



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 95195811.9

[43]公开日 1997年11月5日

[11] 公开号 CN 1164286A

[22]申请日 95.9.1

[30]优先权

[32]94.9.2 [33]US[31]08 / 300,387

[86]国际申请 PCT / US95 / 11180 95.9.1

[87]国际公布 WO96 / 07981 英 96.3.14

[85]进入国家阶段日期 97.4.22

[71]申请人 辛纳普蒂克斯有限公司

地址 美国加利福尼亚州

[72]发明人 T·P·艾伦 D·吉尔列斯皮

R·J·米勒

G·斯坦伯彻

[74]专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

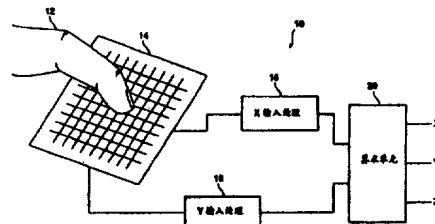
代理人 王 勇 张志醒

权利要求书 2 页 说明书 28 页 附图页数 10 页

[54]发明名称 目标位置检测器

[57]摘要

一种远程检测器系统包括一个检测器矩阵阵列，该阵列在连接到检测器垫板的垂直和水平导线上具有一个特征电容。该电容作为目标接近检测器矩阵的距离的一个函数改变。将由于目标的接近而引起的该矩阵在 X 和 Y 方向上的每一结点的电容的变化转化成在 X 和 Y 方向上的一组电压。由电路对这些电压进行处理以产生表示目标的轮廓的质心的电信号，即其在 X 和 Y 维上的位置。利用在这一结构中固有的噪声减少和背景电平设置技术。



# 权 利 要 求 书

1.一种提供表示一个目标在一个两维平面上的位置的电信号的方法，包括下列步骤：

5 提供一个检测平面，该检测平面包括安排成相隔开的多个行和列的行导电线和列导电线的导线矩阵，所述检测平面其特征在于在所述行导电线和列导电线的每个上具有一种固有电容，所述电容随着一个目标距离所述行和列导体的接近距离而改变；

同时产生第一组数字信号，该组信号正比于在没有目标接近所述检测平面时每一所述行导电线的所述电容的值；

10 同时产生第二组数字信号，该组信号正比于在没有目标接近所述检测平面时每一所述列导电线的所述电容的值；

同时产生第三组数字信号，该组信号正比于在一个目标接近所述检测平面时每一所述行导电线的所述电容的值；

15 同时产生第四组数字信号，该组信号正比于在所述目标接近所述检测平面时每一所述列导电线的所述电容的值；

计算所述第一组数字信号和所述第三组数字信号之间的差的第一加权平均值；

计算所述第二组数字信号和所述第四组数字信号之间的差的第二加权平均值。

20 2.根据权利要求1的方法，其特征在于同时产生所述第一，第二，第三和第四组数字信号的步骤包括下列步骤：

在所述电容上施加上一个第一已知电压；

以一个固定的电流将所述电容放电一个固定的时间；

测量和存储在所述电容上的第一组结果电压；

25 在所述电容上施加上一个第二已知电压；

以所述固定的电流将所述电容充电一个固定的时间；

测量和存储在所述电容上的第二组结果电压；以及

将相应所述第一和第二组结果电压进行平均。

30 3.根据权利要求1的方法，其特征在于计算所述第一和第二的加权平均的步骤包括下列步骤：

计算所述第一组数字信号的一个和与一个加权和；

计算所述第二组数字信号的一个和与一个加权和;

计算所述第三组数字信号的一个和与一个加权和;

计算所述第四组数字信号的一个和与一个加权和;

5 通过从所述第三组数字信号的所述加和中减去所述第一组数字信号的所述加和计算一个行分子;

通过从所述第四组数字信号的所述和中减去所述第二组数字信号的所述和计算一个行分母;

用所述行分母去除所述行分子得出表示所述目标在一个行维上的位置的一个行位置数字信号;

10 通过从所述第二组数字信号的所述加和中减去所述第二组数字信号的所述加和计算一个列分子;

通过从所述第二组数字信号的所述和中减去所述第二组数字信号的所述和计算一个列分母; 以及

15 用所述列分母去除所述列分子得出表示所述目标在一个列维上的位置的一个列位置数字信号。

4.根据权利要求3的方法, 还包括步骤:

存储所述第一和第三组数字信号的所述和以及所述加和作为所述第二和第四组数字信号的一个存储的和以及一个存储的加和; 以及

20 在计算随后的所述行分子和分母以及所述列分子和分母中使用所述存储的和以及所述存储的加和;

使用所述的存储的和以及一个存储的加和以提供表示所述目标在所述二维平面上的一个随后的位置的一个电信号。

25

# 说明书

## 目标位置检测器

### 背景技术

#### 5 发明领域

本发明涉及目标位置检测传感器和系统。更具体地，本发明涉及在诸如计算装置的光标移动的应用中以及其他应用中使用的目标位置识别。

#### 现有技术

现在已有或者提出了用作目标位置检测器的许多装置应用于计算机系统和其他应用中。这种装置中的人们最熟悉的一种是计算机“鼠标器”。  
10 尽管鼠标器作为位置指示设备极其普遍，它具有机械部件，并且要求有一个平面，使得位置球能在其上面滚动。而且，为了有合理的分辨率，鼠标器通常需要滚动较长的距离。最后，鼠标器需要用户从键盘上抬起手以使得光标移动，从而干扰了人们的主要目的，因为人们的目的是通常在计算机上键入。  
15

轨迹球装置类似于鼠标装置。然而其主要差别是，不同于一个鼠标装置，轨迹球不需要一个在上面滚动的平面。轨迹球装置仍然很贵，它具有移动部件，并且象鼠标装置一样要求一个相当重的接触。在规格是它们也较大，不能较好地适合体积敏感的应用中，比如膝上型计算机。

20 现在已有几种触摸-传感技术可以用于位置指示器。众所周知，有一种电阻膜(resistive-membrane)位置传感器，并且用于多个应用中。然而，它们总的来说分辨率较差，传感器的表面暴露给用户，因此易于磨损。另外，相对来说，电阻膜触摸传感器相对较贵。为了可靠操作，一个单表面方案(one surface approach)要求用户接地到传感器。在便携式计算机中这是不能  
25 保证的。单表面方案的一个例子是 MA Wilmington 的 Micro Touch 的产品 UnMouse。一个两表面方案具有更差的分辨率，并且磨损得更快。

授予 Yoshikawa 的美国专利(序列号为 4680430)，授予 Ellis 的美国专利(序列号为 3497617)以及其他专利揭示了电阻板技术。所有这些技术的缺点是耗电高，以及电阻膜的高成本。

30 表面声波(SAW)装置可以用作位置指示器。然而，这种传感器技术贵而且对轻的触摸不敏感。另外，SAW 装置对触摸表面的残留累积(residue

buildup) 敏感, 而且总的来说具有较差的分辨率。

拉力计或压力板方法是一种有意义的位置检测技术, 但具有几个缺点。这种方案可以使用压电传感器。其一个缺点是压电现象是一种 AC 现象, 同时对用户的移动速率敏感。另外, 由于需要特殊的传感器, 拉力计或压力板方案还是有些贵。

光学方案也是可能的, 但受到几个原因的限制。它们所有都需要产生光, 这就要求有外部部件, 并且增加成本和电能消耗。比如, 一种“手指-截断”红外矩阵检测器消耗高的电能, 并且具有相对较差的分辨率。

人们已经进行了多种尝试, 试图提供一种装置, 以检测用作指示设备的拇指或其他手指的位置, 以代替鼠标器或轨迹球。这种设备的理想特性是低功耗, 小的外观, 高的分辨率, 低成本, 快速响应, 并且在手指带有电噪声时, 或者在触摸表面沾染有污物或水分时能够可靠地工作。

由于电阻式装置的这些缺点, 人们已经基于电容式检测手指的位置多次尝试提供指示的能力。授予 Volpe 的美国专利(序列号为 3921166)教导了一种电容矩阵, 其中手指改变行和列电极的转移电容(transcapacitance)。授予 Bobick 的美国专利(序列号为 4103252)利用四个振荡信号在四个电容电极之间内插 x 和 y 位置。授予 Schuyler 的美国专利(序列号为 4455452)公开了一种电容板, 其中手指衰减耦合在电极之间的电容。

授予 Mabusth 的美国专利(序列号为 4550221)教导了一种电容板, 其中一个振荡信号测定对“虚地”的有效电容。连续地查询每一行或列, 并且应用插值的基本形式求出两行或列之间的位置。通过对振荡波形的多个周期进行平均试着解决电干扰的问题。通过在没有手指的时候进行检测, 并且在没有手指出现期间应用一个周期校正来解决污染的问题。授予 Rypalski 的美国专利(序列号为 4639720)教导了用于检测一铁笔的位置的板。该铁笔改变耦合在行和列电极之间的转移电容, 这些行和列电极是连续被扫描的。授予 Matzke 的美国专利(序列号为 4736191)教导了在键盘的空格键下的一种径向电极装置, 它可以通过用拇指触摸而激活。该专利教导使用整个触摸电容作为触摸压力的一种指示, 以控制光标移动的速度。利用脉冲化的连续查询解决电干扰的问题。

授予 Greanias 的美国专利(序列号分别为 4686332 和 5149919)教导了用于安装到一个 CRT 上的铁笔和手指检测系统。作为一个手指检测系统, 它使用 X/Y 传感器矩阵确定传输最大值信号的两条矩阵线。利用这种编码方

案，这两条线唯一地确定相对于线间隔的分辨率的手指位置的定位。对于铁笔检测系统，Greanias 首先粗略地定位它，然后通过驱动在一个方向上的目标的一侧上的所有线以及在相反方向的相对侧上的所有线产生一个虚偶极(virtual dipole)。使用不同的偶极相位和信号极性进行三次。假设一个预定的矩阵响应该目标，这三次测量提供一组联立方程，可对它求解出位置。

授予 Evans 的美国专利(序列号为 4733222)第一次教导了插值到高阶的电容触摸测量系统。Evans 教导了一个三极限测量系统(three terminal measurement system)，它在其矩阵中使用一个驱动，传感和电极信号集，并且基于在电极结点信号上的手指的衰减效应的测量(使用电容分压器现象)。Evans 连续地扫描每一驱动集以测量电容。从三个最大的响应开始，应用一个插值例程来确定手指位置。Evans 还教导了一种归零技术，它允许"无手指"级可作为测量的部分而被取消。

授予 Gruaz 的美国专利(序列号为 5016008)教导了一种也使用插值的触摸敏感板(touch sensitive pad)。Gruaz 在触摸矩阵使用一个驱动和检测信号集，并且象 Evans 一样，取决于手指的衰减效应以调制该驱动信号。连续地扫描该触摸矩阵以读出每一矩阵行的响应信号。然后一个插值程序在两维中选择两个最大的相邻信号以确定手指的位置，并且从这 4 个数中比例度量地确定有效的位置。

Gerpheide 的 PCT 申请(申请号为 US90/04584，公开号为 WO91/03039，美国专利序列号为 5305017)将 Greanias 的虚偶极方法的一种变形应用到一个触摸板系统。Gerpheide 教导了将给定相位和频率的振荡电位施加到虚偶极的一侧上的所有电极，以及将一种同样频率和相反相位的振荡电位施加到其另一侧。电子电路产生一个“平衡信号”，在没有手指时它是零，如果一个手指在虚偶极的中心的一侧则其有一个极性，如果该手指在其另一侧，则具有相反的极性。为了开始获得手指的位置，连续地扫描该板上的虚偶极。一旦定位了手指，在手指已经移动超过一行或一列时将通过向手指移动虚偶极而对其进行跟踪。

由于虚偶极方法是通过产生在电容不随距离而变化时为零的一个平衡信号而操作的，因此它只检测手指接触区域的周边，而不是整个接触区域。由于该方法取决于该激励信号的同步检测，它必需在较长的时间周期上进行平均以排除电干扰，因此较慢。这一方法和一旦丢失了前一接触而连续

地搜索一个新手指接触所需要的平均时间，将象以前的方法一样，不符合快速指示设备的要求，这种快速指示设备不受电干扰的影响。

应当指出的是，所有先前使用插值的触摸板在它们的检测板上加上了苛刻的设计要求。为了产生信号，Greanias 和 Evans 使用了一个复杂和昂贵的驱动，检测和电极行策略。Gruaz 和 Gerpheide 使用一个两信号驱动和检测集。在本发明中，在同一行中进行驱动和检测。这要求行和列的选择是对称和等价的。这又要求所有信号路径的独立校正(这使得板布局更简单和较少受到约束)，以及允许更一致的传感器布局。

在先有技术中描述的发明和技术的缺点可以追踪到只使用一组驱动和检测电子线路，这种装置在板上的电极上连续地被进行多路复用。这种装置在分立元件时代能节约成本，并避免了在电路之间的偏移和量度差别。

以前系统的连续扫描方法也使得它们对噪音更敏感。噪音级别可在连续的测量之间改变，从而改变所测量的信号和在插值例程中使用的假设。

最后，所有先前的方法假设了一个手指位置相对矩阵位置的特定信号响应。由于转移曲线对多个参数是非常敏感的，并不是象 Greanias 和 Gerpheide 假设的一条平滑的线性曲线。

在先有的共同未决申请(序列号为 08/115743，1993 年 8 月 31 日提交)中揭示了一种两维电容检测系统，该系统配有用于电容板的每一行和每一列的一组单独的驱动/检测电子电路。所有行电极同时检测，所有列电极同时检测。所检测的信号由模拟电路处理。

因此，本发明的一个目标是提供一种两维电容检测系统，该系统配有用于电容板的每一行和每一列的一组单独的驱动/检测电子电路。所有行电极同时检测，所有列电极同时检测。

本发明的另一目标是提供一个具有电容板的一个电子系统，该电子系统对一个手指或其它传导目标的接触的整个区域敏感，以及提供这一接触区域的中心的一些测量的坐标作为输出，同时保持对要检测的目标的特征外观不敏感。

