[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200610114837.4

[51] Int. Cl.
G01D 5/20 (2006.01)
G01D 5/244 (2006.01)
D06F 39/00 (2006.01)
D06F 39/08 (2006.01)

[43] 公开日 2007 年 3 月 14 日

[11] 公开号 CN 1928500A

[22] 申请日 2002.3.14
[21] 申请号 200610114837.4
分案原申请号 02821843.4
[30] 优先权
[32] 2001.10.30 [33] GB [31] 0126014.0
[71] 申请人 TT 电子科技有限公司
地址 英国剑桥
[72] 发明人 R·P·琼斯 R·A·多伊尔
M·A·霍瓦德 D·A·詹姆斯
D·克雷特 C·S·西尔斯

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司
代理人 李亚非 张志醒

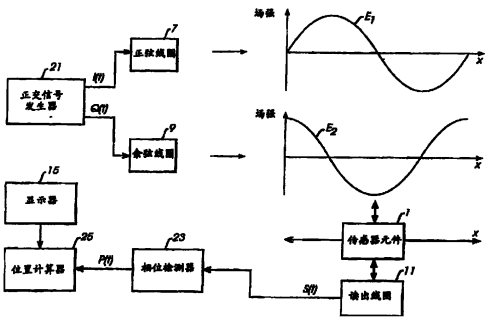
权利要求书 5 页 说明书 19 页 附图 13 页

[54] 发明名称

传感器装置及方法

[57] 摘要

本发明描述了一种传感器，该传感器包括：激励线圈；信号发生器，它可操作地产生激励信号和设置成给激励线圈施加产生的激励信号；传感器线圈，它电磁耦合到激励线圈；和信号处理器，在由信号发生器将激励信号施加于激励线圈时，该信号处理器可操作地处理在传感器线圈中产生的周期电信号，从而确定被读出的参数的值。 激励信号包括被具有第二频率的周期调制信号调制的具有第一频率的周期载波信号，第一频率高于第二频率。 通过这种方式，该传感器很好地适用于使用数字处理技术，从而产生激励信号和处理在传感器线圈中感应的信号。 在一个实施例中，该传感器用于检测两个部件的相对位置。 在另一实施例中，该传感器用于检测诸如温度和湿度之类的环境因素。



1、一种位置传感器，包括:

第一和第二部件，相互之间可沿着测量方向相对移动，第一部件包括第一和第二激励线圈以及传感器线圈，第二部件包括中间耦合元件，其中第一激励线圈和中间耦合元件之间的电磁耦合根据第一函数随着第一和第二部件沿着测量方向的相对位置的变化而变化，第二激励线圈和中间耦合元件之间的电磁耦合根据第二函数随着第一和第二部件沿着测量方向的相对位置的变化而变化，其中第二函数不同于第一函数;

信号发生器，可操作用来产生第一和第二激励信号以及将该第一和第二激励信号分别施加给第一和第二激励线圈，第一激励信号包括被具有第二频率的第一周期调制信号调制的具有第一频率的第一周期载波信号，第二激励信号包括被第二频率的第二周期调制信号调制的第一频率的第二周期载波信号，响应于施加到所述第一和第二激励线圈的第一和第二激励信号，在传感器线圈中产生周期电信号，它具有根据第一和第二部件沿着测量方向的相对位置变化的定时;

解调器，可操作用来解调在传感器线圈中产生的周期电信号，以便获得在第二频率的信号; 和

信号处理器，可操作用来响应于分别施加到第一和第二激励线圈的第一和第二激励信号，处理解调器输出的在第二频率的信号，从而确定表示第一和第二部件沿着测量方向的相对位置的第一定时测量值，

该信号发生器进一步可操作来产生第三激励信号和将该第一和第三激励信号分别施加给第一和第二激励线圈，第三激励信号包括被在第三频率的第三周期调制信号调制的在第一频率的第三周期载波信号，其中第三周期调制信号与所述第二周期调制信号是反相的，

该信号处理器进一步可操作来响应于分别施加到第一和第二激励线圈的第一和第三激励信号，处理解调器输出的在第二频率的信号，从而确定第二定时测量值，以及

该位置传感器可操作用来使用该第一和第二定时测量值来确定位置值。

2、根据权利要求 1 的位置传感器，其特征在于，该中间耦合元件包括谐振电路，所述谐振电路具有基本上等于第一频率的谐振频率。

3、根据权利要求 2 的位置传感器，其特征在于，多个谐振器相对于

第二部件固定，多个谐振器中的每个都具有各自不同的取向。

4、根据权利要求 3 的位置传感器，其特征在于，该多个谐振器具有各自不同的谐振频率。

5、一种位置传感器，包括:

第一和第二部件，相互之间可沿着测量方向相对移动，第一部件包括第一和第二激励线圈，第二部件包括传感器线圈，其中第一激励线圈和传感器线圈之间的电磁耦合根据第一函数随着第一和第二部件沿着测量方向的相对位置的变化而变化，第二激励线圈和传感器线圈之间的电磁耦合根据第二函数随着第一和第二部件沿着测量方向的相对位置的变化而变化，其中第二函数不同于第一函数;

信号发生器，可操作用来产生第一和第二激励信号和将该第一和第二激励信号分别施加给第一和第二激励线圈，第一激励信号包括被具有第二频率的第一周期调制信号调制的具有第一频率的第一周期载波信号，第二激励信号包括被第二频率的第二周期调制信号调制的第一频率的第二周期载波信号，响应于施加到第一和第二激励线圈的第一和第二激励信号，在传感器线圈中产生周期电信号，它具有根据第一和第二部件沿着测量方向的相对位置变化的定时;

解调器，可操作用来解调在传感器线圈中产生的周期电信号，以便获得在第二频率的信号；和

信号处理器，可操作用来响应于分别施加到第一和第二激励线圈的第一和第二激励信号，处理解调器输出的在第二频率的信号，从而确定表示第一和第二部件沿着测量方向的相对位置的第一定时测量值，

该信号发生器进一步可操作来产生第三激励信号和将该第一和第三激励信号分别施加给第一和第二激励线圈，第三激励信号包括被在第三频率的第三周期调制信号调制的在第一频率的第三周期载波信号，其中第三周期调制信号与所述第二周期调制信号是反相的，

该信号处理器进一步可操作来响应于分别施加到第一和第二激励线圈的第一和第三激励信号，处理解调器输出的在第二频率的信号，从而确定第二定时测量值，以及

该位置传感器可操作用来使用该第一和第二定时测量值来确定位置值。

6、根据权利要求 5 的位置传感器，其特征在于，传感器线圈形成具

有基本上等于第一频率的谐振频率的谐振器的一部分。

7、根据权利要求 6 的位置传感器，其特征在于，第二部件包括具有各自不同取向的多个传感器线圈。

8、根据权利要求 2 或 6 的位置传感器，其特征在于，所述谐振器包括无源谐振电路。

9、根据权利要求 2 或 6 的位置传感器，其特征在于，所述谐振器是可操作用于放大在所述谐振器中感应的信号的功率的带电谐振器。

10、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，第一和第二激励线圈以及传感器线圈设置成使得所述第一和第二函数随着具有相同周期但彼此相位不同的位置而作正弦变化。

11、根据权利要求 10 的位置传感器，其特征在于，第一和第二函数彼此相位相差四分之一周期。

12、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，第二周期调制信号具有与第一周期调制信号相同的波形，但是相位不同。

13、根据权利要求 12 的位置传感器，其特征在于，第二周期调制信号与第一周期调制信号相位相差四分之一周期。

14、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，第一和第二部件可沿着线性方向相对移动。

15、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，每个激励线圈都由平面衬底上的导电迹线形成。

16、根据权利要求 15 的位置传感器，其特征在于，该平面衬底是印刷电路板。

17、根据权利要求 15 的位置传感器，其特征在于，激励线圈有效地包括多个回路，这些回路被设置成使得流过激励线圈的电流围绕至少一个回路在相反方向流动到至少另一个回路。

18、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，信号发生器包括数字载波信号发生器，该数字载波信号发生器可操作用来产生在第一频率的数字载波信号。

19、根据权利要求 18 的位置传感器，其特征在于，数字载波信号发生器被设置成产生具有方波波形的数字载波信号。

20、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，信号发生器包括数字调制信号发生器，该数字调制信号发生器可操作用来产生在第

二频率的数字调制信号。

21、根据权利要求 20 的位置传感器，其特征在于，数字调制信号发生器设置成产生具有脉宽调制型波形的数字调制信号，该信号形成正弦波的数字表示。

22、根据权利要求 18 或 21 的位置传感器，其特征在于，信号发生器包括数字混合器，该数字混合器设置成混合数字载波信号和数字调制信号，从而产生数字激励信号。

23、根据权利要求 22 的位置传感器，其特征在于，信号发生器还包括模拟驱动电路，该模拟驱动电路用于根据由数字混合器输出的数字激励信号产生激励信号。

24、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，所述第二频率在 100Hz 和 100KHz 的范围内。

25、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，所述第一频率高于 1MHz。

26、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，所述第一频率低于 100KHz。

27、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，传感器线圈由平面衬底上的导电迹线形成。

28、根据权利要求 27 的位置传感器，其特征在于，传感器线圈形成在印刷电路板上。

29、根据权利要求 27 的位置传感器，其特征在于，传感器线圈形成在单一回路中。

30、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，解调器包括:

设置成在第一频率切换的交叉开关，以便整流在传感器线圈中产生的信号；和

用于过滤由交叉开关输出的整流信号的装置。

31、根据权利要求 30 的位置传感器，其特征在于，过滤装置包括在第二频率的带通滤波器。

32. 根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，信号处理器包括相位检测器，该相位检测器可操作用来检测解调器输出的在第二频率的所述信号的相位，从而确定表示正在测量的参数的值。

33、根据权利要求 1 或 5 的位置传感器，其特征在于，信号处理器

还包括比较器，该比较器设置成比较由解调器输出的第二频率的信号与参考电压，从而产生方波信号。

34、根据权利要求 33 的位置传感器，其特征在于，信号处理器还包括数字信号处理器，该数字信号处理器可操作以处理解调器输出的第二频率的信号，从而确定正在测量的参数的值。

35、根据权利要求 34 的位置传感器，其特征在于，数字信号处理器还包括:

可操作用来产生脉冲流的脉冲流发生器;

门，它设置成接收由脉冲流发生器输出的脉冲流和由比较器输出的方波信号，其中，该门可操作用来根据所述接收的方波信号通过或阻挡接收的脉冲流;

计数器，它可操作用来对由数字门通过的脉冲流的脉冲数进行计数;和

用于从由计数器计数的脉冲数中确定表示正在测量的参数的值的装置。

36、根据权利要求 35 的位置传感器，其特征在于，所述确定装置可操作用来相对于第二频率的参考信号识别由计数器接收的一系列脉冲的第一脉冲和最后脉冲的定时，以便确定在传感器线圈中产生的信号的定时。

37、根据权利要求 36 的位置传感器，其特征在于，由解调器输出的信号具有平均电压电平，并且，比较器设置成将由解调器输出的信号与不同于所述参考电压电平的参考电压相比较，并且确定装置可操作用来相对于第二频率的参考信号识别由计数器接收的一系列脉冲的第一脉冲和最后脉冲两者的定时，以便确定该一系列脉冲的中点的定时。

传感器装置及方法

本申请是申请号为 02821843.4、发明名称为“传感器装置及方法”的专利申请的分案申请。

技术领域

本发明涉及一种传感器装置和方法，特别但不限于涉及一种用于检测两个部件的相对位置的位置传感器。

背景技术

各种形式的感应传感器已经用于产生表示两个相对可移动部件的位置的信号。典型地，一个部件承载激励线圈和两个或更多个传感器线圈，而另一个部件承载谐振电路。谐振电路和每个传感器线圈之间的磁耦合随着位置而改变，因此，通过在谐振电路的谐振频率施加振荡信号给激励线圈，在每个传感器线圈中感应信号，其中每个传感器线圈在谐振频率振荡，而它的振幅随着两个部件的相对位置的函数而变化。

国际专利公报 WO94/25829 介绍了一种旋转位置传感器，其中两个激励线圈和传感器线圈关于包括谐振电路的旋转部件垂直定位，以便每个激励线圈和传感器线圈之间的磁耦合根据旋转部件的角度位置变化。同相振荡信号和正交振荡信号（即与同相振荡信号相差 90 度）分别被施加给两个激励线圈，并且由在传感器线圈中感应的对应同相信号和正交信号的信号分量的相对振幅确定旋转部件的旋转位置。

在 WO94/25829 中介绍的旋转位置传感器的问题是由在传感器线圈中感应的信号获得旋转位置所需的处理不适于数字处理技术。

发明内容

根据本发明的一方面，提供一种其中信号发生器给激励线圈施加激励信号的传感器，其中激励信号包括具有由周期调制信号调制的载频的周期载波信号，所述周期调制信号具有低于载频的调制频率。给激励线圈施加激励信号在传感器线圈中感应周期电信号，该电信号根据由传感器测量的参数改变，并且信号处理器处理感应的周期信号，从而确定表

