绕组输出的
30 的信号 I_1 和 Q_1 可以被用于确定谐振电路 10 在该周期范围内的位置，而从所有绕组中输出的信号 I_1 和 Q_1 ； I_2 和 Q_2 可以用于查询一个相位差查阅表 (LUT) 以确定谐振电路 10 与哪一个周期相邻。对于一个具体的传感器，

其中各绕组的周期为 T_1 和 $T_1 + \Delta t_1$ ，查阅表是特定的，而对于其它具有改变周期的传感器，则必须重新计算。但是，在一定数目的螺旋绕组周期之后，这个方案将失去作用，因为其结构会发生重复。图 8b 表示了延长这种结构周期的一个方法。具体来说，在图 8b 中，采用了一个第三螺旋绕组 48，它具有与绕组 47 不同的周期 $T_1 + \Delta t_2$ 。于是可以利用这三个螺旋绕组的输出信号（以及相应的正交绕组（未画出）的输出）推导出正确的周期。

解决周期模糊问题的再一种方案表示在图 9 中，其中使用了一组灰度码绕组 51，与应用于 US-4005396 中的相似，并与正交螺旋绕组 13 和 15 结合。如图所示为了清楚将灰度码绕组 51 与螺旋绕组 13 和 15 相邻排列。可取的是，灰度码绕组 51 重叠在螺旋绕组 13 和 15 的上面，以使对称性最高，和使对背景干扰的敏感度最低。在这个实施例中，灰度码绕组的输出信号被送入一个周期解码器 53 中，以确定谐振电路（未画出）与螺旋绕组的哪一个周期相邻，并且如上所述测定其在一个周期范围内的准确位置。但是，由于需要许多附加导线来构成灰度码绕组 51，所以这个实施例的缺点是相对来说比较复杂，制造成本昂贵。

本发明人设想了其它一些解决相位模糊问题的方案，诸如沿着传感器导体线路的长度方向设置一个数字条形码识别器，它可以唯一地识别谐振电路与哪一个周期相邻。在图 10 中，这种条形码是由如图所示的分离的位于较低处的导体线路 44 构成的，这是一个伪随机数字数据导体线路，它们对螺旋绕组 13 和 15 的周期予以编码。如在图 9 中的实施例所示，为了简化条形码识别器如图所示与该导体线路相邻，但是较可取的是它们重叠在绕组 13 和 15 的上面。

在上述的实施例中提供了两个相位正交的绕组 13 和 15 以产生正交信号，利用这些信号可以清楚地确定电路 10 在一个周期 T_s 范围内的位置。图 11 表示另一种能够产生正交信号的方式，但是这次只使用了一个螺旋绕组 13。具体地说，图 11 表示了一个多周期螺旋绕组 13，一个激励回路 16 和分别具有不同的谐振频率 f_1 和 f_2 的两个谐振电路 10a 和 10b。两个谐振电路 10a 和 10b 是彼此相对固定的，其间隔为螺旋绕组周期 T_s 的四分之一。如箭头 19 所示，两个谐振电路 10a 和 10b 可以自由地沿着支承构件（未画出）的长度方向来回移动。当在激励回路 16 中施加一个频率为 f_1 的激励电流时，电路 10a 发生谐振，并在螺旋绕组 13 中产生一个与 $\sin(2\pi d/T_s)$ 相关的信号，其中 d 是电路 10a 在一个螺旋周期范围内的位置。同样地，当在

激励回路 16 中施加一个频率为 f_2 的激励电流时，电路 10b 产生谐振，并在螺旋绕组 13 中产生一个与 $\sin[2\pi(d+T_s/4)/T_s]$ ，即 $\cos[2\pi d/T_s]$ 相关的信号。所以，产生了正交信号，利用这些信号可以确定电路 10a（从而包括电路 10b）在一个螺旋周期范围内的位置。

5 在上述实施例中，激励信号施加到围绕支承构件 5 周边的一个激励回路 16 中。采用这样一种激励回路的缺点是它不是平衡的，所以会受到并产生电磁干扰。图 12a 表示一个三相螺旋绕组系统，该系统利用一个绕组激励谐振电路 10，结果使得激励回路也是平衡的。具体地说，图 12a 表示三相螺旋绕组 53、55 和 57，每个绕组与其它两个的相差为 120° ，和表示由谐振电路 10 在绕组中感生的信号的矢量。在这个实施例中，利用绕组 53 激励谐振电路 10，并利用绕组 53 输出的信号和绕组 55 与 57 输出信号的矢量差确定谐振电路的位置。绕组 55 与 57 的输出信号的矢量差生成一个与绕组 53 的信号相位正交的信号，在矢量表示中用点划线箭头 59 表示。但是，在这个实施例中，当谐振电路 10 与绕组 53 的交叉点相邻时，激励信号施加到绕组 55 上，而不是绕组 53 上。此外，绕组 55 的输出信号和表示绕组 53 与 57 的信号的矢量差的信号被用于确定谐振电路的位置。这样，该系统确保谐振电路 10 在沿着支承构件长度方向的所有位置处都被激励，并确保激励和接收绕组是平衡的。

20 在图 12b 中通过激励和处理单元 11 在一端将分别具有各自相位的三相交流激励电流输入三个螺旋绕组 53、55 和 57。这些绕组在另一端相互连接在一起以形成这个三相系统的中点线，在该中点线输出的信号返回到处理单元 11。谐振电路 10 使该中点线不平衡，并产生一个幅值依赖于谐振电路 10 与绕组 53、55 和 57 之间的间隔、其相位依赖于电路 10 在绕组的一个周期范围内的位置的信号。

25 图 12c 表示采用螺旋绕组的再一种结构。具体地说，在图 12c 中有四个螺旋绕组 63、65、67 和 69，每个绕组与另一个间隔 $1/8$ 绕组周期。与在其它实施例中一样，围绕着支承构件 5 的周边设置有一个激励回路 16，螺旋绕组 63、65、67 和 69 的端部与激励和处理单元 11 相连。本发明人已经发现利用这样一种四相系统，可以抑制在绕组中感生、产生的任何空间谐波。

30 在上述实施例中，螺旋绕组 13 和 15 基本上位于一个平面上。但是，以螺旋形式围绕着支承构件卷绕这些螺旋绕组也是可能的，而且可以实现与

平面结构相同的优点。本发明的这种结构特别适用于液面检测。图 13a 示意性表示了应用本发明的螺旋形绕组的液面传感器。在图 13a 中，一个支撑架 1305 具有圆柱体形，螺旋绕组 1313 和 1315 以螺旋状卷绕着该支撑架。本领域的技术人员可以认识到，支撑架 1305 必须是可以透过由谐振电路 1310 产生的磁场的，否则会影响该传感器的正常工作。图 13a 中还表示了激励回路 1316，它可以激励安装在浮体 1320 上的谐振电路 1310。可取的是，浮体 1320 为环形，套装在支撑架 1305 和绕组 1313 和 1315 上，并且当容器（未画出）内的液面（未画出）上升或下降时可以如箭头 1319 所示沿着圆柱体支撑架自由地上下浮动。在这个实施例中，浮体 1320 也是受到限制的，以使其不会绕着支撑架 1305 旋转。本领域的技术人员可以认识到，如果浮体 1320 可以旋转，那么由处理单元 1311 所指示的位置在相同的高度上会发生变化。如果在该支撑架 1305 的侧面使用一个平面螺旋结构，那么这个旋转问题不会引起同样的问题。下面更加详细地讨论这个问题。

图 13b 表示应当如何将螺旋绕组 1313 和 1315 缠绕在支撑架 1305 上。基本上，螺旋绕组 1313 和 1315 由四根导线 1313a、1313b 和 1315a、1315b 从支撑架 1305 的外侧开始，相隔 90° 间隔，并沿着支撑架 1305 的长度方向按照螺旋形状旋转构成。在支撑架 1305 的远端（未画出），相隔 180° 的导线连接在一起，从而导线 1313a 和 1313b 构成一个螺旋绕组 1313，导线 1315a 和 1315b 构成第二个正交的螺旋绕组 1315。当螺旋绕组由许多周期构成时，绕支撑架 1305 还可以缠绕一个附加绕组以构成一个周期编码器。这个实施例的工作方式与第一实施例的工作方式相似。使用这种螺旋形状设计的一个优点是由于只是将导线简单地缠绕在支撑架上，所以它比平面型设计更加容易制造。

图 14a 和 14b 表示如何对“螺旋形”传感器进行改进以使其适用于旋转位置编码器。具体地说，图 14a 表示一个固定的电路支承构件 1405，螺旋绕组 1413 和 1415 呈圆形缠绕在其上。在这个实施例中，每个螺旋绕组 1413 和 1415 围绕着支承构件有三个周期。如同在线性编码器实施例中一样，利用通到支承构件的另一侧的通孔或者利用导体-绝缘层层叠结构避免了导线的交叉。在支承构件 1405 上也安装有一个激励回路 1416，该回路用于激励安装在可动部件上的谐振电路，该可动部件可以绕着该支承构件的轴自由旋转。为了保持系统的线性，谐振电路应当尽可能做成对称的。

图 14b 表示可旋转部件 1401，该部件如箭头 1419 所示围绕着中心点 1491 相对于图 14a 中所示的支承构件 1405 旋转。谐振电路 1410 安装在这个可旋转部件 1401 上，其设计可以使得系统的线性程度最佳。这种旋转实施例的工作方式与线性实施例的工作方式相似。

5 在前述的实施例中沿着位置编码器的支承构件采用了多周期螺旋绕组。但是，在某些应用中，较短长度的支承构件可能是足够的，在这种情况下只需要一组有一个周期的螺旋绕组。图 15 表示了一个承载着一个激励线圈 1516 和两个只占一个周期 T_s 的相位正交的螺旋绕组 1513 和 1515。与前面的实施例一样这些绕组与一个激励和处理单元 1511 相连。尽管这种结构
10 的装置可能适用于某些应用，但是它并不可取，因为端部缺陷会降低准确度。

在上述的实施例中，在可动物体上安装了一个谐振电路。它的优点是当取消激励信号之后，仍然可以产生一个磁场，这意味着在可移动物体上不需要电源。但是，将谐振电路的位置固定，而让支承构件移动也是可能的。
15 此外，通过在每个物体上安装具有不同谐振频率的谐振电路，还可以确定一组可移动物体的位置。图 16 表示了一个谐振电路的谐振特性。理想地，如果这些谐振频率彼此接近，那么这个特性应当具有一个最大值，一个低的最小值和一个窄峰宽 $\delta\omega$ ，或者换句话说该谐振电路应当具有一个高的品质因数 (Q)。改善这种特性的一种方法是采用一个石英或陶瓷型谐振器
20 与线圈 14 和电容器 17 串联。在这样一个实施例中，线圈 14 的电感值和电容器 17 的电容值最好是经过选择的，从而使得它们的阻抗在石英或陶瓷谐振器的谐振频率点相互抵销，而这使得谐振特性的锐度最大。石英或陶瓷型谐振器比较适用于安装在印刷电路板的表面上，因为这使得它们所占的空间最小。适合的陶瓷谐振器可以从以下公司购得：AVX Kyocera, Stafford
25 House, Station Road, Aldershot, Hants, United Kingdom 或 Murata; Cirkit, Mercury House, Calleza Park, Aldermaston, Reading, Berkshire, United Kingdom 所分销。

在图 17 中，支承构件 1705、激励线圈 1716 和绕组 1715 和 1713 的结构与以前一样。但是，在这个实施例中，有两个可移动物体（未画出），
30 每个物体之上分别有一个具有不同谐振频率的谐振电路 1710A 和 1710B。每个可移动物体与各个谐振电路 1710A 和 1710B 相关的位置可以通过依次激励各个谐振电路，或者用一个“白噪声”信号，即一个包含所有频率的

信号同时激励所有的谐振电路来确定，并运用已知的信号处理技术确定每个可移动物体的位置。虽然与各个物体相关的谐振频率可以具有任何值，但是它们最好是经过选择的，以相对来说比较接近，从而使系统的带宽不太大。否则，电路会变得复杂，进而制造成本更加昂贵。

5 当然，如果在可移动物体上包含一个电源不成问题，则可以用一个电源代替构成谐振电路 10 的一部分的电容器 17。在图 18 中表示了这样一个关于平面螺旋设计的实施例，但是它同样可以应用于其它实施例中。具体地说，图 18 示意性表示了安装在一个支承构件 1805 上的一组平面正交螺旋绕组 1813 和 1815，和安装在该可移动物体（未画出）上、并带有一个与
10 线圈 1814 的两端相连的交流电源 1861 的一个线圈 1814。图 18 中所示的这个实施例可以很容易地用于一个多物体系统。在这样一种应用中，每个物体本身都包含一个具有特定频率的电源。

在上述实施例中，只是在激励信号撤销后才对螺旋绕组输出的信号进行处理。其理由是为了减少由于与激励信号的交叉耦合引起的干扰。但是，
15 如果用一个谐波发生器代替谐振电路，就可以将由谐波发生器产生的信号与激励信号区分开来。所以，如果提供一个单独的激励线圈，就能够在激励信号仍然施加在激励线圈上的同时确定谐波发生器的位置。这是可能的，因为谐波发生器具有非线性磁场特性，它响应激励信号，产生一个包含激励频率的谐波分量的磁场。这些高频谐波可以与激励信号区别开来，
20 所以能够用于在激励信号仍然施加在激励线圈中时确定谐波发生器的位置。

