

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁶

H01Q 21/24

H01Q 21/26

[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 96199886.5

[43]公开日 1999年2月17日

[11]公开号 CN 1208505A

[22]申请日 96.12.11 [21]申请号 96199886.5

[30]优先权

[32]95.12.14 [33]US [31]08/572,529

[86]国际申请 PCT/US96/19702 96.12.11

[87]国际公布 WO97/22159 英 97.6.19

[85]进入国家阶段日期 98.8.4

[71]申请人 电磁科学公司

地址 美国佐治亚

[72]发明人 多纳德·L·朗泳

[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所
代理人 付建军

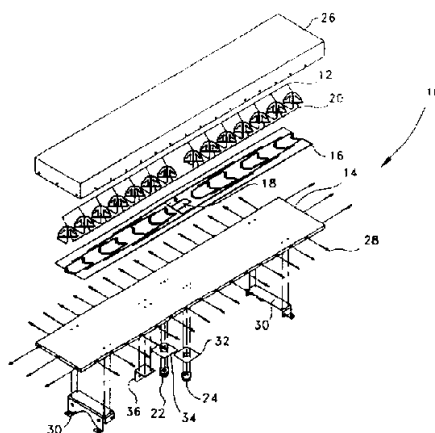
权利要求书 5 页 说明书 23 页 附图页数 18 页

[54]发明名称 带中心偏振控制的双偏振阵列天线

[57]摘要

同时具有双偏振态以及具有基本旋转对称性的辐射图形的辐射元件的一平面阵列天线(12)。一与每一双偏振态辐射器相连的分配网络(16),从和向每一辐射元件交换电磁信号。一地平面(14),通常与辐射元件平行放置并与它们在空间上有一预定距离。地平面的导电表面是用于在一宽的覆盖范围内形成辐射元件,由此使天线的方位角平面内的辐射图形与辐射元件的数目无关。

一个与分配网络(16)相连的中心偏振态控制(18)网络(PCN),能控制辐射元件经过分配网络分配的接收信号的偏振态。



(BJ)第 1456 号

权利要求书

1. 一用于发送和接收具有偏振态分集的电磁信号的天线系统，含：

多个双偏振态辐射器，其特征在于同时具有双偏振态以及具有基本旋转对称性的辐射图形；和

一分配网络，与每一个双偏振态辐射器相连，用于从和向每一双偏振态辐射器交换电磁信号。

2. 如权利要求 1 的天线系统，进一步含一个一般与双偏振态辐射器平行并与它在空间上有一预定距离的地平面。

3. 如权利要求 1 的天线系统，其中对在天线对称轴的共平面方向上 45 度范围内的任意方向的一固定线偏振电磁信号作出响应，所述双偏振态辐射器均有旋转对称的辐射图形。

4. 如权利要求 2 的天线系统，其中偏振态相互垂直，由此使该天线系统接收的任一电磁信号的交叉极化响应最小。

5. 如权利要求 2 的天线系统，其中双偏振态的电中心在天线系统内是重合的。

6. 如权利要求 2 的天线系统，其中地平面在该天线系统的横向平面内有足够的无线电尺寸以在一宽的覆盖范围内形成双偏振态辐射器，由此使在该天线系统的方位角平面（azimuth plane）内的辐射图形与双偏振态辐射器的任何数量无关。

7. 如权利要求 2 的天线系统，其中每一双偏振态辐射器含一个具有相互正交放置的第一偶极子元件和第二偶极子元件的正交偶极子对。

8. 如权利要求 7 的天线系统，其中双偏振态辐射器的偏振态能在天线系统的方位角平面内至少 45 度的宽覆盖范围（半功率束宽）内保持不变。

9. 如权利要求 7 的天线系统，其中双偏振态辐射器沿地平面放置以形成一个线性阵列，每一正交偶极子对沿地平面放置并位于天线系统的垂直平面内。

10. 如权利要求 7 的天线系统，还进一步含连于分配网络和至少一个天线口的一个中心偏振态控制网络，以控制双偏振态辐射器的偏振态。

11.如权利要求 10 的天线系统, 其中分配网络含一个与每一第一偶极子元件相连的第一功率分配器, 和一个与每一第二偶极子元件相连的第二功率分配器, 偏振态控制网络含一与第一功率分配器相连并具有一第一接收口和一第一发送口的第一双工器, 和一与第二功率分配器相连并具有一第二接收口和一第二发送口的第二双工器, 该第一接收口输出具有一向左倾斜偏振态的接收信号, 该第二接收口输出具有一向右倾斜偏振态的接收信号, 该第一和第二发送口与一功率合成器相连以接受具有垂直偏振态的一发送信号。

12.如权利要求 11 的天线系统, 还进一步含一与该第一接收口和第二接收口相连的 0 度/180 度混合耦合器, 用于接受具有向左倾斜偏振态的接收信号和具有向右倾斜偏振态的接收信号并输出具有垂直偏振态的接收信号, 以及用于接受具有向左倾斜偏振态的接收信号和具有向右倾斜偏振态的接收信号并输出具有水平偏振态的接收信号。

13.如权利要求 11 的天线系统, 还进一步含一与该第一接收口和第二接收口相连的 0 度/90 度混合耦合器, 用于接受具有向左倾斜偏振态的接收信号和具有向右倾斜偏振态的接收信号并输出具有左旋圆偏振态的接收信号, 以及用于接受具有向左倾斜偏振态的接收信号和具有向右倾斜偏振态的接收信号并输出具有右旋圆偏振态的接收信号。

14.如权利要求 7 的天线系统, 其中每一偶极子对的电平面相对于天线系统的垂直轴为 ± 45 度。

15.如权利要求 7 的天线系统, 其中正交偶极子对的偏振态是一向左倾斜的偏振态和一向右倾斜的偏振态。

16.如权利要求 7 的天线系统, 其中辐射图形含一在天线系统的倾角平面内的第一辐射图形和一在天线系统的方位角平面内的第二辐射图形, 该第一辐射图形由天线系统的几何结构决定, 第二辐射图形由双偏振态辐射器和地平面的特性决定。

17.如权利要求 7 的天线系统, 其中所述地平面含一其横向尺寸足够大并且能为垂直偏振态部件实现所需偏振态的固体导电表面, 和一非固体导电表面, 该非固体导电表面含有一个平行放置且空间上分开的、位于天线系统的水平平面内且对称地放置于固体导电表面的每一横向边缘的导电元

件阵列，该导电元件的横向尺寸足够地大以能对水平偏振态部件实现所需的偏振态。

18.如权利要求 17 的天线系统，其中所述固体导电表面的所述横向尺寸大致为所选中心频率的一个波长，非固体导电表面的每一导电元件的中心间隔大致是所选中心频率的 $1/3$ 到 $1/2$ 个波长。

19.如权利要求 7 的天线系统，其中所述地平面是一含一导电材料且基本上为平面的片。

20.如权利要求 7 的天线系统，其中所述地平面是一含一导电材料且基本上不为平面的片。

21.一用于发送和接收具有偏振态分集的电磁信号的天线系统，含：

多个双偏振态辐射器，其特征在于同时具有双偏振态以及具有基本旋转对称性的辐射图形；

一分配网络，与每一个双偏振态辐射器相连，用于从和向每一双偏振态辐射器交换电磁信号；

一地平面，与双偏振态辐射器在空间上有一预定距离；和

一偏振态控制网络，连于分配网络和至少一个天线口之间，以控制由分配网络分配的电磁信号的偏振态。

22.如权利要求 21 的天线系统，其中偏振态控制网络含一与第一功率分配器相连并具有一第一接收口和一第一发送口的第一双工器，和一与第二功率分配器相连并具有一第二接收口和一第二发送口的第二双工器，该第一接收口输出具有一向左倾斜偏振态的接收信号，该第二接收口输出具有一向右倾斜偏振态的接收信号，该第一和第二发送口与一功率合成器相连以接受具有垂直偏振态的一发送信号。

23.如权利要求 22 的天线系统，还进一步含一与该第一接收口和第二接收口相连的 0 度/ 180 度混合耦合器，（1）用于接受具有向左倾斜偏振态的接收信号和具有向右倾斜偏振态的接收信号并输出具有垂直偏振态的接收信号，（2）以及用于接受具有向左倾斜偏振态的接收信号和具有向右倾斜偏振态的接收信号并输出具有水平偏振态的接收信号。

24.如权利要求 22 的天线系统，还进一步含一与该第一接收口和第二接收口相连的 0 度/ 90 度混合耦合器，（1）用于接受具有向左倾斜偏

振态的接收信号和具有向右倾斜偏振态的接收信号并输出具有左旋圆偏振态的一接收信号，(2)以及用于接受具有向左倾斜偏振态的接收信号和具有向右倾斜偏振态的接收信号并输出具有右旋圆偏振态的一接收信号。

25.如权利要求21的天线系统，其中每一双偏振态辐射器含一个具有相互正交放置的第一偶极子元件和第二偶极子元件的正交偶极子对，正交偶极子对的偏振态能在天线系统的方位角平面内至少45度的宽覆盖范围(半功率束宽)内保持不变。

26.如权利要求25的天线系统，其中所述地平面含一其横向尺寸足够大并且能为垂直偏振态部件实现所需偏振态的固体导电表面，和一非固体导电表面，该非固体导电表面含有一个平行放置且空间上分开的、位于天线系统的水平平面内且对称地放置于固体导电表面的每一横向边缘的导电元件阵列。