示正在测量的参数的值。

通过由低频调制信号调制振荡载波信号以形成激励信号，而不是调制在传感器线圈中感应的信号，该传感器可以很好地适于使用数字处理技术来产生激励信号和处理传感器线圈中感应的信号。

优选地，该信号经过谐振器耦合在激励线圈和传感器线圈之间，该谐振器具有基本上等于激励信号的载频的谐振器的谐振频率。通过这种方式，通过激励线圈和谐振器之间的电磁耦合有效地滤除不希望的较高谐波。

附图说明

现在参照附图介绍本发明的典型实施例，其中：

图 1 示意性地表示位置传感器的透视图；

图 2 示意性地表示图 1 中所示的位置传感器的主要部件；

图 3A 表示形成图 1 中所示位置传感器的一部分的正弦线圈的布图；

图 3B 表示形成图 1 中所示位置传感器的一部分的余弦线圈的布图；

图 3C 表示形成图 1 中所示位置传感器的一部分的读出线圈的布图；

图 4 表示形成图 1 中所示位置传感器的一部分的传感器元件；

图 5A 示意性地表示在形成图 4 中所示传感器元件的一部分的谐振电路中感应的信号的相位如何随着驱动信号的频率变化；

图 5B 示意性地表示在形成图 4 中所示传感器元件的一部分的谐振电路中感应的信号的振幅如何随着驱动信号的频率变化；

图 6A 是表示施加于图 3B 中所示余弦线圈的信号的时序图；

图 6B 是表示施加于图 3A 中所示正弦线圈的第一信号的时序图；

图 6C 是表示施加于图 3A 中所示正弦线圈的第二信号的时序图；

图 7A-7C 是表示当对于传感器元件的三个不同位置当将图 6A 中所示信号施加于余弦线圈和将图 6B 中所示信号施加于正弦线圈时，在图 3C 中所示读出线圈中感应的信号的时序图；

图 8A-8C 是表示当对于传感器元件的三个不同位置当将图 6A 中所示信号施加于余弦线圈和将图 6C 中所示信号施加于正弦线圈时，在图 3C 中所示读出线圈中感应的信号的时序图；

图 9 是更详细地表示图 1 中所示位置传感器的处理电路的方框图；

图 10 更详细地表示图 9 中所示处理电路的模拟信号处理元件；

图 11A-11D 是表示在图 9 中所示处理电路内在各个位置的信号的时序图;

图 12 是表示在图 9 中所示处理电路的微处理器形成部分接收的脉冲的时序图;

图 13 是表示进行计算图 1 中所示位置传感器的传感器元件的位置的操作的流程图;

图 14 是更详细地表示进行计算图 1 中所示位置传感器的传感器元件的位置所使用的正向角度的操作的流程图; 和

图 15 是更详细地表示进行计算图 1 中所示位置传感器的传感器元件的位置所使用的反向角度的操作的流程图。

具体实施方式

图 1 示意性地表示用于检测传感器元件 1 的位置的位置传感器，该传感器元件 1 可滑动地安装在支架 3 上，从而可以沿着测量方向（图 1 中的 X 方向）线性运动。印刷电路板（PCB）5 沿着与支架 3 相邻的测量方向延伸并且具有印刷在其上的导电迹线，该导电迹线形成正弦线圈 7、余弦线圈 9 和读出线圈 11，所述每个线圈都连接到控制单元 13。显示器 15 也连接到控制单元 13，用于显示表示传感器元件 1 沿着支架 3 的位置的数字。

如图 1 所示，在外形上，PCB 5 一般是矩形的，其长轴与测量方向对准，短轴垂直于测量方向。正弦线圈 7、余弦线圈 9 和读出线圈 11 经 PCB5 的长边连接到控制单元，这对应 X 等于零的位置值，该位置值沿着 PCB 5 的长度从对应 X 等于零的长边而增加。

现在参照图 2 介绍图 1 中所示位置传感器的操作的概要。控制单元 13 包括在各个不同的输出端产生同相信号 I(t)和正交信号 Q(t)的正交信号发生器 21。同相信号 I(t)是使用在调制频率 f_1 振荡的第一调制信号，通过具有载频 f_0 的振荡载波信号的调幅产生的，在本实施例中，载频 f_0 为 2MHz，调制频率 f_1 为 3.9KHz。因此同相信号 I(t)为如下形式:

$$I(t) = A\sin 2\pi f_1 t \cos 2\pi f_0 t \qquad (1)$$

同样，正交信号 Q(t) 是使用在调制频率 f_1 振荡的第二调制信号，通过具有载频 f_0 的振荡载波信号的调幅产生的，其中第二调制信号与第一调制信号的相位相差 $\pi/2$ 弧度（90 度）。因此正交信号 Q(t)为如下形

式:

$$Q(t) = A\cos 2\pi f_1 t \cos 2\pi f_0 t \quad (2)$$

同相信号 I(t)被施加给正弦线圈 7，正交信号 Q(t)被施加给余弦线圈 9。

正弦线圈 7 以这种模式形成：使得电流流过正弦线圈 7，从而产生第一磁场 B_1，垂直于 PCB5 分解的第一磁场 B_1 的场强分量根据以下函数沿着测量方向正弦地变化:

$$B_1 = B\sin(2\pi x/L) \quad (3)$$

其中 L 是在 X 方向的正弦线圈的周期。

同样，余弦线圈 9 以这种模式形成：使得电流流过余弦线圈 9，从而产生第二磁场 B_2，垂直于 PCB5 分解的第二磁场 B_2 的场强分量也沿着测量方向正弦地变化，但是具有相对于第一磁场 B_1 的相位的$\pi/2$ 弧度（90 度）的相位差，如下给出:

$$B_2 = B\cos(2\pi x/L) \quad (4)$$

通过这种方式，在沿着测量方向的任何位置产生的总磁场 B_T 将由来自第一磁场B_1的第一分量和来自第二磁场B_2的第二分量形成，垂直于PCB5分解的第一和第二分量的大小沿着测量方向变化。

通过分别给正弦线圈 7 和余弦线圈 9 施加同相信号 I(t)和正交信号 Q(t)，产生的垂直于 PCB5 分解的总磁场分量 B_T 根据在调制频率 f_1 变化的振幅包络函数在载频 f_0 振荡，其中振幅包络函数的相位沿着测量方向而变化。因此:

$$B_T \propto \cos 2\pi f_0 t . \cos(2\pi f_1 t - 2\pi x/L) \quad (5)$$

实际上，振幅包络函数的相位沿着测量方向旋转。在本实施例中，传感器元件 1 包括具有基本上等于载频 f_0 的谐振频率的谐振电路。因此总磁场分量 B_T 在该谐振电路中感应电信号，该电信号在载频 f_0 振荡并具有在调制频率 f_1 调制的振幅，其中其相位沿着测量方向由传感器元件 1 的位置决定。在谐振电路中感应的电信号又产生磁场，该磁场在读出线圈 11 中感应读出电信号 S(t)，该读出电信号 S(t)在载频 f_0 处振荡。读出信号 S(t)的振幅也在调制频率 f_1 被调制，并且相位取决于传感器元件 1 沿着测量方向的位置。读出信号 S(t)被输入到解调读出信号 S(t)的相位检测器 23，从而除去在载频 f_0 的分量，并检测其余振幅包络函数相对于激励波形的相位。然后相位检测器 23 向位置计算器 25 输出表示被检

测相位的相位信号 P(t)，该位置计算器 25 将被检测相位转换成相应的位置值并向显示器 15 输出驱动信号，从而显示相应位置值。

通过使用大于调制频率 f_1 的载频 f_0，在远离低频噪声源如在 50/60Hz 的电力干线的频率下进行感应耦合，同时仍然可以在很好地适于数字处理的相对低频进行信号处理。此外，增加载频 f_0 便于使传感器元件 1 变小，这在很多应用中都是显著的优点。提高载频 f_0 还产生更高的信号强度。

下面更详细地介绍图 1 中所示位置传感器的分开的部件。

如图 3A 所示，正弦线圈 7 是由一般围绕远离在测量方向上沿着 PCB5 的一半路程的交叉点的 PCB5 的周边延伸的导电迹线形成的，其中 PCB5 的每个短边上的导电迹线与 PCB5 的相应相对短边交叉。通过这种方式，有效地形成了第一电流回路 21a 和第二电流回路 21b。当信号被施加给正弦线圈 7 时，电流围绕第一电流回路 21a 和第二电流回路 21b 在相反方向流动，因此围绕第一电流回路 21a 流动的电流产生磁场，该磁场的极性与由围绕第二电流回路 21b 流动的电流产生的磁场的极性相反。这导致垂直于 PCB5 分解的由上述等式 3 给出的第一磁场 B_1 的分量的场强呈正弦变化。

特别是，正弦线圈 7 的布图使得由流过正弦线圈 7 的电流产生的垂直于 PCB5 分解的第一磁场 B_1 的分量的场强沿着测量方向从 X 等于 0 的点的大约零值变化到 X 为 L/4 位置（如图 3A 所示的位置 A）的最大值，然后在 X 等于 L/2 的位置（如图 3A 所示的位置 C）返回到零，然后在 X 等于 3L/4 位置达到最大值（具有与位置 A 的最大值相反的极性），再然后在 X 等于 L 的位置返回到零。因此，正弦线圈 7 产生垂直于 PCB5 的磁场分量，该磁场分量根据正弦函数的一个周期变化。

如图 3B 所示，余弦线圈 9 由一般围绕远离两个交叉点的 PCB5 的周边延伸的导电迹线形成，其中所述两个交叉点分别位于在测量方向沿着 PCB5 的四分之一和四分之三途中的位置上。通过这种方式，形成三个回路 23a、23b 和 23c，其中外部回路 23a 和 23c 是内部回路 23b 的尺寸的一半。当信号被施加给余弦线圈 9 时，电流在一个方向围绕外部回路 23a 和 23c 流动，并在相反方向围绕内部回路 23b 流动。通过这种方式，由围绕内部回路 23b 流动的电流产生的磁场的极性与由围绕外部回路 23a 和 23c 流动的电流产生的磁场的极性相反。这导致由上述等式 4 给出的

垂直于 PCB5 分解的第二磁场 B_2 的分量的场强按正弦变化。

特别是，余弦线圈 9 的布图使得由流过余弦线圈 9 的电流产生的垂直于 PCB5 分解的第二磁场 B_2 的分量的场强沿着测量方向从 X 等于 0 位置的最大值变化到 X 等于 L/4 位置（如图 3B 所示的位置 A）的零值，然后在 X 等于 L/2 的位置（如图 3B 所示的位置 C）返回到最大值（具有与 X 等于 0 的位置的最大值相反的极性），然后在 X 等于 3L/4 位置达到零，再然后在 X 等于 L 的位置为最大值（具有与 X 等于 0 的位置的最大值相同的极性）。因此，正弦线圈 7 产生垂直于 PCB5 的磁场分量，该磁场分量根据上述等式 4 给出的余弦函数的一个周期变化。

如图 3C 所示，读出线圈 11 由一般围绕 PCB5 的周边延伸并形成单回路的导电迹线形成。

正弦线圈 7 的布图使得由围绕第一电流回路 21a 流动的电流在读出线圈 11 中感应的电流基本上被由围绕第二电流回路 21b 流动的电流在读出线圈 11 中感应的电流抵消。同样，对于余弦线圈 9，由外部回路 23a 和 23c 在读出线圈 11 中感应的电流被由内部回路 21b 在读出线圈 11 中感应的电流抵消。使用这种平衡线圈具有的进一步的优点是：来自正弦线圈 7 和余弦线圈 9 的电磁发射随着以比单平面线圈快的速度运行的距离而减小。这允许使用更大的驱动信号，同时仍然满足电磁发射的调整需求。这是特别重要的，因为电磁发射的调整需求变得越来越严格了。

图 4 更详细地示出了传感器元件 1。如图所示，在本实施例中，传感器元件 1 包括线圈 31，该线圈 31 的端部经电容器 33 连接在一起。由于线圈 31 具有相关的电感，因此线圈 31 和电容器 33 一起形成谐振电路。在本实施例中，谐振电路具有 2MHz 的标称谐振频率 f_{res}（这等于载频 f_0），尽管实际谐振频率将根据诸如温度和湿度之类的环境因素而变化。

如上所述，当振荡驱动信号被施加于正弦线圈 7 和余弦线圈 9 中的一个或两个上时，在传感器元件 1 的谐振电路中感应相同频率的振荡信号。然而，在驱动信号和感应信号之间产生相位滞后，相位滞后的量取决于驱动信号的频率和谐振电路的谐振频率之间的关系。如图 5A 所示，相位滞后在谐振电路的谐振频率附近变化最快，在谐振频率的相位滞后为 $\pi/2$ 弧度（90 度）。谐振电路的品质因数越高，相位在谐振频率附近的变化越快。然而，如图 5B 所示，谐振电路的品质因数越低，在谐振电路中感应的电信号的振幅越小。因此当选择谐振电路的品质因数值时，