图 19 表示一个实施例，其中一个谐波发生器 1901 取代谐振电路安装在可移动部件上（未画出）。这个实施例是参照平面螺旋结构加以描述的，但是它也可以应用于上述的其它实施例。图 19 表示了一个支承构件 1905，
25 在该支承构件之上安装了螺旋绕组 1913 和 1915 以及一个激励回路 1916。当激励回路 1916 处于它的任何被允许的位置时，即沿着该支承构件 1905 的整个长度方向时该激励回路 1916 必须能够激励谐波发生器 1901 使之进入它的非线性区域。如图 17 所示安装在支承构件 1905 的周边上的激励回路 1916 就是适合的激励回路的一个实例。

30 图 20 表示发生激励信号的信号发生器，和在图 19 中所示的激励和处理单元 1911 中的处理电路的一个实例。具体地说，一个准方波发生器 2061 产生具有基频 f ，但是不含有 $3f$ 、 $9f$ 、 $15f$ 等谐波频率的激励信号，这个

信号连续输入到激励回路 1916 中。从正交螺旋绕组 1913 和 1915 中输出的信号，（如果需要测量绝对位置还包括从其它绕组 1917 中输出的信号）输入一个由微处理器 2033 控制的模拟多路转换器 2026。从各个绕组中输出的信号由放大器 2073 放大，并在一个混频器 2027 中与一个频率为激励信号的基频 f 的三倍的信号 2039，即三次谐波信号混频。所以，将对所接收的信号中具有 $3f$ 频率的分量（这是由谐波发生器 2001 所产生的有用分量）解调，而其它分量则不进行解调。然后用一个低通滤波器 2029 将解调的分量从高频分量中滤出，在 ADC2075 中转换成数字信号，输入微处理器 2033，并暂时存储在那里。当从所有绕组中输出的信号都按照这种方式处理后，微处理器 2033 利用上述的公式 14 计算可移动物体的绝对位置。

谐波发生器 1901 一般是用一种非线性磁性材料制成的，这种材料可以由激励信号驱动越过其饱和点进入其非线性区，例如 Vaccum Schmelze 6025 Spinnelt Ribbon。另外，与一个非线性电子元件如一个二极管相连的线圈也可以作为一个适合的谐波发生器 1901（在这种情况下处理电路应当调谐到激励信号的二次谐波）。

上述谐波发生器实施例的一个问题是该系统中存在的其它铁质物质也会产生背景谐波信号。但是，这种谐波引起的畸变可以通过以下方式减到最小：(i)减少谐波发生器 1901 的矫顽力和磁导率，从而它产生的谐波的辐射场比环境铁质物质强度低，例如低于 $50A/m$ ；和/或(ii)使用具有尖锐饱和点的材料，从而可以测得高强度的高频谐波，这些在铁质物质中通常是不含有的。具有这些特征的适合的材料包括长的、薄的旋熔无定形金属，（Metglass）由 Allied Signal of 6 Eastmans Road, Persippany NJ 07054, New Jersey, USA 出品；以及喷镀磁性材料诸如镍合金。此外，这种材料的形状因子应当高到能够达到高的磁导率。这可以通过使用长的、薄的样品或非常薄的平面样品来实现。

激励到非线性区的磁性材料具有单一频率的交流场，其中不含有直流分量，产生激励电流的奇次谐波。但是，如果使用了具有非常低的磁导率的材料，则地球场通过使谐波发生器偏置离开非线性区，可能足以减弱奇次谐波的产生。对于这种系统的一种可能的方案是施加一个直流偏置场以抵消地球场的作用。所需要的直流偏压可以通过使所测得的偶次谐波的强度最小或使所测得的奇次谐波最强而确定。

使用谐波发生器的另一种可能的方式是用两个不同的激励频率 F_1 和 F_2

进行激励。在这样一个实施例中，谐波发生器将产生一个具有相互调制分量，即具有 $F_1 \pm F_2$ 频率的分量的磁场。

5 谐波发生器实施例特别适合于测量浮体的位置，因为它非常耐灰尘、抗盐水等，而这些因素可能造成电感/电容器谐振器的电阻尼特性，并且能够在浮体与支承构件之间间隙较大的状态下工作。此外，谐波发生器与谐振电路相比具有这样的优点，它可以不受取向的影响而与螺旋绕组耦合。即使当谐波发生器中包含具有主倾向的磁轴的无定形金属时也是如此，因为它能够将这种材料按不同的取向层叠设置，从而构成一种适合的各向同性装置。

10 另一种更加复杂的替代谐振电路的方式是一种电子脉冲转发器，该脉冲转发器由辐射线圈产生的磁场给予能量，并产生一个不同于激励信号的信号或编码。这个实施例提供给用户更大的灵活性，但同时系统的复杂性和费用也较高。

15 还有一些其它能够取代谐振电路的较为简单的方式。例如，一片磁性材料，例如铁氧体材料，它集中由激励线圈产生的交流磁场；或者是一种导体材料，例如一片铝，它对由激励线圈产生的交流磁场产生畸变。但是，这些实施例只能测量一个可移动部件的位置。

20 在使用谐振电路的实施例中，它的形状、质量、谐振频率等需要根据具体的应用来确定，在某种程度上也限制了系统的精确度。本发明人已经发现当构成谐振电路的一部分的线圈的直径大约为螺旋绕组宽度的两倍和基本等于螺旋绕组周期的一半时可以达到高精度度。

25 图 21 是一种气芯谐振器结构的等角视图，它可以当作图 13a 中所示的浮体谐振器使用。浮体 2120 是由非磁性、最好是非导电性材料，例如塑料或玻璃制成的管状物，其长度为 l ，其内径要大到足以套在图 13a 中所示的支承构件 1305 和螺旋绕组 1313 和 1315 上。一个导线线圈 2114 以这样的方式缠绕在浮体 2120 的外侧，使得它的磁轴指向浮体 2120 的径向。在本实施例中这个目的是这样实现的，在一个与管平面成第一角度的一个第一平面内将线圈 2114 的第一部分 2114a 缠绕在浮体上，然后在在一个与管平面成第二角度的一个不同的第二平面内将线圈 2114 的第二部分 2114b 缠绕在浮体 2120 上，使得线圈 2114 的两个部分 2114a、2114b 的结合作用构成一个具有径向轴的线圈。一个电容器（未画出）连接在线圈 2114 的两端，与
30 该线圈 2114 一起构成一个谐振电路。

但是在某些应用中，浮体必须具有较小的长度 l 。在这样一个实施例中，图 21 中所示的设计结构是不适用的，需要象图 22 中所示的另一种设计结构。具体地说，图 22 以平面图形式表示了一个平面盘形浮体 2220，其内径也大到足以套在图 13a 中所示的支承构件 1305 和螺旋绕组 1313 和 1315 上。线圈 2214 的两个部分 2214a 和 2214b 按所示的方式安装在浮体 2220 上，使得线圈 2214 的轴指向浮体 2220 的径向。线圈 2214 的两端与一个电容器 2217 相连，以构成一个谐振电路。线圈的两个部分 2214a 和 2214b 最好缠绕在铁氧体棒 2281 和 2283 上，因为当谐振电路发生谐振时这个铁氧体棒可以汇集由线圈 2214 产生的磁场。

在上述实施例中，假定谐振电路的轴是固定的。但是，在某些应用中，例如在液体流量计中，谐振电路可以旋转。图 23 表示本发明的一种结构的传感器如何应用于一个液体流速传感器。液体向上通过一个由非磁性材料、最好是非导电材料制成的垂直管 2385，其内部如图所示是锥形的。浮体 2320 所在的垂直位置依赖于液体的流速。图 24a 更加详细地表示了图 23 中所示的浮体 2320。在该浮体 2320 中有一个谐振电路 2410，该谐振电路的轴是水平的。但是，在这个例子中浮体 2320 一般为易于在液体中转动的圆锥体形，使得谐振电路 2410 的轴 2421 发生改变。所以传感器输出的信号将给出随时间变化的高度值。在本实施例中，浮体 2320 由于具有渐锥体形状，和只绕着它的垂直轴旋转，所以一直保持垂直。当电路 2410 发生谐振和当浮体旋转时，在传感器的两个螺旋绕组中感生的电动势将按 $\cos\theta$ 进行幅度调制，其中 θ 是浮体的取向角度，当电路 2410 的轴 2421 垂直于支承构件 2305 的表面时这个角度为零。但是，通过利用上述的公式 13 进行的比例计算可以将旋转对于感生信号的影响消除，因为在两个螺旋绕组中感生的 EMF 经过同样的调制。所以，浮体 2320 的绕其垂直轴的旋转不会影响确定其垂直位置。但是，如果当谐振电路的轴与支承构件 2305 的表面正交时，即当 $\theta = 90^\circ$ 或 270° 时，由于任何原因浮体停止旋转，则无法确定其高度，因为在谐振电路 2410 与螺旋绕组（未画出）之间不再有任何耦合。

图 24b 表示如何对图 24a 中所示的浮体 2320 进行改进以解决上述问题。在图 24b 中，浮体 2320 中带有谐振电路 2410a 和 2410b，这两个谐振电路包含水平的但是相互垂直的轴，可取的是每个谐振电路具有不同的谐振频率 f_1 和 f_2 。所以，在这个实施例中，由于这两个谐振电路中至少一个所产生的磁场的作用，在螺旋绕组（未画出）中总是有一个输出，根据这个输

出就能够确定浮体的高度，而无需考虑浮体的取向角度。

此外，本领域技术人员可以认识到，根据任何一个螺旋绕组所产生的信号也可以确定浮体 2220 的角度 θ 取向。这对于本领域的技术人员来说是显然的，因为由于一个谐振电路的作用在一个螺旋绕组中感生的信号（在解调 5 和滤波之后）由下式给出：

$$\tilde{V}^{f1} = S(x,y)\cos\theta \quad (18)$$

由于另一个谐振电路的作用在同一螺旋绕组中感生的信号（在解调和滤波之后）由下式给出：

$$\tilde{V}^{f2} = S(x,y)\sin\theta \quad (19)$$

10 所以，可以由比值 $\tilde{V}^{f1}/\tilde{V}^{f2}$ 的反正切函数计算出角度 θ 取向。此外，浮体的旋转速度也可以通过当 θ 变化时跟踪测量 θ 而确定。由于旋转速度也依赖于液体流速，所以这是有利的。

图 24c 以横截面形式表示了解决这个问题的另一种方式。具体地说，图 24c 表示液体从中流过的管 2385，设置在管中的浮体 2320 和位于与该管 15 2385 相邻的两个正交平面中的两个支承构件 2405a 和 2405b，每个支承构件上包含一组安装在其上的螺旋绕组（未画出）。在这个实施例中，在浮体 2320 上只安装了一个水平轴谐振电路（未画出）。本领域技术人员可以认识到，在至少一个支承构件上的螺旋绕组中总是可以产生一个输出信号，所以总是能够确定浮体的高度，而不论它的角度取向如何。与在图 24b 20 中所示的实施例一样，也可以确定浮体 2320 的角度取向。但是，如本领域技术人员所能认识到的，在这个实施例中，必须采用从两个支承构件 2405a 和 2405b 上输出的信号来确定角度取向。

在上面描述液体流速传感器的实施例中，浮体是专门设计的以使其只绕着一个垂直轴转动。图 24d 表示液体流速传感器的另一个实施例，其中浮体 25 2420 是球形的，所以可以绕任何轴转动。在这个实施例中，在与管 2385 相邻的一个支承构件 2305 上只安装了一组螺旋绕组（未画出）。浮体 2420 可以在管 2385 中自由浮动，该管与以前一样是锥形的，它包含三个具有彼此正交轴的谐振电路 2410a、2410b 和 2410c，可取的是它们具有不同的谐振频率。在这个实施例中，在浮体 2420 中的谐振电路 2410a、2410b 和

2410c 中至少一个与这一组螺旋绕组未画出之间总是存在一定程度的耦合。所以，不论浮体的角度取向如何总能够确定浮体 2420 的高度。此外，由于按三个谐振频率在螺旋绕组（未画出）中感生的信号依赖于浮体 2420 绕相应的谐振电路轴的旋转速度，所以也可以确定浮体 2420 绕其轴的旋转速度。

螺旋传感系统相对于已有技术中的液体流速传感器（它使用一个磁性浮体和磁性跟踪装置）的一个主要的优点是它不在浮体上施加任何作用力。所以，这种系统比已有技术的液体流速传感系统更加准确。此外，通过测量浮体高度和旋转速度，增大了能够准确指示流速的动态范围。

10 在图 13a 所示的实施例中，假定浮体 1320 不能绕垂直轴旋转。但是，如果浮体 1320 能够旋转，那么需要保证谐振电路总是可以被激励，而不论浮体的角度取向如何，必须提供两个正交的激励线圈和一个水平轴谐振器或者提供一个激励线圈和两个水平但是相互垂直轴的谐振电路，从而可以确定浮体的角度取向。浮体的角度取向必须予以确定，从而可以对所指示

15 的位置进行适当的修正。

图 25 表示如何将用于图 13a 中所示的液面检测系统的两个正交激励回路 2516a 和 2516b 安装在支承构件 1305 上。这两个激励线圈 2516a 和 2516b 不需要位于正交平面中，但是位于正交平面中是可取的，因为它使确定图 13a 中所示的浮体 13 的位置和角度取向所需的处理方式简化了。

20 图 26a 和 26b 表示另一种形式的绕组和谐振电路。在图 26a 中一个支承构件 2605 载有以三相结构设置的绕组 2653、2655 和 2657。相关的谐振电路 2610 表示了以螺旋形式构成的线圈 2614，以构成一个具有沿着测量方向延伸的许多回路的平衡的谐振电路。这种多回路结构的优点是可以对许多绕组的信号进行平均，从而使由于制造绕组 2653、2655 和 2657 时的