27.如权利要求26的天线系统，其中所述地平面是一含一导电材料且基本上为平面的片。

28.如权利要求26的天线系统，其中所述地平面是一含一导电材料且基本上不为平面的片。

29.一用于发送和接收具有偏振态分集的电磁信号的天线系统，含：

多个双偏振态辐射器，其特征在于同时具有双偏振态以及具有基本旋转对称性的辐射图形；

一分配网络，与每一个双偏振态辐射器相连，用于从和向每一双偏振态辐射器交换电磁信号；

一地平面，与双偏振态辐射器在空间上有一预定距离；和

一偏振态控制网络，连于分配网络和至少一个天线口之间，以控制由分配网络分配的电磁信号的偏振态，

每一双偏振态辐射器含一个具有相互正交放置的第一偶极子元件和第二偶极子元件的正交偶极子对，正交偶极子对的偏振态能在天线系统的方位角平面内至少45度的宽覆盖范围(半功率束宽)内保持不变。

30.如权利要求29的天线系统，其中所述地平面含一其横向尺寸足够大并且能为垂直偏振态部件实现所需偏振态的固体导电表面，和一非固体导电表面，该非固体导电表面含有一个平行放置且空间上分开的、位于天

线系统的水平平面内且对称地放置于固体导电表面的每一横向边缘的导电元件阵列。

31.如权利要求 30 的天线系统，其中所述地平面是一含一导电材料且基本上为平面的片。

32.如权利要求 30 的天线系统，其中所述地平面是一含一导电材料且基本上不为平面的片。

说明书

带中心偏振控制的双偏振 阵列天线

本发明一般涉及用于电磁波信号通信的天线,特别涉及一种平面阵列天线,它有一双偏振态的波辐射器,并通过与足够大无线-电尺寸的地平面相校准来得到基本旋转对称辐射图形。

无线通信链路接收端的分集技术能改善信号性能而不产生额外的干扰。空间分集技术一般在本地地形的水平面中使用两个或多个空间上相互分离的接收天线。使用物理上的分离来改善通信系统性能的方法一般受限于两天线所接收的信号的互相关程度以及天线离本地地面的高度。当互相关系数为零时,分集技术能最佳地改善性能。

例如,在使用两个接收天线的空间分集系统中,对于天线高度为 100 英尺(30 米)的天线,接收天线间的物理间距典型地大于或等于 8 倍工作频率的标定波长。此外,对于天线高度为 150 英尺(50 米)的天线,天线间的物理间距典型地大于或等于 14 倍。对于上述间距,两分支空间分集系统的互相关系数设为 0.7。工作频率为 850MHZ 时,接收天线间 8 个波长的间隔因子能产生 $\pm 2\text{dB}$ 的功率差异,这对于分集技术的应用而言已足够改善信号接收的性能。对于工作在 850MHZ 的通信系统而言,接收天线间的物理间距大致为 9 英尺(3 米)。

对于波长较大的较低频率的应用来说,站点安装的问题已变得越来越不实际。例如,假定采用了相同的高度准则,为得到等效的分集特性,工作在 450MHZ 的系统所需的天线间距大略为 18 英尺。尽管频率较高时,因为分集性能所需的基线间距减少了,站点安装的问题将有所缓解,但是需要减小基站天线的物理存在,以在它的工作环境内改善天线的整体性能,并增加站点安装的经济性。

目前无线通信系统的天线典型地使用垂直线偏振作为发送基站和接收基站天线的参考或基本偏振特性。一天线在某一给定方向的偏振是由该天线发射的波的偏振。对于空间中某一固定点处的单一频率的场矢量,其

偏振态是描述场矢量末端轨迹的形状和方向的性质，以及该轨迹的切向方向。正交偏振是垂直于参考偏振的偏振。

对于接收天线而言，空间分集天线典型地具有相同的垂直特性的偏振态。当用于单偏振态天线时，空间分集不能恢复偏振特性不同于接收天线的信号。特别地，偏振态正交于接收天线偏振的信号功率不能有效地耦合到天线。因此，使用单一偏振天线的空间分集系统对于接收正交偏振信号仅有一定的有效性。空间分集的性能还受限于角度效应，当信号到达的角度不垂直于空间分隔的阵列的基线，从而物理上分开的天线间的视在基线距离减小时就出现这种情形。

偏振分集可以替代无线通信系统的基站中空间分集的使用，尤其是那些支持个人通信业务（PCS）或蜂窝移动无线-电话（CMR）的应用。偏振分集的潜在有效性的前提在于典型的线偏振的移动或便携通信单元的发送偏振态不总是与基站处的天线的垂直线偏振一致，或没有必要是线偏振态（如椭圆偏振态）。例如，消偏振，它是功率从参考偏振态到正交偏振态的转换，可以在移动用户与基站之间的传播路径中发生。多径传播总是在某种程度上伴随着信号的消偏振。

通过使用一同时具有双偏振态的天线，可以实现两分支的偏振分集。双偏振态可以允许基站天线的实现从物理上分开的天线减至具有双特征偏振态的单一天线。双偏振天线典型地使用于卫星与地面站之间的通信中。对于卫星通信应用，典型的卫星天线是具有一相对窄的视场的反射型天线，典型范围为15至20度之间，以此来覆盖一定的地球范围。卫星所用的双偏振态天线一般是多束天线，它含单独的供能元件阵列，以及对两正交线偏振态有不同的焦点的光栅反射光学元件或两正交的圆偏振态各有单独的反射光学元件。地面站的天线一般含一高增益的双偏振天线，它的相对较窄的“笔”束的半功率束宽（HPBW）为几度或更少。

通过采用具有排列于一平面阵列中的双偏振辐射元件，并在一宽的视场内有基本旋转对称的辐射图形的天线，本发明能提供偏振分集所具有的优点。与以前的双偏振态天线相比，对于HPBW在45至120度之间，本发明的天线基本保持了旋转对称性。在这对天线偏振态之间实现了很高的正交性，而与在天线视场内的视角（look angle）无关。天线的双偏振

态可以由位于中心的偏振态控制网络来决定，该偏振态控制网络与双偏振态辐射器的阵列相连接，并能接收所收信号的偏振态以及输出具有不同预定偏振态的信号。本发明的天线能实现紧凑结构以达到低的无线-电空间占有率，并可以容易地和相对便宜地制造。

本发明涉及一双偏振态平面阵列天线，它有一同时具有双偏振态的辐射元件并具有基本旋转对称辐射图形。一基本旋转对称辐射图形是一共偏振图形响应，在天线的视场内，对于任何 θ 值，它有“伪圆偏振对称性”以及主平面（E-及H-）图形的差异不超过约3.1dB。替代地，一基本旋转对称辐射图形可以被视为一共偏振图形响应，在天线的视场内，它有“伪圆偏振对称性”以及正交偏振态之比小于约-15dB。一典型地为一分布网络的束形成网络（BFN）与每一双偏振态辐射器相连，并与每一辐射元件之间相互交流电磁信号。

双偏振态平面阵列天线可以包含一地平面和一中心偏振态控制网络。此地平面一般平行于辐射元件并与它们之间有一预定距离。地平面一般在天线的横向平面上有足够的无线-电（radio-electric）范围，以在一宽的覆盖范围内映象辐射元件，由此使此天线的方位角平面（azimuth plane）内的辐射图形与辐射器的任意数量无关。与该分配网络相连的PCN能控制接收信号的偏振态，此信号经分配网络由辐射元件发送。

尤其要描述的是，本发明提供了一双偏振态平面阵列天线，它有一同时具有双偏振态的辐射元件并具有基本旋转对称辐射图形。此阵列辐射图形含一在此天线的倾角平面（elevation plane）内的第一辐射图形以及一在此天线的方位角平面内的第二辐射图形。第一辐射图形由天线系统的几何结构决定，而第二辐射图形由双偏振态辐射元件以及地平面的特性来决定。

每一双偏振辐射元件可以由一正交的电偶极子对来实现，即第一电偶极子元件与第二电偶极子元件相互垂直。每一正交的电偶极子对可以平行于地平面的导电平面并位于天线的垂直平面内以形成一线性阵列。此一正交的电偶极子对与地平面一起，可以对方向任意的一线性偏振电磁信号具有旋转对称辐射图形。

例如，一正交的电偶极子对的偏振态可以是向左倾斜的偏振态以及向

右倾斜的偏振态。这些偏振态是正交的，因此使天线接收到的任一电磁信号的正交极化的响应为最小。在天线的方位角平面内至少 45 度的宽覆盖范围内（半功率束宽）能保持偏振态。

BFN 含一分配网络，它有与每一个具有第一偏振态的第一辐射元件相连的第一功率分配器，以及与每一个具有第二偏振态的第二辐射元件相连的第二功率分配器。该对分配网络连接在辐射元件与 PCN 之间。

PCN 可以有一对双工器，即一第一双工器与一第二双工器，及一功率合成器。第一双工器与第一功率分配器相连，并具有一第一接收口和一第一发送口。第二双工器与第二功率分配器相连，并具有一第二接收口和一第二发送口。对辐射元件接收到的电磁信号作出响应，第一与第二接收口输出接收信号。与功率合成器相连的第一与第二发送口接收一发送信号。