必须对信号强度和相位随频率变化的速度之间达成折衷方案。

下面参照图 6A-6C 更详细地介绍由正交信号发生器 21 产生并作为驱动信号施加给正弦线圈 7 和余弦线圈 9 的正交信号。

如图 6A 所示，通过使用第一调制信号调制载波信号，正交信号发生器 21 产生正交信号 Q(t)。如图所示，在本实施例中，第一调制信号不给载波信号施加“全面”调制。换言之，由图 6A 中所示的虚线表示的振幅包络函数没有达到零振幅。因此实际正交信号 Q(t)给出如下:

$$Q(t) = C\cos 2\pi f_0 t + B\cos 2\pi f_1 t \cos 2\pi f_0 t \qquad (6)$$

如图 6B 所示，通过使用第二调制信号调制载波信号的振幅，正交信号发生器 21 产生同相信号 I(t)，其中第二调制信号的相位比第一调制信号的相位滞后$\pi/2$ 弧度（即 90 度）。而且，在本实施例中，第二调制信号不给载波信号施加全面调制。因此实际同相信号 I(t)给出如下:

$$I(t) = C\cos 2\pi f_0 t + B\sin 2\pi f_1 t \cos 2\pi f_0 t \qquad (7)$$

同相信号 I(t)和正交信号 Q(t)各包括三个频率分量，一个在 f_0，一个在 (f_0+f_1)，一个在 (f_0-f_1)。从图 5A 中看出，这三个分量将在传感器元件 1 的谐振电路中以各自不同的相位滞后分别感应一个电信号。这将导致读出信号 S(t)的相位偏移，考虑到读出信号 S(t)的相位被用于确定传感器元件 1 的位置，为了获得准确的位置测量而必须校正这种相位偏移。在本实施例中，如后面更详细说明的，这种校正是通过用“反相”信号 $\bar{I}$ (t)代替同相信号 I(t)而进行第二相位测量来实现的。

如图 6C 所示，通过使用也处于调制频率 f_1 的第三调制信号调制载波信号（具有载频 f_0），正交信号发生器 21 产生反相信号 $\bar{I}$ (t)，其中第三调制信号的相位比第一调制信号的相位超前$\pi/2$ 弧度（即 90 度）。而且，在本实施例中，第三调制信号不给载波信号施加全面调制。因此反相信号 $\bar{I}$ (t)给出如下:

$$\bar{I}(t) = C\cos 2\pi f_0 t - B\sin 2\pi f_1 t \cos 2\pi f_0 t \qquad (8)$$

现在参照图 7A-7C 介绍当同相信号 I(t)和正交信号 Q(t)分别施加于正弦线圈 7 和余弦线圈 9 时在读出线圈 11 中感应的读出信号 S(t)。在图 7A-7C 中，假设谐振电路没有引入相位偏移，因此，相位偏移完全是由于传感器元件 1 的位置造成的。

图 7A 示出了当传感器元件 1 与点 A（其中 X 等于 L/4）相邻定位时的读出信号 S(t)，其中 A 点与图 3A-3C 中相同。在点 A，由余弦线圈 9

产生的磁场的场强大约为零，因此假设没有由于谐振电路产生的相位偏移，读出信号 S(t)与同相信号 I(t)匹配。因此，读出信号 S(t)相对于正交信号 Q(t)具有$\pi/2$弧度（90度）的相位滞后。

图 7B 示出了当传感器元件 1 与点 B（其中 X 等于 3L/8）相邻定位时的读出信号 S(t)，其中在点 B，由正弦线圈 7 和余弦线圈 9 产生的磁场的场强大约相等，因此，假设没有由于谐振电路产生的相位偏移，读出信号 S(t)相对于正交信号 Q(t)具有$\pi/4$弧度（45度）的相位滞后。

图 7C 示出了当传感器元件 1 与点 C（其中 X 等于 L/2）相邻定位时的读出信号 S(t)，其中在点 C，由正弦线圈 7 产生的磁场的场强大约为零，因此，假设没有由于谐振电路产生的相位偏移，读出信号 S(t)与正交信号 Q(t)匹配。因此，读出信号 S(t)与正交信号 Q(t)同相。

从上面的等式 5 看出，当同相信号 I(t)和正交信号 Q(t)分别施加于正弦线圈 7 和余弦线圈 9 时，读出信号 S(t)的相位随着位置值增加而减小。

现在参照图 8A-8C 介绍当反相信号 I(t)和正交信号 Q(t)被分别施加给正弦线圈 7 和余弦线圈 9 时在读出线圈 11 中感应的读出信号 S(t)。而且，假设谐振电路没有引入相位偏移，因此相位偏移完全由传感器元件 1 的位置产生。

图 8A 示出了当传感器元件 1 与点 A 相邻定位时的读出信号 S(t)，其中在点 A，由余弦线圈 9 产生的磁场的场强大约为零，因此假设谐振电路没有引入相位偏移，读出信号 S(t)与反相信号$\bar{I}$(t)匹配。因此，读出信号 S(t)的相位比正交信号 Q(t)的相位超前$\pi/2$弧度（90度）。

图 8B 示出了当传感器元件 1 与点 B 相邻定位时的读出信号 S(t)，其中在点 B，由正弦线圈 7 和余弦线圈 9 产生的磁场的场强大约相等，因此，假设谐振电路没有引入的相位偏移，读出信号 S(t)的相位比正交信号 Q(t)的相位超前$\pi/4$弧度（45度）。

图 8C 示出了当传感器元件 1 与点 C 相邻定位时的读出信号 S(t)，其中在点 C，由正弦线圈 7 产生的磁场的场强大约为零，因此，假设谐振电路没有引入的相位偏移，读出信号 S(t)与正交信号 Q(t)同相。

如图 8A-8C 所示，当反相信号$\bar{I}$(t)和正交信号 Q(t)被分别施加给正弦线圈 7 和余弦线圈 9 时，读出信号 S(t)的相位随着位置值而线性增加。

如上所述，假设谐振电路没有引入相位偏移，对于测量方向的每个

位置 X，当施加同相信号 I(t)和正交信号 Q(t)时，引入与位置相关的相位偏移ϕ（x），并且当施加反相信号$\bar{I}$(t)和正交信号 Q(t)时，引入与位置相关的相位偏移$-\phi$（x）。实际上，谐振电路的确引入相位偏移ϕ_{RC}，但是不管给正弦线圈 7 施加同相信号 I(t)还是反相信号$\bar{I}$(t)，相位偏移ϕ_{RC}一般都是相同的。因此，本实施例中，从施加同相信号 I(t)时测量的相位偏移减去施加反相信号$\bar{I}$(t)时测量的相位偏移，结果是由谐振电路引入的相位偏移ϕ_{RC}被取消，从而提供等于与位置相关的相位偏移ϕ（x）的两倍的合成相位。

现在参照图 9 介绍用于产生同相信号 I(t)、正交信号 Q(t)和反相信号$\bar{I}$(t)以及处理读出信号 S(t)以确定位置值的处理电路。如图 9 所示，该处理电路由微处理器 41、数字部件 61、模拟驱动电路 81 和模拟信号处理部件 91 构成。

微处理器 41 包括在两倍于载频 f_0 的频率（即在 4MHz）产生方波信号的第一方波振荡器 43。这个方波信号从微处理器 41 输出到正交分配器单元 63，该正交分配器单元 63 将该方波信号分成两份，并形成在载频处的同相数字载波信号＋I、在载频处的反相数字载波信号-I、和也在载频处的正交数字载波信号＋Q。如下所述，正交数字载波信号＋Q 被调制以便形成施加给正弦线圈 7 和余弦线圈 9 的驱动信号，而同相和反相载波信号±I 用于进行同步检测，以便解调读出信号 S(t)。

微处理器 41 还包括第二方波振荡器 45，该第二方波振荡器 45 输出在调制频率 f_1 的调制同步信号 MOD_SYNC，以便提供参考定时。该调制同步信号 MOD_SYNC 被输入到脉宽调制（PWM）型图形发生器 47，该发生器 47 产生 2MHz 的数字数据流，表示在调制频率 f1 即 3.9KHz 的调制信号。特别是，PWM 型图形发生器 47 产生相位彼此正交的两个调制信号，即余弦信号 COS 和相加正弦或相减正弦信号±SIN，这取决于要产生的是同相信号 I(t)还是反相信号$\bar{I}$(t)。

余弦信号 COS 由微处理器 41 输出并施加于第一数字混合器 65，在本实施例中，该第一数字混合器 65 是 NOR 门，它将余弦信号和正交数字载波信号＋Q 混合，从而产生表示正交信号 Q(t)的数字。正弦信号±SIN 由微处理器输出并施加于第二数字混合器 67，在本实例中，该数字混合器 67 是 NOR 门，它与正交数字载波信号＋Q 一起产生表示同相信号 I(t)或反相信号$\bar{I}$(t)的数字。从第一和第二数字混合器 65、67 输出的数字信

号分别输入给第一和第二线圈驱动器电路 83、85，然后由线圈 83、85 输出的放大信号分别被施加给余弦线圈 9 和正弦线圈 7。

被施加给正弦线圈 7 和余弦线圈 9 的驱动信号的数字产生引入高频谐波噪声。然而，线圈驱动器 65、67 除去了这些高频谐波噪声中的一部分，如余弦和正弦线圈 7、9 的频率响应特性那样。此外，传感器元件 1 内的谐振电路将不响应远远高于谐振频率的信号，因此谐振电路也将滤除一部分不希望的高频谐波噪声。

如上所述，被施加给正弦线圈 7 和余弦线圈 9 的信号感应在传感器元件 1 的谐振电路中的电信号，而该电信号又在读出线圈 11 中感应读出信号 S(t)。该读出信号 S(t)通过模拟信号处理部件 91。特别是，读出信号 S(t)最初通过高通滤波放大器 93，该高通滤波放大器 93 即放大接收的信号又除去低频噪声（例如来自于 50Hz 主电力输送装置）和任何 DC 偏置。然后从高通滤波器 93 输出的放大信号输入到交叉模拟开关 95，该交叉模拟开关使用由正交驱动器 21 产生的同相和反相方波载波信号 ±I 在 2MHz 的载频进行同步检测。相位与正交数字载波信号 +Q 相差 90 度的同相和反相数字载波信号用于产生施加给正弦线圈 7 和余弦线圈 9 的驱动信号，该驱动信号用于同步检测，如上所述，因为传感器元件 1 的谐振电路给载波信号引入了大致 90 度的相移。

从交叉模拟开关 95 输出的信号基本上对应输入到交叉模拟开关 95 的信号的全整流形式（即具有在零电压线上重叠的信号中的负电压谷值，从而形成位于原始电压峰值之间的电压峰值）。然后这个整流信号通过低通滤波放大器 97，该低通滤波放大器 97 主要产生具有 DC 分量和在调制频率 f_1 的分量的时间-平均或平滑信号。DC 分量作为同步检测处理执行的整流的结果出现的。

然后从低通滤波放大器 97 输出的信号输入到以调制频率 f_1 为中心的带通滤波放大器 99，除去 DC 分量。从带通滤波放大器 99 输出的信号被输入到比较器 101，该比较器 101 将输入信号转换成方波信号，该方波信号的定时与调制同步信号 MOD_SYNC 的定时相比较，从而确定传感器元件 1 的位置。

图 10 更详细地示出了模拟信号处理部件 91。如图所示，读出线圈 11 的一端连接在两个电阻器 R1 和 R2 之间，而电阻器 R1 和 R2 串联连接在电源电压和“真实”地之间，从而设定有效地电压电平 V_{AG}。特别是，在

本实施例中，电源电压为 5V，电阻器 R1 的电阻等于电阻器 R2 的电阻，从而提供 2.5V 的有效地电压电平。

图 11A 示出了调制同步信号 MOD_SYNC，图 11B 示出了在读出线圈 11 中感应的读出信号 S(t)。如图所示，可以看出，读出信号 S(t)的振幅包络函数与调制同步信号 MOD_SYNC 不是同相的。图 11C 示出了由低通滤波放大器 97 输出的信号 111，该信号基本上对应振幅包络函数。图 11D 表示由带通滤波放大器 99 输出的信号 113 和由比较器 101 输出的方波 115。

在本实施例中，比较器 101 是反相比较器，当从带通滤波放大器 99 输出的信号 113 低于参考电压电平 V_{ref} 时其输出为高（即 5V），当从带通滤波放大器输出的信号 113 高于参考电压电平 V_{ref} 时，其输出为低（即 0V）。如从图 10 看出的，参考电压电平 V_{ref} 不是有效地电压电平 V_{AG}，而是低于有效地电压电平 V_{AG} 的电压，该电压是从连接在有效地电压电平 V_{AG} 和真实地之间的两个电阻器 R3 和 R4 之间提取的。这防止了在除了少量噪声之外从带通滤波放大器 99 没有输出时比较器 101 产生寄生信号。然而，这也意味着由比较器 101 输出的信号的前缘和后缘与由带通滤波放大器 99 输出的信号 113 和有效地电压电平 V_{AG} 交叉的点不一致。为了避免这引入相位误差，由比较器 101 输出的信号 115 的定时由后缘和前缘之间的中点的定时决定。特别是，如图 11D 所示，如果后缘处于时间 t_1，前缘处于时间 t_2，则测量时间对应 $(t_1+t_2)/2$。