本发明的另一个目标是提供一个具有一个电容板的电子系统，该电子系统将一手指或其它传导目标的接触区域的一些测量结果输出。

本发明的另一目标是提供一个具有用于电容板的每一行和每一列的一组单独的驱动/检测电子电路的两维电容检测系统，其中所有行电极同时检测，所有列电极同时检测，并且其中确定手指或其它传导目标的位置的信

息以数字形式被处理。

本发明的另一目标是提供一个二维电容检测系统，其中所有行电极同时检测，所有列电极同时检测，并且其中有效地利用数字的电子处理以定义手指或其它传导目标的位置。

#### 5 本发明的概要描述

随着更高集成度的集成电路的出现，已有可能将许多通道的驱动/检测电子电路以及操作这些电子电路的控制逻辑集成到一个集成电路中，并且接口电路允许指点设备与一个主微处理器直接进行通讯。本发明使用适应性的模拟技术来克服通道之间的偏移和度量差别，从而并行地检测所有板的行和列的转移电容或者固有电容(self - capacitance)。这种并行检测能力是通过每行或每列提供一组电子电路而提供的，使得检测周期极其短，从而在仍然保持不受强烈的电干扰的同时实现快速的响应。

本发明包括一种位置 - 检测技术，该技术对于在计算机"鼠标器"或轨迹球环境中需要手指位置信息的应用中尤其有用。然而，本发明的位置检测技术具有比计算机鼠标器更广泛的应用，因为如果触摸了一个或多个点其传感器能够检测和报告。另外，该检测器能够检测触摸的压力。

根据本发明的一个较佳实施例，这里称作"手指指示器"实施例，一个位置检测系统包括一个位置检测传感器，该传感器包括一个位于一个基板(比如一个印刷电路板)之上的触摸 - 敏感表面，该基板又包括一个传导线矩阵。第一组传导线沿第一个方向走线，并且与第二组传导线相绝缘，第二组传导线沿着基本上与第一个方向垂直的第二方向走线。将一个绝缘层布置在第一和第二组传导线上。该绝缘层足够薄，能明显提高耦合在位于其表面的一个手指与第一和第二组传导线之间的电容。

检测的电子电路响应手指，传导目标或者高介电常数(即大约大于 5)的一个目标的接近，将目标接近所引起的导体电容的改变翻译成数字形式，处理该数字信息以导出位置和触摸压力信息。其输出是在其表面的一个目标的简单的 X， Y 和压力值。在这里所有的描述中，手指可被认为与传导目标和高介电常数目标互换。

不同的先有技术的板扫描技术在不同的环境中具有不同的优点。根据本发明的并行驱动/检测技术允许同时进行输入采样，因此所有通道受到一个干扰电信号的同一相位的影响，极大地简化了信号处理和噪声滤波。

在本发明的触摸检测技术中使用两种驱动/检测方法。根据本发明的第一



和当前较佳实施例，传感器矩阵的所有 X 线上的电压同时移动，同时 Y 线上的电压保持在一个恒定电压上，所取样的点的完整集合给出 X 维上的手指的轮廓。接着，传感器矩阵的所有 Y 线上的电压同时移动，同时 X 线上的电压保持在一个恒定电压上，所取样的点的完整集合给出另一维上的手指的轮廓。

根据第二种驱动/检测方法，传感器矩阵的所有 X 线上的电压同时向正方向移动，同时 Y 线上的电压向负方向移动。接着，传感器矩阵的所有 X 线上的电压同时向负方向移动，同时 Y 线上的电压向正方向移动。这一技术加强了两维之间的任何转移电容的效应，或者相反地，减少了与地的任何寄生电容的效应。在这两种方法中，从检测过程来的电容信息提供了手指接近每一维的传感器的一个轮廓。

当前，两个较佳实施例提取这些轮廓，导出一个表示 X 和 Y 位置的质心(centroid)的数字值，并且导出用于 Z 压力信息的第二数字值。主计算机可以直接使用该数字信息。

这些实施例的位置传感器只能报告在其传感器表面的一个目标的位置。如果存在多于一个目标，这一实施例的位置传感器计算所组合的目标集的质心位置。然而，不同于先有技术，由于要描述的是整个板，可以利用足够的信息以分辨简单的多手指动作，以提供更强大的用户接口。

根据本发明的另一方面，数种节电技术已集成进该系统，它们可在测量之间关闭电路。由于根据本发明的并行测量技术比先有技术快得很多，这是可能的。

根据本发明的另一方面，减少噪声的一种变形已集成进该系统。

根据本发明的另一方面，使用了一种更易于校正和实现的电容测量技术。

#### 附图的简要描述

图 1 是本发明的电容位置检测系统的一个总体框图。

图 2a 是根据本发明的当前较佳实施例的一个目标位置检测传感器的顶视图，它示出目标位置传感器表面层，该层包括一个顶部导电线层和连接到一个底部导电线层的导电板。

图 2b 是图 2a 的目标位置检测传感器的底视图，示出了底部导电线层。

图 2c 是图 2a 的目标位置检测传感器的复合视图，示出了顶部和底部导电线层。

图 2d 是图 2a-2c 的目标位置检测传感器的剖视图。

图 3 是传感器译码电子电路的框图，它可用于根据本发明的较佳实施例的检测器传感器中。

图 4a 是可用于本发明的一个充电集成电路的一个简化的概图。

5 图 4b 是图 4a 的充电集成电路的示意性概图。

图 5 是图 4a 和 4b 的充电集成电路的定时图。

图 6 是用于本发明的一个示意性滤波器和取样/保持电路的概图。

图 7 是用于本发明的当前较佳的 A/D 转换器的装置的更详细的框图。

图 8 是可用于本发明的示意性算术单元的框图。

10 图 9 是用于图 8 的算术单元的一个校正单元的框图。

图 10 是在本发明中使用的偏压产生电路的概图。

#### 较佳实施例的详细描述

本申请是 1993 年 8 月 31 提交的申请号为 08/115743 的共同未决申请的一个部分继续申请，是 1992 年 6 月 8 日提交的序列号为 07/895934 的共同  
15 未决申请的部分继续申请。本发明继续在父申请中揭示的方法，并且提供了以前未有的更一致的特性。这些改进提供了更容易的集成解决方案，增加了灵敏度，更好地排除噪声，增加了数据获取的速度，和减少了电力消耗。另外本发明允许连续的自校正以去掉环境改变的影响。

那些本领域的技术人员将会认识到本发明的下面的描述是示例性的而不是  
20 不是限制性，这些技术人员很容易就可想到本发明的其它实施例。

本发明融合了多个一致特性，它允许用于一些新的应用中，而这在以前是不可能的。由于本发明的目标位置检测器具有非常低的功率消耗，它尤其适于用于电池驱动或者低功率的应用中，诸如膝上型或者便携式计算机。它也是一个成本非常低的方案，没有活动部件(并且因此实际上是不需  
25 维护的)，并且对于检测器使用现有的印刷电路板线迹。本发明的检测技术可以集成进计算机的母板中以进一步降低在计算机应用中的成本。类似地，在其它应用中，检测器可以是一个现有电路板的一个部分。

由于其规格和外观小，本发明的检测器技术在一个重点考虑体积的膝上型或者便携式应用中尤其有用。本发明的检测器技术对于电路板空间只需要一个检测器接口芯片(该芯片可以与一个微处理器直接接口)以及在印刷  
30 电路板上用于检测的面积。

参见图 1，展示的是本发明的电容位置检测系统 10 的一个简化的框图。电容性位置检测系统 10 可以精确地确定邻近或者触摸一个检测板 14 的手指 12 或其它传导目标的位置。由 X 输入处理电路 16 检测沿第一方向(比如 "X")走线的多个导电线的电容，由 Y 输入处理电路 18 检测沿第二方向(比如 "Y")走线的多个导电线的电容。所检测到的电容值在 X 输入处理电路 16 和 Y 输入处理电路 18 进行数字化。将 X 输入处理电路 16 和 Y 输入处理电路 18 的输出送给算术单元 20，后者使用该数字信息导出表示相对于该检测平面 14 的手指 12 或其它传导目标的位置和压力的数字信息。

检测器的材料可以是任意的，只要允许建立板的导电性的 X/Y 矩阵即可。这不仅包括标准的 PC 板，也包括但不限于灵活的 PC 板，导电性弹性材料，丝-屏的导电性线(silk-screened conductive line)和压电 Kynar 塑料材料。这使得其在任何便携式设备的应用中以及在人机接口中 useful，其中需要将检测器铸模成适合人手的需要。

能够使该检测器符合任何三维表面。可以在任何制造检测器的表面轮廓中以两层方式镀敷铜。这将使得该检测器适应于任何特定应用中所需要的最好的人机工程形式。它与“轻触摸”特性的结合使得它可在许多应用中不费力地使用。该检测器也可以间接形式使用，即，它可以在触摸检测平面具有由导电层覆盖的绝缘泡沫塑料，并且被用于检测挤压其表面的任何目标(不只是传导目标)。

采用小的检测器是合乎实际的，比如，当前所提出的实施例所占面积大约 1.5"x1.5"，然而，本领域的一般技术人员将会认识到对于不同的应用该区域是可改变的。通过改变矩阵线的间距或者改变线的数目可改变该矩阵面积。在需要更多信息的场合，采用大的检测器也是可行的。

除了简单的 X 和 Y 位置信息外，本发明的检测器技术也提供手指压力信息。程序可以使用这一附加维的信息以控制诸如绘图程序中的“宽刷”(brush width)模式，特殊菜单访问等的特殊特性，允许向计算机提供一个更自然的检测器输入。业已发现它在实现“鼠标撇按和拖动”模式和简单的输入动作中也是有用的。

用户甚至不需触摸该平面以产生最小反应。这一特性能极大地减少对用户的限制，使得使用更灵活。

本发明的检测系统取决于这样一种传感器设备，对于接触该传感器的目标，该传感器设备能够提供位置和压力信息。现在分别参见图 2a-2d 的

顶部，底部，复合和剖视图，它们示出了当前的较佳检测平面 14，该检测平面 14 包括用于本发明的一个触摸检测器阵列 22。由于本发明的较佳实施例利用了电容特性，将触摸检测器阵列 22 的表面设计成使耦合到手指或者其他导电目标的电容最大。

5 根据本发明的当前较佳的触摸检测器阵列 22 包括一个基板 24，该基板包括布置于其顶部表面 28 上的一组第一导电线 26，该第一组导电线沿第一方向走线以包括该阵列的行位置。第二组导电线 30 布置于其底部表面 32，该第二组导电线最好沿与第一方向正交的第二方向走线以形成该阵列的列位置。该顶部和底部的导电线 26 和 30 也可交替地与检测垫(sense  
10 pad)34 周期性地接触，如图 2a-2c 的菱形所示，该检测垫 34 包括放大的区域。尽管在本发明中检测垫示出为菱形，如图 2a-2c 所示，但对于本发明的目的，允许它们紧密地包在一起的诸如圆形的其他形状是等价的。如在这里任意规定的，第一导电线 26 将被称为沿“X”或“行”方向取向的，有时也称作“X线”，第二导电线 30 将被称为沿“Y”或“列”方向取向的，有时也称作“Y线”。  
15

这些检测垫 34 的数目和间隔取决于所要的分辨率。比如，在根据本发明的原则构造的实际实施例中，导电垫使用 0.10 英寸的中心-中心菱形图案，该图案沿 15 行和 15 列的导电线的矩阵布置。在垫图案的每一方向的每隔一个检测垫 34 分别连接到基板 24 的顶部和底部表面 28 和 32 的导电线。  
20

基板 24 可以是一个印刷电路板，灵活的电路板或者任意数目的电路互连的结构。只要可从底部导电线 30 连通到顶部表面 28 上的它们的检测垫 34，其厚度是不重要的。该包括基板 24 的印刷电路板可以使用标准的工业技术构造。电路板的厚度是不重要的。可以利用在印刷电路板技术中众所周知的标准的镀穿孔技术(plated-through hole technigues)进行从导电垫 34  
25 到底部线 30 的连接。

在本发明的一个替换的实施例中，基板材料 24 可以具有 0.005 至 0.010 英寸量级的厚度。可以省略在上表面 28 的菱形和连接到下表面线 30 的镀穿孔，以进一步减少系统的费用。

30 在顶部表面 28 的检测垫 34 上放置一个绝缘层 36，以绝缘手指和其他目标。绝缘层 36 最好是一薄层(即大约 5mils)，以使得电容耦合大，并且可以包括一种诸如聚酯薄膜的材料，这种选择是针对屏蔽和人机工程特点。

这里所用的术语“显著的电容耦合”意味着具有大于 0.5pF 左右强度的电容耦合。

5 在手指接近该触摸检测器阵列 22 时，发生两种不同的电容效应。第一种电容效应是转移电容，或检测垫之间的耦合，第二种电容效应是固有电容，或耦合到虚地的。检测电路连接到本发明的检测器阵列 22，响应这些电容之一或两者的改变。这是重要的，因为根据用户的环境，两种电容的相对大小变化很大。本发明的这种检测固有电容和转移电容两者的变化的能力使得我们得到具有广泛应用的通用系统。

10 根据本发明的较佳实施例，位置检测器系统包括触摸检测器阵列 22 和相关的位置检测电路，该位置检测器系统通过手指接近传感器阵列 22 的电容效应检测在印刷电路板线的矩阵上的手指位置。位置检测器系统将以比行和列线 26 和 30 之间的间隔更细的分辨率报告位于检测器阵列 22 附近的手指的 X，Y 位置。根据本发明的较佳实施例的位置检测器将报告一个正比于该手指的轮廓的 Z 值，因此可指示出手指接触到检测阵列 22 上的绝缘层表面 36 的压力。

根据本发明的当前较佳实施例，使用适应性的模拟和数字 VLSI 技术提供了一种非常敏感的轻-接触的检测器电路。本发明的电路非常健壮，并且校正过程和系统性错误。本发明的检测器电路将处理该电容输入信息并且提供数字信息，该信息可直接提供给一个微处理器。