PCN 也可以含一与双工器的第一与第二接收口相连的 0 度/180 度的“环形”形状的混合耦合器。例如，如果天线含一具有向左倾斜及向右倾斜偏振态的正交电偶极子对的阵列，此混合耦合器能从双工器的接收口接受接收信号，并能输出具有垂直线偏振态的一接收信号。此混合耦合器还能接受这些接收信号，并依次输出具有水平线偏振态的一接收信号。

替代地，PCN 也可以含一与双工器的第一与第二接收口相连的 0 度/90 度的正交形的混合耦合器。对天线含一具有向左倾斜及向右倾斜偏振态的正交电偶极子对的阵列，此混合耦合器能从双工器的接收口接受接收信号，并能输出具有左旋圆偏振态的一接收信号。此混合耦合器还能接受这些接收信号，并依次输出具有右旋圆偏振态的一接收信号。

如上述，选择偏振态对的灵活性仅由 PCN 中相对较少元件的变化决定。可以理解，在阵列元件数大于 2 的情形下，本发明的 PCN 所含的元件数比阵列元件的数目小得多。因此，对于一给定的设计，其天线的结构和详细的实施大部分相同，并且有通过改变少数一些元件来选择偏振态的灵活性。这个特点对于大批量生产是很重要的，因为根据通信系统的具体应用，分集成器的类型，以及环境类型（如农村，城镇，市区，室内等），偏振态分集可能需要不同的偏振态对。在发送偏振态不同于双接收偏振态时，PCN 也能使天线在发送和接收方式中工作于全双工方式。

地平面可以是一固体的导电平面，它的长短尺寸与阵列的尺寸相对应。替代地，地平面可以含一固体的导电平面和一非固体的导电平面。固体的导电平面的横向范围尺寸应足够的大以允许一垂直偏振态元件实现所需的偏振态。与此相比，非固体的导电平面含一对平行的空间上相互分离的导电元件，并在天线的水平平面内准直的且对称地沿固体导电平面的每一横向延伸放置。固体导电平面的横向延伸的尺寸大致是所选中心频率的一个波长，每一栅元件的空间距离（中心对中心）大致是所选中心频率的 $1/3$ 或 $1/2$ 个波长。

地平面也可以是一含导电材料的大致为一平面的片。替代地，地平面也可以设计成为一基本不平行的，连续弯曲的导电材料片或分段弯曲的导电材料片。

因为本发明中的天线的两偏振态的电中心优选为重合，此天线一般不能称为空间分离的应用。然而，此电中心的重合在横向方向上仅占最小的空间，并符合本发明的均衡耦合到每一偏振态的信号间的时间延迟的需要。本发明提供的天线偏振态分集的明显的优点是减少了天线的尺寸及天线安装的复杂性。

回顾前面所述的，本发明的一个目的是提供一个天线，它的辐射元件的特点是具有同时双偏振态并具有基本旋转对称辐射图形。

本发明的另一个目的是提供一个采用排列成一个平面阵列结构的正交电偶极子对类型的辐射元件，其中电偶极子对的方向相对于平行于天线的轴而言为 ± 45 度。

本发明的另一个目的是提供一个电偶极子对类型的辐射元件阵列以及无线-电地平面的组合，以产生旋转对称的，或近似旋转对称的辐射图形。

通过参考附图以及阅读所附权利要求书，可以从下述的详细说明更好地理解本发明。

图1是本发明优选实施方式的基本部件的框图。

图2是本发明优选实施方式结构的立体图的说明。

图3是本发明优选实施方式的正视图。

图4是本发明优选实施方式的顶视图。

图 5 是本发明优选实施方式所提供的天线的典型安装结构的说明。

图 6A, 6B 和 6C, 一起称为图 6, 是本发明优选实施方式的一个辐射元件的一介质衬底的可选择的外貌以及侧视图。

图 7A, 7B, 7C 和 7D, 一起称为图 7, 是本发明优选实施方式的一个辐射元件的透视图以及侧视图。

图 8 是本发明优选实施方式的一个辐射元件的尺寸。

图 9A, 9B, 9C 和 9D, 一起称为图 9, 是本发明优选实施方式的一个辐射元件以及一个安装板的组合的侧视图, 顶视图以及透视图。

图 10 是本发明优选实施方式的一偏振态控制网络的框图。

图 11 是本发明一个替代实施方式的一偏振态控制网络的框图。

图 12 是本发明一个替代实施方式的一偏振态控制网络的框图。

图 13 是本发明一个替代实施方式的一偏振态控制网络的框图。

图 14 是本发明一个替代实施方式的一偏振态控制网络的框图。

图 15 是本发明一个替代实施方式的无线-电地平面的示意图。

图 16 是本发明一个替代实施方式的无线-电地平面的示意图。

图 17 是本发明一个替代实施方式的无线-电地平面的示意图。

图 18 是本发明一个替代实施方式的无线-电地平面的示意图。

本发明的天线用于无线通信的应用, 如个人通信服务 (PCS) 和蜂窝移动无线-电话 (CMR) 服务。该天线使用偏振态分集技术减轻由复杂传输环境引起的有害衰弱效果和中断。此天线含一双偏振态辐射元件阵列以及具有一用于阵列激发的功率分配网络的束形成网络 (BFN)。与辐射元件一起, 用作无线-电地平面的导电表面能在一宽的天线覆盖范围内产生基本旋转对称图形。经过该分配网络中心连接与该阵列的一偏振态控制网络 (PCN) 提供了一个控制偏振态的机制。

那些本专业的技术人员可以很容易的看出, 差的天线偏振态特性可以限制可用的通信系统的功率传输。在讨论本发明所提供的天线实施方式之前, 回顾具有双偏振态特性的一个天线的突出特点是非常有用的。

一般, 一个天线的远场在标准的球坐标系中的付立叶展开式为:

$$E_{\theta} = \sum_m [A_m(\Theta) \sin(\Phi) + B_m(\Theta) \cos(\Phi)]$$

$$E_{\Phi} = \sum_m [C_m(\Theta) \sin(\Phi) + D_m(\Theta) \cos(\Phi)]$$

其中 E_{Θ} 和 E_{Φ} 为电场在标准球坐标系中 Θ 、 Φ 方向上的分量。单位矢量 \underline{u}_x , \underline{u}_y , \underline{u}_z 是与具有相同原点的对应直角坐标系中 x, y, z 轴一致。

一般, 系数为复数以包括所有偏振态以及方位角相位分布的情形。由于这里的目的, 忽略了对两个场分量共同的群相位与扩展因子。如果束具有“伪圆对称性”, 则场可以由一单一的扩展项 ($m=1$) 精确地表示。对于对称轴上 \underline{u}_y 方向的电场 (E 场), ‘伪圆偏振对称’场可以表示为:

$$\underline{E}_1(\Theta, \Phi) = f_1(\Theta) \sin(\Phi) \underline{u}_{\Theta} + f_2(\Theta) \cos(\Phi) \underline{u}_{\Phi}$$

其中 $f_1(\Theta)$ 与 $f_2(\Theta)$ 是主轴平面归一化场图的截线(cuts), 其变化由一阶余弦和正弦谐波描述。单位矢量 \underline{u}_{Θ} 与 \underline{u}_{Φ} 分别为 Θ , Φ 方向。上面的公式假定采用一标准的球坐标系, 其中电场平面 (E 平面) 为 $\Phi = 90^\circ$, 磁场平面 (H 平面) 为 $\Phi = 0^\circ$ 。对称轴上 \underline{u}_x 方向的电场 (E 场) 可以表示为:

$$\underline{E}_2(\Theta, \Phi) = f_3(\Theta) \cos(\Phi) \underline{u}_{\Theta} - f_4(\Theta) \sin(\Phi) \underline{u}_{\Phi}$$

两偏振分量满足正交性的条件为:

$$\underline{E}_1(\Theta, \Phi) \bullet \underline{E}_2^*(\Theta, \Phi) = 0$$

其中 \bullet 表示内积, 而 $*$ 表示复数共轭。从中可以得出下式:

$$[f_1(\Theta) f_3^*(\Theta) - f_2(\Theta) f_4^*(\Theta)] \frac{1}{2} \sin(2\Phi) = 0$$

因此, 如果下式成立, 则正交性可以成立而与视角无关:

$$f_1(\Theta) f_3^*(\Theta) - f_2(\Theta) f_4^*(\Theta) = 0$$

$\Theta = 0^\circ$ 时, 归一化场分量为 1, 其满足正交性条件。偏离对称轴时, 满足正交性条件的两基本偏振态的主轴平面辐射图形将有一些单独的条件。一般, 在每一 Θ 值处, 两基本偏振态的 E 平面图形的乘积应与 H 平面图形的乘积相等。如果假定图形具有等相位分布, 则问题可以进一步简化, 满足正交性的唯一条件是图形必须是圆周对称。当图形的对称性降低时, 正交的程度也会偏离理想情形。

场方程中 $\Phi - \Phi_0 \rightarrow \Phi$ 的替代完成了天线对称轴上偏振态从与直角坐标系中 $x-y$ 轴一致到与 $\Phi = \pm\Phi_0$ 相一致的轴的转变。当朝 + z 方向观察时, 定义向左倾斜 (SL) 为天线对称轴上旋转的 \underline{u}_y 方向的 E 场, 向右倾