回到参见图 9，由比较器 101 输出的方波信号（它实际上为数字信号）与由正交分配器 63 输出的正交数字载波信号 +Q 一起施加于数字门 69，在本实施例中该数字门 69 为 NOR 门。因此当来自比较器 101 的输出为低（即 0V）时，数字门 69 在载频 f_0 输出一系列脉冲，当比较器 101 的输出为高（即 5V）时，数字门 69 不输出信号。图 12 示出了在 MOD_SYNC 信号的一个周期内，来自数字门 69 的输出的例子，后面将上述一个周期称为一帧。

如图 9 所示，从数字门 69 输出的脉冲被输入到形成微处理器 41 的一部分的计数器 49。由第二方波振荡器 45 输出的 MOD_SYNC 信号被输入到频率倍增器 51，在本实施例中，该频率倍增器 51 将 MOD_SYNC 信号的频率增加 16 倍，并向计数器 49 输出倍增后的信号。倍增信号的每个周期 τ_N 将在后面称为窗口，从而一帧对应 16 个窗口，称为窗口 1 到窗口 16。在本实施例中，调制频率设定为 $2MHz/2^9=3.9KHz$。这意味着每个帧对应

输入给数字门 25 的载波信号 +Q 的 512 个周期，每个窗口对应载波信号 +Q 的 32 个周期（512／16）。

在一帧内的每个窗口之后，计数器 49 的计数值被处理单元 53 记录和储存，然后复位到零。这样，对于每个帧，处理单元接收 16 个计数值，处理单元 53 由该计数值确定传感器元件 1 的位置和向显示控制器 55 输出表示确定位置的信号，该显示控制器 55 向显示器 15 输出驱动信号，从而表示确定位置。

现在将参照图 13－15 更详细地介绍由处理单元 53 进行的确定传感器元件 1 的位置的处理。

如图 13 所示，处理单元 53 首先给 PWM 型图形发生器 47 发送控制信号，该 PWM 型图形发生器 47 通过输出余弦信号 COS 和相加正弦信号 +SIN 而响应，以便在步骤 S1 中给正弦线圈 7 和余弦线圈 9 分别施加同相信号 I(t)和正交信号 Q(t)。然后，在步骤 S3 中，处理单元 53 使用十六个计数值测量读出信号 S(t)和 MOD_SYNC 信号之间的相位角，其中所述计数值对应在施加同相信号 I(t)和正交信号 Q（t）时获得的那一帧，所述相位角在后面将称为正向角。

图 14 示出了进行测量正向角的主要步骤。首先，在步骤 S21 中，处理单元 53 识别对应由带通滤波放大器 99 输出的信号 113 与参考电压 V_{ref} 在正方向相交时的脉冲。特别是，通过识别各个计数值为 0、介于 0 和 32 之间的数字 n_1 和 32 的三个连续窗口来识别这个“正零交叉”脉冲。然后通过（k+1）乘以 32 然后减去窗口 k+1 的计数值 n_1，计算正零交叉脉冲的脉冲数 P_1。因此，对于图 12 中所示的典型帧，k 等于 3，正零交叉脉冲的脉冲数 P_1 为 124（即（4×32）-4）。

接着，在步骤 S23 中，处理单元 53 识别对应由带通滤波放大器 99 输出的信号 113 与参考电压 V_{ref} 在负方向相交时的脉冲。通过识别各个计数值为 32、介于 0 和 32 之间的数字 n_2 和 0 的三个连续窗口（以下将称为窗口 1、1+1、1+2）来识别这个“负零交叉脉冲”。然后通过 1 乘以 32 并加上窗口 1+1 的计数值 n_2，计算负零交叉脉冲的脉冲数 P_2。因此，对于图 12 中所示的典型帧，1 等于 12，负零交叉脉冲的脉冲数为 386（即（12×32）+2）。

然后，在步骤 S25 中，处理单元 53 确定脉冲数 P_1 是否大于脉冲数 P_2，如果通过一系列脉冲的中途发生一帧的开始，则脉冲数 P_1 将大于 P_2。如

果确定脉冲数 P_1 大于脉冲数 P_2，则在步骤 S27 中，处理单元 53 将 512（即对应一帧的脉冲数）加到脉冲数 P_2 的值上。然后，通过平均脉冲数 P_1 和 P_2（即（P_1+P_2）/2）以获得对应一列脉冲的中点的脉冲数，然后将获得的脉冲数乘以 360/512，从而处理单元 53 设定对应从一帧开始到一列脉冲的中点的定时的正向角。

然后，在步骤 S31 中，处理单元 53 检测是否正向角大于 360 度，如果通过一列脉冲的中途发生一帧的开始，则可能发生正向角大于 360 度。如果正向角大于 360 度，则在步骤 S33 中处理单元 53 从正向角中减去 360。

回到图 13，测量正向角之后，处理单元 53 向 PWM 型图形发生器 47 发送控制信号，该 PWM 型图形发生器 47 通过输出余弦信号 COS 和相减正弦信号-SIN 而响应，以便在步骤 S5 中分别向正弦线圈 7 和余弦线圈 9 施加反相信号 $\bar{I}$(t)和正交信号 Q(t)。然后，在步骤 S7 中，处理单元 53 使用十六个计数值测量读出信号 S(t)和 MOD_SYNC 信号之间的反向相位角，该反向相位角在后面将称为反向角，其中所述十六个计数值对应在施加反相信号 $\bar{I}$(t)和正交信号 Q(t)时获得的帧。

图 15 示出了进行测量反向角的主要步骤。首先，利用与上述正向角计算相同的方式，处理单元在步骤 S41 中确定正零交叉脉冲的脉冲数 P_1 和在步骤 S43 中确定负零交叉脉冲的脉冲数 P_2。然后，在步骤 S45 中，处理单元 53 确定是否脉冲数 P_1 大于脉冲数 P_2，如果存在这种情况，则在步骤 S47 中处理单元将 512 加到脉冲数 P_2 的值上。

然后，在步骤 S49 中，通过对脉冲数 P_1 和 P_2 求平均值获得对应一列脉冲的中点的脉冲数，然后将获得的脉冲数乘以 360/512 并从 360 中减去相乘的结果，由此处理单元 53 设定对应从一帧结束到一列脉冲的中点的定时的反向角。然后，在步骤 S51 中，处理单元 53 检测是否反向角小于 0 度，如果脉冲序列跨越两个帧则将发生这种情况，并且如果在种情况下，在步骤 S53 中，将 360 加到反向角上。

回到图 13，然后，在步骤 S9 中，处理单元 53 对正向角和反向角求平均值，如上所述，除去由传感器元件 1 内的谐振电路引入的固定相移 ϕ_{RC}，从而提供表示传感器元件 1 的位置的平均角。然后，在步骤 S11 中，处理单元 53 通过将比例系数乘以该平均角而将该平均角转换成位置值。然后在显示器 15 上显示该位置值。

改进和其它实施例

由谐振电路引入的相移ϕ_{RC}的量取决于调制频率 f_1，因为调制频率越低，由正弦线圈 7 和余弦线圈 9 产生的磁场的频率分量在频率上越靠近。例如，如果调制频率 f_1 等于谐振频率除以品质因数的十倍，则相移ϕ_{RC}大约为 10 度，然而，如果调制频率 f_1 等于谐振频率处以品质因数的 100 倍，则相移ϕ_{RC}大于为 1 度。这暗示着调制频率 f_1 应该尽可能地低。然而，减小调制频率的缺点是帧的持续时间增加了，因此测量需要更长的时间，并且更新速度减小了。

如上所述，通过有效地采用利用施加于正弦线圈 7 的信号的相位在测量值之间相反位置的两个测量值除去由传感器元件 1 中的谐振电路引入的相移ϕ_{RC}。应该理解，在替换实施例中，只须间歇地进行反向测量，从而确定相移ϕ_{RC}的值，这具有增加测量值更新速度的优点。或者，可以从单相位测量值中减去由工厂刻度确定的相移ϕ_{RC}的预定值。然而，这不是优选的，因为对于环境因素来说这是不允许的，环境因素将影响谐振电路的谐振频率 f_{res} 和品质因数，因此改变相移ϕ_{RC}。

应该理解，如果从正向角减去而不是加上反向角，则位置-相关相移$\phi(x)$将被除去，留下等于两倍于相移ϕ_{RC}的值。因为相移随环境因素而改变，相移ϕ_{RC}的测量值可表示环境因素。因此，所述感应传感器也可用作例如温度传感器（在恒定湿度环境下）或湿度传感器（在恒定温度环境下）。通常，这将包括在感应传感器的控制电路中储存测量相移ϕ_{RC}和环境因素的相应值之间的工厂刻度。

在本发明的实施例中，所述感应传感器用于远程检测容器内的液体的温度。特别是，传感器元件 1 放在容器内，以便它浸在液体中，同时正弦线圈 7、余弦线圈 9 和读出线圈 11 与容器的外部相邻地定位。如上述那样计算正向角和反向角，然后相加以提供表示相移ϕ_{RC}的值。然后处理单元 53 访问储存测量相移ϕ_{RC}和温度之间的工厂刻度的查询表，从而获得温度值。应该理解，由于传感器元件浸在液体中，因此在恒定湿度环境下是有效的。还应该理解，使用感应传感器的优点是不需要为了从传感器元件获得电信号而在容器中穿孔。

根据本发明的感应传感器的另一应用是检测用于优化干燥周期的衣服干燥器的排放湿度。

应该理解，环境因素的检测可以代替或附加地检测两个相对可移动

部件的相对位置来进行。

在上述实施例中，正弦线圈 7 和余弦线圈 9 被设置成使得它们对垂直于 PCB 5 的总磁场分量的补偿根据沿着测量方向的位置而改变。特别是，正弦和余弦线圈具有交替扭绞回路结构。然而，对于本领域技术人员来说，很显然各种不同激励线圈几何结构都可以用于形成传输天线，实现使第一和第二传输信号的相对比例呈现在最终检测的组合信号中的目的，从而在测量方向确定传感器元件的位置。

在上述实施例中，激励线圈由印刷电路板上的导电迹线形成，它们还可以设置在不同平面衬底上，或者，如果足够硬的话，甚至可以是不固定的。此外，激励线圈为平面的不是主要的，因为，例如，随着传感器元件沿着圆筒形线圈的圆筒轴移动，也可以使用圆筒形线圈。

如果感应传感器只用于测量环境因素，如温度或湿度，则只有一个传输天线可使用，因为不要求磁场的相位随位置变化。

在上述实施例中，一对正交调制信号被施加给载波信号，从而产生分别施加于正弦线圈 7 和余弦线圈 9 的第一和第二激励信号。然而，这不是主要的，因为只要求承载激励信号的分量的信息在某些方面不同，以便来自第一和第二激励信号的相对补偿可以由处理组合信号而产生。例如，调制信号可以具有相同频率和相位，它们的相位比 90 度相差一定量。作为选择，调制信号可具有稍微不同的频率，由此引起在两个信号之间连续改变的相位差。

在上述实施例中，使用无源谐振器。然而，在某些情况下，使用带电（powered）谐振器，以便在该谐振器中感应的信号被放大很大，由此减少对信号处理电路的要求是很有利的。

代替检测承载组合信号分量的信息的相位，还可以进行组合信号的并行同步检测，一个同步检测使用同相调制信号，另一个同步检测使用正交调制信号，然后在解调信号的检测大小的比例上进行反正切操作。在这种实施例中，通过使用包括载频信号和调制信号的激励信号，使得调制信号可以具有相对低频，在从载频的下变频之后，调制信号的大小的检测和随后的反正切计算（或参照查询表）可以在数字范畴进行。在从载频信号向基带的下变频之后检测承载部分信号的信息的替换方法应该是进行快速傅里叶变换检测。应该理解，这可以使用一些附加专用硬件（例如应用特殊集成电路）或通过对微处理器进行适当地编程来完成。

这种检测方法在将要检测目标的一个以上自由度移动的设置中特别方便。

在上述实施例中，使用感应传感器在沿着直线的测量方向测量第一部件（例如传感器元件 1）相对于第二部件（例如 PCB 5）的线性位置。作为选择，通过用本领域技术人员熟知的方式改变正弦线圈和余弦线圈的布置，感应传感器可适用于测量沿着曲线例如圆环的线性位置（旋转位置传感器）。感应传感器也可以通过在已知的定时采用第一部件相对于第二部件的一系列位置测量值而被用作速度检测器。此外，通过包括用于读出第二部件相对于坐标位置系统的位置的附加位置读出装置（例如 GPS 传感器、惯性回旋装置、罗盘等），可以确定在坐标位置系统中第一部件的位置。

在一个实施例中，第二对激励线圈形成在上述实施例的印刷电路板上，第二对激励线圈设置成使得它们对于总磁场的相对补偿根据沿着与上述实施例的测量方向垂直的方向的位置而改变。第二对激励信号分别施加于第二对激励线圈，与施加于正弦线圈 7 和余弦线圈 9 的第一对激励信号相比，第二对激励信号使用相同的载频但不同的调制频率。在这种设置中，所有激励线圈对有利地被同时激励，以便同时传输。组合信号将所有传输信号组合成单一信号，然后使用单一模拟处理通道处理该单一信号。