25 缺陷产生的误差最小。

在图 27 中表示了一个由螺旋绕组 2713 和 2715 构成的发射器导体线路，如图所示它们是正交的，交流信号输入其中。一个螺旋接收线圈或接收器 2714 接收信号，该信号的幅度依赖于沿着处于回旋结构范围内的发射器导体线路的位置。对于接收器线圈 2714 来说螺旋结构是可取的，因为它产生

30 一个平均信号，减小了发射器绕组 2713 和 2715 的制造缺陷所产生的影响。但是，如果需要的话可以只使用一个接收器线圈。交流电源 2741a 和 2741b 产生相位正交的信号，这些信号如上所述施加到绕组 2713 和 2715 中，并

交替工作，从而在接收器 2714 中接收连续的正弦和余弦信号。

图 28 表示用于采用了本发明的螺旋绕组的两维位置编码器中的一个绕组。具体地说，图 28 表示螺旋绕组 2815，其线圈分布密度沿着图 28 中的 X-轴以正弦波形式变化。结果，绕组 2815 对于附近的磁场源的灵敏度将随距离 X 以正弦波形式变化。还需要一个相位正交的螺旋绕组（未画出），其线圈分布密度也随着沿 X-轴的距离以正弦波形式变化。这样构成了一个一维线性位移传感器装置。但是，如果在绕组 2815 和相应的正交绕组（未画出）之上再提供另一组相位正交的绕组，其绕组分布密度随 Y-轴方向的每单位距离以正弦波形式变化，则构成一个两维传感器。为了清楚起见，图 28 中没有画出某些绕组。图 28 还表示了一个谐振电路 2810，其位置可以在 X 和 Y 方向变化。如果用一个激励线圈（未画出）激励谐振器 2810，则谐振器在 X 和 Y 方向相对于原点 0 的位置可以按照上述方式根据四个螺旋绕组中感生的信号得以确定。

本发明人还发现，通过精心设计谐振电路，可以减少（在极限值范围内）谐振电路倾斜的明显影响。图 29a 示意性表示了构成安装在可移动部件（未画出）之上的谐振电路的一部分的、具有轴 2921 的导线线圈 2914。图 29a 还表示了其上设置有螺旋绕组（未画出）的支承构件 2905。这个系统设计用于指示谐振电路沿支承构件长度方向的位置。如果该谐振电路倾斜，即谐振电路的轴 2921 位于 T 弧度角处，位置编码器应当象在点 2988 处一样输出位置信号。但是，通过实验发明人发现不是这种情况。事实上，位置编码器指示谐振电路接近点 2989，这个点大约在实际位置 2987 和预期点 2988 之间的中间位置上。这意味着谐振电路就象是在点 2990，并且似乎是沿着一个与谐振电路所在的实际平面 2991 不同的一个视在测量平面 2992 移动。此外，发明人发现利用由串联连接并且沿着测量方向在空间上分隔开的两个线圈部分组成的谐振电路，能够将视在测量平面 2992 移开或移向支承构件 2905。这在诸如喷墨打印机头位置检测一类的应用中具有重要的意义，在打印机中由于空间限制不可能将线圈放置在所需的测量平面内。

图 29b 表示一个实施例，其中谐振器包括两个电连接的线圈，各自轴 2921 之间的距离为 $2D$ 。这两个线圈固定在可移动物体上，从而如果可移动物体倾斜，则两个谐振电路将绕着点 2982 倾斜。发明人发现通过改变线圈 2914a 和 2914b 之间的距离 $2D$ 可以如箭头 2993 所示改变视在测量平面 2992。可取的是，两个线圈之间的距离不是绕组周期的精确倍数。在一个实验中，

(i)每个线圈部分 2914a 和 2914b 包含缠绕在一个 8mm 方形截面和 18mm 长的铁氧体绕线管上的 40 圈 0.2mm 铜导线; (ii)选择一个适当的电容器以构成一个在 105KHz 谐振的谐振电路; (iii)选择线圈中心与支承构件 2905 的表面之间的实际间隔为 25mm; (iv)采用 50mm 间距的螺旋周期和 20mm 的峰-峰间距; 和(v)使线圈之间的间隔(即 $2D$)为 116mm。所得到的结果表明有效的测量平面 2992 位于导体线路之上 120mm, 位置编码器系统在点 2987 处所指示的位置精度在 $\pm 0.4\text{mm}$ 范围内, 角度变化达到 $\pm 4^\circ$ 。在相同的角度变化和一个线圈的情况下, 位置编码器指示点 2987 的准确度为 $\pm 8\text{mm}$ 。这表明准确度提高了 20 倍。在第二个实验中, 系统设置相似, 但是线圈之间的距离 ($2D$)为 100mm, 视在测量平面 2992 系统在导体线路之上 10mm。在第三个实验中, 系统设置相似, 但是间隔 ($2D$)为 96mm, 视在测量平面 2992 在支承构件 2905 表面上。所以, 在其中将墨水从中喷出到纸上的喷嘴易于倾斜的喷墨打印机应用中, 如果使得视在测量平面与纸平面相同将是有利的。这可以通过选择适当的间隔 D 来实现。采用这样结构, 系统的准确性提高了, 因为在视在测量平面上, 位置不会由于倾斜角度的微小变化而产生大的改变。

图 30a 表示可以将图 2 中所示的螺旋绕组改进构成适用于径向编码器的一种传感器。具体地说, 图 30a 表示绕组 3013 从点 3008a 开始, 以顺时针旋转缠绕, 直到点 3008b, 然后改变方向, 并沿相反方向缠绕, 直到点 3008c, 在此绕组再次改变方向, 等等。所以, 采用这种结构, 绕组 3013 具有换正弦波形分布的磁场灵敏度函数, 该函数作为半径的函数变化。换句话说, 这个绕组在任何径向上都具有“多极”磁场检测结构。还需要一个第二正交螺旋绕组 3015, 但是为了清楚起见只表示了它的开始处。这个实施例的工作方式与线性实施例的工作方式相似, 这里不再详述。

图 30b 表示图 30a 中所示的螺旋传感器系统的改进。具体地说, 在图 30b 所示的结构中, 每一部分绕组在改变方向之前完整地绕若干圈。此外, 在改变方向的绕组之间的绕组分布密度是变化的, 以使绕组的磁场灵敏度在任何径向上按正弦波形式变化。

如果可移动部件只是沿着图 30b 所示的 x-轴方向移动, 则只需要一个线性编码器。在这样一个实施例中, 将这些绕组假想地沿点线 3081 和 3083 切断, 并将位于左边的绕组的相应部分连接起来可以改进绕组。图 31 表示如果这样做的话所得到的绕组结构。具体地说, 绕组 3113 的缠绕密度随着

沿支承构件 3105 的长度方向的距离按正弦波形方式变化。用参照标号 3185 统指的点线表示与绕组的相应部分的连接。也可以是正交绕组，但是为了清楚起见，没有表示这些。

5 本发明的传感器可以用于许多应用中。这些实施例已经描述了这种传感器在诸如电梯控制、液面检测和液体流速检测等方面的应用。其它的应用包括阀门位置检测、打印机中打印头的定位、绘图笔输入装置、起重机、节流阀旋转传感器、ABS 旋转传感器、震动吸收器、深浮高度传感器和仓库位置检测导体线路。

10 此外，螺旋绕组传感器还可以用于其它编码器系统，例如用于霍尔效应测量头。在这种系统中，测量头读取一个直流磁场标量以指示位置。但是如果采用正弦和正交导体线路，以及如果需要测量绝对位置时所采用的其它导体线路，就必须提供多个测量头。因此与采用螺旋传感器的系统相比，系统对称度较低，成本较高。较低的对称度意味着基本性能不佳。另外，霍尔传感器还具有固有的偏移，这在直流系统中是难以补偿的。通过使用
15 交流场，可以有效地消除这些效应。

当用于这样一些应用中时，通过在其中施加一个电流，可以用螺旋绕组产生一个空间正弦波形场分布。这个场的空间分布可以通过设置产生具有不同间距的正弦波形场的分立导体加以控制。这个场分布的空间相位可以通过使用具有不同相位和相同间距的导体，并改变其中的电流比加以改
20 变。标准的正弦和余弦导体线路是可以的，就象多相导体线路一样。然后利用磁性霍尔效应传感器测量由螺旋绕组产生的磁场。

此外，安装在可移动部件上的谐振电路也可以将中间信息反馈到处理电路。例如，这个信息可以是流量计中液体的温度或压力。这可以通过使谐振电路的特性依赖于所测量的量而变化得以实现。例如，通过在谐振电路
25 中增加一个包含热敏电阻的电阻网路使谐振电路的频率随温度变化。另一种可能性是使用，例如一个压电片使得谐振频率随压力变化，所说压电片的电容作为该谐振电路的一部分，并随压力变化。这样的特性测量系统的优点是测量装置无需采用电连接。

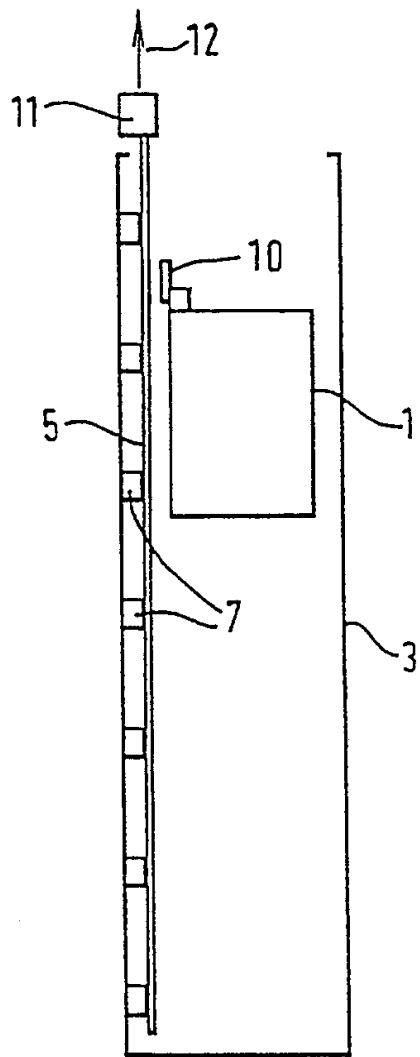


图 1

图 2a

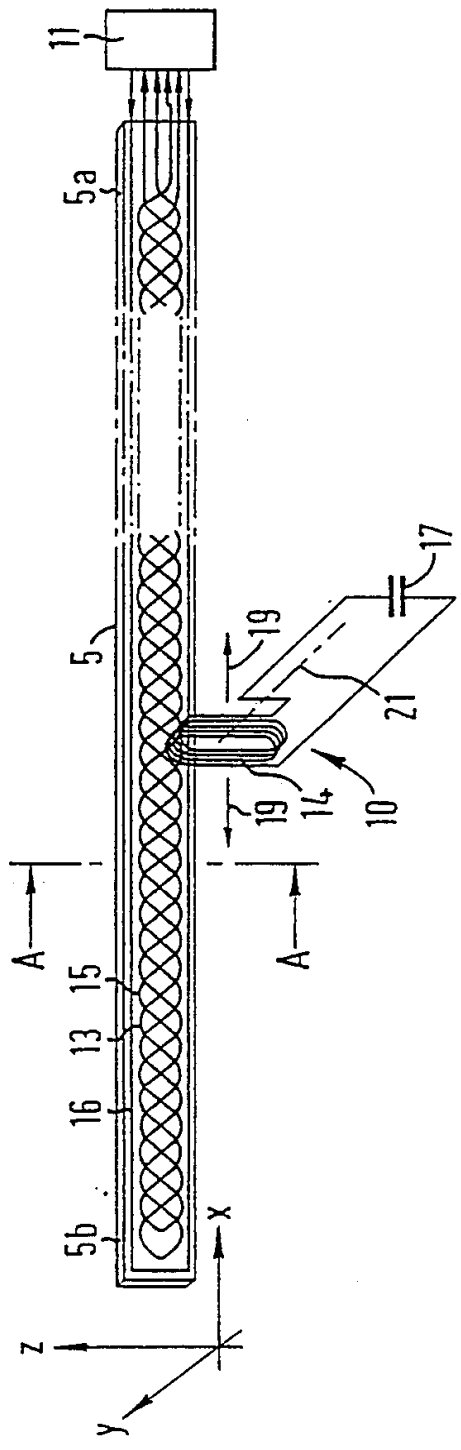
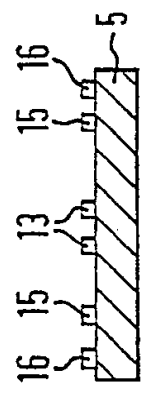