斜 (SR) 为天线对称轴上旋转的 \underline{u}_x 方向的 E 场, 则场可以表示为:

$$\underline{E}_{SL}(\Theta, \Phi) = \frac{1}{2} f_1(\Theta)[\sin(\Phi) - \cos(\Phi)]\underline{u}_\Theta + \frac{1}{2} f_2(\Theta)[\sin(\Phi) + \cos(\Phi)]\underline{u}_\Phi$$

$$\underline{E}_{SR}(\Theta, \Phi) = \frac{1}{2} f_3(\Theta)[\sin(\Phi) + \cos(\Phi)]\underline{u}_\Theta - \frac{1}{2} f_4(\Theta)[\sin(\Phi) - \cos(\Phi)]\underline{u}_\Phi$$

此处“正交偏振态”的定义采用了 A.C.Ludwig 的定义 3, “正交偏振态的定义”, IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-21, pp.116-119, January 1973。定义 3 描述了已知的惠更斯源的理论基本辐射子的等场强线。惠更斯源是一等强度并且正交的电偶极子与一个磁偶极子的组合。惠更斯源在所有电偶极子与磁偶极子的混合物中是唯一的, 其中当它绕它地对称轴 (\underline{u}_z) 旋转 90 度时, 所产生场 (从所有视角) 完全与非旋转源所产生的场正交。因此, 如果两个惠更斯源 (在一个标准的球坐标系中的 Φ 方向上相互差确实为 90 度) 被选作一个双偏振态天线的两个辐射元件, 它们将产生一对总是正交的基本偏振态 (与视角无关)。因此, 当以一定的幅度和相位权重来激发这两个正交的辐射器时, 它们所产生的偏振态相对于合成的对称轴上的偏振态而言仅在倾角方向上变化, 并与合成的对称轴上的偏振态有关。

惠更斯源的特点是偏振态分集应用中有关正交辐射器所需特点之一。当然, 如果倾角也不变化就更好; 然而由于建立偏振态定义的困难, 定义不变的倾角是多少是很困难的。因为对单个用户而言, 通信链路仅与一单一的偏振态有关, 与提供最优的偏振态覆盖性能有关的基本问题是偏振态的正交性。除了优化天线偏振态性能的条件以外, 还附带了一些所需的图形特点。

为了描述本发明的优选实施方式的主要特点, 辐射元件阵列沿标准直角坐标系中的 y 轴, 并位于 x - y 平面。该阵列的倾角平面定义为穿过束峰值的平面并沿 y 轴。方位角平面垂直于倾角平面, 主平面图形的截线通过束峰值。

如果阵列中元件间的相互耦合足够地低, 则偏振态优化所需的图形要求可以单独应用于一个辐射元件。一个惠更斯源阵列所产生的场的偏振态与一单个惠更斯源所产生的场的偏振态相同。因为它是一个各向同性辐射器阵列的图形, 阵列因子没有偏振态性质。这一点在本发明中是很重要

的，因为倾角平面内的辐射图形强度基本上可以由阵列的几何结构控制，而辐射波的偏振态就象方位角平面中的图形特点一样完全可以通过选择阵列元件来实现。

对于一线性阵列，元件偏振态的优选方向是相对于阵列（y 轴）倾斜（ $\pm 45^\circ$ ），以在阵列元件之间存在相互耦合的情形下也能在元件图形对称性上得到最佳的平衡。当元件位于地平面的中心时，一个方向沿阵列的长轴与短轴的有限无线 - 电地平面的边界条件与两个正交偏振态元件的相同。

使用定义 3，天线对称轴上 \underline{u}_y 方向的 E 场的参考（共平面）以及正交偏振场的单位矢量的定义为：

$$\underline{e}_{ref}(\Theta, \Phi) = \sin(\Phi)\underline{u}_\Theta + \cos(\Phi)\underline{u}_\Phi$$

$$\underline{e}_{cross}(\Theta, \Phi) = \cos(\Phi)\underline{u}_\Theta - \sin(\Phi)\underline{u}_\Phi$$

天线对称轴上 \underline{u}_x 方向的 E 场的参考（共平面）以及正交偏振场的单位矢量的定义为：

$$\underline{e}_{ref}(\Theta, \Phi) = \cos(\Phi)\underline{u}_\Theta - \sin(\Phi)\underline{u}_\Phi$$

$$\underline{e}_{cross}(\Theta, \Phi) = \sin(\Phi)\underline{u}_\Theta + \cos(\Phi)\underline{u}_\Phi$$

对于 SL 与 SR 偏振态，通过替代旋转 45° 的 Φ ，并采用与刚才相同的方式可以得到其参考与正交偏振态的单位矢量定义。

通过讨论具有双倾斜元件特点的偏振态的阵列在 $\Phi=0^\circ$ 的方位角平面内的图形特征说明了本发明提供的天线的一些特点。首先，电场分布可以以参考和正交偏振态分量的形式写出：

$$\underline{E}_{SL}(\Theta, \Phi = 0) = \frac{1}{2} [f_1(\Theta) + f_2(\Theta)]\underline{u}_{ref} + \frac{1}{2} [f_2(\Theta) - f_1(\Theta)]\underline{u}_{cross}$$

$$\underline{E}_{SR}(\Theta, \Phi = 0) = \frac{1}{2} [f_3(\Theta) + f_4(\Theta)]\underline{u}_{ref} + \frac{1}{2} [f_4(\Theta) - f_3(\Theta)]\underline{u}_{cross}$$

正交偏振态图形组成了辐射元件的主（E - 与 H - 平面）图形差异的一半。零正交偏振态隐含了共平面图形完全旋转对称的条件。零正交偏振态相应于双偏振态源的正交性。

另外，倾斜偏振场与天线对称轴上 \underline{u}_y 方向的 E 场的参考偏振态的内积产生了为辐射元件归一化共平面 H - 平面图形一半的乘积因子的图形。倾斜偏振场与天线对称轴上 \underline{u}_x 方向的 E 场的参考偏振态的内积产生了为

辐射元件归一化共平面 E - 平面图形一半的乘积因子的图形。除仅当辐射元件图形为完全旋转对称时所有的一半的常数因子以外，方位角平面内的覆盖范围相同。除常数因子以外，具有相同图形分布的特点是使用偏振态分集技术的一通信系统中所用天线的一个重要特征。否则，当准直偏离达到 45° 时，一个线偏振信号到该线偏振天线的偏振态耦合的幅度差异将大于理想的偏振态失配，从而导致非最优的偏振态分集性能。当存在偏振态正交性时，此偏振态耦合强度的变弱，即相对于理想情形而言耦合变小，源于正交的程度。

一个旋转对称辐射图形的另一个特点是，当采用不同的权重将与双偏振元件特征的偏振态相应的两个束组合在一起形成不同于自然元件偏振态的偏振态对时，阵列的方位角图形特征将保持不变。这个能力是本发明的一个很有意思的应用领域。尽管用来说明主要偏振态特征的例子是线偏振情形，它对于其它偏振态对也成立。可以理解双圆偏振态（右旋与左旋）也可以用于采用偏振态分集的无线通信系统。

现在转至附图，其中相同标号表示相同的元件，图 1 是说明本发明优选实施方式的主要元件的框图。参考图 1，其中一天线 10 使用与传统无线通信系统相关的高频率谱交换电磁信号。该天线 10 可以为辐射器元件 12，即熟知的波产生器或辐射器，的平面阵列，其中从正面观察天线位置时，该阵列方向平行于天线的垂直平面。对于优选线性阵列的实施方式，当不采用俯视图（机械的或电的），阵列因子主要形成了倾角平面内的覆盖，其方位角平面内的覆盖主要受元件图形特征的影响。一般，这种线性阵列可以被归类为一扇形束天线，它产生的主瓣的横切剖面的长短尺寸的比例大。

能够发送和接收电磁信号的天线 10 包含辐射元件 12，一个地平面 14，一个束形成网络（BFN）16，以及一个偏振态控制网络（PCN）18。该辐射元件 12 为一波产生器，包含具有双偏振态的元件 12a 与 12b，优选排列为一线性阵列并在地平面 14 的导电表面之上且离它有一预定距离。辐射元件 12 与地平面 14 串联工作以给天线 10 提供所需的图形特征。天线 10 的辐射图形具有基本旋转对称性，为了说明的方便，旋转对称性被定义为具有“伪圆对称性”并在天线的所有视场内对于任意 θ 值

处，主平面（E - 与 H - 平面）图形间的差异不超过大略 3. 1dB 的共偏振态图形响应。替代地，高旋转对称辐射图形可以被定义为一个具有“伪圆对称性”并在天线的所有视场内正交偏振态之间的比例小于大略-15dB 的共偏振态图形响应。对于天线 10 的优选实施方式，一个双偏振态辐射元件的线性阵列在很宽的视场内，典型地半功率束宽（HPBW）的范围为 45 到 120 度内，具有旋转对称辐射图形。

用作一分配网络的 BFN16 与辐射元件 12a 与 12b 相连，以从辐射元件传送接收信号，并向辐射元件发送信号。与 BFN16 相连的 PCN18 能控制 BFN16 分配的接收信号的偏振态。因为辐射元件 12 具有双偏振态，PCN18 能接收任一偏振态的接收信号，并在第一输出口 22 输出具有一偏振态 P1 的电磁信号，在第二输出口 24 输出具有一偏振态 P2 的电磁信号。