20 根据本发明的这一较佳实施例，在一个检测器处理器集成电路芯片中包括检测电路。该检测器处理器芯片可以具有多个 X 和 Y “矩阵”输入。X 和 Y 输入的数目并不必须相等。该集成电路具有一个数字总线，用于输出。在图 2a-2d 揭示的示意性例子中，检测器阵列在 X 和 Y 两个方向上具有 15 条线。该检测器处理器芯片因此具有 15 个 X 输入和 15 个 Y 输入。根据本  
25 发明的原则构造的一个实际的实施例中在 X 方向上利用了 18 条线，在 Y 方向上利用了 24 条线。本领域的普通技术人员将会认识到在本发明中可以利用的检测矩阵的大小是随意的，并且主要由设计选择确定。

并行驱动和检测 X 和 Y 矩阵结点，每一条线的电容信息指示手指离结点有多近。所扫描的信息提供在每一维上的手指接近的轮廓。根据本发明的  
30 的这一方面，在 X 和 Y 方向上推导出轮廓质心也就是在该维中的位置。也集成接近的轮廓曲线以提供 Z 信息。

在本发明的触摸检测技术中使用两种驱动和检测方法。根据本发明的第

一和当前较佳实施例，传感器矩阵的所有 X 线上的电压同时移动，同时 Y 线上的电压保持在一个恒定电压上。接着，传感器矩阵的所有 Y 线上的电压同时移动，同时 X 线上的电压保持在一个恒定电压上。这一扫描方法强调了对由手指提供的对虚地的电容的测量。本领域的普通技术人员将会认识到这两个步骤的顺序是任意的，可以颠倒过来。

根据第二种驱动/检测方法，传感器矩阵的所有 X 线上的电压同时向正方向移动，同时 Y 线上的电压向负方向移动。接着，传感器矩阵的所有 X 线上的电压同时向负方向移动，同时 Y 线上的电压向正方向移动。这一第二驱动/检测方法强调了转移电容而不强调虚地电容。如第一种驱动/检测方法，本领域的普通技术人员将会认识到这两个步骤的顺序是任意的，可以颠倒过来。

现在参见图 3，提供了根据本发明的所使用的当前较佳检测电路 40 的框图。这一框图以及所附带的说明只与一维(X)中的检测电路有关，并且包括图 1 的 X 输入处理电路 16。本领域的普通技术人员将会认识到可使用一个同样的电路用于检测相反的维(Y)，并且包括图 1 的 Y 输入处理电路 18。这样的技术人员还会注意到不需要两维互相正交。比如，它们可以是辐射状的，或者与该触摸检测器阵列和系统的其他所需的轮廓相一致的其他特征。本领域的普通技术人员将会认识到这里所揭示的技术也可应用于

一维的情况，其中只使用一组导电线。

由等价的电容器 42 - 1 至 42 - n 表示在每一检测器矩阵结点的电容。电容器 42 - 1 至 42 - n 的电容包括矩阵导线的电容，并且在没有目标(比如手指)接近检测器矩阵的检测平面时具有一个特征背景值。当一个目标接近该检测平面时，电容器 42 - 1 至 42 - n 的电容正比于目标的大小和接近程度而增加。

根据本发明，使用充电积分器电路 44 - 1 至 44 - n 同时测量在每一检测器矩阵的电容。充电积分器电路 44 - 1 至 44 - n 分别起到将电荷注入电容 42 - 1 至 42 - n 的作用，并产生一个正比于在对应的 X 矩阵线上检测的电容的输出值。因此充电积分器电路 44 - 1 至 44n 示出为双向放大器符号。通过偏电压发生电路 46 向每一充电积分器电路 44 - 1 至 44 - n 提供一个工作偏电压。

这里所使用的短语“正比于电容”意味着所产生的电压信号是所检测的电容的单调函数。在这里所描述的实施例中，电压直接并线性地正比于所

检测的电容。本领域的普通技术人员将会认识到其他单调函数(包括但不限于反比例)以及非线性比例函数(比如对数或指数函数)也可用于本发明中而不偏离这里所揭示的原则。另外可使用电流检测以及电压检测技术。

5 根据在本发明中使用的当前较佳驱动/检测的方法,在一维上同时对所有的输入进行电容测量以克服在现有技术中扫描单个输入的方法中所固有的问题。现有技术的方法所具有的问题是它对高频和大幅度的噪声(大的  $dv/dt$  噪声)敏感,这种噪声是通过触摸目标耦合到电路上的。这种噪声可能扭曲手指的轮廓,这是因为噪声程度的改变,噪声出现在一个较迟的扫描周期而不是在一个较早的扫描周期。

10 本发明通过同时沿 X 方向然后沿 Y 方向对所有输入“进行一个快照”(或反过来)克服了这一问题。由于注入的噪声与在所有输入上的手指信号强度成正比,因此它围绕手指的质心对称。由于它围绕手指的质心成正比,所以它不影响手指的位置。另外,充电放大器执行一个差分测量功能以进一步排除共有模式的噪声。

15 由于充电积分器电路 44 - 1 至 44 - n 的特性,它们的输出将随时间而改变,并且只对于一个较短的时间具有所需的电压输出。在当前的较佳实施例中,将滤波器电路 48 - 1 至 48 - n 实现为采样和保持切换的电容器滤波器。

20 滤波器电路 48 - 1 至 48 - n 捕获所需的电压。就如控制电路 56 所控制的,滤波器电路 48 - 1 至 48 - n 将从所检测的信号中滤除任何高频噪声。这是通过选择用于滤波器的电容器的电容较大于充电积分器电路 44 - 1 至 44 - n 的输出电容而实现的。另外,本领域的普通技术人员将会认识到所切换的电容器滤波器电路 48 - 1 至 48-n 将捕获所需的电压并且存储它们。

25 根据本发明,对从电容测量中以电压形式获得的电容信息进行数字化并以数字形式进行处理。相应地,将滤波器电路 48 - 1 至 48 - n 存储的电压存储在取样/保持电路 50 - 1 至 50 - n 中从而电路的其余部分处理同时取得的输入数据。可以将取样/保持电路 50 - 1 至 50 - n 配置为普通的取样/保持电路,这是众所周知的。

30 模数(A/D)转换器 52 对取样/保持电路 50 - 1 至 50 - n 的输出的取样的模拟电压进行数字化。正如在当前较佳实施例中, A/D 转换器 52 将输入电压转化为宽度为 10 位的数字信号(其分辨率为 1024),尽管在本领域的普通

技术人员也可以实现为其他的分辨率。A/D转换器52可以是本领域中众所周知的普通的连续逼近型的转换器(successive approximation type converter)。

5 如果在本发明中使用充电积分器电路，充电积分器的输出的背景电平(没有目标出现)大约将是1伏。由于手指或者其它目标出现而产生的 $\Delta V$ 一般大约0.4伏。因此A/D转换器52的电压范围在大约1-2伏的范围之间。

10 一个重要的考虑是A/D转换器的最大和最小电压参考点( $V_{min}$ 和 $V_{max}$ )。已经发现，如果这些参考电压是一个固定点，噪声将造成位置的颤动。在本发明中所使用的对于这一问题的解决方案是从参考电容42 -  $V_{min}$ 和42 -  $V_{max}$ 动态生成 $V_{min}$ 和 $V_{max}$ 参考电压，这些参考电容由充电积分器电路44 -  $V_{min}$ 和44 -  $V_{max}$ 检测，由滤波器电路48 -  $V_{min}$ 和48 -  $V_{max}$ 处理，并且存储在取样/保持电路50 -  $V_{min}$ 和50 -  $V_{max}$ 中。以此方式，在从检测器阵列对信号进行取样时所出现的任何共有模式  
15 噪声也将出现在 $V_{min}$ 和 $V_{max}$ 参考电压值中，因此趋于取消。本领域的普通技术人员将认识到参考电容44 -  $V_{min}$ 和44 -  $V_{max}$ 可以是分立电容器或检测器阵列中的额外的线。

20 根据本发明，从这样一个电容器中产生 $V_{min}$ 参考电压，该电容器具有等于一个最低电容的值，该最低电容是在没有目标出现时预期在检测器阵列中出现的电容(对于2平方英寸的检测器阵列大约为12pF)。从这样一个电容器中产生 $V_{max}$ 参考电压，该电容器具有等于一个最高电容的值，该最高电容是在没有目标出现时预期在检测器阵列中出现的电容(对于2平方英寸的检测器阵列大约为16pF)。

25 A/D转换器52的输出向算术单元20提供输入。将如参照附图8所详细描述，算术单元20的功能是对触摸检测器阵列22中的X和Y方向的各个检测线上的信号进行加权平均计算。因此如图1所示，X输入处理电路16和Y输入处理电路18共享算术单元20。

30 图3的控制电路56协调电路的其余部分的操作。由于系统是离散地取样，并且流水处理的，因此提供控制电路56以管理该信号流。控制电路56所执行的功能一般可以通过本领域中众所周知的状态机或微控制器进行开发。

下面将揭示图3的各个模块的结构和操作。现在参照图4a，4b和5描述一个典型的电荷积分器电路。充电积分器电路44示出为图4a和图4b所



简化的示意性框图。图 5 示出充电积分器电路 44 的操作定时。控制电路 56 提供这些定时信号。

5 充电积分器电路 44 是基于使用电流向电容器充电这一基本的物理现象。如果以一恒定电流对电容器充电一恒定时间，电容器上产生的电压将反比于其电容。要充电的电容是与一个内部电容器相并联的检测器矩阵线电容 42。这一内部电容将包括所关心的电压。

10 现在参见图 4a，示出了示意性充电积分器电路 44 的一个简化的概图。充电积分器电路输入结点 60 连接到检测器矩阵的一个 X(或 Y)线。一个第一个短路开关 62 连接在充电积分器电路输入结点 60 和电源正极  $V_{DD}$  之间。一个第二个短路开关 64 连接在充电积分器电路输入结点 60 和电源负极地之间。一个正的恒定电流源 66 连接到电源正极  $V_{DD}$  和充电积分器电路输入结点 60，并且经过第一电流源开关 68。一个负的恒定电流源 70 连接到地和充电积分器电路输入结点 60，并且经过第二电流源开关 72。很显然可以使用其它高的和低的电压线取代  $V_{DD}$  和地。

15 一个第一内部电容器 74 连接在  $V_{DD}$  和充电积分器电路 44 的输出结点 76 之间。一个正的电压储能开关 78 连接在输出结点 76 和输入结点 60 之间。一个第二内部电容器 80 的一个极板经过开关 82 连接到地，经过开关 84 连接到充电积分器电路 44 的输出结点 76，其另一个极板经过负电压储能开关 86 连接到输入结点 60，经过开关 88 连接到  $V_{DD}$ 。第一和第二内部电  
20 容 74 和 80 的电容应该为各个检测器矩阵线的电容的一个很小的比例(比如大约 10%)。在典型的实施例中，检测器矩阵线的电容大约是 10pF，而电容器 74 和 80 的电容大约为 1pF。

25 根据本发明的当前的较佳实施例，所使用的方法是差分测量，以增加对噪声干扰的排除，其好处是去除任何低频率公共模式噪声。为了下面的描述，假设所有开关是开的，除非明确指出它们是闭合的。首先经过开关 62 将检测器矩阵线瞬时短接到  $V_{DD}$ ，闭合开关 78 将电容器 74 与检测器线的电容并联。然后通过开关 72 使用来自电流源 70 的一个恒定电流对并联电容器组合进行放电一个固定的时间周期。在固定的时间期间的末尾，打开开关 78，从而将检测器矩阵线的电压存储到电容器 74。

30 然后经过开关 64 将检测器矩阵线瞬时短接到地，闭合开关 82 和 86 将电容器 80 与检测器线的电容并联。闭合开关 68，使用来自电流源 66 的一个恒定电流对并联电容器组合进行充电一个固定的时间周期，该时间与第

一个循环的固定时间周期相等。在固定的时间期间的末尾，打开开关 86，从而将检测器矩阵线的电压存储到电容器 80。

然后将第一个和第二个所测量的电压进行平均。这是通过打开开关 82 和闭合开关 88 和 84 而完成的，这将电容器 80 与电容器 74 并联。由于电容器 74 和 80 具有同样的电容，在它们上面所得到的电压等于在各个上的电压的平均。这一所得到的值将传送到滤波器电路 48 - 1 至 48 - n 中适当的一个。

低频噪声(众所周知为 50/60Hz)和它们的谐波表现为一个 DC 电流分量，它在一个测量中是加上，在另一个测量中是减去。当将两个结果相加时，将噪声分量平均为零。噪声排除的量是进行两个相反的充电和放电循环连续继续的快速程度的一个函数，正如这里将要描述的。选择这种充电积分器电路的一个理由是它允许快速地进行测量。

现在参见图 4b，示出了图 4a 的简化图的充电积分器电路 44 的一个示意性实施例的一个更加完整的概图。输入结点 60 通过传输门(pass gate)90 和 92 连接到  $V_{DD}$  和地，传输门取代了图 4a 的开关 62 和 64。传输门 90 由提供给其控制端的信号 ResetUp 控制，传输门 92 由提供给其控制端的信号 ResetDn 控制。本领域的普通技术人员将会认识到传输门 90 和 92 以及其它由图 4b 中的同一符号表示的传输门可以是普通的 CMOS 传输门，这在本领域是众所周知的。所公知的是，在传输门的控制端为低时，它断开，而在其控制端为高时它表现为低阻抗连接。

将 P - 沟道 MOS 晶体管 94 和 96 配置成一个电流镜(current mirror)。P - 沟道 MOS 晶体管 94 起到电流源 66 的作用，传输门 98 起到图 4a 开关 68 的作用。信号 StepUp 控制传输门 98 的控制输入。