图 2b



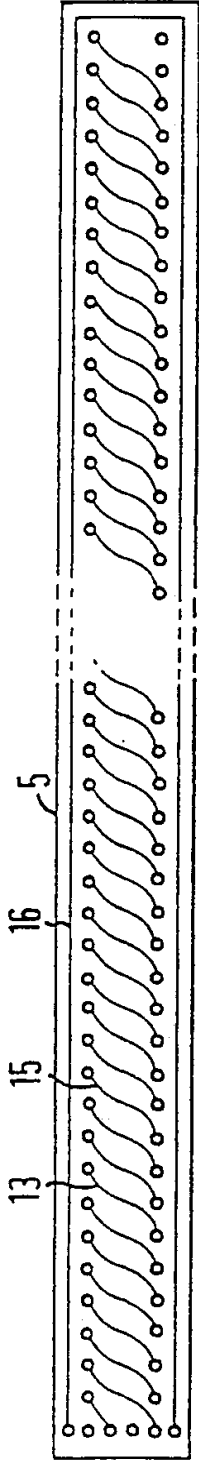


图 2c

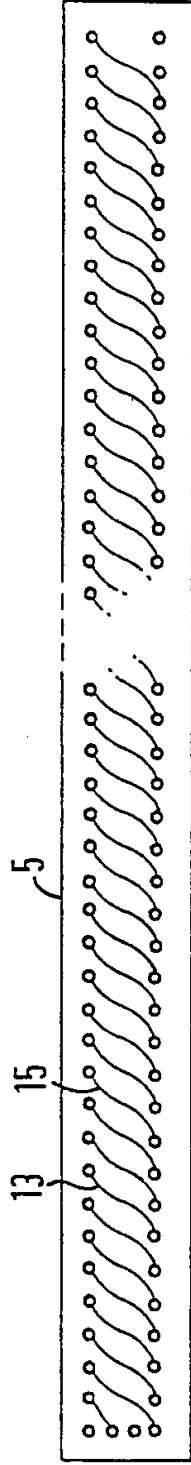


图 2d

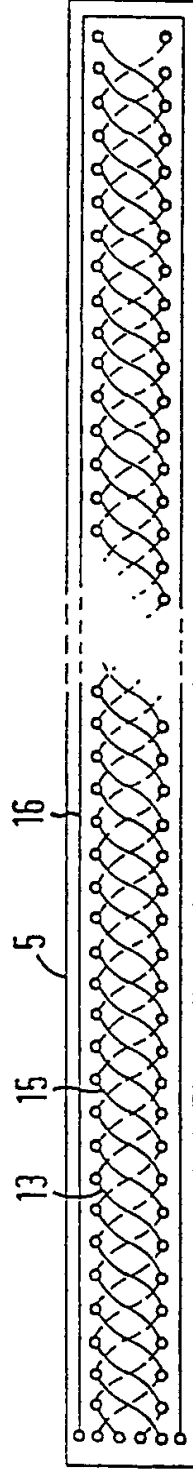


图 2e

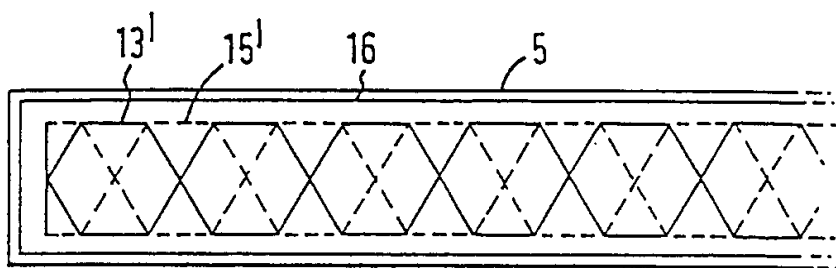


图 2 f

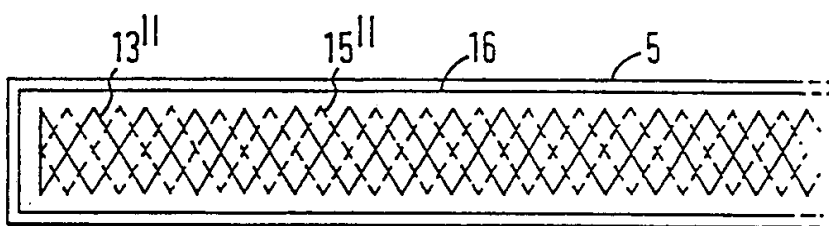


图 2 g

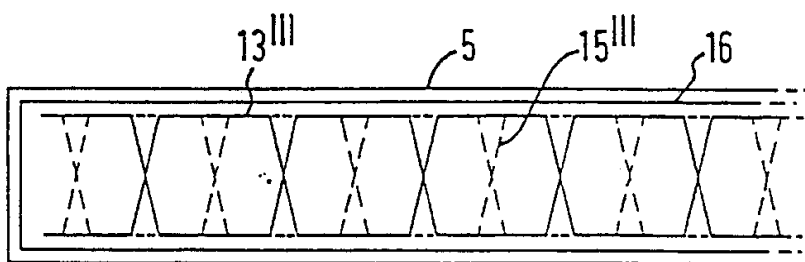


图 2 h

图 3

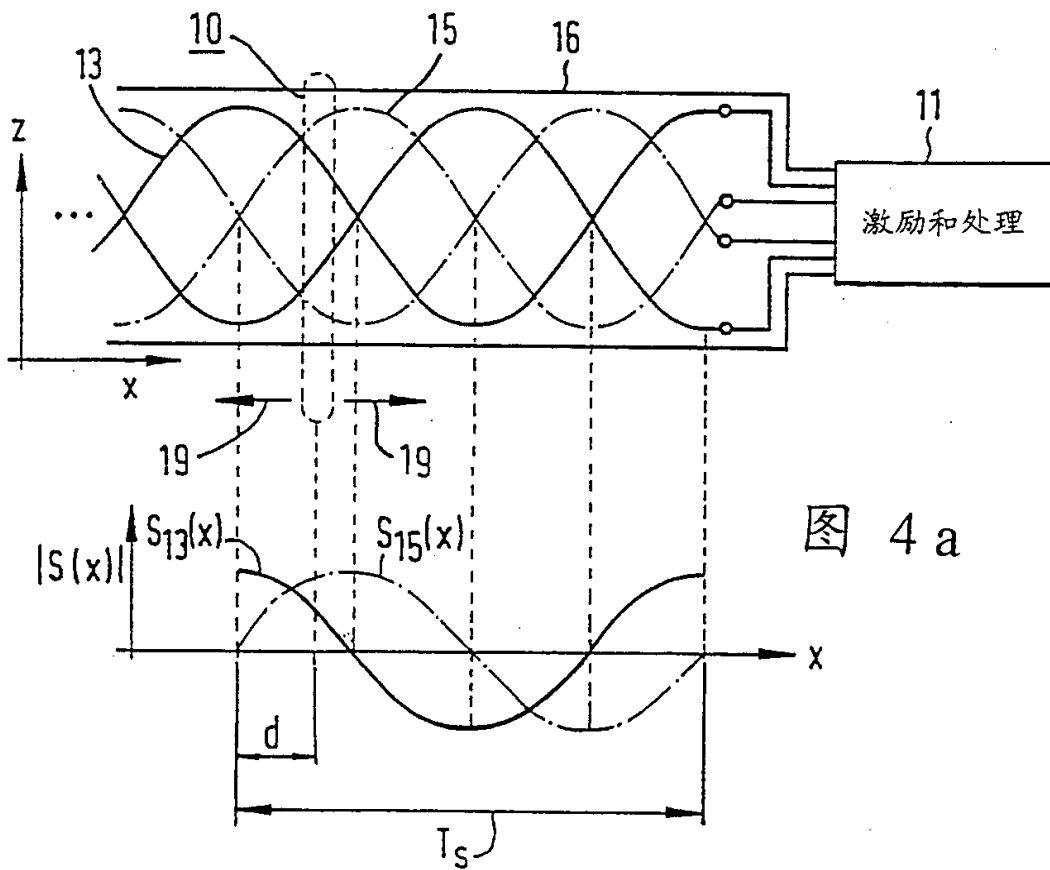
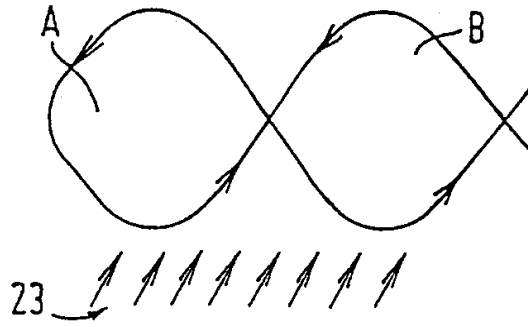


图 4 a

图 4 b

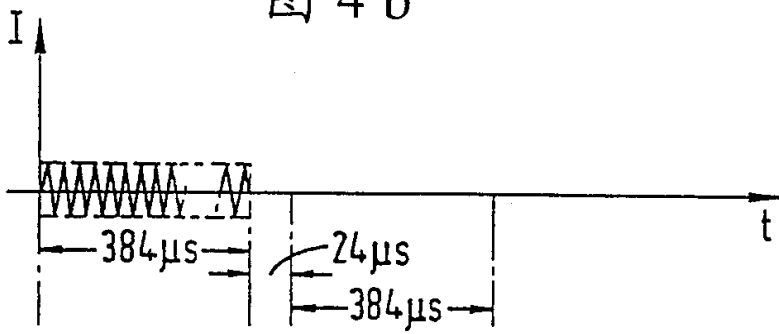
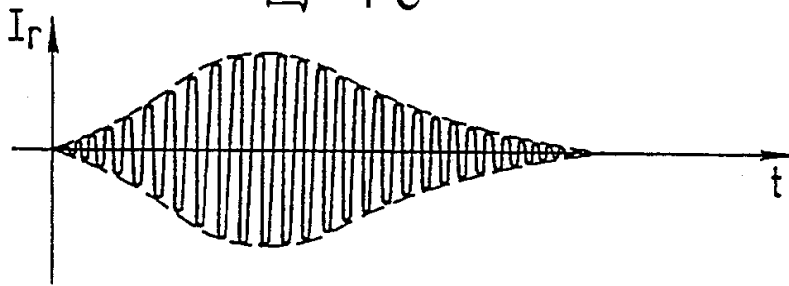


图 4 c



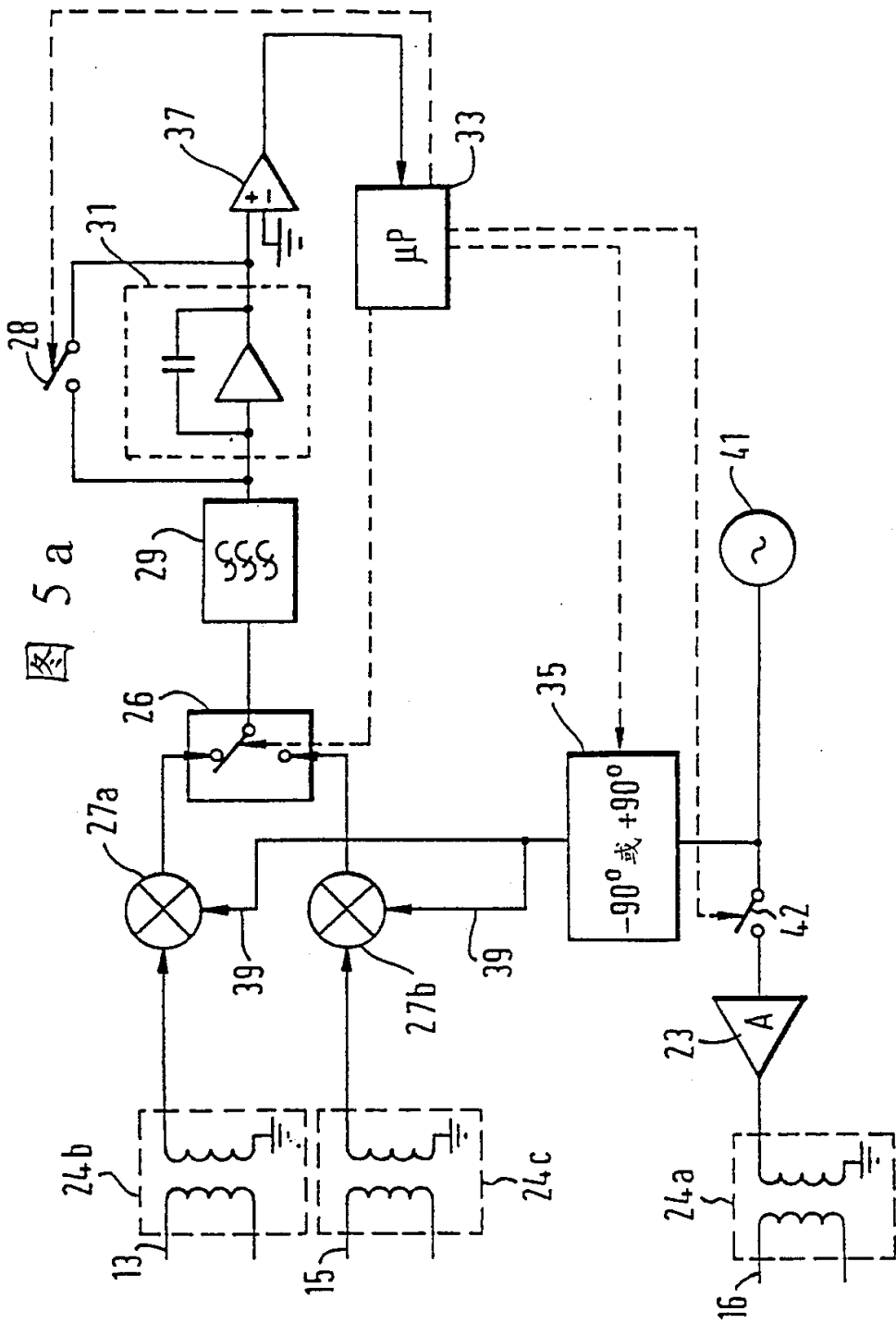


图 5 a

图 5 b

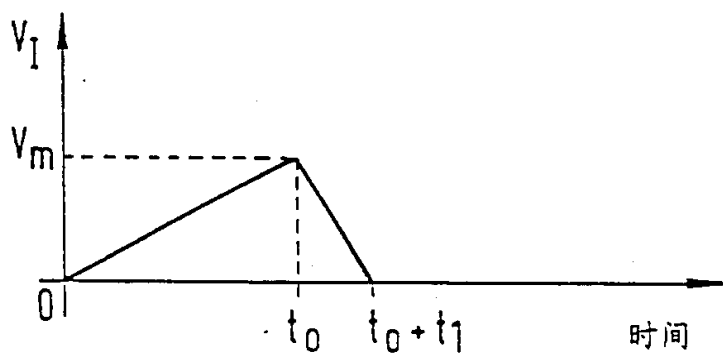


图 6 a

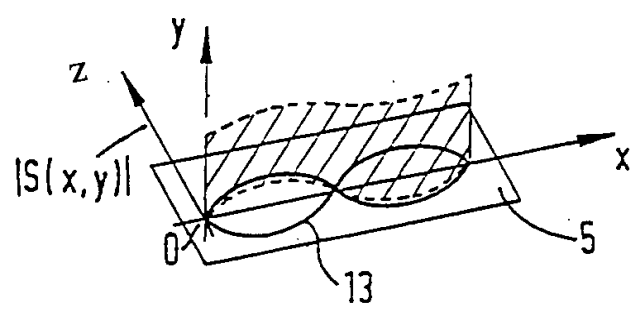
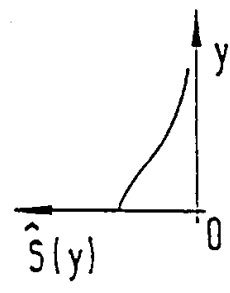