由于天线 10 一般用于 PCS 和 CMR 应用，这方面的技术人员应很容易地看出，辐射元件 12 的最佳特征一般为高效率，宽辐射图形，高的偏振态纯度，和足够的工作带宽。此外，如果辐射元件 12 的重量轻，费用低，能直接与 BFN16 进行接口，并能与天线的封装集成，就更加理想。偶极子天线满足所有这些电性能的要求，印刷电路的实施方式满足物理要求。与下面将要参考图 6 详细描述的一样，每一辐射器 12a 与 12b 的优选实施方式为一具有向左倾斜（SL）与向右倾斜（SR）的偏振态的偶极子类型天线。

图 2 是使天线的优选结构很醒目的天线 10 的主要部件的立体图。图 3 与 4 分别为天线 10 的正视图和顶视图。参考图 2 - 4，每一辐射元件优选地含两个偶极子天线，每一个有一对偶极子臂和一偶极子基点，它们被放在一起以形成一个正交偶极子对。正交偶极子对的电中心重合，由此使由供给这些偶极子天线所引起的任何相位延迟变为最小。每一正交偶极子对位于地平面 14 提供的无线 - 电接地平面的前导电表面的上方。特别地，正交偶极子对安装于容性板 20 的导电表面上，而该容性板又依次安装于地平面 14。这样安排正交偶极子对的方向是为了使偶极子的馈源位于偶极子的基点，偶极子臂的基点代表偶极子上任一点对地平面间隔的最大距离。偶极子臂向下朝地平面 14 以一反“V”形状扫描。可以对偶极

子臂在地平面 14 表面之上的高度和偶极子臂的角度进行优化，以在地平面 14 之上的向前方向上得到很高旋转对称辐射图形特征。下面参考图 8 详细描述具有 90 度半功率方位角束宽的一天线设计偶极子天线的优选尺寸和它的馈给线。

BFN16 由地平面 14 的前导电表面支撑，并向辐射元件 12 的偶极子天线和从它分发电磁信号。BFN16 使用一对分配网络以用于双偏振态阵列的结构，其中每一个用于一偏振态。BFN 优选为微带线设计，并在每一辐射元件 12 与 PCN18 之间提供合适的阻抗匹配。此外，BFN16 优选地包含一功率分配器以向每一辐射元件 12 分发信号。

PCN18 由地平面 14 的前导电表面支撑，并位于天线整体的中心，且连于分配网络 BFN16 与一对天线口 22 与 24 之间，每一个天线口能与一馈给电缆线相连。PCN18 经 BFN16 向和从辐射元件 12 分发电磁信号，并为这些信号提供一个复数权重（幅度与相位）。在优选实施方式中，PCN18 设计成为一个至少有四个与传输线相连的外接接口的偏振态控制机制。四个外接接口中的两个与分配网络 BFN16 相连，剩下的两个外接接口与天线口 22 与 24 相连，而这两个天线口又依次与馈给电缆线相连以连接源与天线。

尽管优选将 PCN18 安装于天线模块内，可以理解 PCN18 也可以安装于天线底座之外。如果 PCN18 没有安装于天线 10 模块内，分配网络 BFN16 可以在辐射元件 12 与连接于天线口 22 与 24 之间的每一馈给电缆线提供合适的阻抗匹配。在该实施方式中，每一天线口 22 与 24 相应于两个偏振态之一，由此抑制了沿此传输线的信号反射。可以理解能根据天线的特殊应用而将 PCN18 安装于天线 10 模块内或安装于天线底座之外。例如，PCN18 可以安装于基座的安放点，而辐射元件 12，地平面 14，与 BFN16 的组合可以安装于天线处的天线模块内。

地平面 14 的导电表面用作整个天线模块，以及形成偶极子元件的无线-电地平面的一个结构组件。地平面优选的实施方式为一个固体的，基本上很平的导电材料片。天线阵列的横向平面的无线-电尺寸（宽度）大致为 $5/3$ 波长，以在宽的视场内（典型地大于 60 度）形成辐射器元件，而不会使导电地平面 14 的有限边界条件明显地影响辐射特性。当地平面 14

的无线-电尺寸满足上述条件时，辐射元件 12 的方向可以被旋转并与阵列的主轴一致，而不会严重地降低天线辐射图形的旋转对称性。但是，优选的和最佳的方向是自然的对称轴偏振态相对于阵列的主平面为 45° 。

经验推导的数据证实，尽管较大的横向尺寸一般能引起后向辐射图形功率的减少，但是不会对改善旋转对称性有很重要的作用。对于一些应用，在后向方向上的低功率的辐射图形，称作后瓣区 (backlobe) 是想要的，但是后瓣区减少的程度需要与尺寸，重量，费用，以及宽负载特性的增加进行折衷。

对具有较小横向尺寸的无线-电地平面进行的测量表明当横向尺寸大致为 1.5 个波长时能导致不希望的图形束宽的发散。并且具有更小横向尺寸的地平面能使方位角束宽对阵列元件的数目更敏感。这个不利点还会伴随有对所需旋转对称辐射图形的偏离。

测量还说明，对于与阵列平面平行的方向垂直的辐射器，地平面 14 在阵列横向平面内的无线-电尺寸可以制成比上述准则小得多，而不会使方位角束宽在较小值的一个较宽的范围内对尺寸非常敏感。但是，水平偏振的部件 (物理的或经 PCN 合成的) 却没有这种独立性。因为这个应用中需要双偏振态，而且优选地具有重合的电中心，两个偏振态需要采用相同的尺寸准则，其中水平偏振部件的条件是一个决定性的因素。

一个保护性的天线罩 26 包含一个热塑塑料材料，可以包容辐射元件 12 阵列，BFN16，PCN18，每一容性板 20，以及地平面 14 的前导电表面的组合。天线罩 26 被用螺丝 28 连接于地平面 14 的边缘，并围绕着地平面 14 的前导电表面及其上面所安装的元件。在地平面 14 与天线罩 26 所形成的密闭外壳内的天线的密封可以保护天线元件不受环境的影响，如直接的太阳照射，直接的水，污染物，垃圾以及湿度。天线罩 26 所含的热塑塑料材料优选为 Kleerdex Company of Aiken, South Carolina 公司的产品，其商标为“KYDEX”，如“KYDEX100”丙烯酸 PVC 合金片。

天线可以经一对与地平面 14 的后导电表面相连的固定架 30 安装于一安装柱上。一个 U 形钉 (未示出) 可以和固定架 30 一起将天线模块固定于一安装柱上。尽管天线 10 的优选安装结构是经过一个安装柱，可以理

解能采用许多其它传统的安装方法来支撑天线 10，包括塔架支撑，组合支撑或其它独立的元件。天线 10 的一个典型安装示于图 5，下面将详细描述图 5。

天线口 22 与 24 优选地设计为与同轴电缆兼容的插座，如 N 型插座，并经容性板 32 与 34 与地平面 14 的后表面相连。每一容性板 32 与 34 包含一导电片和一与导电片相邻的大小大致与导电片相同的介质层。安装天线模块时，导电片的安装位置邻近每一口 22 与 24 的与同轴电缆兼容的插座，而介质层夹在地平面 14 与导电片之间以形成三明治结构。在此方式中，天线口 22 和 24 与地平面 14 之间的电流路径的无线 - 电连接为一“容性耦合”。导电片的面积足够地大以在工作频率范围内实现低阻抗。介质层通过避免天线口 22 和 24 与地平面 14 之间直接进行金属 - 金属连接来用作直流电流 (DC) 阻挡层。这种用来减少无源交叉调制效应的容性耦合在同一受让人所拥有的 1995 年 2 月 27 日申请的美国专利申请序列号 NO. 08/396,158 的说明中已详细说明，这里用作参考。

图 2 - 4 所示的天线主要用来支持 1850 - 1990MHz 的个人通信服务 (PCS) 频率范围内的通信业务。但是，本领域技术人员可以看出，可以改变天线的尺寸来支持优选工作在大致 805 - 896MHz 频率范围内的典型蜂窝电话通信应用。类似地，可以改变天线的尺寸来支持欧洲的通信业务，包括频率范围为 870 - 960MHz 的全球移动通信系统 (GSM) 或频率范围为 1710 - 1880MHz 的欧洲 PCS。这些频率范围代表了天线工作频率范围的例子，但是可以扩展到低于或高于这些与 PCS 应用有关的频率范围。

重要的是，图 1 - 4 所示的天线 10 是具有双偏振态的一辐射元件平面阵列，并有在一宽的视场内具有基本旋转对称性的辐射图形。例如，例示的天线设计在天线的方位角平面内有一 90 度的 HPBW，这是通过双偏振态辐射元件与地平面的组合而实现的。与此相比，倾角平面内的半功率束宽是通过天线阵列尺寸，即平面阵列内辐射元件的数目和元件间距离，预先实现的。尽管图 1 - 4 所示的天线有 90 度 HPBW，其它的实施方式的 HPBW 束宽可以从 45 度到 120 度。重要的是，在至少 45 度的 HPBW 内，天线 10 的有关实施方式应有很高旋转对称性的辐射图形。

图 5 是用于一 PCS 系统的一天线系统的天线 10 的典型安装说明。图 5 所强调的是，在方位角覆盖范围被分为 K 个独立小区的扇形小区结构中，天线 10 非常有用。在该代表性的例子中，有三个天线，天线 10a，10b 和 10c 的三扇区 ($K=3$) 的点位于基站的中心，每一个天线在方位角平面有 120 度 (弧度) 的覆盖范围，其有效覆盖半径由天线的增益，高度，以及束的俯角决定。天线 10a，10b 和 10c 经固定于每一天线的后表面的顶端和底端安装固定架 42 安装于一安装柱 40。尽管图 5 的天线 10 使用了一个安装柱，可以理解安装的硬件可以将天线模块平贴于组合支撑架的侧面，以及将模块安装到一柱或一塔架支撑的圆柱结构。