将 N - 沟道 MOS 晶体管 100 和 102 也配置成一个电流镜。N - 沟道 MOS 晶体管 100 起到电流源 70 的作用，传输门 104 起到图 4a 开关 72 的作用。信号 StepDn 控制传输门 104 的控制输入。P - 沟道 MOS 晶体管 106 和 N - 沟道 MOS 晶体管 108 与 P - 沟道 MOS 电流镜晶体管 96 和 N - 沟道电流镜晶体管 102 串联。P - 沟道 MOS 晶体管 106 的控制栅由使能信号 EN 驱动，它开启 P - 沟道 MOS 晶体管 106 以给电流镜提供能量。这一设备用作一个节能设备，从而在充电积分器电路 44 不使用时可以关闭它。

N - 沟道 MOS 晶体管 108 的栅极由一个参考电压  $V_{bias}$  驱动，它设置流经电流镜晶体管 96 和 108 的电流。电压  $V_{bias}$  由一个伺服反馈电路设置，下面将参照图 10 对之详细描述。本领域的普通技术人员将会认识到本实施

例允许实时地(通过长时间的固定反馈)进行校正,从而消除了由于检测器环境的改变的任何长期效应。在本发明的当前实施例中,  $V_{bias}$  对于所有充电积分器电路 44 - 1 至 44 - n 和 44 -  $V_{max}$  和 44 -  $V_{min}$  是共同的。

注: 适当设置 MOS 晶体管 102 和 108 的大小可以提供温度补偿。这是利用下面的事实而完成的, 即 N - 沟道 MOS 晶体管 108 的阈值随温度而降低, 而同时 N - 沟道 MOS 晶体管 102 和 108 的迁移率随温度降低。阈值的降低具有增加电流的效应, 而迁移率的降低具有减少电流的效应。通过适当地确定器件的大小这些效应可以在工作范围的一个重要的部分上相互抵销。

电容器 74 的一个极板连接到  $V_{DD}$ , 另一极板连接到输出结点 76, 并通过传输门 110(图 4a 中示为开关 78)连接到输入结点 60。传输门 110 的控制输入由控制信号  $S_{Up}$  驱动。电容器 80 的一个极板通过传输门 112(图 4 的开关 86)连接到输入结点 60, 通过传输门 114(图 4a 的开关 82)连接到  $V_{DD}$ 。传输门 112 的控制输入由控制信号  $S_{Dn}$  驱动, 传输门 114 的控制输入由控制信号  $Ch_{Up}$  驱动。电容器 80 的另一个极板通过 N - 沟道 MOS 晶体管 116(图 4 的开关 82)连接到地, 通过传输门 118(图 4a 的开关 84)连接到输出结点 118。传输门 118 的控制输入由控制信号  $Share$  驱动。

现在参见图 4a, 4b, 和图 5 的定时图, 可以观察到在一个扫描循环中充电积分器电路 44 的操作。首先,  $EN$ (使能)控制信号通过变为 0v 而激活。它开启电流镜和向充电和放电电流源, MOS 晶体管 94 和 100 供能。这时,  $ResetUp$  控制信号变为高, 从而将输入结点 60(以及它所连接到的检测器线)短接到  $V_{DD}$ 。这时  $S_{Up}$  控制信号也是高, 它将电容器 74 和输出结点 76 连接到输入结点 60。这种安排保证了工作周期后面的放电部分总是从一个已知的平衡状态开始。

在  $ResetUp$  控制信号不再有效时, 开始放电过程。  $StepDn$  控制信号变为有效, 将 MOS 晶体管 100, 放电电流源连接到输入结点 60 和其相连的检测器线。  $StepDn$  有效并持续一个所设置的时间长度, 负的恒定电流源将检测器线和电容器 74 的组的电容进行放电, 从而在该时间周期将其电压降低。接着  $StepDn$  断开。在一个短时间之后,  $S_{Up}$  控制信号变为不再有效, 将所测量的电压存储在电容器 74 中。这就结束了放电周期。

接下来,  $ResetDn$  控制信号变为有效, 将检测器线与地短接。同时,  $S_{Dn}$  和  $ChDn$  控制信号变为有效, 将电容器 80 连接在地和检测器线之间。

将电容器 80 对地放电，确保下面的充电周期总是从一个已知的状态开始。

在 ResetDn 控制信号变为不再有效和 StepUp 控制信号变为有效之后，开始充电周期。在该点上，将电流充电电源，MOS 晶体管 94 连接到检测器线，并通过增加其上的电压提供一个恒定的电流以对检测器线充电。

- 5 StepUp 控制信号变为有效并持续一个所设置的时间长度(最好等于上述周期的时间长度)，以对电容充电，然后将之断开。然后 SDn 控制信号变为不再有效，在电容器 80 上留下了所测量的电压。

- 10 现在开始平均周期。首先对电容器 80 上的电压进行电位移动。这可以通过将 ChDn 控制信号变为不再有效，使得电容器 80 的一个极板浮动而进行。接着，ChUp 控制信号变为有效，将电容器的第二极板连接到  $V_{DD}$ 。然后，Share 控制信号变为有效，将电容器 80 的第一极板连接到输出结点 76，从而使得电容器 74 和 80 并联。这具有对两个电容上的电压进行平均的作用，从而去除掉前面所述的公共模式噪声。然后在输出结点 76 上也得到这一平均电压。

- 15 本领域的普通技术人员将会认识到，在放电和充电周期在时间上很接近地进行时，在两个周期中所获得的电压的平均过程中所固有的共同模式噪声取消特性是最有效的。根据本发明，在这样一个时间期间中 ChDn 和 ChUp 信号应当相互确立，该时间期间比要取消的噪声的周期的 1/4 还小，从而利用了本发明的这一特性。

- 20 根据本发明，揭示了两个不同的驱动/检测方法。本领域的普通技术人员很容易就会认识到，参照图 4a,4b 和 5 所说明的充电积分器电路 44 可以适应根据这里所揭示的扫描方法之一而操作。

- 25 正如对充电积分器电路 44 的操作的清晰理解，该电路的输出电压只能在一个很短的时间周期中获得，因此易于受到环境噪声的影响。为了减少噪声的这种影响，使用一个切换的电容器滤波器电路 48。现在参见图 6，示出了可以在本发明中使用的一个示意性切换的电容器滤波器电路 48 的概图。本领域的普通技术人员将会认识到，这一切换的电容器滤波器电路包括一个输入结点 120，具有由 Sample 控制信号驱动的一个控制输入的传输门 122，连接在传输门 126 的输出和一个固定的电压(诸如地)之间的一个电  
30 容器 124，以及一个输出结点(它包括连接在电容器 124 和传输门 126 的输出之间的公共连接)。在一个典型的实施例中，电容器 116 具有大约 10pF 的电容。

正如本领域的普通技术人员所理解的，切换的电容器滤波器 48 在取样/保持电路部分，其滤波器时间常数是取样周期的  $K$  倍，这里  $K$  是电容 124 与其所连接的图 4a 和 4b 的充电积分器电路 44 的电容器 74 和 80 的电容之和的比值。该切换的电容器滤波器电路 48 还减少了系统中的噪声的注入。  
5 在较佳实施例中， $K=10/2=5$ 。本领域的普通技术人员将会认识到，其它类型的滤波器电路，比如 RC 滤波器可以用于本发明。

现在参见图 7，示出了图 3 的当前的 A/D 转换器 52 的较佳装置的一个更详细的框图。A/D 转换器的个数小于触摸检测器阵列的线的个数，对 A/D 转换器的输入进行多路复用以在触摸检测器阵列的多条线之间共享多个 A/D 转换器的每一个。将图 7 的装置用于集成电路布局区域将比对每个输入线提供单个 A/D 转换器更为有效。  
10

在图 7 的实施例中，对于图 2a-2d 的检测器阵列 10，假设有 24 条导线。正如图 7 所示，将取样/保持电路 50 - 1 至 50 - 24 的输出馈送到模拟多路转换器 130 的模拟的数据输入。模拟的多路转换器 130 具有六个输出，每一个驱动一个 A/D 转换器 50 - 1 至 52 - 6 的输入。模拟的多路转换器 130 的内部安排是这样的，四个不同的输入多路复用到一个输出。模拟的多路转换器 130 已被概念性地示为 6 个内部多路转换器模块 132 - 1 至 132 - 6。  
15

在图 7 所示的例子中，从取样/保持电路 50 - 1 至 50 - 4 所取得的输入被多路转换到内部多路转换器 132 - 1 的输出，后者驱动 A/D 转换器 52 - 1；类似地，从取样/保持电路 50 - 5 至 50 - 8 所取得的输入被多路转换到内部多路转换器 132 - 2 的输出，后者驱动 A/D 转换器 52 - 2；从取样/保持电路 50 - 9 至 50 - 12 所取得的输入被多路转换到内部多路转换器 132 - 3 的输出，后者驱动 A/D 转换器 52 - 3；从取样/保持电路 50 - 13 至 50 - 16 所取得的输入被多路转换到内部多路转换器 132 - 4 的输出，后者驱动 A/D 转换器 52 - 4；从取样/保持电路 50 - 17 至 50 - 20 所取得的输入被多路转换到内部多路转换器 132 - 5 的输出，后者驱动 A/D 转换器 52 - 5；以及从取样/保持电路 50 - 21 至 50 - 24 所取得的输入被多路转换到内部多路转换器 132 - 6 的输出，后者驱动 A/D 转换器 52 - 6。  
20

模拟的多路转换器 130 具有一组由总线 134 示意性表示的控制输入。在图所示的示意性实施例中，内部多路转换器 132 - 1 至 132 - 6 的每一个是 4 输入多路转换器，因此控制总线 134 可以包括一个 2 位总线用于一个 4  
25

选 1 的选择。本领域的普通技术人员将会认识到，图 7 的安排只是从 24 通道进行 A/D 转换的任务的许多特定方案中的一个，也可以采用其它等同的方案。

5 在一个直接的译码策略中，多路转换器 132 - 1 至 132 - 6 顺序地将出现在它们第一到第四个输入上的模拟电压分别传送到 A/D 转换器 52 - 1 至 52 - 6 的输入上。在 A/D 转换器 52 - 1 至 52 - 6 的输入上确定了模拟值之后，就在共同的 A/D 控制线 136 上确立一个 CONVERT 命令以开始 A/D 转换过程。

10 在 A/D 转换过程完成时，表示输入电压的数字值被存储在寄存器 138 - 1 至 138 - 6 中。正如在本发明的较佳实施例中，寄存器 138 - 1 至 138 - 6 每一个可以包括一个 2 - 字寄存器，从而在将第二个字写入该寄存器的同时能够从该寄存器中读出另一个字到算术单元 54，使得系统的速度最快。这种寄存器的设计在本领域中是普通的。

15 现在参见图 8，提供了算术单元 20 的一个更详细的框图。本领域的普通技术人员将会理解，算术单元 20 处理来自 X 维和 Y 维的信息，即来自图 1 的 X 输入处理电路 16 和 Y 输入处理电路 18 的信息。

在揭示算术单元 20 的结构安排之前，理解根据本发明确定一个目标邻近检测器阵列 22 的质心位置较佳的方法将是有帮助的。

20 根据本发明的较佳实施例，通过对在检测器阵列 10 上的各个检测线所测量的电容值进行加权平均可以确定在任一方向上的目标位置。在下面的描述中，使用了 X 方向，但是本领域的普通技术人员将会认识到，这种描述也可用于确定 Y 方向的加权平均。众所周知，可以如下确定加权平均：

$$25 \quad X \text{ position} = \frac{\sum_{i=0}^n i \times \Delta C_i}{\sum_{i=0}^n \Delta C_i} \quad (\text{公式 1})$$

其中  $\Delta C_i = C_i - C_{0i}$ 。  $C_i$  是在当前第  $i$  条线上测得的电容，  $C_{0i}$  是在过了一些时间没有目标存在时在同一个线上测得的值。考虑到这些过去和当前的电容测量值，该位置可以表示为

$$30 \quad X \text{ position} = \frac{\sum_{i=0}^n i \times (C_i - C_{0i})}{\sum_{i=0}^n (C_i - C_{0i})} \quad (\text{公式 2})$$

利用乘法对加法的分配性，可以看出这一表示式等价于

$$X_{\text{position}} = \frac{-\sum_{i=0}^n (i \times CO_i) + \sum_{i=0}^n (i \times C_i)}{-\sum_{i=0}^n (CO_i) + \sum_{i=0}^n (C_i)} \quad (\text{公式 3})$$

在分子和分母中的负项是偏移值，表示在没有目标出现时的背景值。如果用项  $O_N$  表示分子偏移值，用  $O_D$  表示分母偏移值，则公式 3 可表示为：

$$X_{\text{position}} = \frac{-O_N + \sum_{i=0}^n (i \times C_i)}{-O_D + \sum_{i=0}^n (C_i)} \quad (\text{公式 4})$$

现在参见图 8，可以看出，算术单元 20 包括 X 分子和分母累加器 150 和 152 和 Y 分子和分母累加器 154 和 156。X 分子和分母累加器 150 和 152 以及 Y 分子和分母累加器 154 和 156 的操作数的来源是图 1 的检测器阵列 22 的每一方向(X 和 Y)的寄存器 138 - 1 至 138 - 6。X 和 Y 分母累加器 152 和 156 将 A/D 转换的数字结果相加。X 和 Y 分子累加器 150 和 154 计算输入数据的加权和而不是直接的和。累加器 150，152，154 和 156 可以设计成一个硬件单元或者是在一个微处理器上的软件，这在本领域中很容易理解。

从图 8 中可以看出，分子累加器 150 和 154 计算公式 4：

$$\sum_{i=0}^n i \times C_i$$

分母累加器 152 和 156 计算公式 4：

$$\sum_{i=0}^n C_i$$

从存储在加法器 166，168，170 和 172 中的累加器 150，152，154 和 156 的结果中减去 X 和 Y 分子和分母偏移寄存器 158，160，162 和 164 中的内容。加法器 166 减去 X 分子偏移寄存器 158 中的偏移值  $O_{NX}$ 。加法器 168 减去 X 分母偏移寄存器 160 中的偏移值  $O_{DX}$ 。加法器 170 减去 Y 分子偏移寄存器 162 中的偏移值  $O_{NY}$ 。加法器 172 减去 Y 分母偏移寄存器 164 中的偏移值  $O_{DY}$ 。分子分母对被除法部件 174 和 176 相除以产生