图 6 b



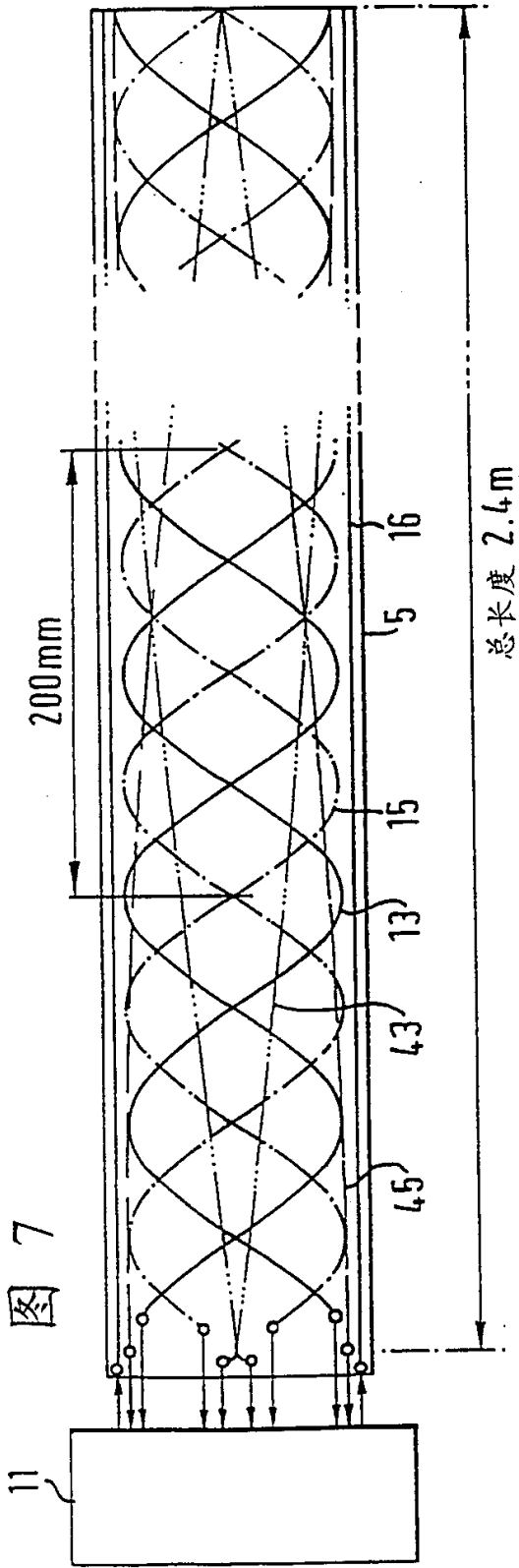


图 7

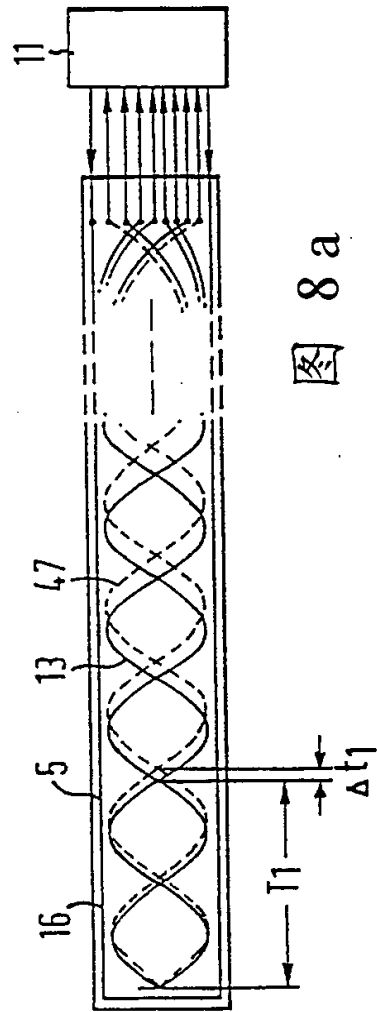


图 8 a

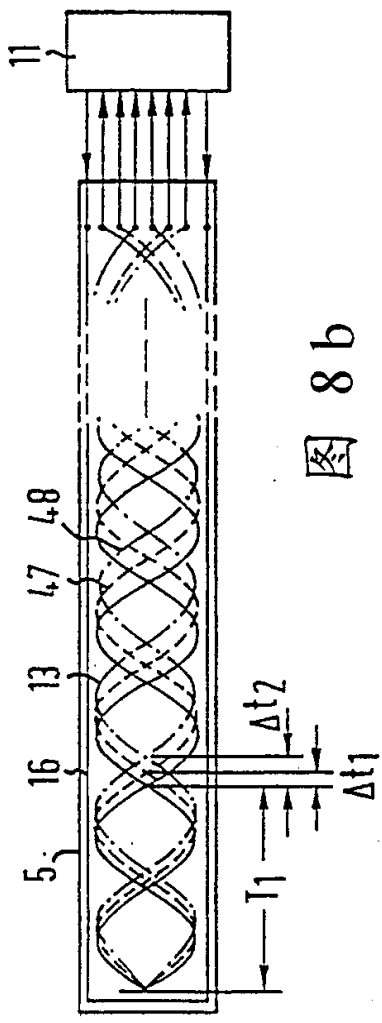


图 8 b

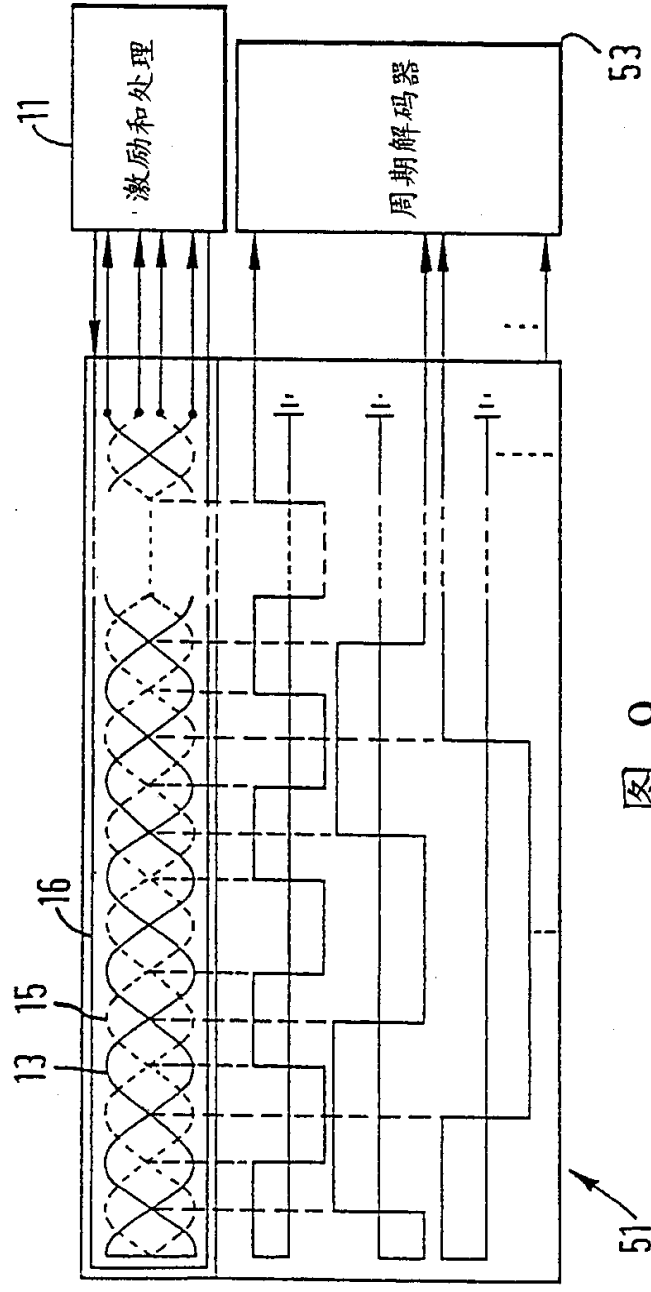


图 9

图 10

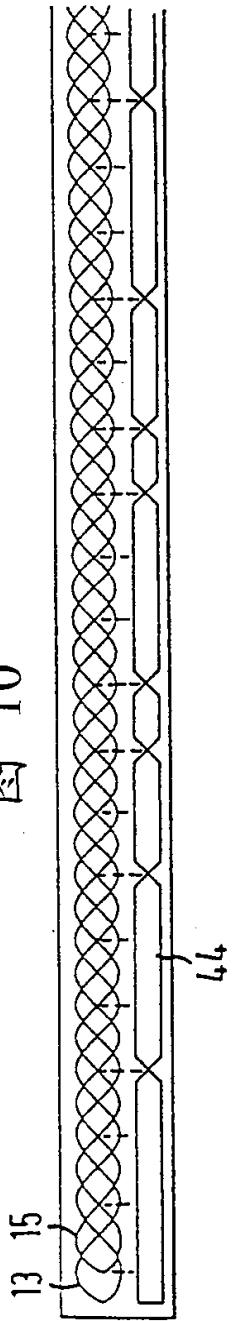


图 11

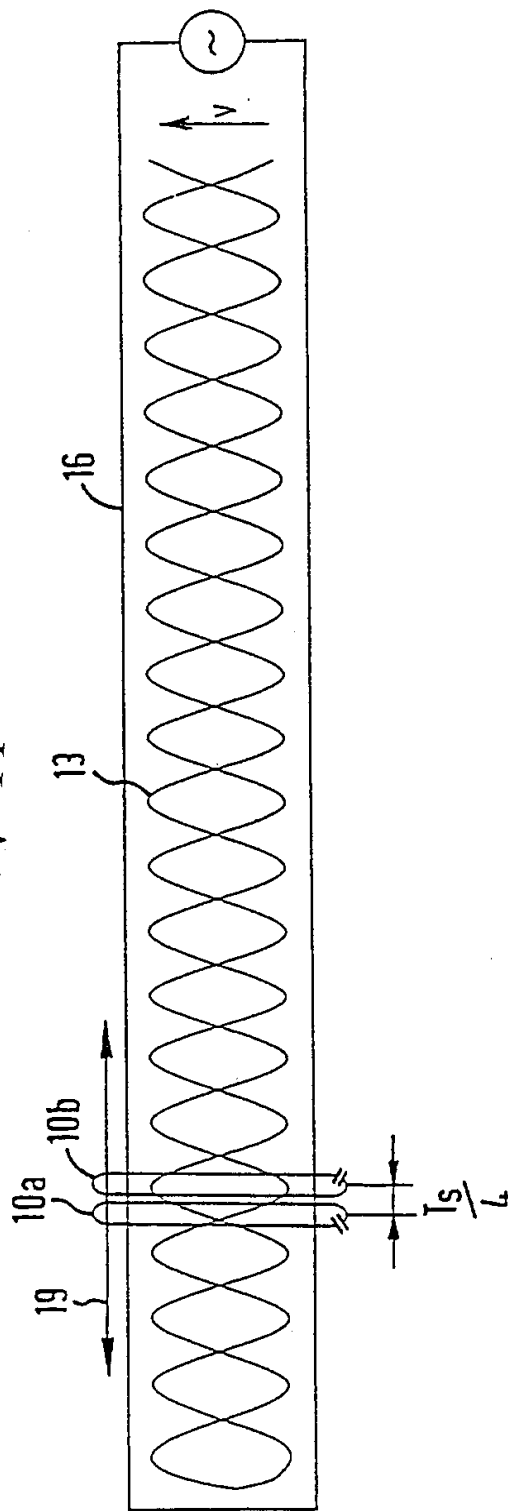


图 12 a

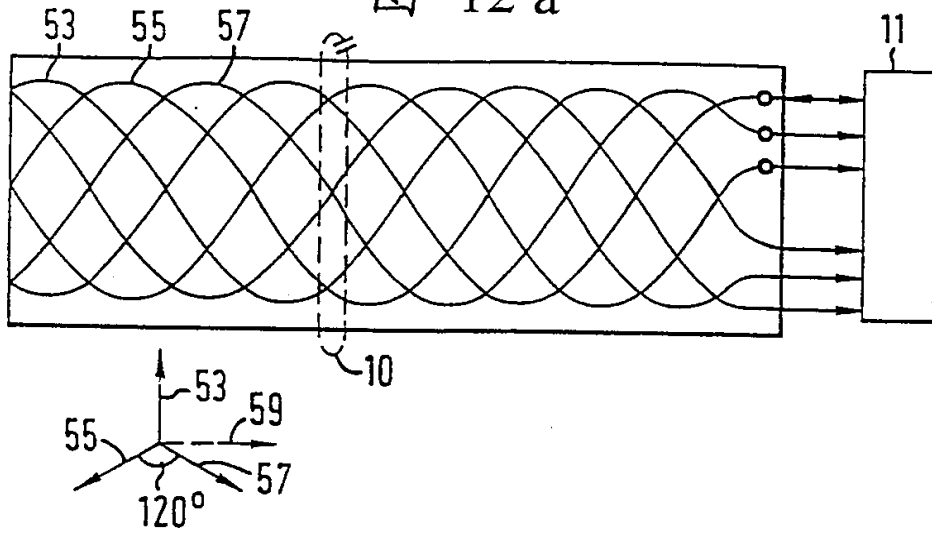
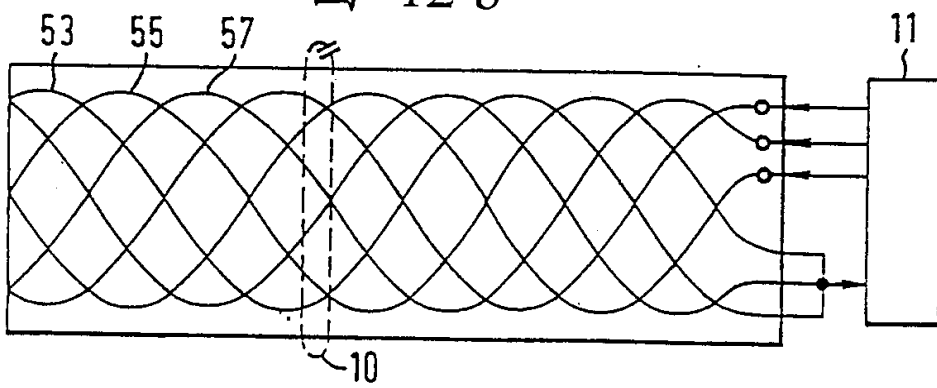