图 5 的例子说明了站点从空间分集变换到偏振分集技术时，一般所要求的物理上将天线分隔开来的大的天线结构被替代了。采用优选天线的偏振分集特征，可以用安装硬件将三个天线模块安装到一单个安装柱上，以实现三扇区的覆盖范围。它将使天线模块在地面的覆盖区变小，这是非常有利的，它对视觉环境的影响将比目前的空间分集技术系统小。

图 6 包含图 6A,6B, 6C, 分别说明了支撑一辐射元件的优选实施方式的前视图，侧视图和后视图。首先参考图 6C，每一辐射元件 12 的一偶极子天线 52 形成于一介质板 50 的一侧，并被金属化以形成一对偶极子臂 54 和偶极子体 56 的必要的导电条。偶极子天线 52 是被光刻 (也称作光掩模) 于介质板 50 的介质衬底上。选择形成偶极子臂 54 的导电条的宽度以给辐射元件提供足够的工作阻抗带宽。偶极子臂 54 占据的相同表面上有偶极子体 56，偶极子体 56 包含了一对平行的将偶极子臂 54 与容性板 20 (图 2) 电连接的导电条。将在后面参考图 9 详细地描述的容性板 20 用作一机械支撑并在正交的偶极子对与地平面 14 的导电表面之间形成无线-电连接。在介质板的背面形成一馈给线 58 (图 6A) 的正交位置的这些导电条的长度大致为所选频带中心波长的四分之一，并用作一平衡-不平衡变换器。这些导电条的宽度增加并接近偶极子元件的基座以给在介质板的背面的微带馈给线 58 (图 6A) 提供一较好的无线-电地平面。

如图 6A 所示，在偶极子天线 52 的背面，有一微带线形式的将能量耦合到偶极子臂 54 (图 6C) 的馈给线 58。同前面一样，这个微带馈给线

58 被光刻在介质板 50 的表面上。此馈给线 58 的终端为开路，从交叉位置算起，馈给线 58 的开路端长度大致为工作频带中心波长的四分之一。馈给线 58 的优选实施方式是从偶极子天线 52（图 6C）的基座到交叉点附近的区域的阻抗为 50 欧姆。

如图 6B 的侧视图所示，介质板 50 是一相对很薄的介质材料片，可以用作无线 - 电电路的许多种低损耗介质材料。优选实施方式的材料为 MC - 5，它的正切损耗低，相对介电常数为 3.26，相对不吸湿，价格也相对低。MC - 5 由 GlasteelIndustrialLaminates, 位于 Collierville, Tennessee 的 Alpha 公司的分部制造。较低价格的替代品如 FR - 4（一环环氧树脂玻璃混合物）是吸湿的，当用于室外环境时一般必须进行密封以充分地防止水吸收。水吸收将降低材料的损耗性能。较高价格的基于聚四氟乙烯（特氟隆 Teflon）的材料也能用作替代品，但是没有很明显的优势。

尽管每一辐射元件 12 的优选实施方式为印刷偶极子天线形式，可以理解能采用其它偶极子天线实施方式来构造天线 10。其它传统的偶极子天线实施方式也可以用来构造天线 10。此外，也可以理解辐射元件 12 能不采用偶极子天线来实现天线的功能。

图 7A，7B，7C 与 7D，加起来称作图 7，说明了正交偶极子对的不同视图。首先参看图 7A 与 7B，每一介质板 50 的没有镀成金属介质板中心部分有一槽 60，它将偶极子体 56 的平行带分开。一对介质板 50 中的一组交叉槽 60 实现了物理上相互正交的方向相互垂直的偶极子天线对 52。如图 7C 与 7D 所示，微带馈给线 58 以一种上下结构轮流地处于交叉区域以防止两个馈给线相互接触。除了在馈给线 58 的交叉区域附近的细节有所不同外，这对方向正交的偶极子天线对 52 的特征大致相同。偶极子体 56 的宽度不同是为了对辐射元件基座上的参考位置形成等效的相同阻抗匹配。

现在参考图 8，图 8 是用于 PCS 频率范围的偶极子天线结构的优选尺寸，其中每一辐射元件 12 含有具有向下扫的设计以形成一反“V”形状的偶极子臂 54。安装时，偶极子臂离地平面 14 的高度大致是.26 波长。偶极子臂 54 的角度大致为 30 度。这对偶极子臂 54 的整体范围大致

是二分之一波长，其宽度大致为。38 波长。偶极子臂 54 较低边的顶点的高度和体 56 的高度是。19 波长。偶极子臂 54 的重心接近偶极子天线 52 的顶点，它的高度大致为。22 波长。可以理解，偶极子臂 54 的宽度是从频带范围的角度来预定的。例如，一窄的偶极子臂的工作阻抗频带较小。此外，可以理解，偶极子臂 54 的较低边和体 56 的顶点的几何结构的细节除了影响阻抗特性以外不会明显地影响天线性能。

图 9A, B, C 与 D, 加起来称作图 9, 说明了将正交的辐射元件对安装到无线-电地平面上的优选结构的不同视图。参考图 9, 每一偶极子 52 与地平面 14 之间电流路径的无线-电连接是通过一容性耦合连接形成的。特别地, 一容性板 20 将一正交偶极子对中的每一偶极子 52 与地平面 14 的导电表面连接。可以将此容性板套在一起以使生产更容易。容性板 20 有一导电板 70 与一介质层 72。导电板 70 的导电表面面积足够地大以在工作频带内提供一低阻抗路径。这薄介质层 72 有两个功能: 阻隔直流电流 (DC), 和可以两边粘接以机械上限制正交偶极子对模块在地平面 14 上的位置。容性板 20 避免采用在高无线-电功率如几百瓦工作时能产生无源交叉频率调制的金属-金属结点的直接连接。

导电板 70 优选为一锡板铜片结构, 以能形成机械支撑正交辐射器对并具有能焊接将容性板与偶极子体的微带相连的导电微带的电连接的所需形状。对设计用于 PCS 应用的优选实施方式, 导电板 70 的大致厚度是 0.010-0.020 英寸。介质层 72 优选为具有 St. Paul, Minnesota 的 3M 公司生产的称作 ScotchVHB 的两边均为粘剂的一介电材料。对于优选实施方式, 所选介电材料厚 0.002 英寸, 且至少与容性板一样宽, 最好是切成和容性板的宽度一样。

图 10 是天线 10 的 PCN 优选部件的框图。现在参考图 10, 优选的 PCN 和一对双工器 80 和 82, 以及一功率合成器 84。每一个双工器 80 和 82 连接于 BFN16 与功率合成器 84 之间。特别地, 双工器 80 是与具有一向左倾斜偏振态的辐射元件 12 的分配网络相连, 而双工器 82 是与具有一向右倾斜偏振态的辐射元件 12 的分配网络相连。对从分配网络 BFN16 来的具有一向左倾斜偏振态的接收信号作出响应, 双工器 80 经一输出口输出该接收信号。对从分配网络 BFN16 来的接收信号作出响应, 双工器 82

经一输出口输出该具有一向右倾斜偏振态的接收信号。功率合成器 84 接收来自发送源的一个发送信号并将该信号传到双工器 80 与双工器 82。双工器 80 与双工器 82 能接收来自功率合成器 84 的发送信号，又依次向 BFN16 输出该发送信号。根据施加的两个基本偏振态的等相位激励，天线 10 辐射出一个等效的垂直偏振态信号。

可以理解，天线 10 不仅局限于接收具有一向右倾斜偏振态和一向左倾斜偏振态的信号并发送一垂直偏振态的信号。如图 11 所示，一 PCN18a 含一从一发送源接受一对发送信号的第一偏振态控制模块 81 和输出一对接收信号的第二偏振态控制模块 83。第一偏振态控制模块 81 和第二偏振态控制模块 83 与双工器 80 和 82 相连。对传输信号 TX1 与 TX2 作出响应，第一偏振态控制模块 81 向双工器 80 与 82 输出发送信号。此外，双工器 80 与 82 向第二偏振态控制模块 83 输出接收信号，第二偏振态控制模块 83 又依次输出接收信号 RX1 与 RX2。以此方式，可以将这对双工器 80 与 82 的四个口组合起来以提供所需的发送与接收信号对。偏振态控制模块 81 与 83 可以实现为一常称作正交混合耦合器的 $0^\circ/90^\circ$ 类型混合耦合器，或实现为一常称作环形混合耦合器的 $0^\circ/180^\circ$ 类型混合耦合器。