特别是，可以使用公共模拟处理部件在载频过滤、放大和同步地检测组合单一信号，使得得到的解调信号含有在每个调制频率的相移信号。然后，通过平行设置以隔离每个调制频率和数字电子的一组带通滤波器（模拟或数字的）以获得相位相关信号，或者通过使解调信号数字化和使用快速傅里叶变换方法，可以确定每个调制频率的相移。如果调制频率都是公共基频的倍数，则快速傅里叶变换法是特别简单的。在每个解调频率的相移可用于确定第一部件沿着相应轴的位置。

在某些实施例中，第一部件显著大于谐振电路。在这种情况下，难以正确识别第一部件的运动。例如，谐振电路可以线性移动，而第一部件的移动包括旋转分量。通过使用固定到第一部件的各个不同位置上的两个谐振电路，可获得关于第一部件移动的更精确的信息，其中每个谐振电路具有各自不同的谐振频率。通过向谐振电路的谐振频率调整载频 f_0，可以单独地测量每个谐振电路的位置，并且可以处理两个位置以提

供关于第一部件的位置和方向的更精确的信息。

如上所述，除了位置之外，感应传感器还可用于测量环境参数。在一个实施例中，第一传感器包括具有不同谐振频率的两个同位置的谐振电路，其中一个谐振电路包括相对不受环境因素影响的部件，以便谐振频率相对稳定，而另一个谐振电路具有随着环境因素而急剧变化的谐振频率。在这种方式中，通过获得每个谐振电路的位置测量值而不用校正相移ϕ_{RC}，位置测量值的差可以形成环境参数的测量值（例如，恒定湿度环境中的温度或恒定温度环境中的湿度）。此外，两个谐振电路在测量方向或已知方向是被协同定位地设置它们的相对位置不是必要的。

优选载波信号的相位在所有传输线圈中是相同的，如上述实施例那样，否则在承载调制信号的信息中将感应相移，这将引入相位误差，因此导致位置误差（这是由于同步检测器的增益对于载波信号的相位很灵敏造成的）。因此，优选使用共同的载波信号和提供从信号发生器到线圈驱动器的相同路径。

在上述实施例中，作为表示正弦信号的数字介绍了调制信号。这不是必须的，使用采用简单电子装置更容易产生的调制信号经常是很方便的。例如，调制信号可以是表示三角波形的数字。通过只观察调制信号的基频，即通过滤掉存在于三角波形中的较高谐波，可以用常用的方式对调制的相位进行解码。应该指出，作为发射和接收天线的物理和电性能以及它们之间的电磁耦合的结果，应该进行某些过滤。作为选择，如果不使用过滤，解调波形的零交叉点将按照某些可预言的、虽然非线性的方式，仍然随着目标位置而改变，其中通过查询表或类似技术可以将上述非线性方式转换成位置的线性测量。

为了使对来自于例如外部装置的不希望噪声的灵敏度最小，可以给接收天线的基本结构增加一个或多个附加读出线圈，以便平衡第一读出线圈。这种附加线圈优选在垂直于测量路径的方向位移，以便被读出线圈接收的信号不随着两个可移动部件的相对位置而改变。然而，由于检测信号是只要求相位信息的组合信号，因此这一点并不是必须的。

在上述实施例中，测量路径只在两个传输线圈（即，正弦线圈 7 和余弦线圈 9）的空间变化的单周期上延伸。然而，这不是必须的，并且测量路径可以在超过或少于传输线圈的空间变化的单周期上延伸。在这种情况下，优选包括用于分辨周期模糊度（即，承载组合信号分量的信

息的基本相位对于传输线圈的不同空间周期中的相同相应位置是相同的事实）的机理。可采用的用于克服空间周期模糊度的机理包括：提供例如用一个位置传感器（例如通过具有给第一和第二传输天线添加的在不同调制频率传输第三传输信号的一个局部传输线圈，或者通过使用光电开关）检测的单一参考位置，和之后计算来自于参考位置的周期，并保持特定周期的微处理器内的寄存器中的记录，其中在特定周期内，传感器元件通常地被定位。作为选择，在不同调制频率传输（或者以时间多路复用方式）的附加一组传输线圈可以使用，并具有轻微改变的空间频率以提供游标尺效果，或者具有宽改变空间频率，以便使用一组大刻度传输线圈提供粗糙位置检测和使用小刻度传输线圈提供精细刻度位置检测。

在上述实施例中，一个谐振电路形成在传感器元件 1 上，并且传感器元件 1 相对于正弦线圈 7、余弦线圈 9 和读出线圈 11 的取向是固定的。尽管对于测量的一致性来说，优选取向是固定或已知的，但特别的取向不是必须的。

在某些应用中，希望对传感器元件 1 的取向不引入任何限制。例如，对于传感器元件浮在液体顶面的液体水平传感器（例如储存清洁剂等的容器中的液体水平传感器），如果对传感器元件的移动有限制，则在延长使用之后传感器元件可能变粘，因此不能真实地表示液体水平。在这种应用中，优选传感器元件自由地浮在液体顶部上，并且传感器元件包括在各自不同取向的多个谐振电路，以便可以与其取向无关地检测传感器元件的位置。如果需要的话，每个谐振电路的谐振频率可以不同，从而也可以通过扫描所有可能谐振频率和测量接收到的信号的强度来检测传感器元件的取向。

上述实施例的优点是确定读出元件的位置所需的数字处理是很直接的，因此可以通过常规微处理器芯片运行的短片码来进行。因此，不须研制专用集成电路（ASIC），而研制专用集成电路众所周知是一项很困难而且耗时的任务。应该理解，不需要专用微处理器，因此可以使用执行附加功能例如控制家用装置的微处理器。

在上述实施例中，使用 3.9Khz 的调制频率是因为可以很好地适于数字处理技术。这一般适用于 100Hz 到 100KHz 范围内的频率。

在上述实施例中，使用 2MHz 的载频。使用高于 1MHz 的载频便于使

传感器元件 1 变小。然而，在某些应用中，例如如果一片非金属不锈钢将传感器元件与激励和传感器线圈分开，希望使用低于 100KHz 的载频，因为非磁性的不锈钢的表层深度在低频时较大。

在上述实施例中，激励线圈（即正弦线圈 7 和余弦线圈 9）经谐振电路电磁耦合到传感器线圈（即，读出线圈 11）上。作为选择，激励线圈可以经渗透元件或谐波元件（如产生在激励信号的谐波的信号的磁限制元件）耦合到传感器线圈。此外，在传感器线圈或激励线圈可形成在传感器元件上时，在激励和传感器线圈之间使用中间耦合元件不是必须的，尽管这不是优选的，因为需要与传感器元件电连接。在一个实施例中，传感器线圈形成传感器元件上的谐振电路的一部分。

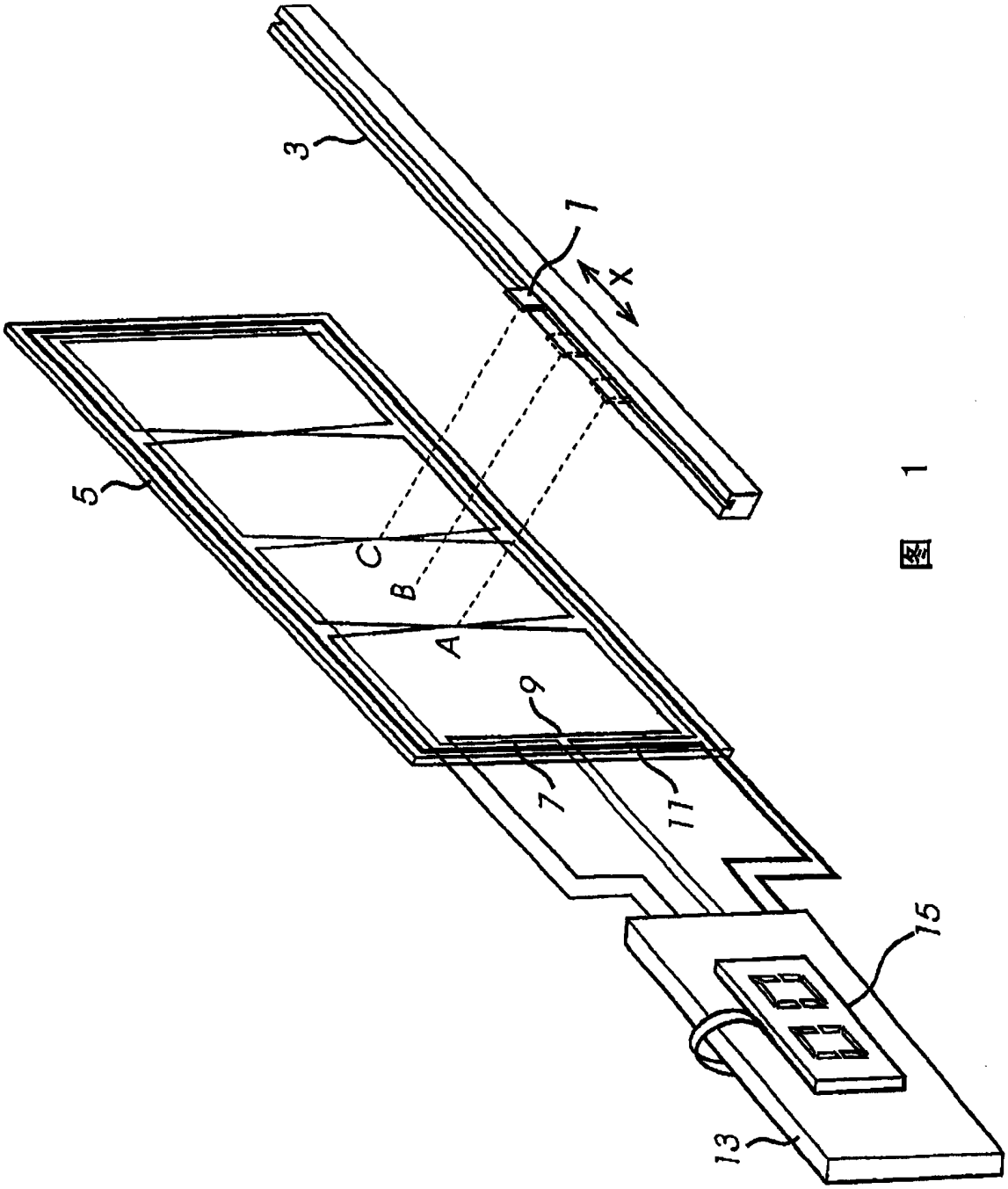


图 1

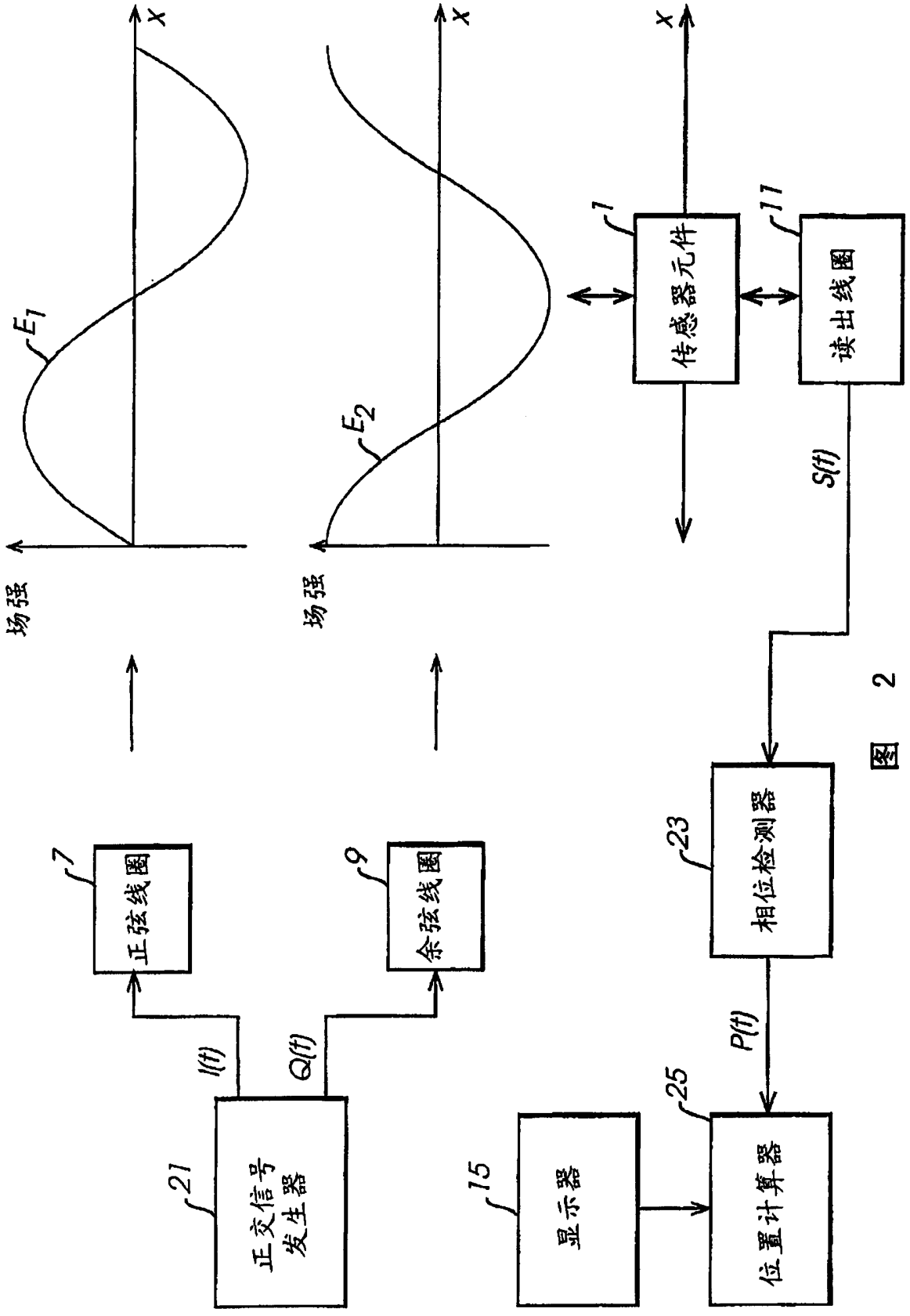

场强
X
E_1
场强
X
E_2
X
1
传感器元件
11
读出线圈
S(t)
7
正弦线圈
9
余弦线圈
23
相位检测器
I(t)
Q(t)
P(t)
21
正交信号发生器
25
位置计算器
15
显示器