图 12 b



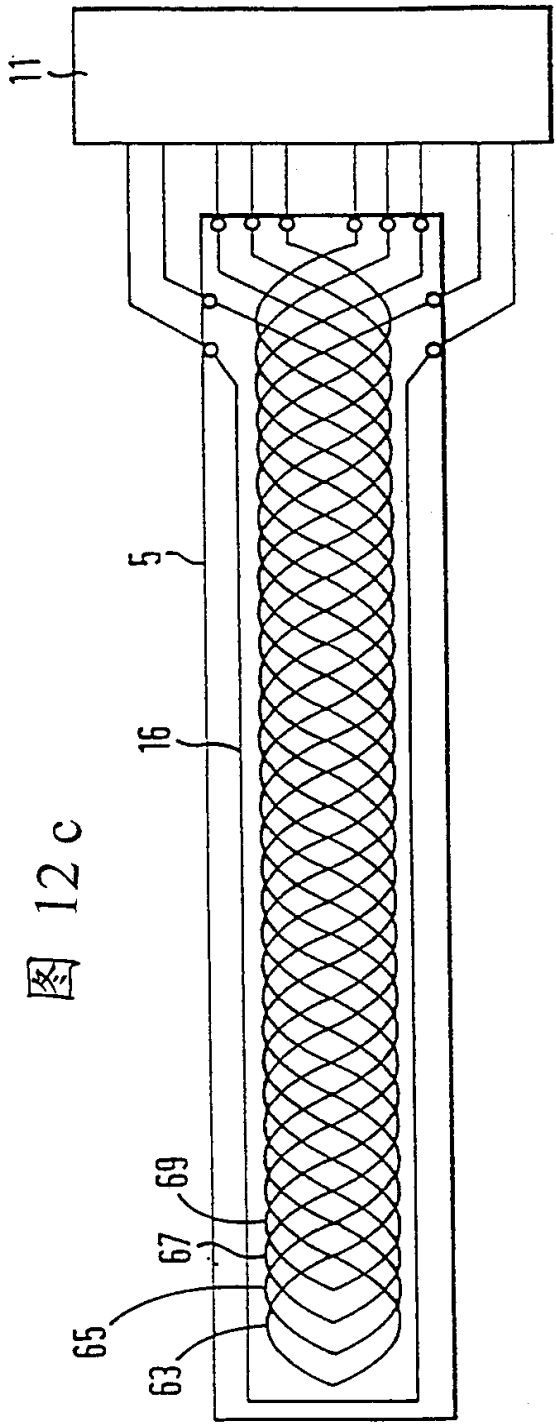


图 12 c

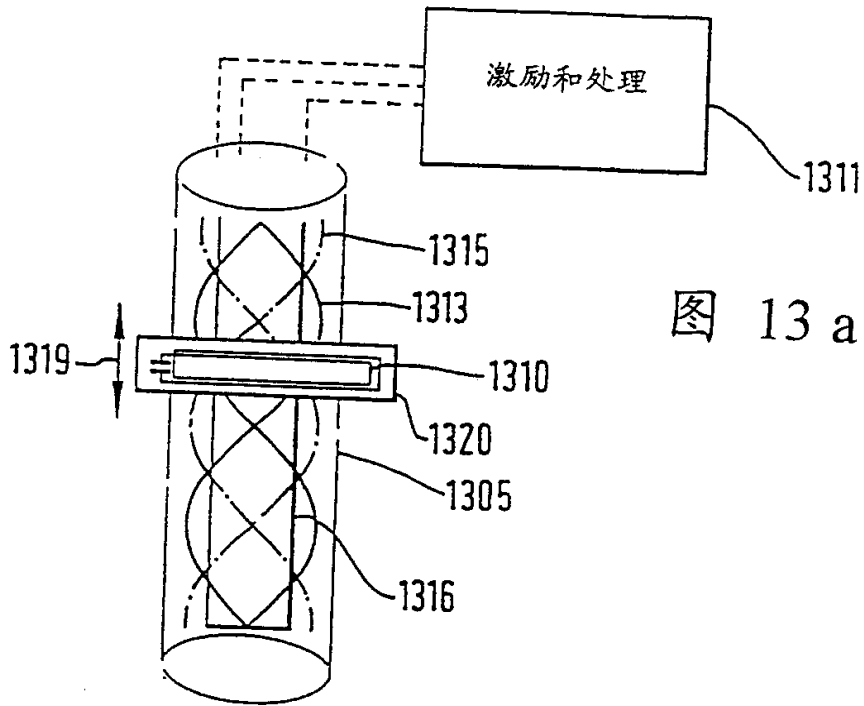


图 13 a

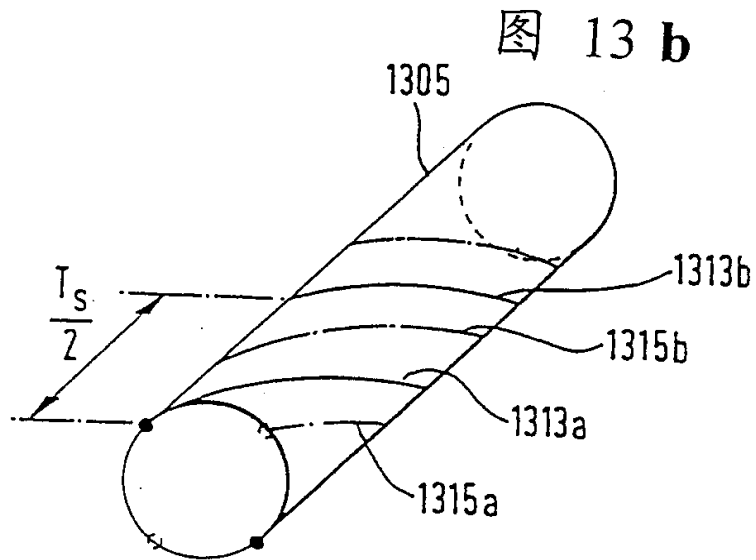


图 13 b

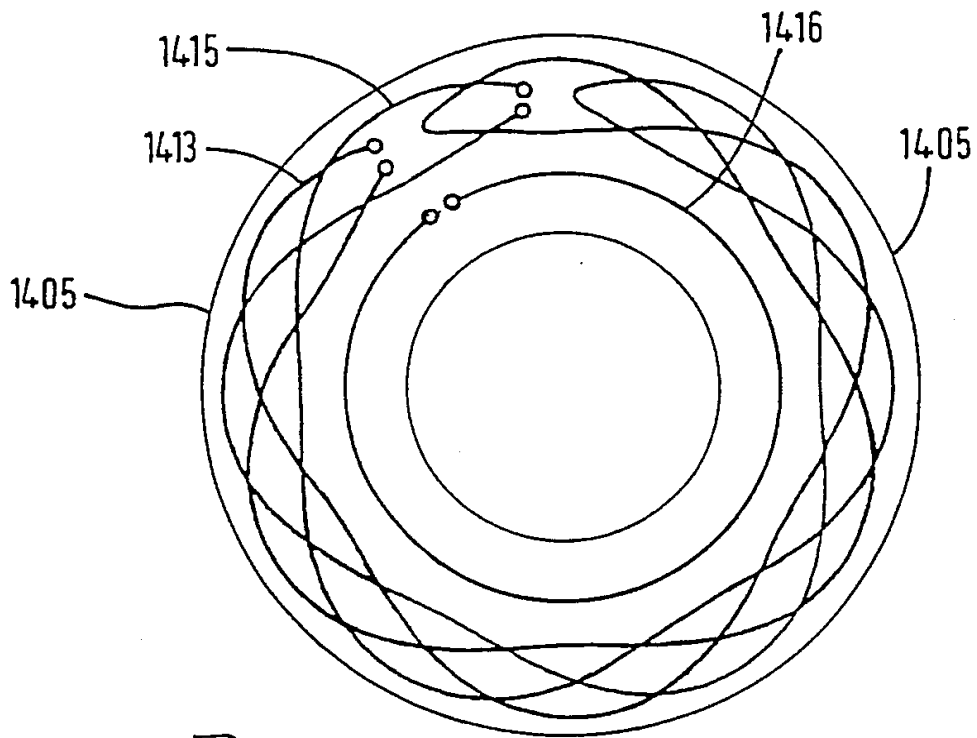


图 14 a

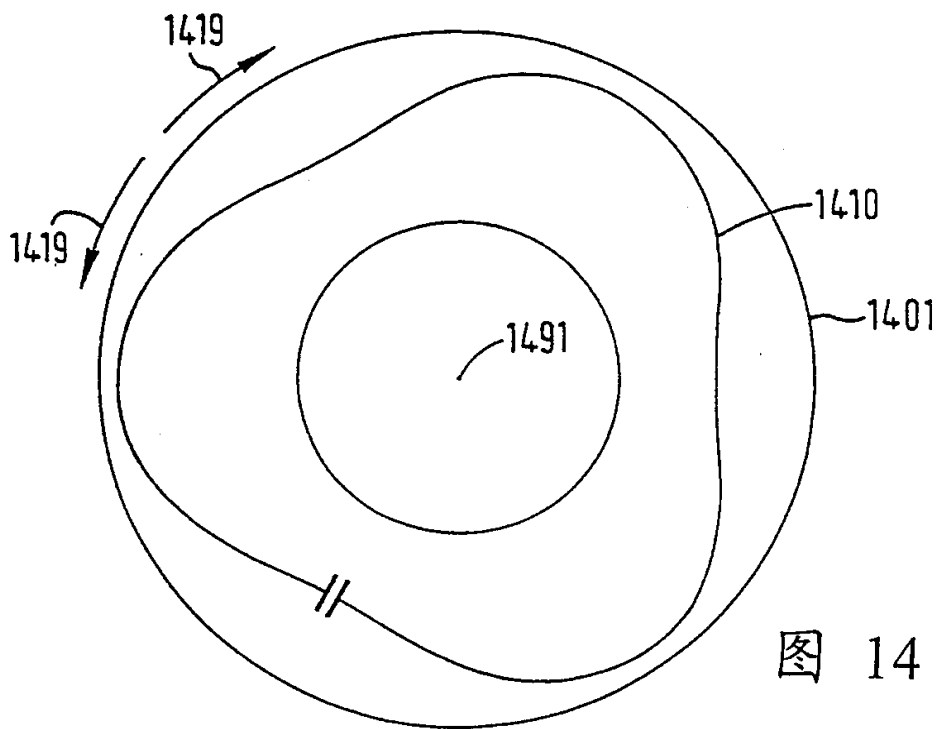


图 14 b

图 15

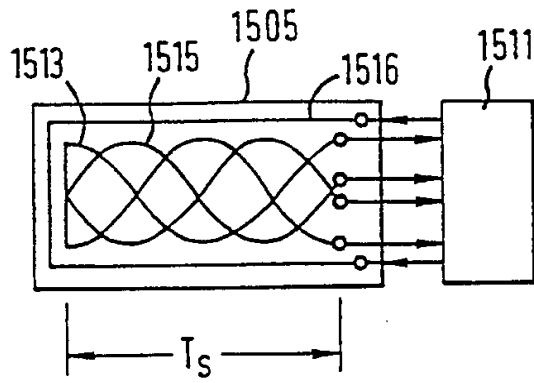


图 16

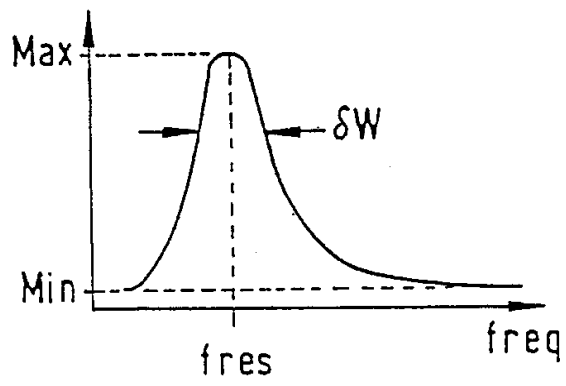


图 17

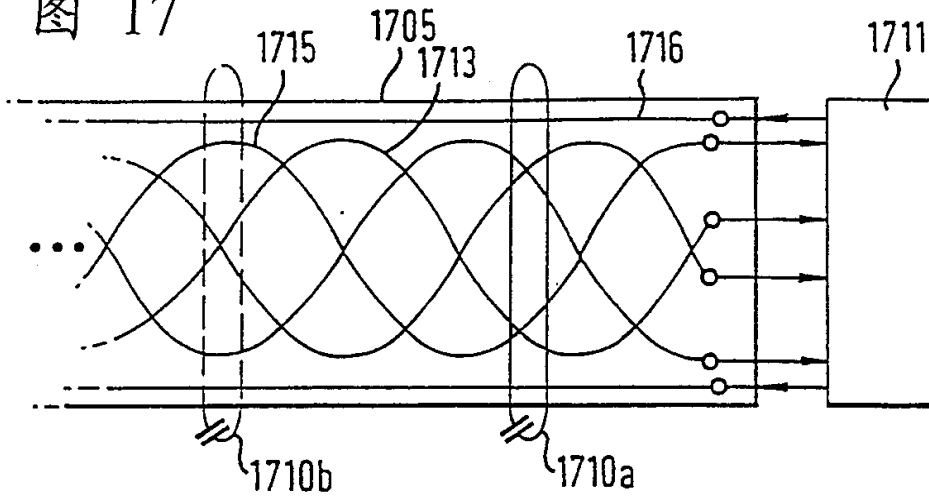


图 18

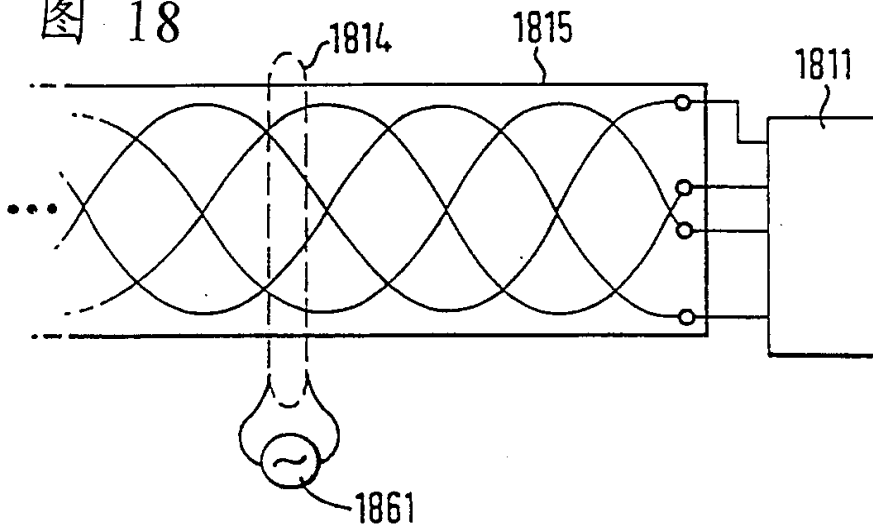


图 19

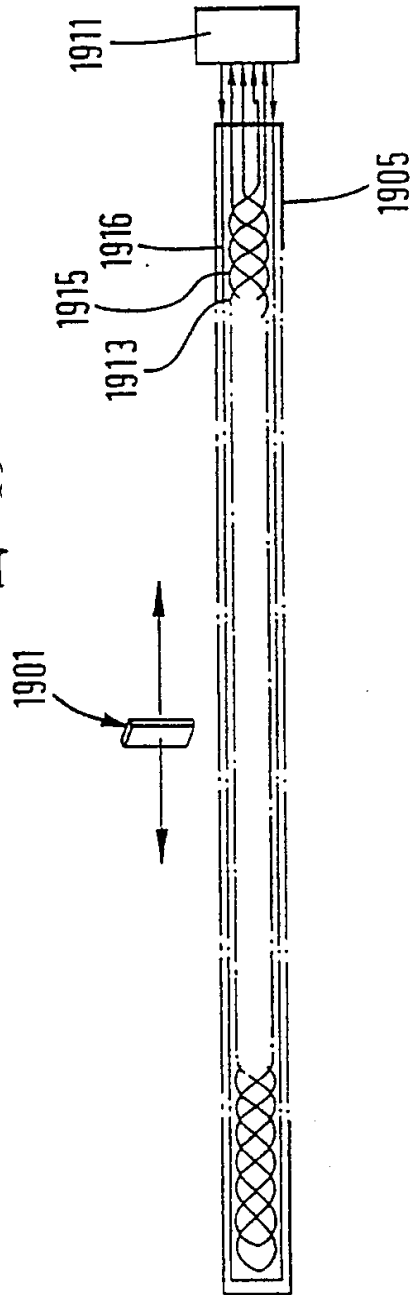