X 和 Y 位置数据, 框 178 使用 X 和 Y 分母对以产生 Z 轴(压力)数据。稍后将描述框 178 所执行的功能。在校正单元 180 的指挥下, 从累加器的内容中取样偏移值  $O_{DX}$ ,  $O_{NX}$ ,  $O_{DY}$ , 和  $O_{NY}$ 。

5 本领域的普通技术人员很容易理解, 本发明的系统的结构可以以多种方式分布, 其中几种包括使用微处理器, 它可以在一个主计算机中, 本发明的系统与之相连, 或者在这里所描述的集成电路和主计算机之间。本发明的实施例也可考虑为其中表示和项的累加的分子和分母值与  $O_N$  和  $O_D$  偏移值一起分送到这一处理器中供处理, 或者所有的处理由本领域所公知的所编程的微处理器完成。

10 开始, 在系统启动期间, 将分子和分母累加器 150, 152, 154 和 156 设置为 0。如果使用图 7 所示的多路复用的 A/D 转换器, 将寄存器 138 - 1 的第一个字中的数字化的电压数据(表示取样/保持电路 50 - 1 的输出电压)加到累加器的和中, 并将其结果存储在该累加器中。连续地, 将存贮在寄存器 138 - 2 至 138 - 6 的第一个字中的数字化的电压数据(分别表示取  
15 样/保持电路 50 - 5, 50 - 9, 50 - 17 和 50 - 21 的输出电压)加到累加器的和中, 并将其结果存储在该累加器中。如前所示, 在这时, A/D 转换器 52 - 1 至 52 - 6 可以将取样/保持电路 50 - 2, 50 - 6, 50 - 10, 50 - 14, 50 - 18 和 50 - 22 的输出的电压进行转换并将其数字化值分别存储  
20 在寄存器 138 - 1 至 138 - 6 的第二个字中。

接下来, 连续地将存贮在寄存器 138 - 1 至 138 - 6 的第二个字中的数字化的电压数据(分别表示取样/保持电路 50 - 2, 50 - 6, 50 - 10, 50 - 14, 50 - 18 和 50 - 22 的输出的电压)加到累加器的和中, 并将其结果存储在该累加器中。

25 接下来, 连续地将存贮在寄存器 138 - 1 至 138 - 6 的第一个字中的数字化的电压数据(分别表示取样/保持电路 50 - 3, 50 - 7, 50 - 11, 50 - 15, 50 - 19 和 50 - 23 的输出电压)加到累加器的和中, 并将其结果存储在该累加器中, 接下来将数字化的电压值存储在寄存器 138 - 1 至 138 - 6 的第二个字中(分别表示取样/保持电路 50 - 4, 50 - 8, 50 - 12, 50 - 16, 50 - 20 和 50 - 24 的输出电压)。

30 在这一时间点上, 累加器保持所有数字化的电压值的和。现在分别从存储在分子和分母累加器中的值中减去存储在  $O_N$  和  $O_D$  偏移寄存器 158 和 164 中的数字值。接着在除法器 174 和 176 中的除法操作完成加权平均计



算。

也可以由外部微处理器进行除法运算，该外部微处理器可以取得存储在累加器中的值或者其自身进行累加。当前由于  $O_N$  和  $O_D$  偏移值是由一个外部微处理器导出的，由这一除法运算给该外部微处理器所带来的额外处理  
5 开销是最小的。另外，可以在一个芯片中包括一个专用微处理器，以处理这些任务而不偏离这里所揭示的本发明。

上述的处理在 1 毫秒中发生，并且可以重复进行。当前的鼠标标准是每秒更新位置信息 40 次，因此本发明的装置可以容易地以这种重复的速率工作。

10 由于在本发明中所使用的方法的自然属性，因此在本发明的系统中，存在这样一个时机，它能提供额外的噪声免疫而又不要求额外增加硬件。尽管很显然，在上述序列执行之后，可以清除累加器和重复该过程，也可以允许该这些值留在累加器中。如果这样的话，可以实现一个平均函数以进一步滤除噪声。根据本发明的这一方面，进行多次取样，并通过累加器执  
15 行，在处理序列的末尾不清除它们。正如在本发明的较佳实施例中，在系统中获得一个除法结果之前处理 25 个样值，从而极大地减少了瞬间系统噪声尖峰的影响。本领域普通技术人员将会认识到，在清除累加器之前所取的采样的个数受设计时的一些选择的影响，诸如数据获得速率，数据处理速率等。

20 本发明的系统适应于改变的条件，比如部件老化，由于湿度引起的电容改变，触摸表面的污染等。另外，本发明有效地减少了环境噪声。根据本发明，以三种方式考虑这些效应。首先动态地更新偏移值  $O_N$  和  $O_D$  以适应变化的情况。其次提供一个伺服反馈电路以确定用于设置充电积分器电路  
25 44 - 1 至 44 - n 的偏置的偏置电压。第三，如前所揭示的，也动态地改变 A/D 转换器的  $V_{max}$  和  $V_{min}$  的参考电压点，以提高信噪比的极限。

现在参见图 9，提供了校正单元 150 的一个框图，该校正单元可以与图 8 的算术单元一起使用。校正单元 150 执行一个算法通过试探地确定何时没有手指或其它传导目标邻近触摸检测器阵列 22 来建立分子和分母偏移值。

如前所揭示的， $O_N$  和  $O_D$  偏移值表示没有目标存在时的阵列电容的基  
30 线值。根据本发明这些值也要更新，因为太高或者太低的基线值电平根据误差的符号具有移动目标的外观位置的效应。在没有目标出现在检测器阵列 22 上时通过选择所读取的值建立这些值。由于没有一个外部方式来“知

道”何时没有目标出现在检测器阵列 22 上，使用根据本发明的另一方面的一个算法来建立和动态地更新这些偏移值。在校正单元观察到一个 Z 值时，该值是在没有手指出现时的典型的 Z 值，它指示偏移寄存器(图 8 的 158, 160, 162, 和 164)从累加器的当前值进行再加载。根据本发明的当前较佳实施例，对更新偏移值的判断是基于 X 或 Y 方向的一个上的检测器阵列 22 的行为，但是在进行该判断时，更新所有 4 个偏移值( $O_{NX}$ ,  $O_{DX}$ ,  $O_{NY}$ ,  $O_{DY}$ )。在本发明的其它实施例中，更新的判断可以是根据上述的准则独立地对于每一方向进行的。

校正算法通过监视分母累加器值的所选择的一个的变化进行工作。根据本发明，在触摸检测器阵列 22 的一组导电线的电容变化的灵敏度大于在触摸检测器阵列 22 的其它一组导电线的电容变化的灵敏度。经验告诉我们，该组对电容变化具有较高灵敏度的导电线是物理地位于在另一方向上的导电线上面的那一组，因此距离该检测器阵列 22 的触摸表面最近。较上的导电线组趋向于部分地屏蔽较下的导电线组在检测器阵列 22 的表面上出现的电容的变化。

通过将在检测线上的所测得的电容相加获得手指压力。在减去偏移  $O_D$  之后该值已经出现在分母累加器中。如果该压力超过一个适当的阈值，表示出现一个手指。可通过试验确定这一阈值，它是表面材料和电路定时的一个函数。可以调整该阈值以适应不同用户的要求。

该装置所报告的压力是 X 和 Y 方向的分母的一个简单的函数  $f(X_D, Y_D)$ ，正如在图 8 的框 178 所实现的。可能的函数包括选择一个较佳的分母值，或者将分母相加。在当前的较佳实施例中，选择两个分母中较小的一个。如果手指轻轻地滑离垫的边缘，这一选择具有使得该压力低于阈值的理想效果，其中 X 检测器产生有效值，而 Y 检测器不产生，或者相反。这起到一个电子档板(bezel)的作用，它取代了检测器区域的周边的机械档板。

在图 8 的例子中，选择 Y 分母用于监视，因为它最敏感。为了校正算法的目的，将所选择的分母称作 Z。这一分母的当前所保存的偏移值称作  $O_Z$ 。

校正算法的目的是跟踪静止 Z 电平的逐渐变化，同时保证既不校正手指也不校正从噪声引起的瞬间尖峰。正如本领域普通技术人员从下面的描述所能理解的，校正算法能够以数字或模拟硬件的方式或者以软件的方式实现。在由本发明人所试验的当前实际的实施例中，是以软件方式实现的。

在  $Z$  值到达校正单元时, 将它们通过滤波器 182 传送。与滤波器 182 共同工作的历史缓冲区 184 保持最近  $Z$  值一个“运行平均值”。在一个新的  $Z$  值到达时, 根据下面的公式更新当前的运行平均值  $F_Z$ :

$$\text{新 } F_Z = \alpha(\text{旧 } F_Z) + (1-\alpha)Z$$

5 其中  $\alpha$  是在 0 和 1 之间的一个常数因子, 一般接近 1,  $Z$  是当前  $Z$  值。在较佳实施例中,  $\alpha$  大约是 0.95。其目的是使  $F_Z$  足够慢地改变以跟随逐渐的变化, 不会受到  $Z$  的短的扰动的大的影响。

滤波器 182 从控制单元 186 中接收一个信号 ENABLE。只有在 ENABLE 确立时基于新的  $Z$  值更新运行平均值  $F_Z$ 。如果撤销 ENABLE,  $F_Z$  保持常数, 并且不受当前  $Z$  的影响。

历史缓冲区 184 记录  $F_Z$  的几个最近值。在当前的实施例中, 历史缓冲区记录两个先前的  $F_Z$  值。历史缓冲区可以以一个移位寄存器, 循环队列或模拟延迟线实现。在历史缓冲区从控制单元 186 接收到一个 REWIND 信号时, 它将当前运行平均值  $F_Z$  恢复为最老的所保存的值。它就好象滤波器 182 倒回禁止了一段时间, 该时间对应于历史缓冲区的深度。历史缓冲区的目的是允许这种回溯禁止。

由绝对差值单元 188 和 190 以及比较器 192 将当前运行平均值  $F_Z$  与当前的  $Z$  值和当前的偏移值  $O_Z$  进行比较。绝对差值单元 188 将  $Z$  和  $F_Z$  相减, 输出它们的差值的绝对值。绝对差值单元 190 将  $O_Z$  和  $F_Z$  相减, 输出它们的差值的绝对值。如果绝对差值单元 188 的输出小于绝对差值单元 190 的输出, 即  $F_Z$  离  $Z$  比它离  $O_Z$  更近, 则比较器 192 确立 UPDATE 信号。在  $Z$  的平均值移动到一个新的静止电平时, UPDATE 信号总是趋于被确立。在  $Z$  从它的正常静止电平进行一个短暂的偏移时它总是趋于不被确立。滤波器常数确定一个偏移的长度, 为此目的, 它将被认为是“短暂的”。

25 减法器单元 194 是一个简单的减法器, 它计算  $Z$  和  $O_Z$  的带符号的差值。该减法器实际上与图 8 的减法器 172 重复, 因此在实际的实现上, 可以合并在一起。这一减法器的输出  $C_Z$  是所校正的  $Z$  值, 是手指压力的一个估计值。比较器 196 和 198 将这一压力值与一个正的和负的阈值进行相比。这些阈值示为  $Z_{TH}$  和  $-Z_{TH}$ , 虽然在实际上不要求它们在幅度上相等。

30 如果压力信号  $C_Z$  大于  $Z_{TH}$ , 确立信号 FINGER, 表示可能出现一个手指。校正单元所使用的  $Z_{TH}$  阈值类似于本系统的其余部分检测手指的存在所使用的阈值, 或它可以具有一个不同的值。在当前的实施例中, 将校正信号  $Z_{TH}$  设置得略小于主  $Z_{TH}$ , 以使校正单元能够对于手指的出现作出一

个稳健的选择。

如果压力信号  $C_Z$  小于  $-Z_{TH}$ ，确立信号 FORCE。由于有意使  $O_Z$  等于没有手指出现的  $Z$  的静止值，并且手指只能增加检测器的电容，从而  $Z$  的值，主要是负的  $C_Z$  意味着该装置自身对于手指具有不正确的校正，而手指已经移走了。既然手指不再存在，校正逻辑 200 使用这一事实以强制进行再校正。

控制逻辑 186 负责防止运行平均值  $F_Z$  受到在手指出现时产生的  $X$  值的影响。在 FINGER 信号为真时，输出 ENABLE 信号总是 off，而在 FINGER 信号为假时，总是 on。然而在 FINGER 从假向真过渡时，控制逻辑也产生 REWIND 信号脉冲。在 FINGER 从真向假过渡时，控制逻辑在确立 ENABLE 之前等待一个短的时间(相比于历史缓冲区的深度)。从而，防止在手指出现时运行平均值接着  $Z$ ，以及在手指出现之前和之后保持一个较短的时间。

校正逻辑 200 从三个比较器 192，196 和 198 的输出中产生信号 RECAL。在确立 RECAL 时，将从当前的累加器值中重新装入偏移寄存器  $O_N$  和  $O_D$ 。从下面的逻辑表达式中产生 RECAL：

$$RECAL = FORCE \text{ 或 } (UPDATE \text{ 与 } (\text{非 } FINGER))$$

另外，在每次系统被首先初始化时，也有可能在一个较短的周期之后等待充电积分器电路和其它电路稳定，校正逻辑 200 将确立 RECAL。

从控制逻辑 186 和校正逻辑 200 的描述中，本领域普通技术人员很显然能够使用普通的逻辑以简单的和常规的逻辑设计配置这些模块。

很显然，对于本领域的任何技术人员来说，所描述的校正算法并不特定于当前发明的电荷积分器和累加器的具体系统。而是它能实现于任一触摸检测器中，该检测器产生接近或压力数据，其中在没有手指或尖刺噪声出现时它最好能维护反映检测器的状态的一个校正点。