图 12 是一偏振态控制网络的另一替代实施方式的框图。现在参考图 12，一 PCN18b 含一 $0^\circ/180^\circ$ 类型混合耦合器 85，一双工器 86，以及低噪声放大器 (LNA) 87a 与 87b。与 BFN16，双工器 86，LNA87a 相连的混合耦合器 85 向和从分配网络 BFN16 传送信号。此外，混合耦合器 85 向 LNA87a 输出一具有水平偏振态的接收信号并向双工器 86 输出一具有垂直偏振态的接收信号。双工器 86 含一与混合耦合器 85 相连的一共同口，一与 LNA87b 相连的接收口，和一发送口。双工器 86 的共同口从混合耦合器 85 接受具有垂直偏振态的接收信号并向混合耦合器 85 分配具有垂直偏振态的发送信号，双工器 86 的接收口向 LNA87b 输出具有垂直偏振态的接收信号，而发送口接受具有垂直偏振态的发送信号。因此，可以理解双工器 86 可以根据信号的频谱特征将接收信号与发送信号分开。分别与混合耦合器 85 和双工器 86 相连的 LNA87a 与 LNA87b 将接收信号放大以改善信号的信噪比性能。LNA87a 放大具有水平偏振态的一接收信号，而 LNA87b 放大具有垂直偏振态的一接收信号。可以理解，当 PCN

是位于无线通信系统的接收器端而不是天线处，可以从 PCN18b 的结构中去掉 LNA87a 与 LNA87b。

用混合耦合器实现的一 PCN 可以分别执行将优选实施方式的双线性倾斜偏振态 (SL/SR) 变换为一垂直/水平 (V/H) 偏振态对或一右旋圆偏振/左旋圆偏振 (RCP/LCP) 对的数学功能。当辐射图形为旋转对称时，这些偏振态转换不会改变共平面辐射元件的天线方位角图形束宽。使用这些混合耦合器来实现偏振态的转换而不会改变束宽的的必要条件是与激励天线阵列的自然特征偏振态相对应的路径的群电路径 (相位延迟) 长度已被合理地匹配。这个相同的匹配条件对幅度特性是很必要的。

图 13 是一偏振态控制网络的另一替代实施方式的框图。现在参考图 13，一 PCN18c 含一 $0^\circ/180^\circ$ 类型混合耦合器 88，以及为偏振态分集提供四个偏振态，具体说是垂直，水平，向左倾斜和向右倾斜，的开关 89a-d。开关 89a 与 89b 的共同口与分配网络 BFN16 相连。此外，开关 89a 与 89b 中通常闭合的口与混合耦合器 88 相连，而其中通常打开的口直接与开关 89c 与 89d 相连。以类似的方式，开关 89c 与 89d 中通常闭合的口与混合耦合器 88 相连，而其中通常打开的口直接与开关 89a 与 89b 相连。开关 89c 与 89d 的共同口用作提供具有所选偏振态的接收信号的输出口。

对于开关 89a-d 中通常闭合的状态而言，混合耦合器 88 插入 PCN18c 的工作，而开关 89a-d 中通常打开的状态则是用来避开耦合器 88。因此，对于通常打开的状态而言，开关 89c 与 89d 的共同口用作提供具有向左倾斜与向右倾斜偏振态的接收信号。与此相比，对于通常闭合的状态而言，开关 89c 与 89d 的共同口用作输出具有垂直与水平偏振态的接收信号。这能允许用户为基站接收器的接收信号选择所需的偏振态。

开关 89a 与 89b 可以用单刀双掷开关来实现，而开关 89c 与 89d 可以用单刀双掷开关或一个单刀四掷开关来实现。

图 14 是一偏振态控制网络的另一替代实施方式的框图。如图 14 所示，PCN18d 包含多于一个的部件，以在两个自然的偏振态部件间出现幅度和/或相位不平衡的情形时，也能允许进行偏振态的转换而不会改变图形的束宽。PCN18d 可以被划分为一由相移器 96 和 98 的相对相移决定

PCN 口之间功率分配的可变功率分配网络。PCN18d 含一对中间由用于施加非平衡相移的一传输模块 94 连接的混合耦合器 90 和 92。其优选实施方式为一 0/90 度类型混合耦合器的混合耦合器 90 在功能上连接于输入口 1 和 2 与传输模块 94 之间。其优选实施方式为一 0/180 度类型混合耦合器的混合耦合器 92 在功能上连接于输出口 3 和 4 与传输模块 94 之间。插入传输模块 94 的传输线中的一对相移器 96 和 98 可以在混合耦合器 90 和 92 之间形成相移。相移器 96 和 98 的优选实施方式可以为长度不同的传输线，即一无源相移器，或如图 14 所示的能控制混合耦合器 90 和 92 之间的相移的可变相移器。此外，可以在输入口与混合耦合器 90 之间插入一对相移器 100 和 102 以完全控制进入 PCN18d 的信号相移。这种 PCN18d 的结构可以完全控制偏振态的合成，例如可以产生任意两个正交偏振态对作为天线的特征偏振态。如果一个或多个无源相移单元被一可控相移器替代，则可以在不改变图形束宽的情形下实现偏振态的灵活性。

再次参考图 2 - 4，对于 PCS 频率，地平面的横向无线 - 电尺寸标定为 10 英寸 ($5\lambda_0/3$) 以得到所需的偏振态性能。当改变此参数以适应较低频率时，例如中心频率为 851MHz 的典型蜂窝移动无线 - 电话频带时，无线 - 电地平面的横向物理尺寸增加。对于此典型的蜂窝频率，地平面 14 的等效横向尺寸大致为 22.5 英寸。阵列平面的尺寸以相同的方式被改变以得到相同的天线方向性并使阵列元件的数目不变。可以理解，使横向物理尺寸最小化以减少风负载和费用，并通过减少天线尺寸来改善整体性能是可取的。

图 15 是天线 10a 的地平面的一替代实施方式的说明。参考图 1 和图 15，可以理解，对于水平部件位于横向平面的阵列，一无线 - 电地平面的横向尺寸是由水平偏振态部件的图形和偏振态特征激励的。可以满足水平偏振态的电磁边界条件而不会严重影响垂直偏振态部件的性能。这可以通过在达到垂直偏振态部件所需的性能特性所要求的最小横向尺寸之外，使用非固体导电表面来实现。该非固体导电表面，如图 15 的栅柱 110a 和 110b 所示，一般含一对其中每一个具有相同尺寸并且平行的导电元件 112 的栅柱。栅柱 110a 和 110b 位于天线 10a 的水平平面并对称地位于天线的两个边缘以形成天线的横向尺寸，即地平面 14a 的侧面。每一栅柱 110a

和 110b 的典型构造技术可以是金属线，金属柱，金属管，和金属条的阵列。天线罩 26a 含有槽以容纳栅柱 110a 和 110b 的每一栅柱元件 112 的顶端。

测试数据证明，对于大多数几何结构，竖直（垂直）偏振态的能量几乎不受栅柱 110a 和 110b 影响。每一栅柱的元件 112 的中心间隔（S）大致是 $S=\lambda_0/3$ 到 $\lambda_0/2$ 。这种元件间隔允许栅柱 110a 和 110b 能有效地作为地平面 14a 的扩展，并且避免对平行（水平）偏振态部件引入较大的传输损耗。

如果栅柱元件 112 实现为沿边缘朝外且面对天线 10a 的表面的导电条，则具有平行偏振态的部件的发送信号的损耗较大，并且等效导电表面的反射率增加。因此，可以理解，可以在中心到中心的间隔与深度之间进行折衷以达到所需的性能。

对于 PCS 频率，经验数据表明横向尺寸为 4 - 6 英寸的一固体地平面 14a 将为垂直偏振态部件提供好的性能。对于此地平面 14a 的物理实施方式，这对水平方向的栅柱 110a 和 110b 的栅柱元件 112 的长度应大致为 2 - 3 英寸以提供与固体导电表面尺寸为 10 英寸的无线 - 电地平面等效的所需偏振态和覆盖范围。

对于中心频率为 851MHZ 的蜂窝频率，可以认为标定横向尺寸为 12 英寸的一固体导电表面地平面 14a 与栅柱元件长度为 6 英寸的一对水平栅柱 110a 和 110b 一起能提供好的电性能和合理的风负载特性。因此，对于 851MHZ 无线 - 电地平面的优选结构使用示于图 15 的包含一固体导电表面和一对邻近固体导电表面的栅柱的混合系统。

使用栅柱的另一优点是在天线阵列背面的每一节边缘几何结构的等相位场叠加被部分地破坏了，因此对大多数信号偏振态而言有效地增加了前面对背面比的图形包络性能（front-to-back ratio patter envelope performance）。

工作在更低的频率时，从实际物理实现的角度而言，栅柱元件阵列的使用就更重要了。例如，对于 450MHZ，地平面的有效横向无线 - 电尺寸应大致为 43 英寸。通过使用本发明的原理，可以用大致尺寸为 22 英寸的一固体导电表面与一对栅柱元件阵列一起来实现无线 - 电地平面，其中

每一栅柱元件沿该固体导电表面的平行侧的长度方向延伸大致 10 . 5 英寸。

图 16 和 17 是使用了本发明的天线的无线-电地平面的一替代实施方式。现在参考图 1, 16 和 17, 图 16 说明了具有弯曲地平面 14b 的一天线 10b, 而图 17 说明了具有逐段弯曲地平面 14c 的一天线 10c。地平面 14b 是一凸形状的导电表面, 其中辐射元件 12, BFN16, 与 PCN18 可以沿该半圆无线-电地平面的结构的凸形状的外边缘被中心安装。与此相比, 天线 10c 的地平面 14c 是一具有由一中心水平元件以及一对沿该中心水平元件的每一边延伸的方位角元件组成的逐段弯曲形状的导电表面。尽管辐射元件 12 优选由地平面 14c 的水平元件支撑, BFN16 和 PCN18 可以由中心元件的水平表面和边缘元件的方位角平面支撑。地平面 14b 和 14c 弯曲的本质是为了减少无线-电地平面的导电表面的有限边界对天线辐射特性的影响。