图 21

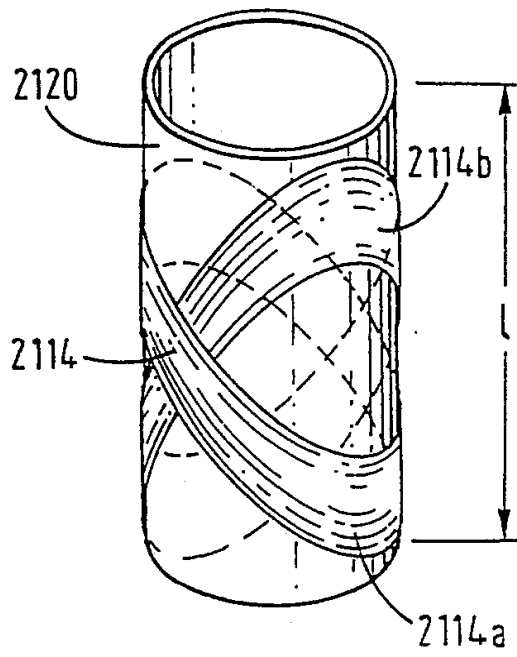


图 22

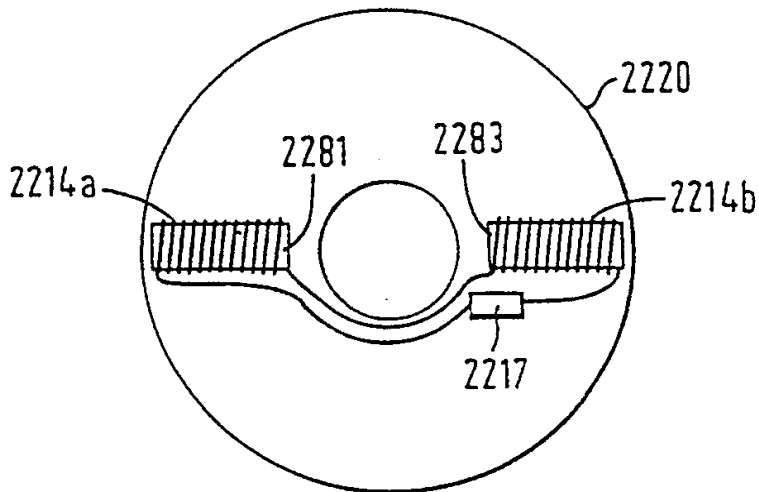


图 23

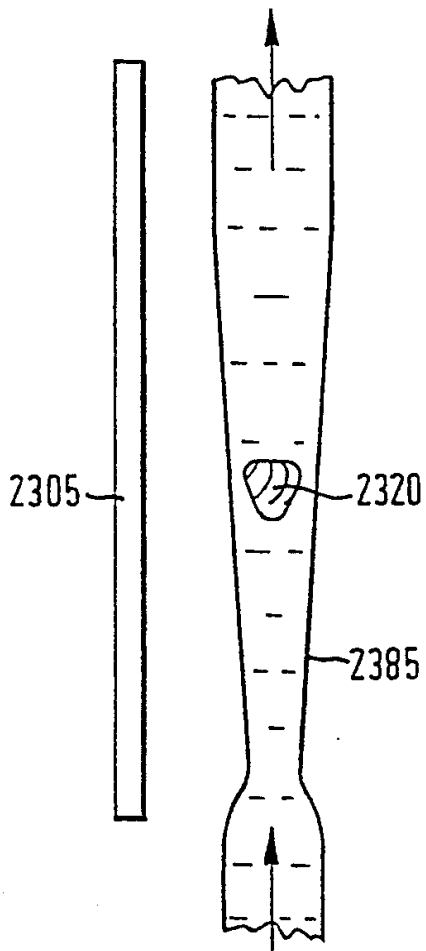


图 24 b

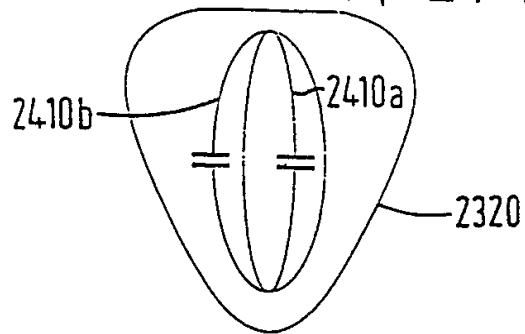


图 24 a

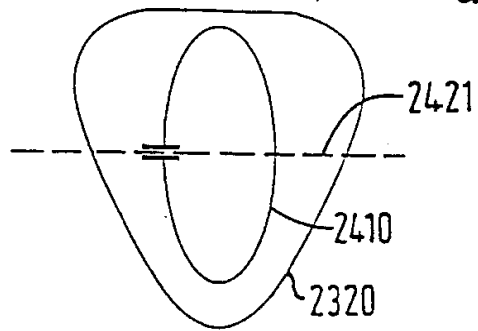


图 24 d

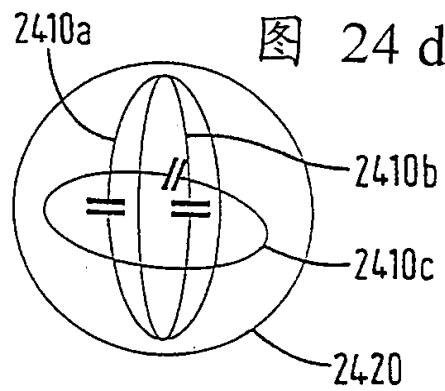


图 24 c

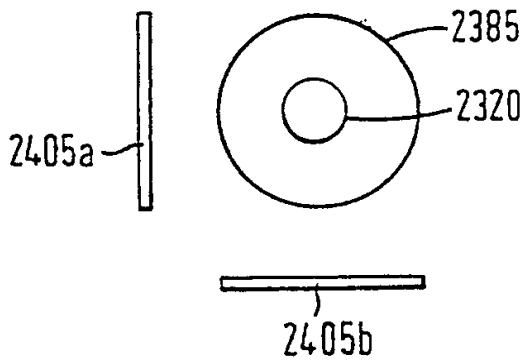
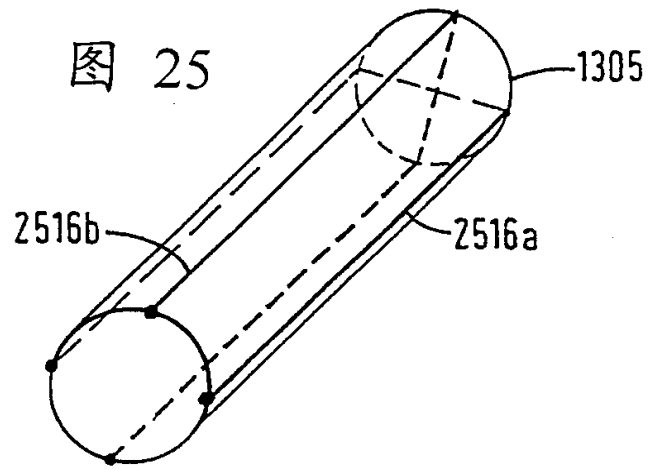
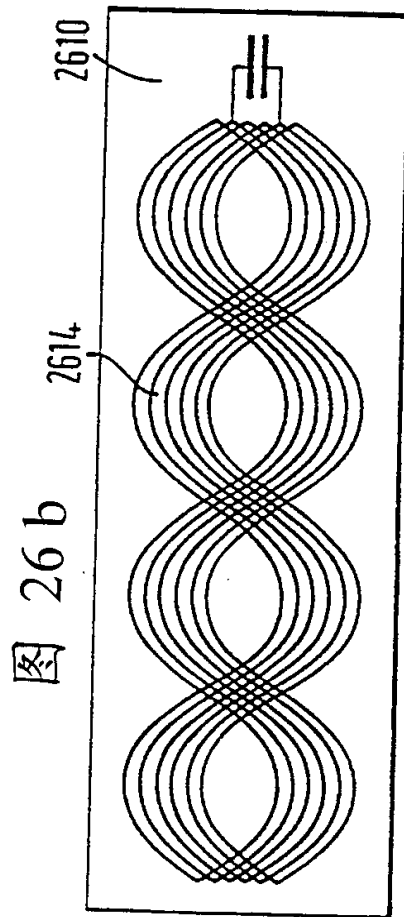
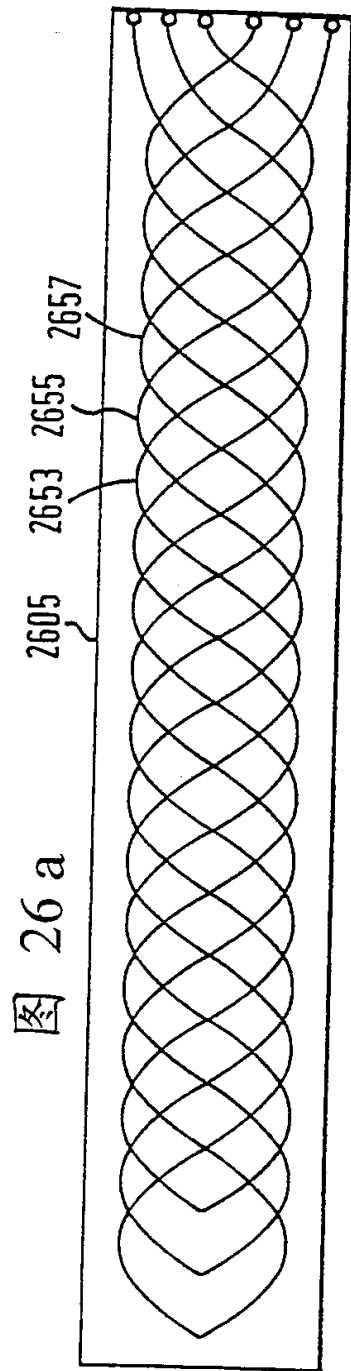