现在参见图 10，以框图形式显示了在本发明中所使用的一个偏压产生电路 46。根据本发明的当前较佳实施例，尽管本领域的普通技术人员可认识到其它装置也是可行的，充电积分器电路 44 - 1 至 44 - n 的所有偏置晶体管 108(图 4b)的栅极连接到一个偏置电压源。还有许多方法可以产生充电积分器电路 44 - 1 至 44 - n 所需要的偏置电压。

观察图 10 可以看出，偏置电压产生电路 46 是一个强衰减(overdamped)伺服系统。一个接近一个典型的充电积分器电路 44 - 1 至 44 - n 的电流源功能的参考电源包括其一个极板接地的电容器 204。其另一个极板经过

一个第一传输门 206 接到电源  $V_{DD}$ ，经过一个第二传输门 210 到一个电流源晶体管 208。滤波器电路 212 与滤波器电路 48 - 1 至 48 - n 相同并受到与滤波器电路 48 - 1 至 48 - n 相同的信号控制，将滤波器电路 212 连接成取样电容器 204 的电压，其方式与滤波器和取样/保持电路 48 - 1 至 5 48 - n 对检测器阵列 22 中的检测器导体电容的电压进行取样相同。

将滤波器电路 212 的输出送到一个微弱互导放大器 214 的非反向输入端，后者具有一个范围在  $0.1 - 0.2 \mu A$  的偏置电流。互导放大器 214 的反向输入端被连接到大约为 1 伏的一个固定电压，该电压例如由二极管 216 和电阻 218 产生。互导放大器 214 的输出被电容器 220 分流，同时也经过 10 传输门 224 被电容器 222 分流。将电容器 222 选择得比电容器 220 大很多。在本发明的典型的实施例中，电容器 220 可以大约  $0.2pF$ ，电容器 222 大约  $10pF$ 。

电容器 222 连接到 N - 沟道 MOS 晶体管 226 的栅极，晶体管 226 的漏极连接到 P - 沟道 MOS 晶体管 228 的漏极和栅极，其源极连接到 N - 沟道 15 MOS 晶体管 230 的漏极和栅极。P - 沟道 MOS 晶体管 228 的源极连接到  $V_{DD}$ ，N - 沟道 MOS 晶体管 230 的源极连接到地。晶体管 226 和 230 的共同漏极连接是偏置电压输出结点。

在一个固定电压源(也就是大约 2 伏)和电容器 222 之间经过传输门 234 可以连接一个可选的传输门 232。传输门 234 可以用于在启动时通过将电 20 容器 222 充电到该固定电压而初始化偏置产生电路 200。

在每一取样周期，滤波器电路 210 进行一次新的采样。如该新的采样不同于前一采样，互导放大器 211 的输出电压将改变，并且开始充电或放电电容器 218 到一个新的电压。传输门 222 短间接通(也就是大约 1 微秒)，电容器 218 和 220 的电压试着将它们自己进行平均。由于电容器 218 和 220 25 之间的较大规格差别，在传输门 222 打开时，电容器 218 在该期间不能够提供足够的电荷以平衡该电压。这一安排防止了从一个周期到另一个周期偏置电压的大的改变。

电容器 202 看上去应该象一个检测器阵列通道，其值等于一个典型的检测器线的背景电容(也就是没有目标接近或出现在电容部件时的电容)。可以 30 以几种方式形成电容器 202。电容器 202 可以在检测器阵列的一部分中包括一个额外的检测器线，并且配置成逼近一个活跃的检测器线但由一个地平面等与手指电容相屏蔽。另外，电容器 202 可以是在集成电路中形成或

者连接在其上的电容器，并且其所选的值与一个典型的检测器线的相匹配。在这一方面，包括电容器 210 和滤波器电路 210 的信号源有些类似产生  $V_{MAX}$  和  $V_{MIN}$  参考电压的电路，这时它模仿一个典型的检测器线。

5 另一个可替代的方案是利用一条实际的检测器线设置偏置电压。将在两个端点(end-point)检测器线上所测量的电压进行比较，在理论上，如果一个手指或其它目标接近该检测器阵列，可以选择具有最小值的那一个，它不会出现在位于该阵列的相对边缘上的检测器线上。

10 本发明的触摸检测器系统的所提高的灵敏度允许更轻的输入手指触摸，使得人们更易使用。所提高的灵敏度也使得使用其他输入设备更方便，例如铁笔等。另外这一灵敏度也可以对较厚的保护层，或不同的材料进行折衷，它们使得制造成本更低。

更好的噪声排除造成使用中的更好的灵活性，并且降低了对假噪声问题的灵敏度。使用两种技术，它们产生最佳的噪声排除的好处。

15 由于在本发明中采用了驱动和检测技术，数据获取速度比以前的技术提高了 30 倍。这带来了几个明显的辅助效应。首先，对于同一级别的信号处理，电路在大部分时间可以是断开的，降低了设计中的模拟部分的大约 30 倍的电力消耗。其次，由于可以利用更多的数据，可以进行诸如滤波和动作识别的更多的信号处理。

20 本发明所使用的检测器电子电路非常健壮，并且校正过程和系统中的误差。它将来自检测器的电容信息进行处理，产生数字信息提供给一个外部设备，比如一个微处理器。

25 由于本发明的独特的物理特性，其具有人们比较感兴趣的人机工程应用，这些应用在以前是不可能的。当前的鼠标器或轨迹球在便携式计算机上使用时在物理上不太方便。而本发明提供了一种非常方便的和易于使用的光标位置方案，它可以代替那些设备。

30 在鼠标器型的应用中，本发明的检测器可以位于通常的位置，比如在便携式计算机的“空格键”的下面。当处于这一位置时，用户的大拇指可以用作检测器上的位置指示器，以控制光标在计算机屏幕上的位置。用户的手指可以不需要离开键盘就可以移动光标。从人机工程学上，这类似于带有轨迹球的 MacIntosh Power Book 的概念，然而本发明在尺寸上比轨迹球更有利。可以将这一基本思想扩展成在“空格键”下放置两个检测器用于更有特色的控制。

带有光标反馈的计算机显示器是通用应用领域的一个很小的例子，这里

显示器可以是光的或 LED 的，一个 LCD 显示器或一个 CRT。例子还包括在实验室设备上的触摸控制，其中这些设备使用旋钮/按钮/触摸屏的组合。由于这一界面的连接的能力，这些输入中的一个或多个可以结合这里参照本发明所描述的一个输入中去。

5 消费者电子设备(立体声音响，图形均衡器，混合器)应用常常利用用于滑动电压计的前面板平面区域，因为需要可变的控制。本发明可以在一个小的触摸垫板位置提供这种控制。随着电子家庭系统的普及，越来越需要更紧密和更强大的人机界面。本发明的检测器技术允许一种非常紧密的控制面板。如果使用这种检测器技术，可以形成符合人机工程学上的手持  
10 TV/VCR/立体声控制，并且允许更强大的特性。

本发明的检测器可以适合任意表面，并且可以制成检测多个触摸点，使得有可能用于一个更强大的游戏杆。本发明的检测器技术的独特的压力检测能力是这一应用的关键。计算机游戏，遥控(业余爱好者的电子飞机)和机器加工工具的控制是应用的几个例子，这些应用从本发明的检测器技术中  
15 获益。

音乐键盘(合成器，电子钢琴)要求对速度敏感的键，它们可以由这种检测器的压力检测能力提供。也具有变调控制和其他滑动开关，它们都可由这一技术替代。一种甚至更独特的应用包括一种乐器，它能作为在一种联合的 3 维界面上手和手指的位置和压力的函数产生音调。

20 本发明的检测器技术最好能够检测压在其上面的传导材料。通过在本发明的检测器的表面加上一层覆盖了一层传导材料的紧密绝缘层也可以间接地检测来自所操作的任何目标的压力，而不管其导电性。

由于从这一检测器中可获得大量的信息，这一检测器可以很好地用作虚拟现实机器的一种输入设备。很容易就可想象出这样一种结构，它允许在  
25 三维空间中的位置监视，并且对于动作的响应程度(压力)。

尽管已经显示和描述了这一发明的多个实施例和应用，很显然，对于本领域的普通技术人员，他们可作出比上述更多的修改而不偏离这里所揭示的创造性的概念。因此，本发明只受所附的权利要求的限制。