图 2

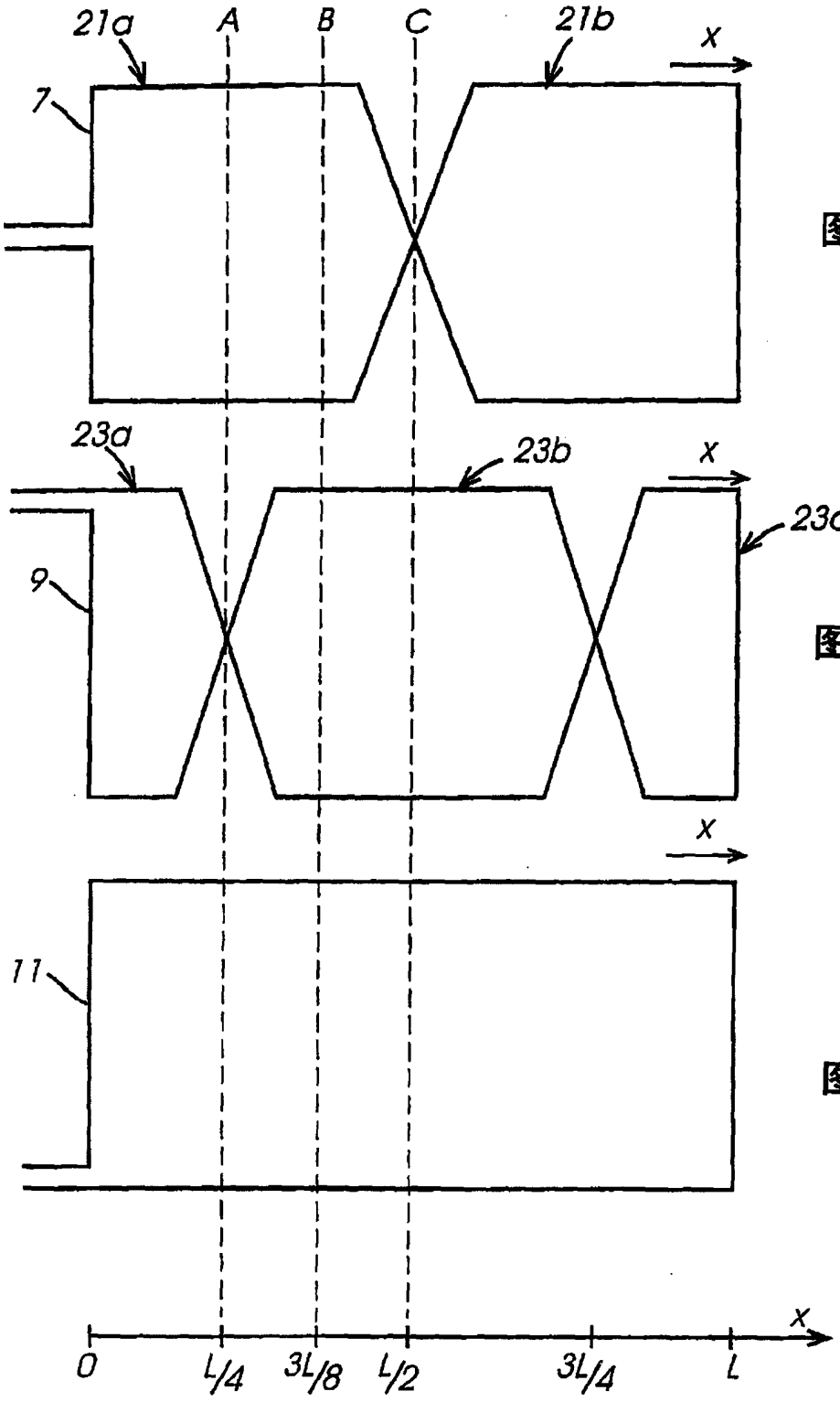


图 3A

图 3B

图 3C

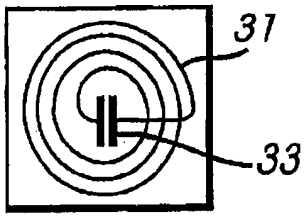

31
33

图 4

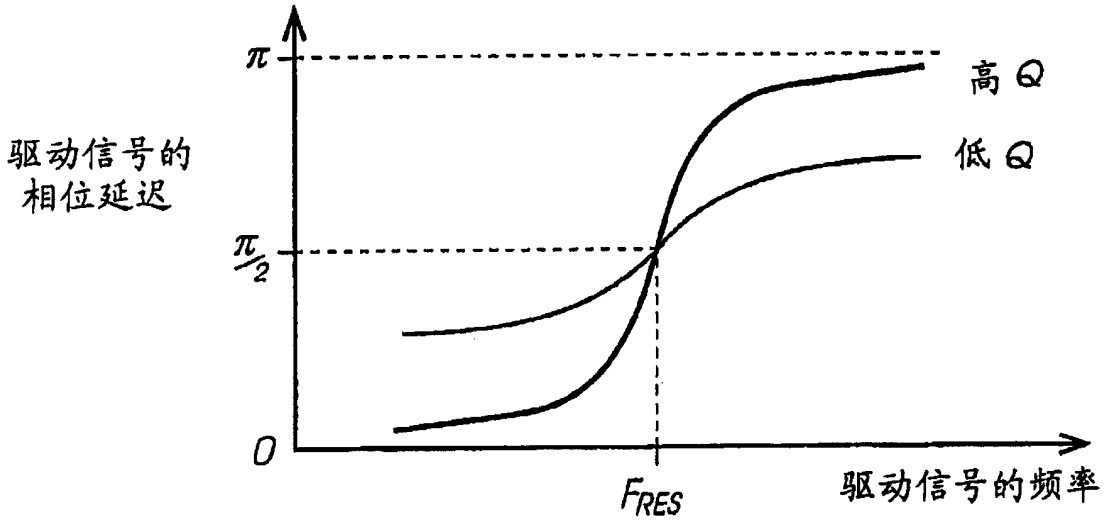

π
π/2
0
高 Q
低 Q
驱动信号的
相位延迟
FRES
驱动信号的频率

图 5A

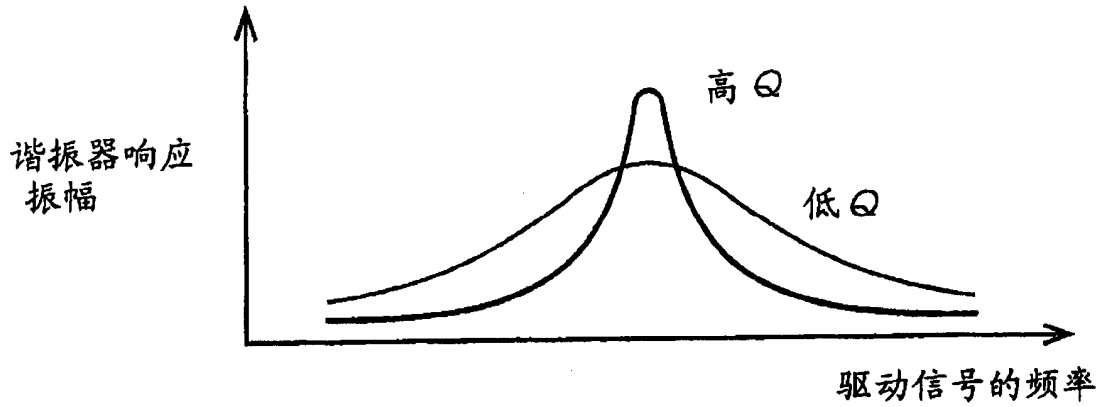

高 Q
低 Q
谐振器响应
振幅
驱动信号的频率

图 5B

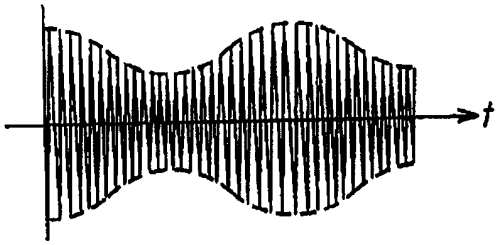


图 6A

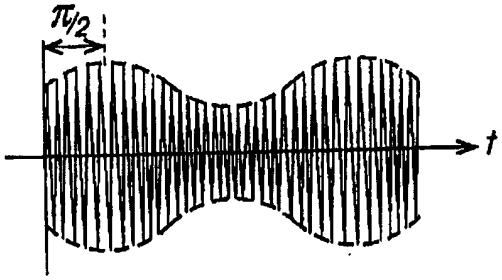


图 6B

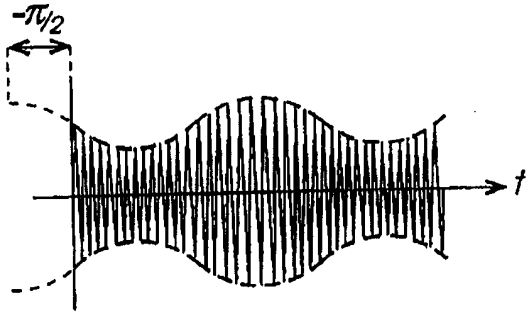


图 6C

图 7C

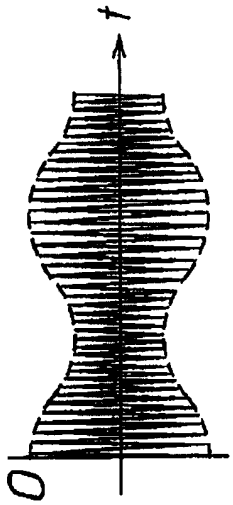


图 8C

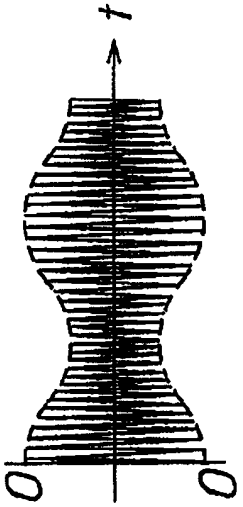


图 7B

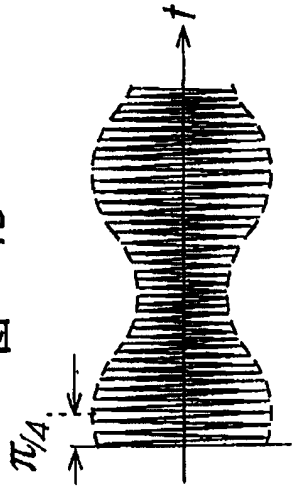


图 8B

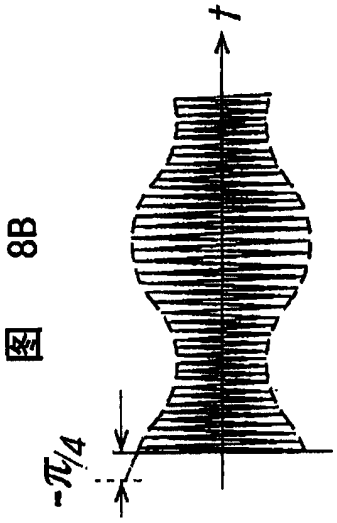


图 7A

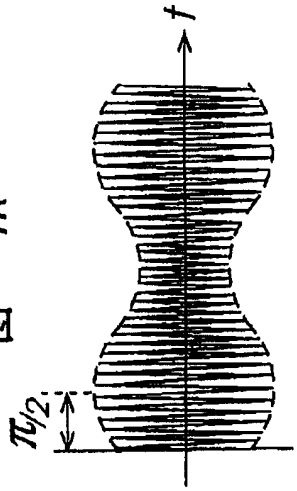
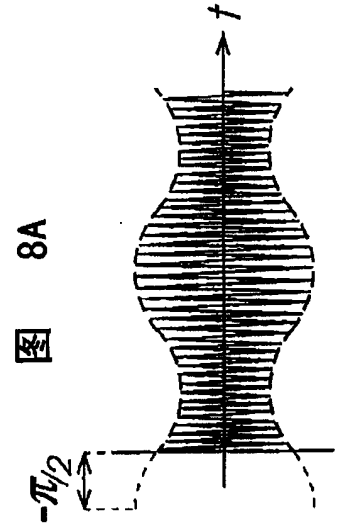