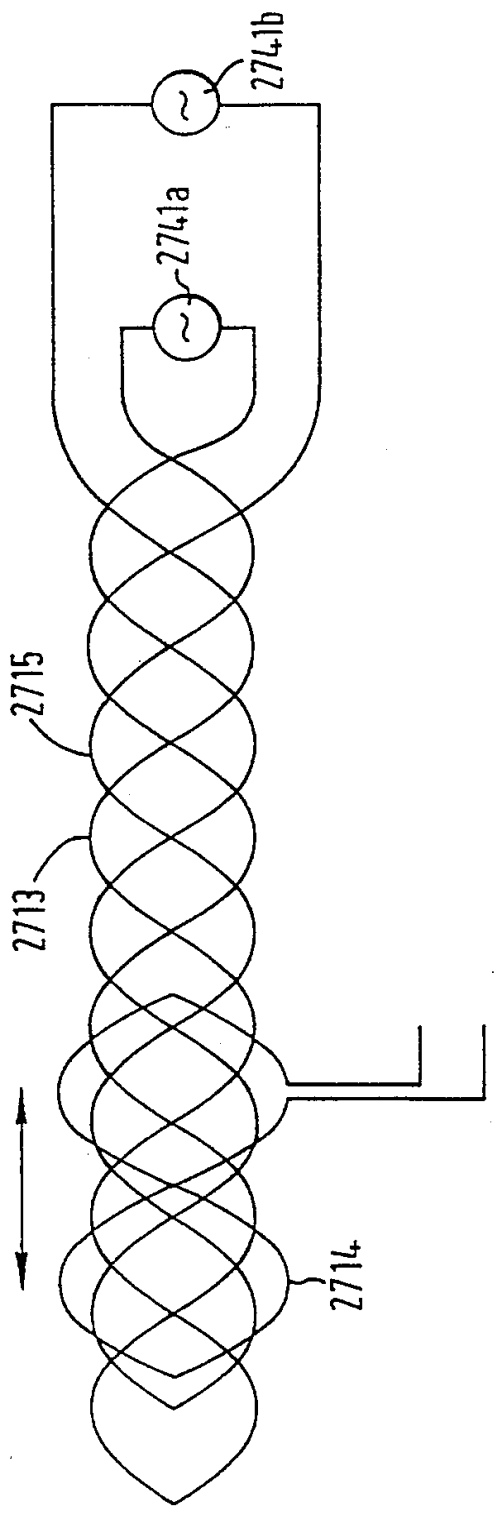
图 25





2713
2714
2715
2741a
2741b

图 27



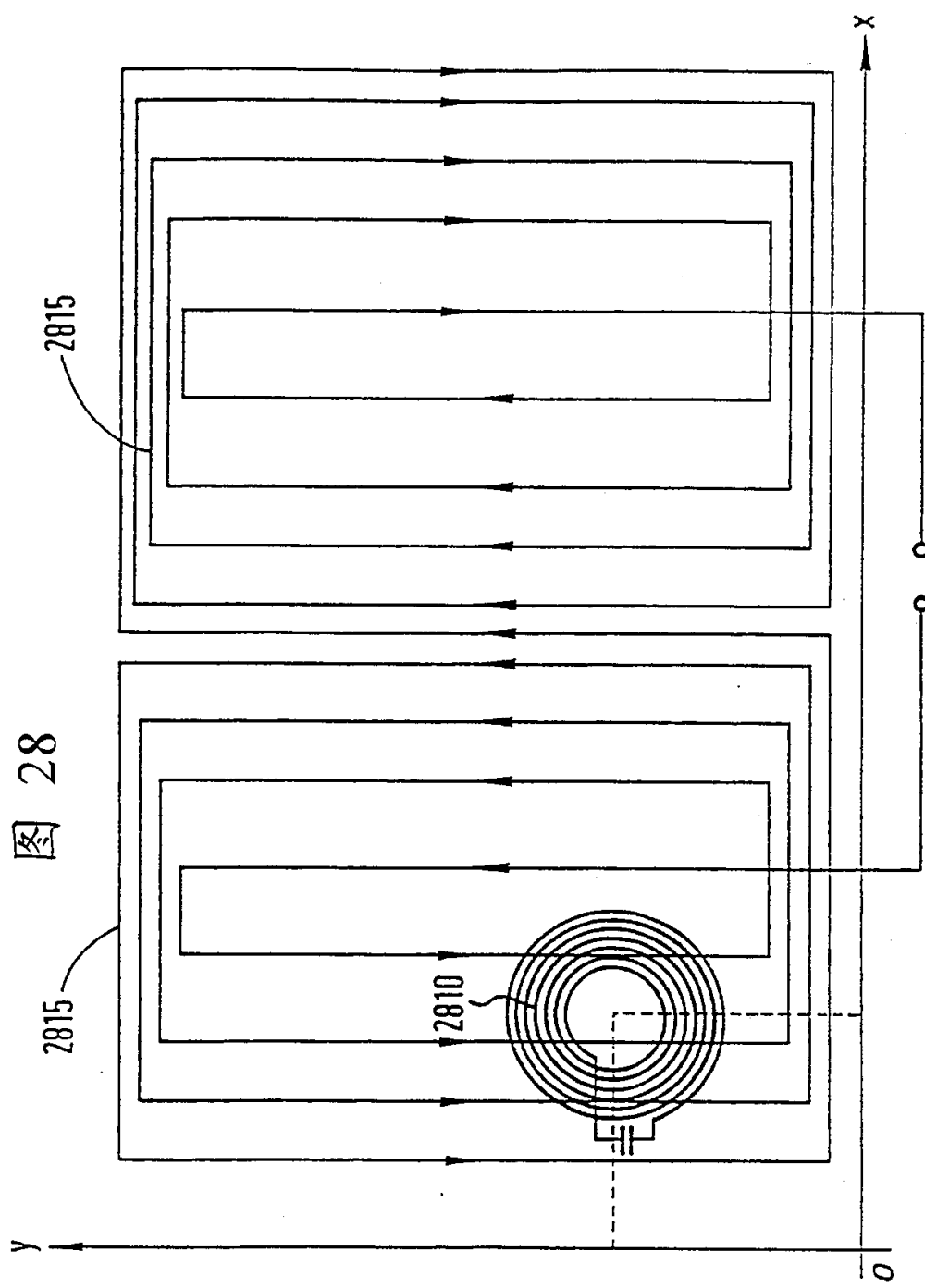


图 28

图 29 a

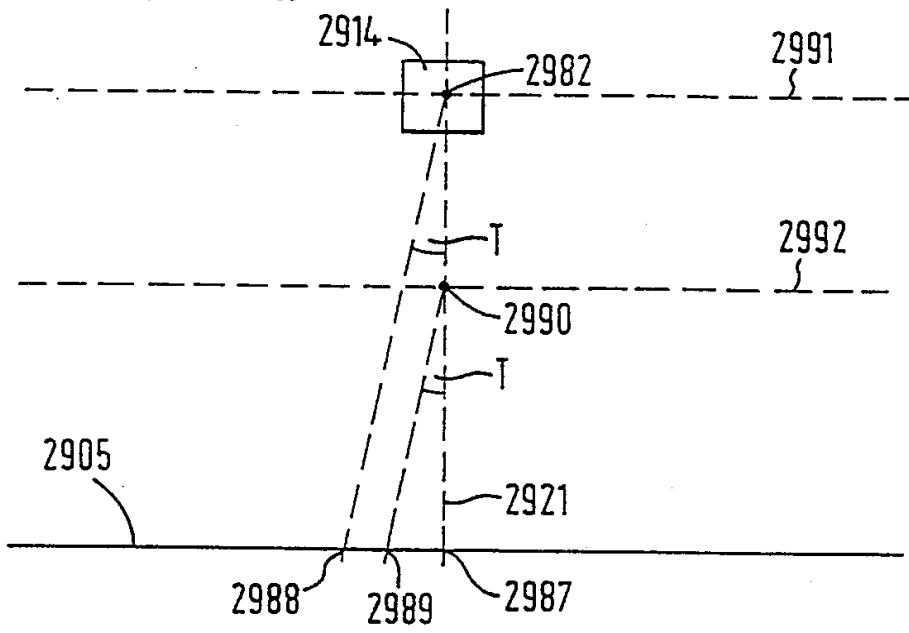


图 29 b

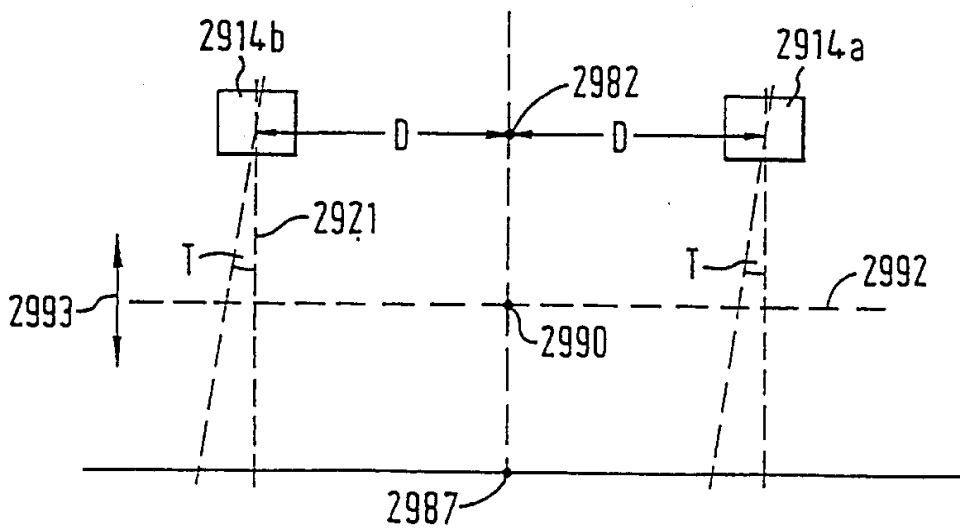


图 30 a

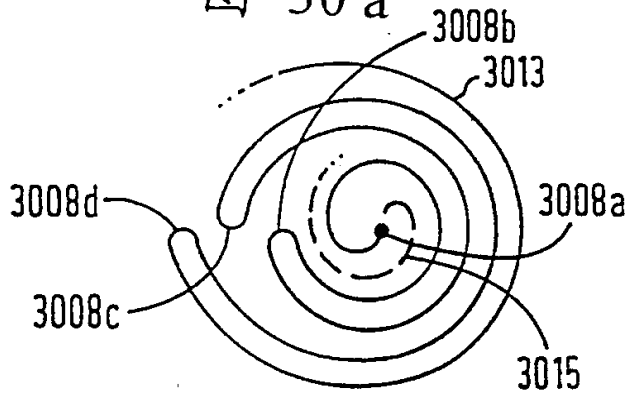


图 30 b

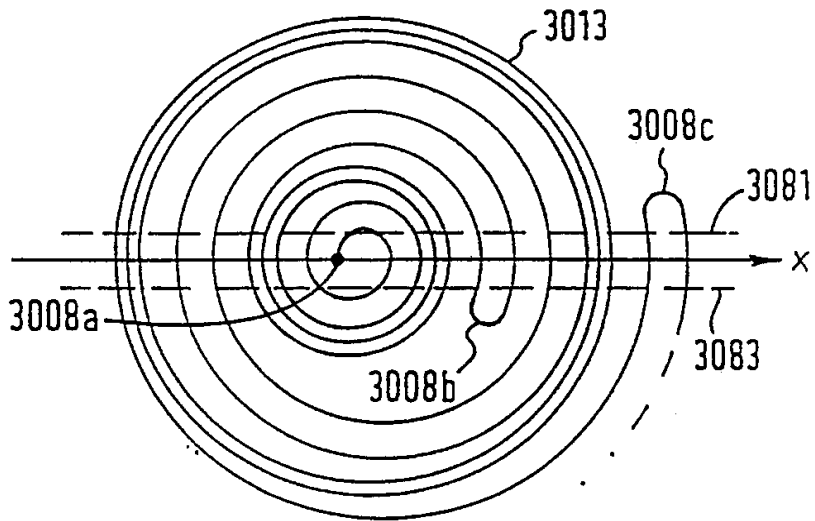


图 31