# 说明书附图

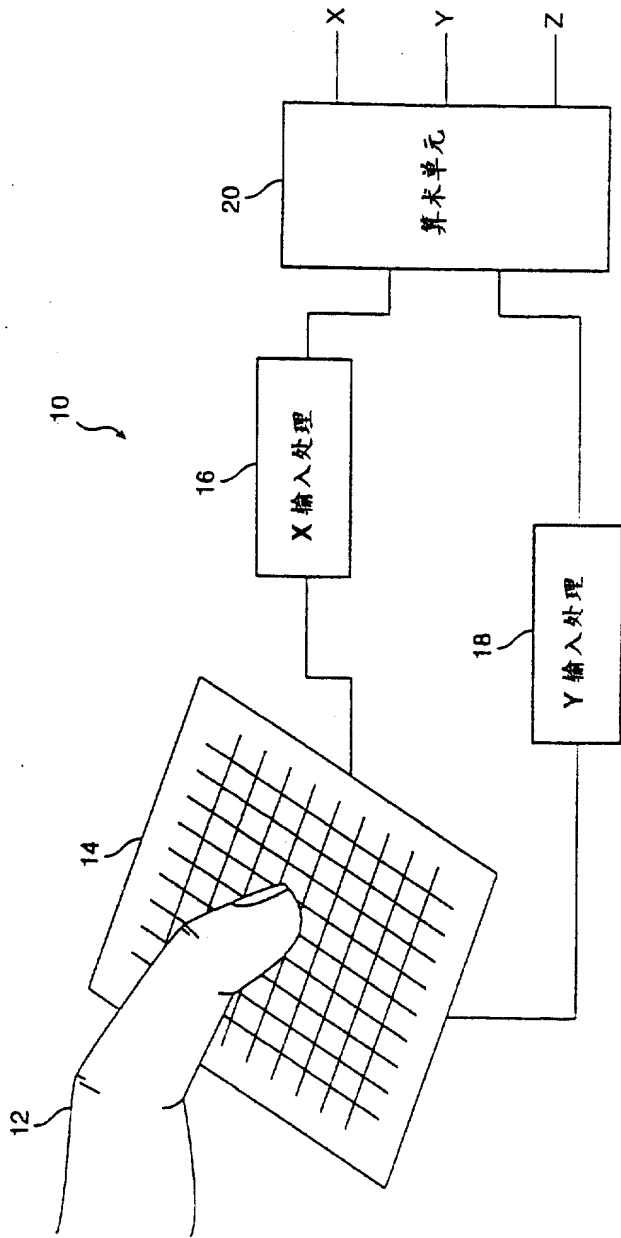


图 1



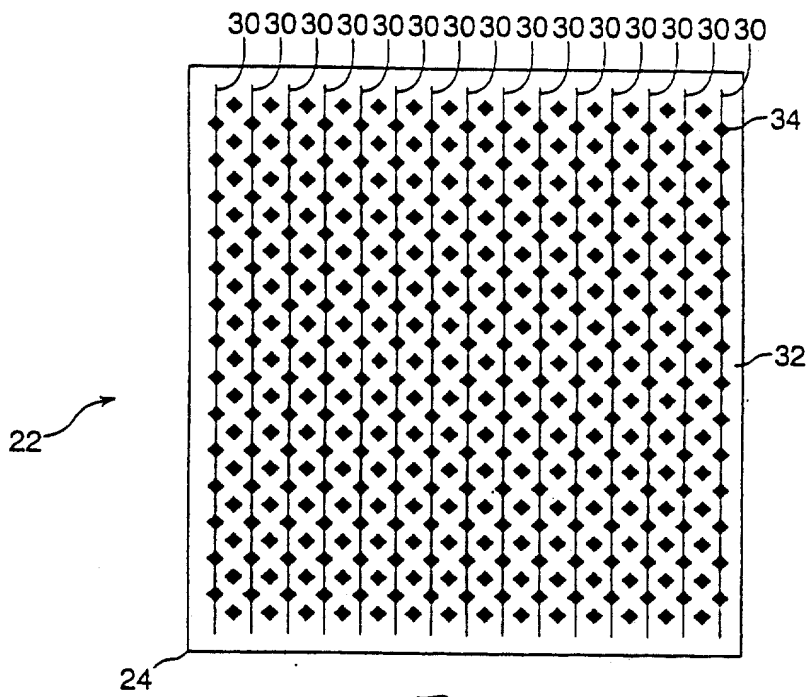


图 2 A

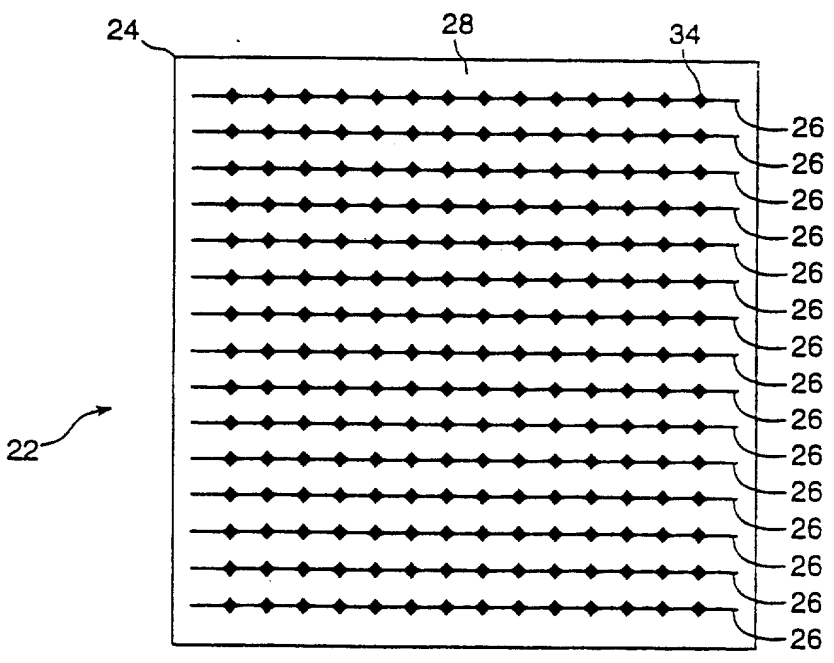


图 2 B

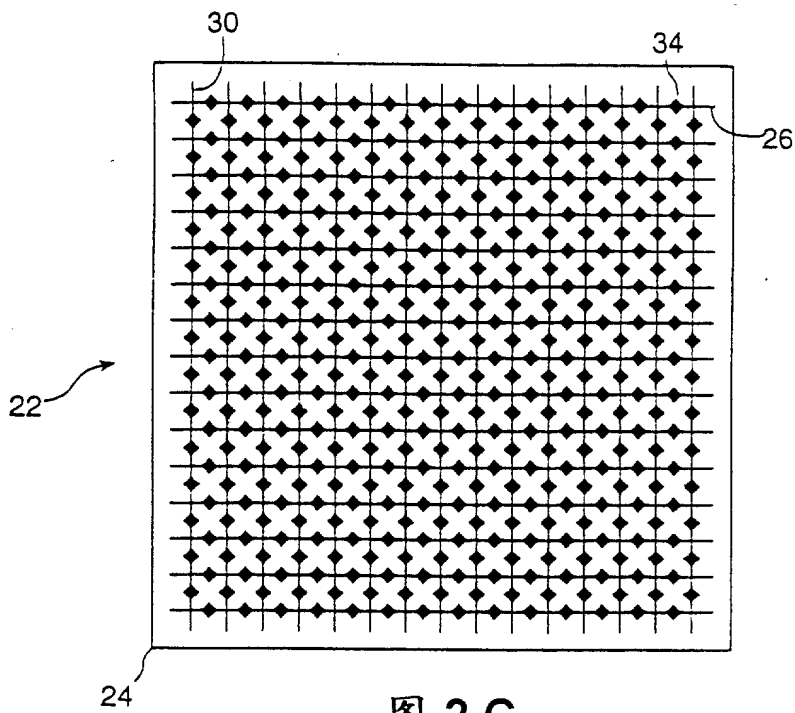


图 2 C

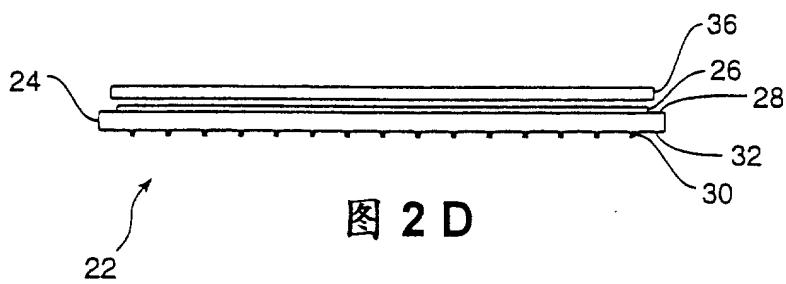


图 2 D

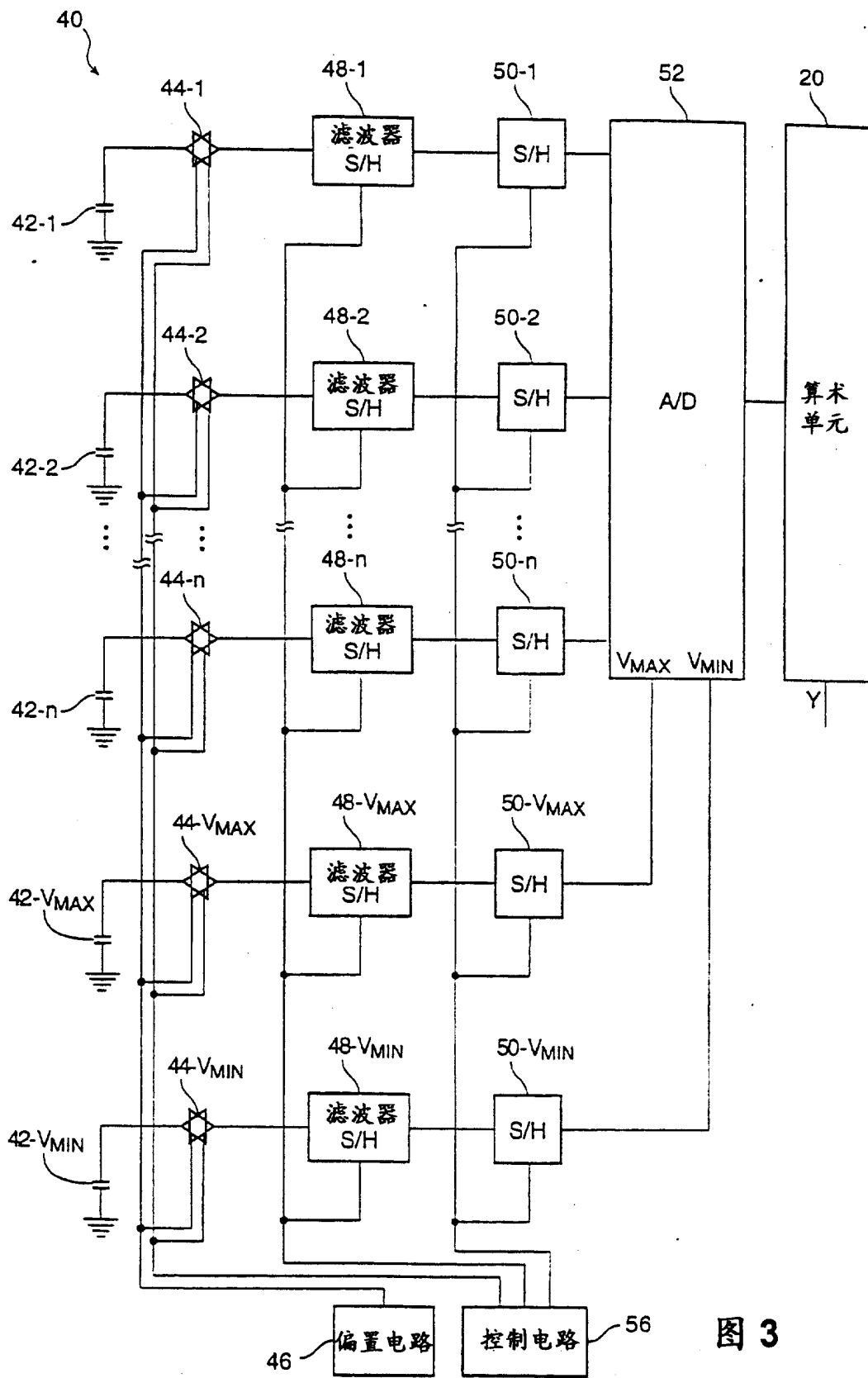


图 3

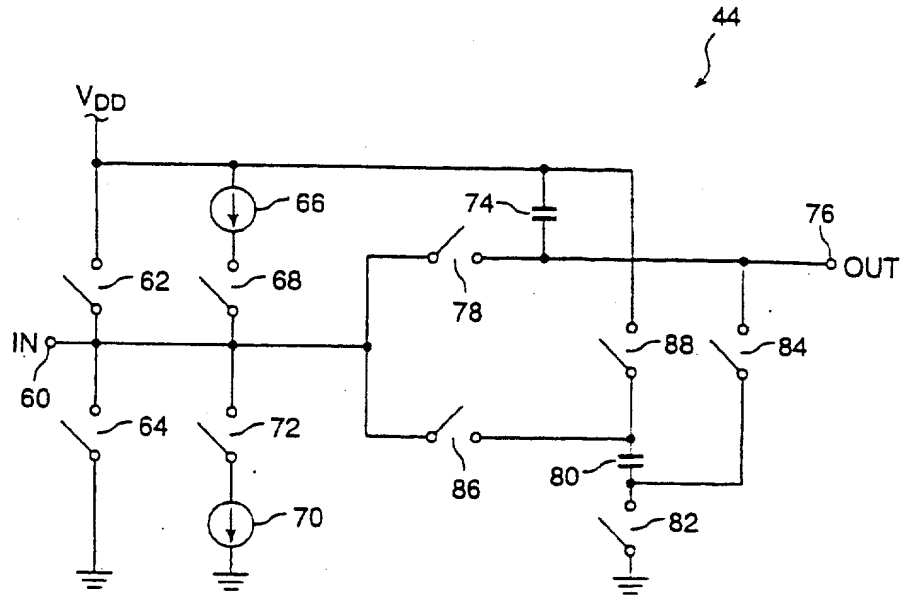


图 4 A