图 8A



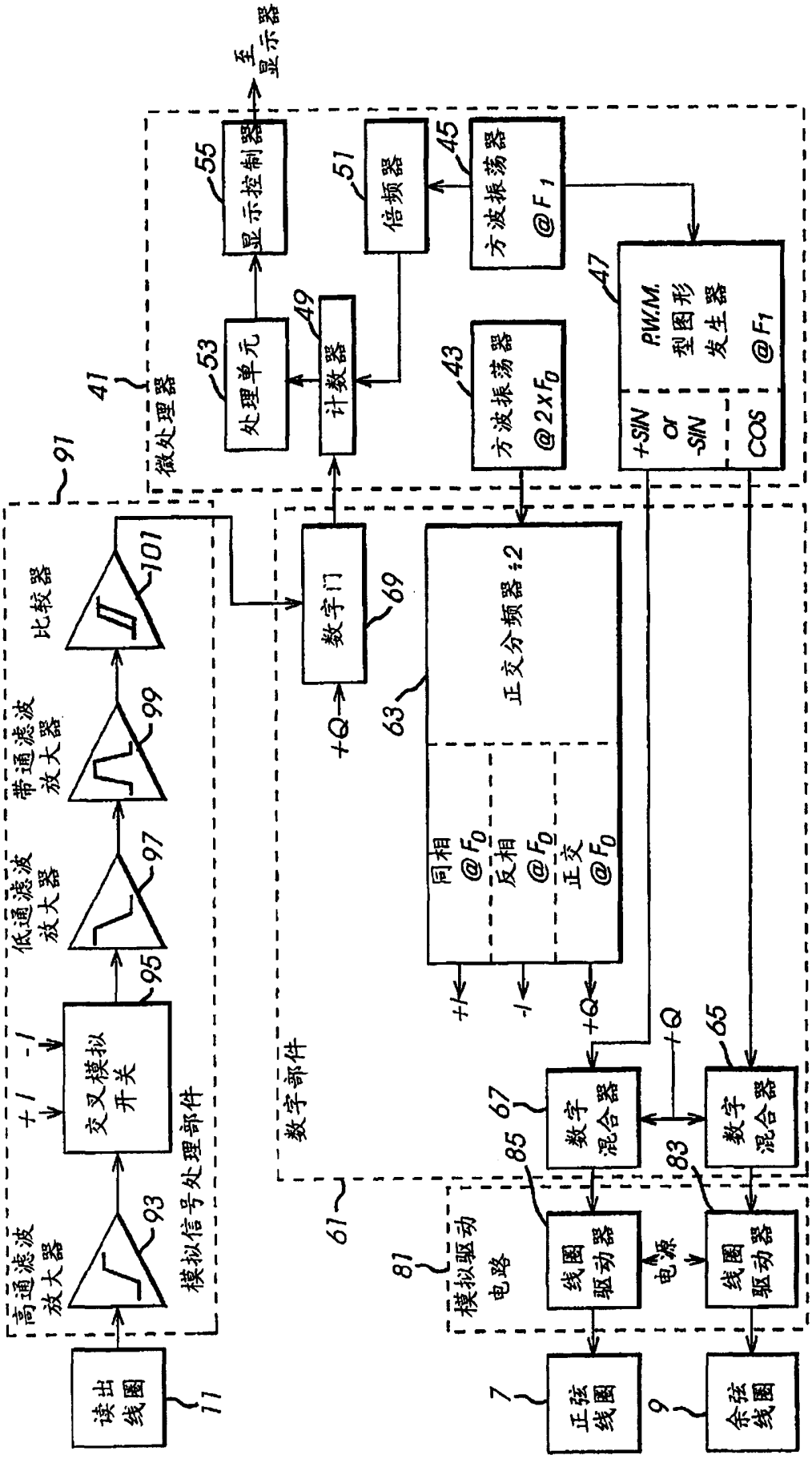

至显示器
显示控制器
55
倍频器
51
方波振荡器 @F1
45
微处理器
41
处理单元
53
计数器
49
方波振荡器 @2xF0
43
PWM. 型图形发生器 @F1
47
+SIN or -SIN
COS
91
比较器
101
带通滤波放大器
99
低通滤波放大器
97
高通滤波放大器
93
交叉模拟开关
95
+1
-1
模拟信号处理部件
数字门
69
+Q
正交分频器 ÷2
63
同相 @F0
反相 @F0
正交 @F0
+I
-I
+Q
数字部件
61
数字混合器
67
数字混合器
65
+Q
85
83
模拟驱动电路
81
线圈驱动器
电源
线圈驱动器
读出线圈
11
正弦线圈
7
余弦线圈
9

图 9

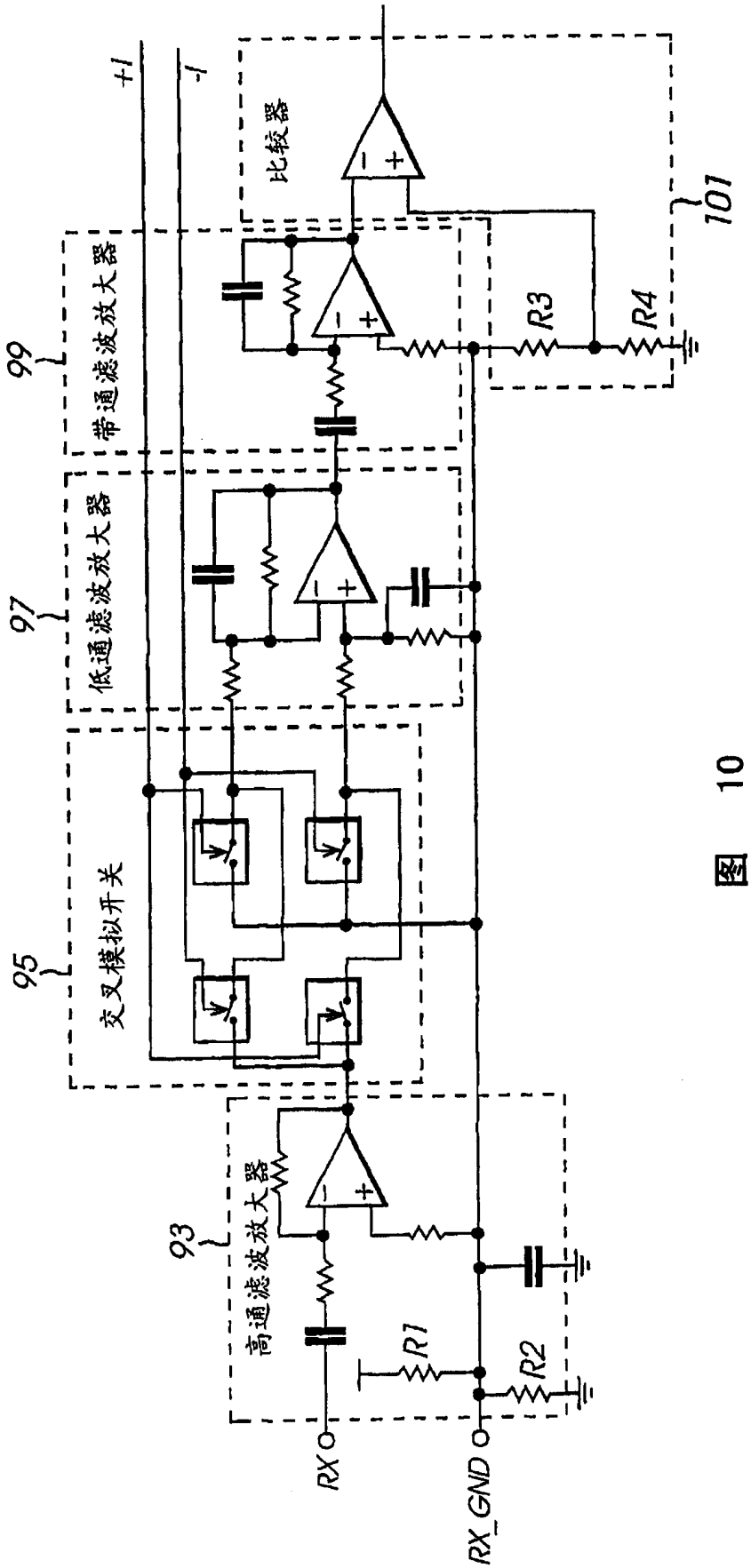

+1
-1
比较器
101
R3
R4
99
带通滤波放大器
97
低通滤波放大器
95
交叉模拟开关
93
高通滤波放大器
R1
R2
RX
RX_GND

图 10

图 11A

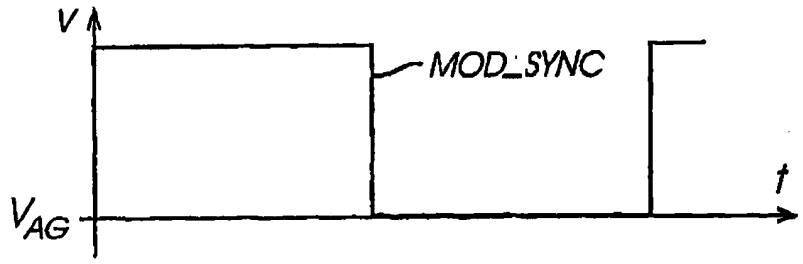


图 11B

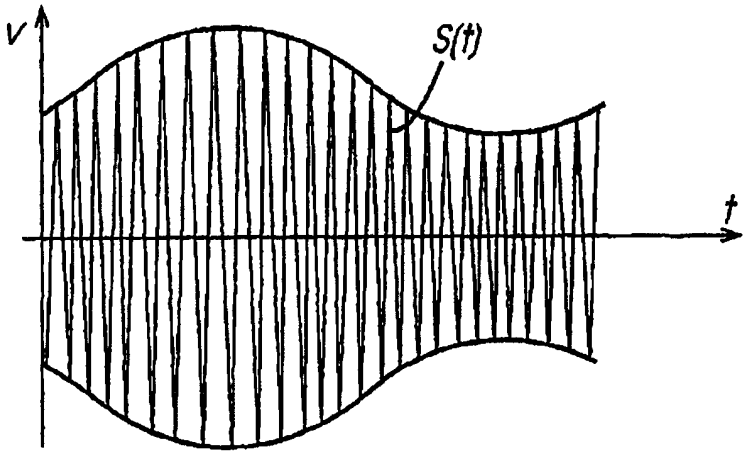


图 11C

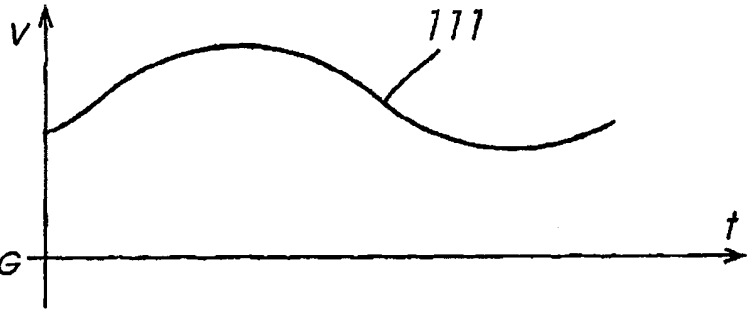
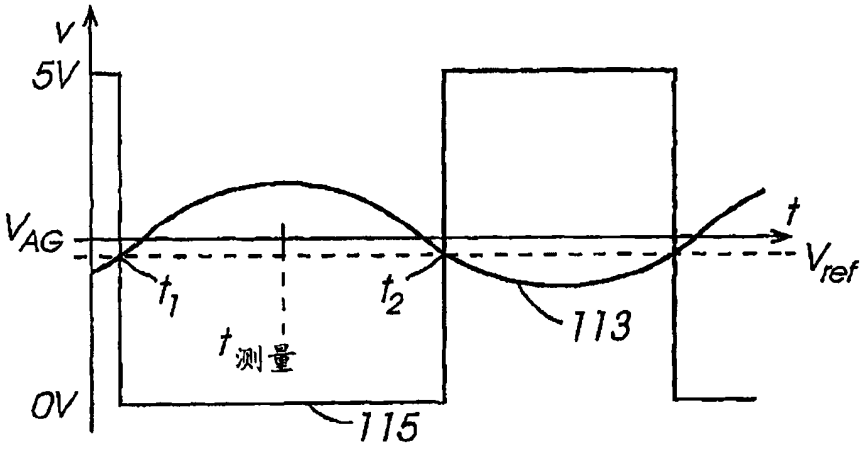


图 11D



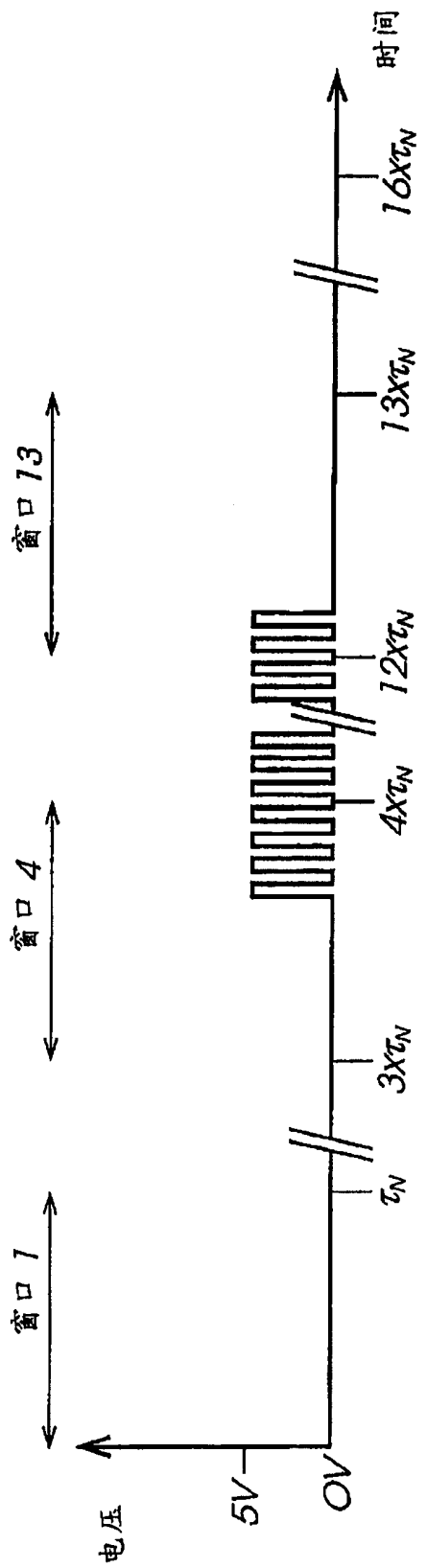

电压
5V
0V
窗口 1
窗口 4
窗口 13
τ_N
$3X\tau_N$
$4X\tau_N$
$12X\tau_N$
$13X\tau_N$
$16X\tau_N$
时间

图 12

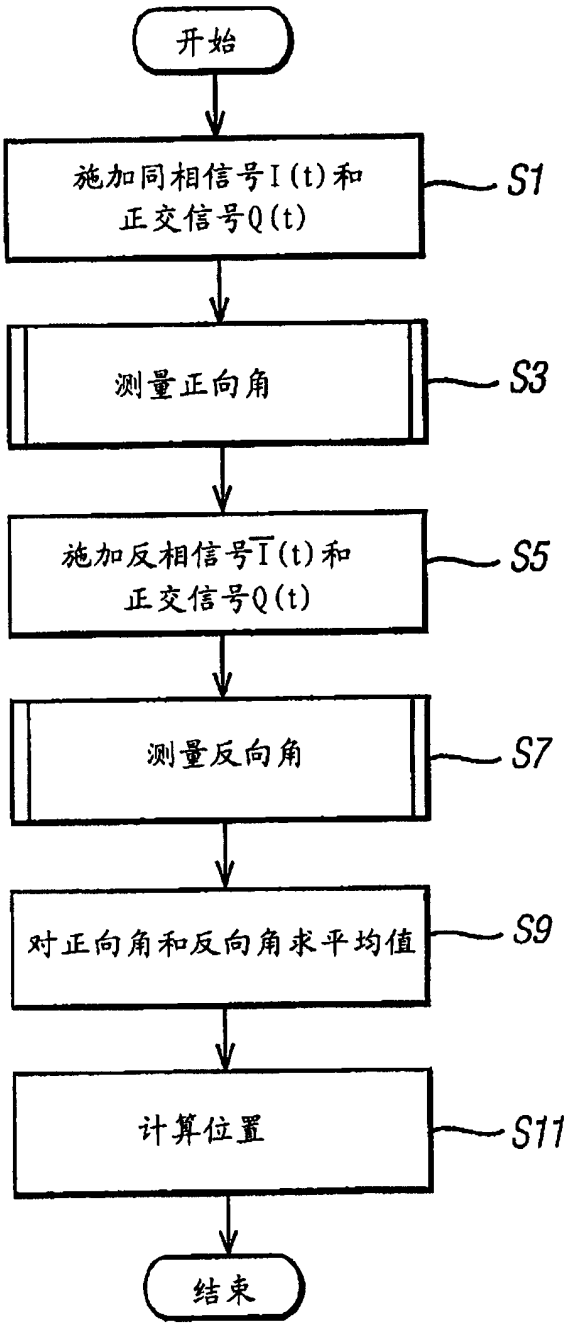

开始
施加同相信号I(t)和
正交信号Q(t)
S1
测量正向角
S3
施加反相信号$\overline{I}$(t)和
正交信号Q(t)
S5
测量反向角
S7
对正向角和反向角求平均值
S9
计算位置
S11
结束

图 13

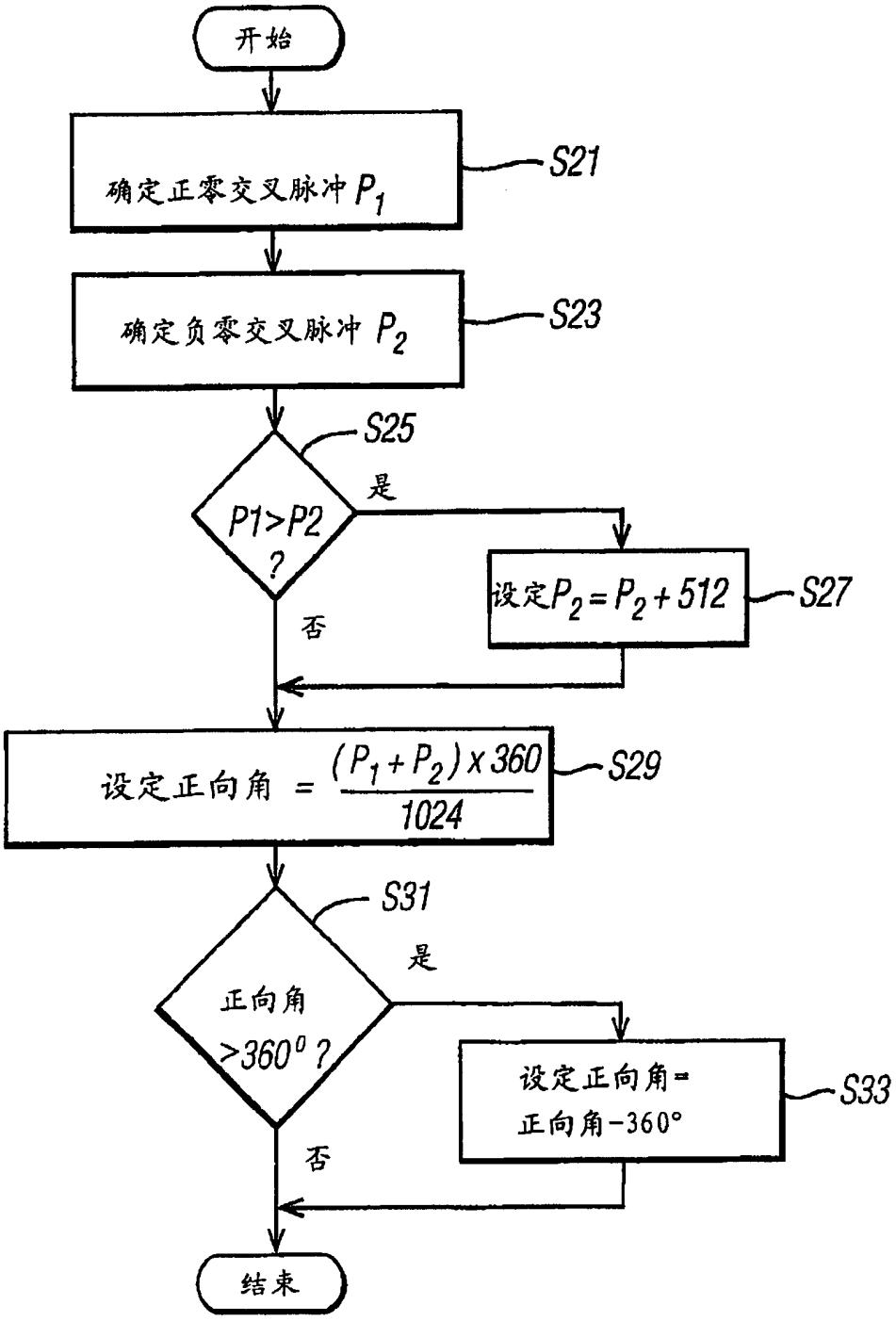

开始
确定正零交叉脉冲 P_1
S21
确定负零交叉脉冲 P_2
S23
S25
P1>P2 ?
是
否
设定$P_2 = P_2 + 512$
S27
设定正向角 $= \frac{(P_1 + P_2) \times 360}{1024}$
S29
S31
正向角 $>360^0$?
是
否
设定正向角=
正向角-360°
S33
结束

图 14

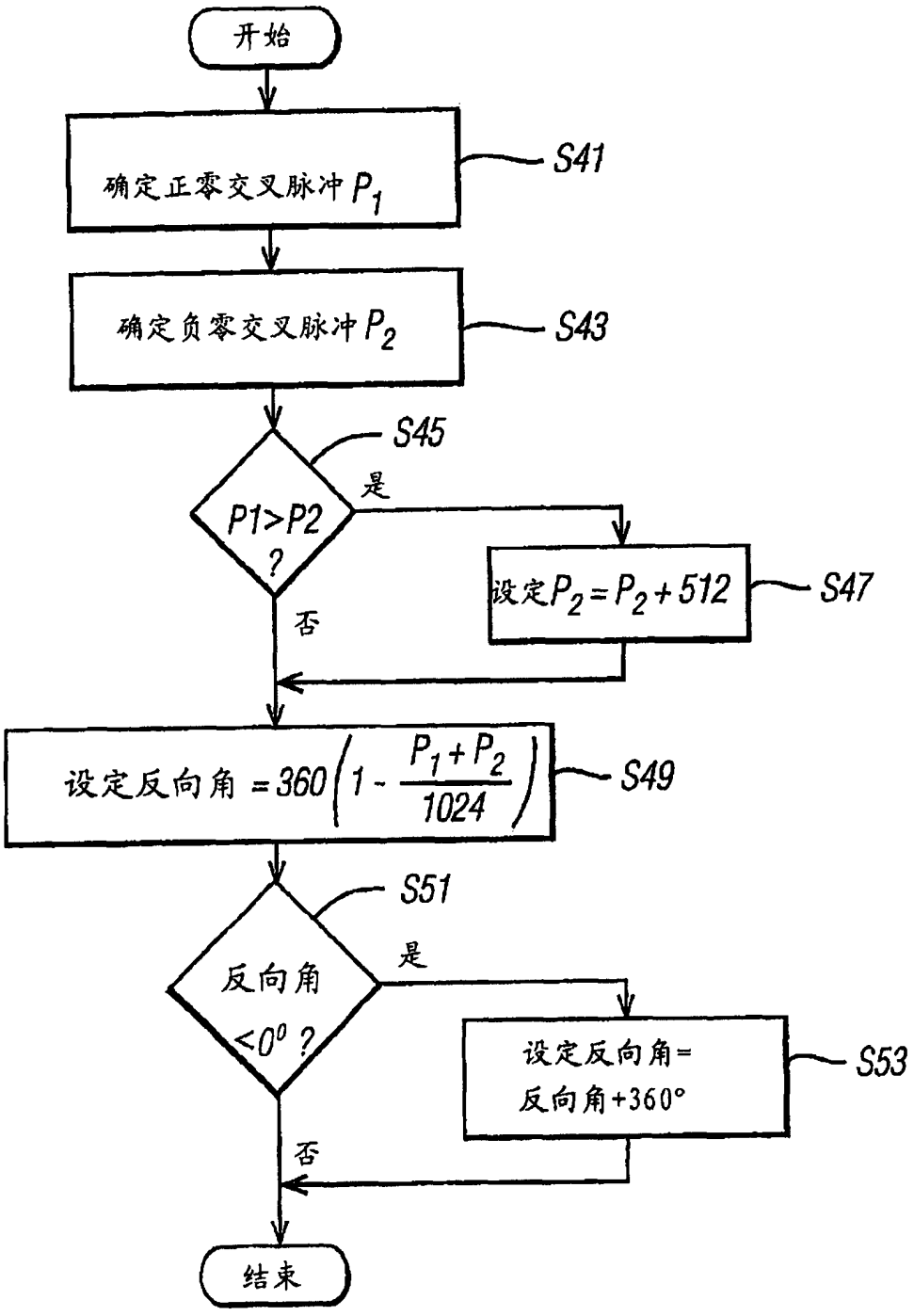

开始
确定正零交叉脉冲 P_1
S41
确定负零交叉脉冲 P_2
S43
S45
P1>P2 ?
是
否
设定 $P_2 = P_2 + 512$
S47
设定反向角 $= 360\left(1 - \frac{P_1 + P_2}{1024}\right)$
S49
S51
反向角 $<0^0$?
是
否
设定反向角= 反向角+360°
S53
结束

图 15