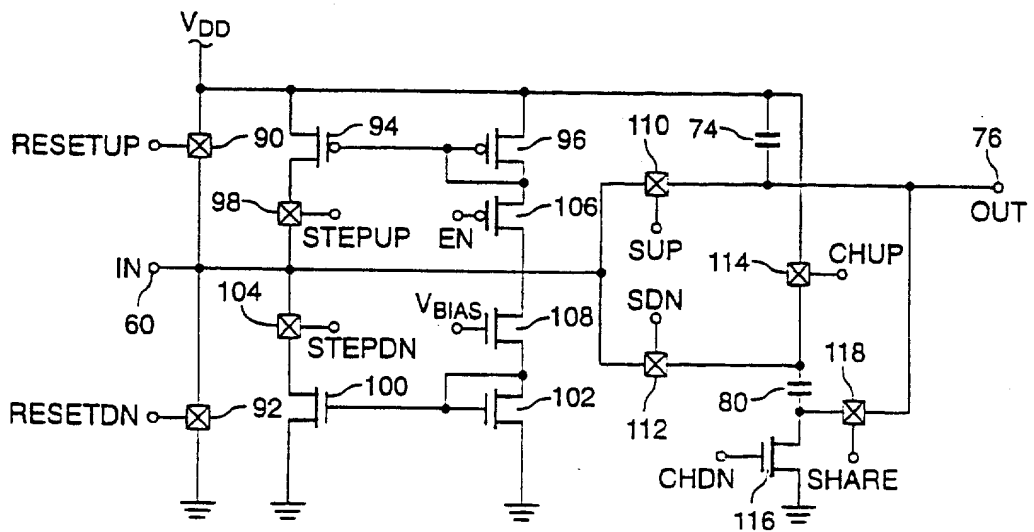


图 4 B

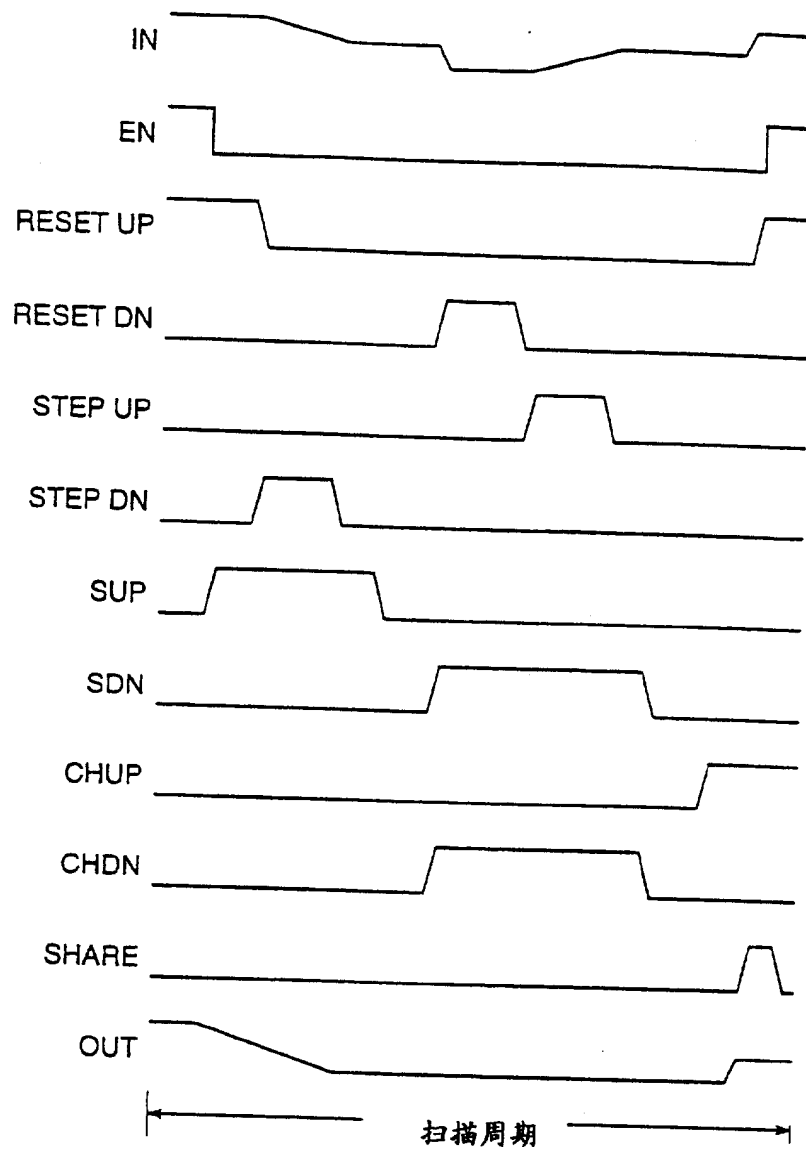


图 5

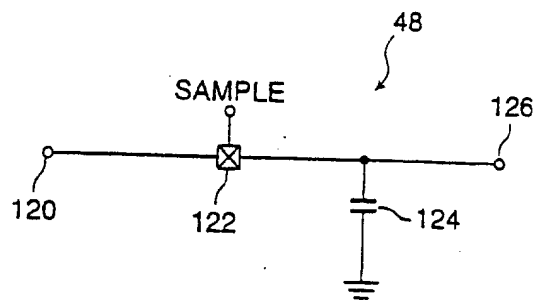


图 6

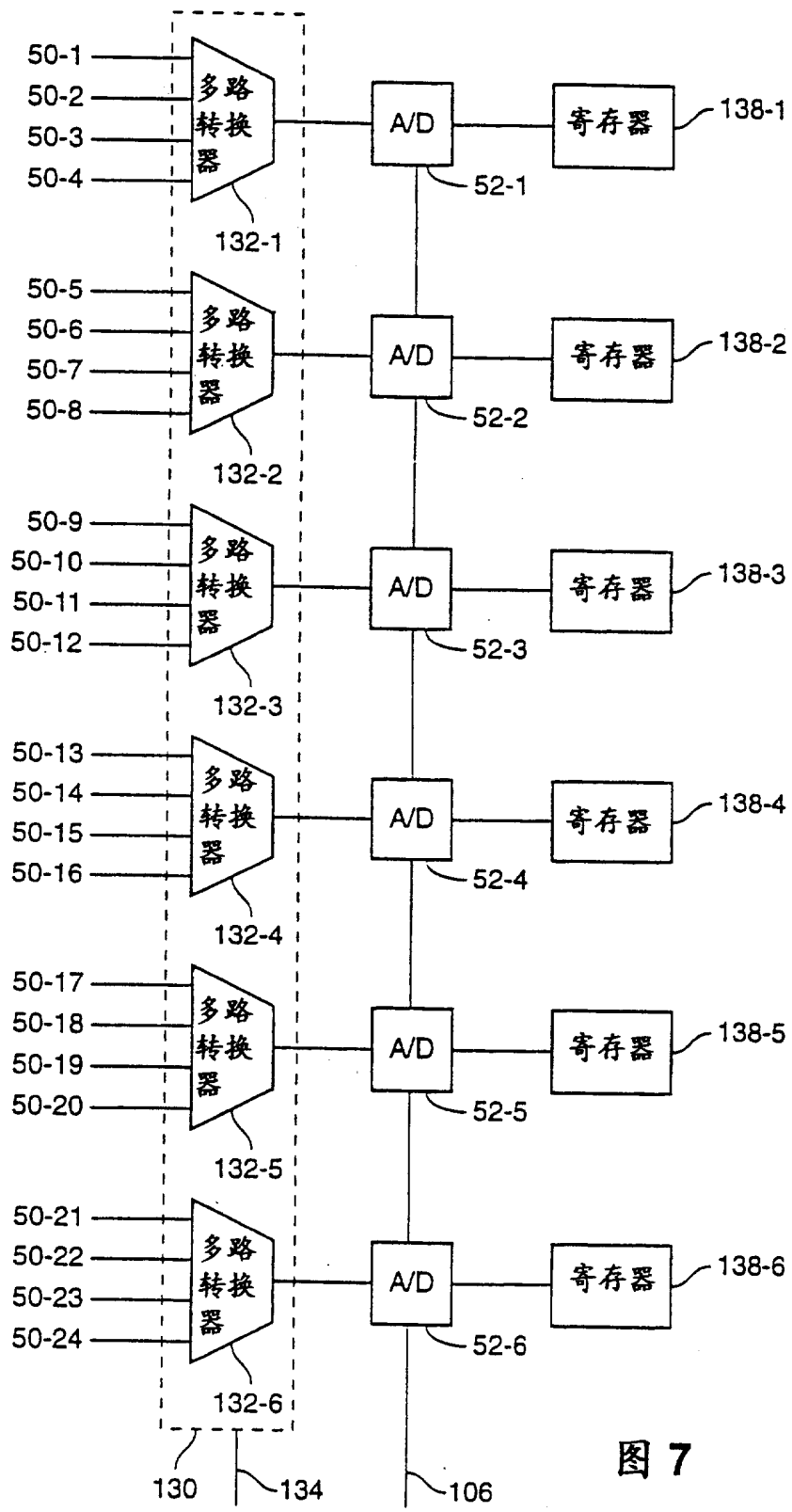


图 7

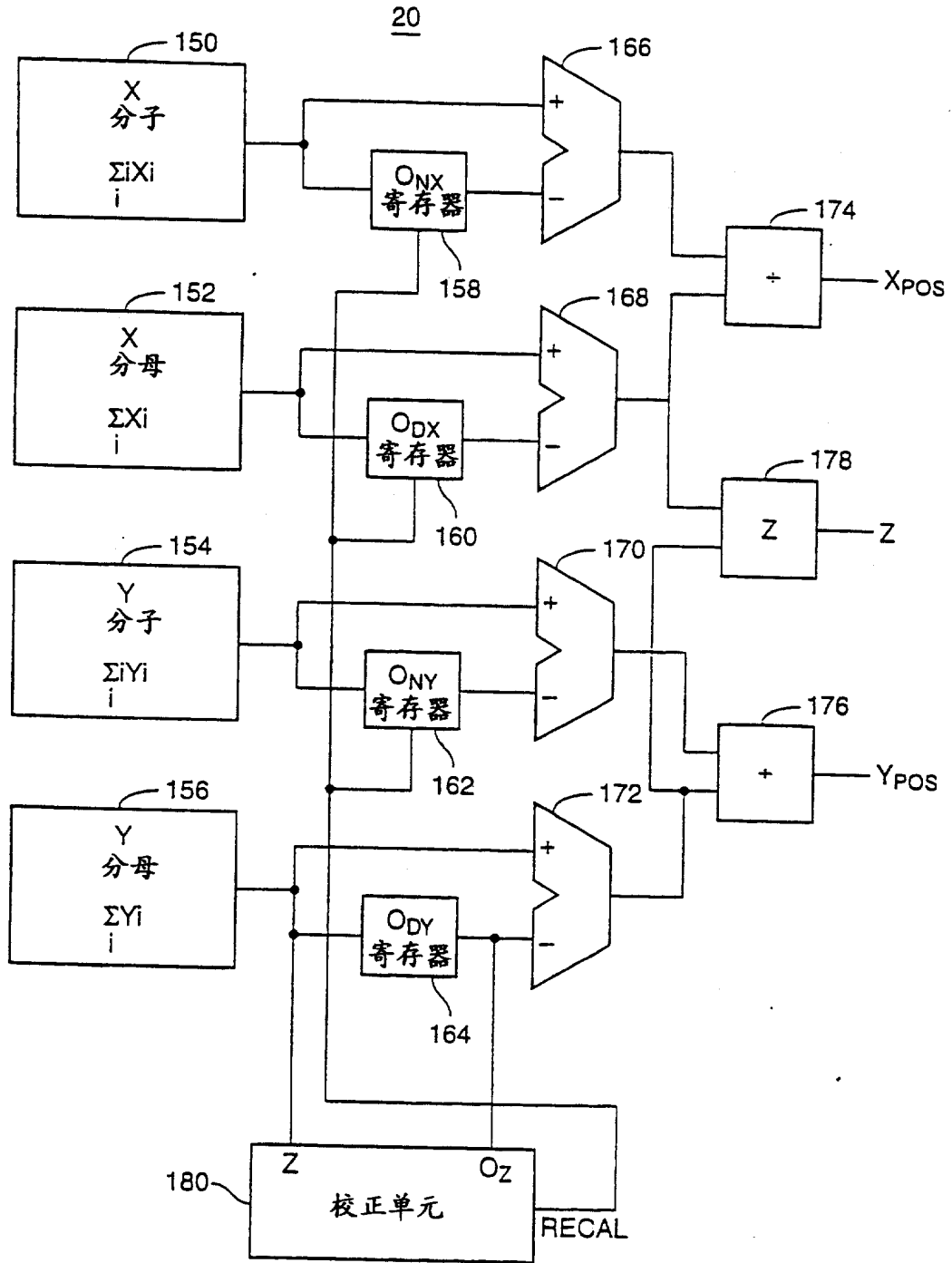


图 8

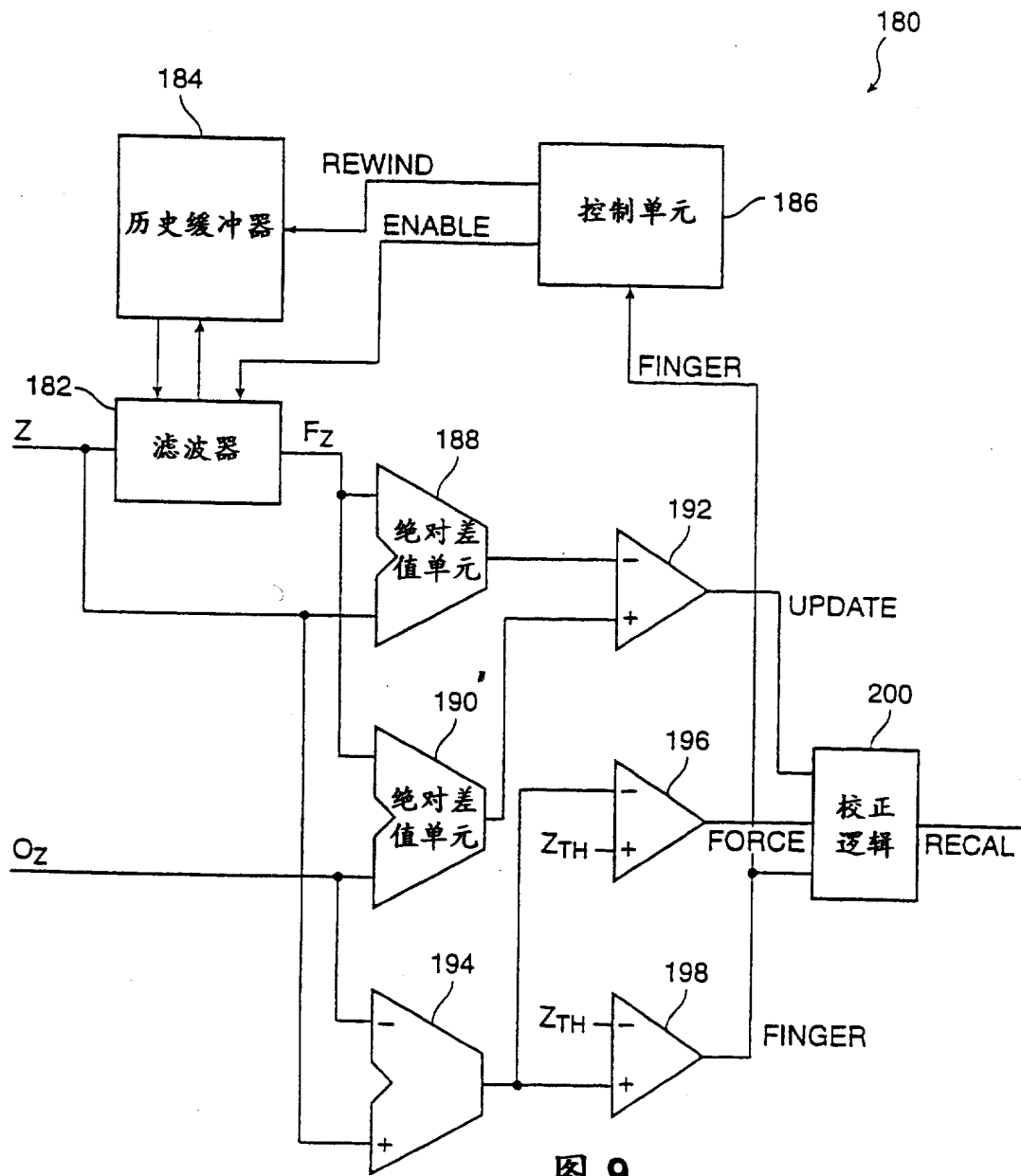


图 9



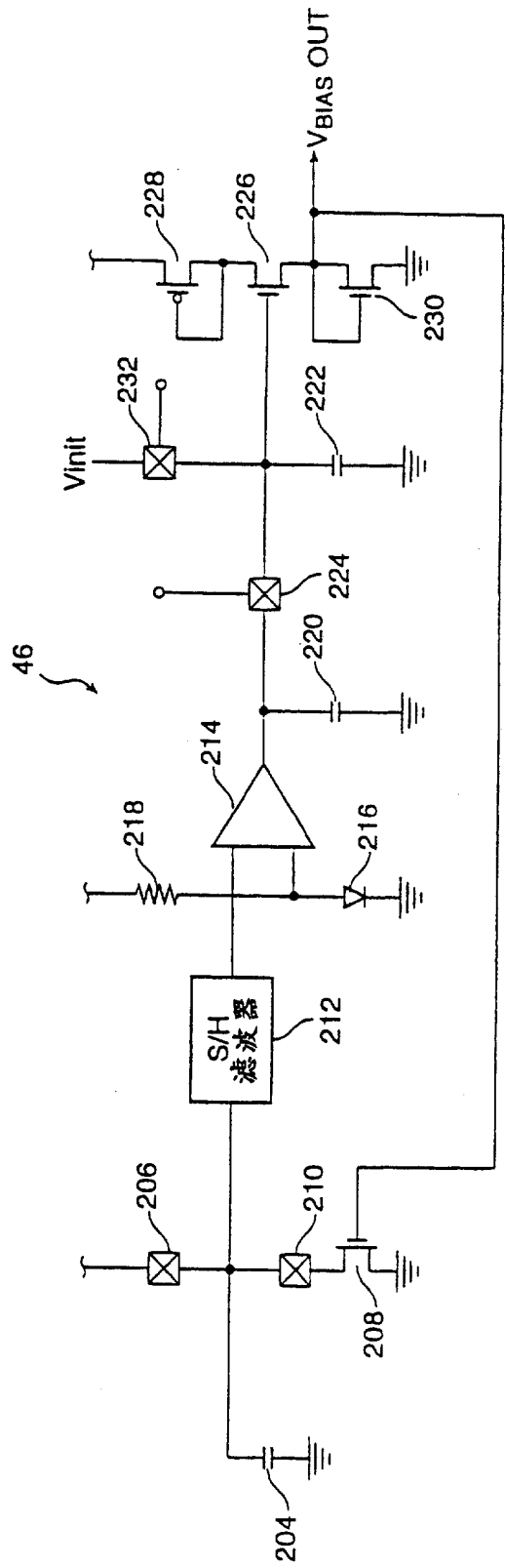


图 10

专利文献出版社出版  
ISBN 7-980008-04-9