现在参考图 18, 在其固体地平面 122 的两边具有深度大致为工作频段中心频率的四分之一波长 ($\lambda_0/4$) 的一个或多个扼流凹槽 120 的天线 10d 能减少水平偏振态部件的整体边缘衍射系数, 并提供与较大尺寸的无线-电地平面类似的覆盖图形和偏振态性能。通过使扼流槽 120 的开口与地平面 122 的导电平面的表面所定义的平面相平, 地平面 122 的尺寸可以减少到大致一个波长 (λ_0)。扼流槽 120 含一节平行板形状的传输线, 并在离开口大致为四分之一波长处被短路。该平行板传输线可以在无线-电地平面的背面折叠以减少整个模块的深度。如图 18 所示, 沿阵列主轴边缘的一个扼流槽 120 简单地构造为与平面垂直而没有折叠。

沿天线的主轴有多于一个的扼流槽时, 将会有更大的改善性能。但是, 当平行板的宽度为典型的十分之一波长 ($\lambda_0/10$) 时, 即使给模块增加厚度并且每边有两个或更多的凹槽, 尺寸减小的优点将会消失并趋于完全尺寸 ($5\lambda_0/3$) 地平面。与固体或混合固体/非固体地平面的实施方式的简单性相比, 在每边制造两个或多个扼流凹槽所增加的模块复杂度将没有吸引力。

可以理解, 仅随后的权利要求书定义了本发明的范围, 并且上述描述仅是用来描述本发明的各种实施方式。特别地, 本发明的范围可以延伸到

本说明描述的任何详细实施方式之外。

说明书附图

天线框图

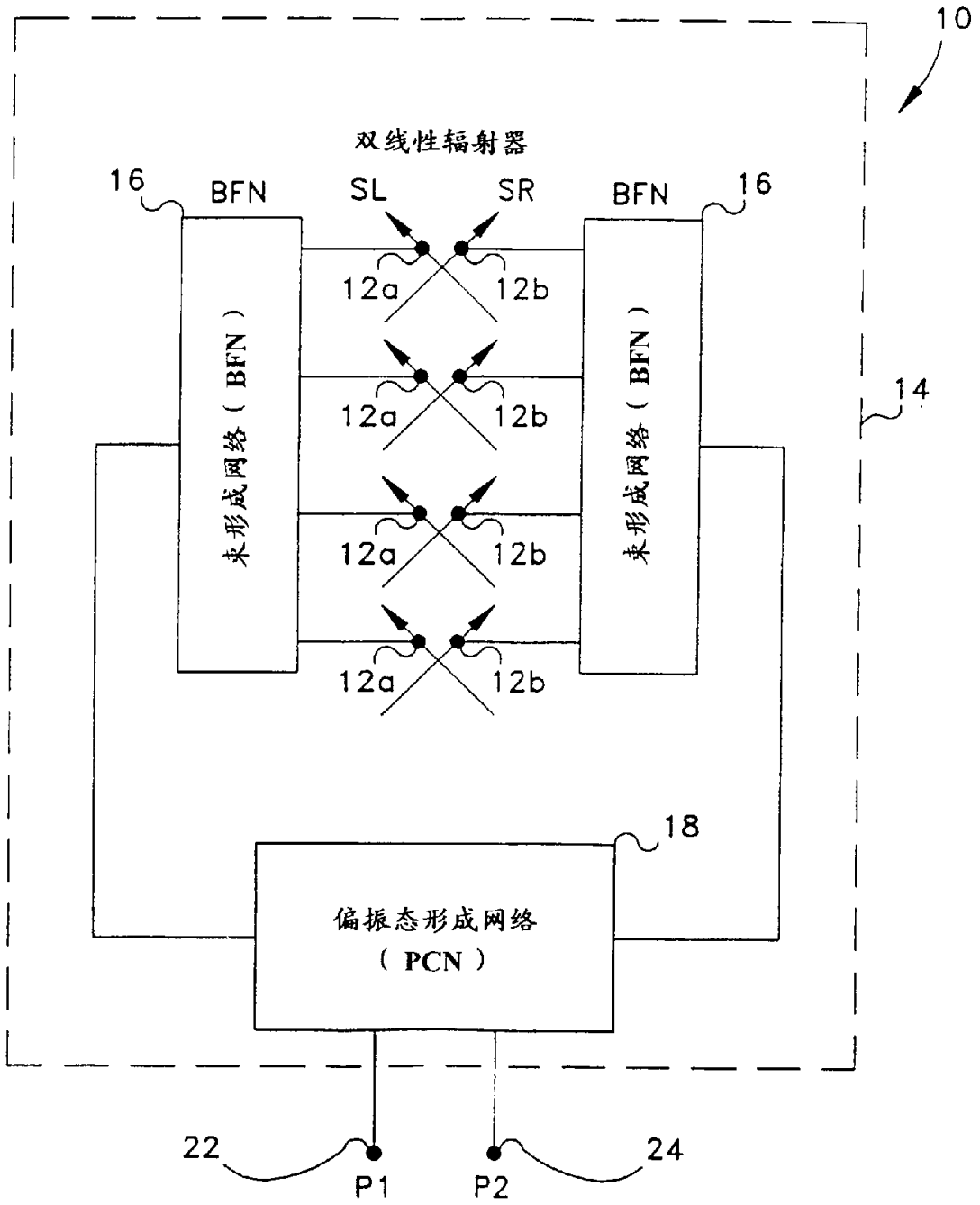


图 1

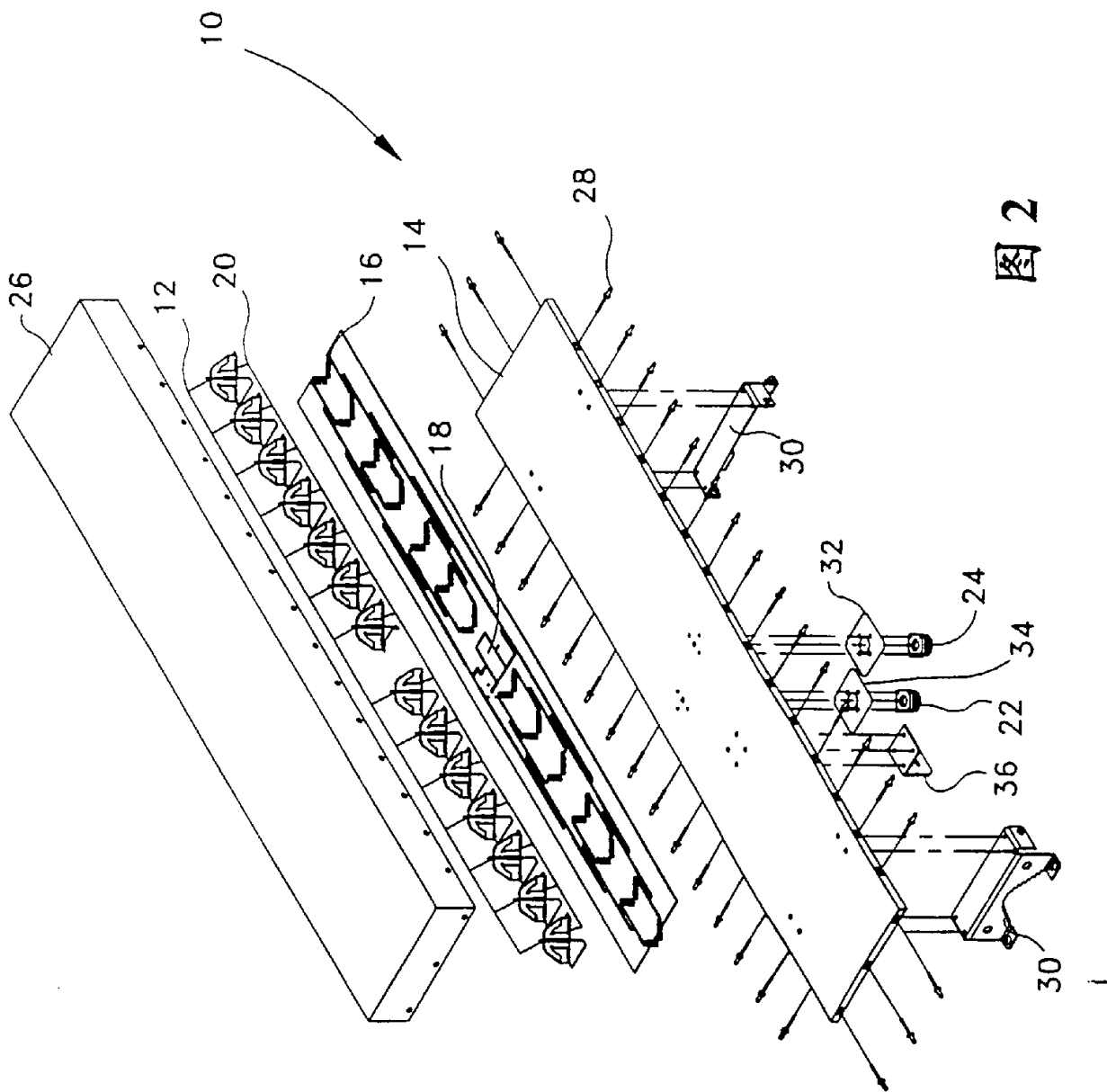


图 2

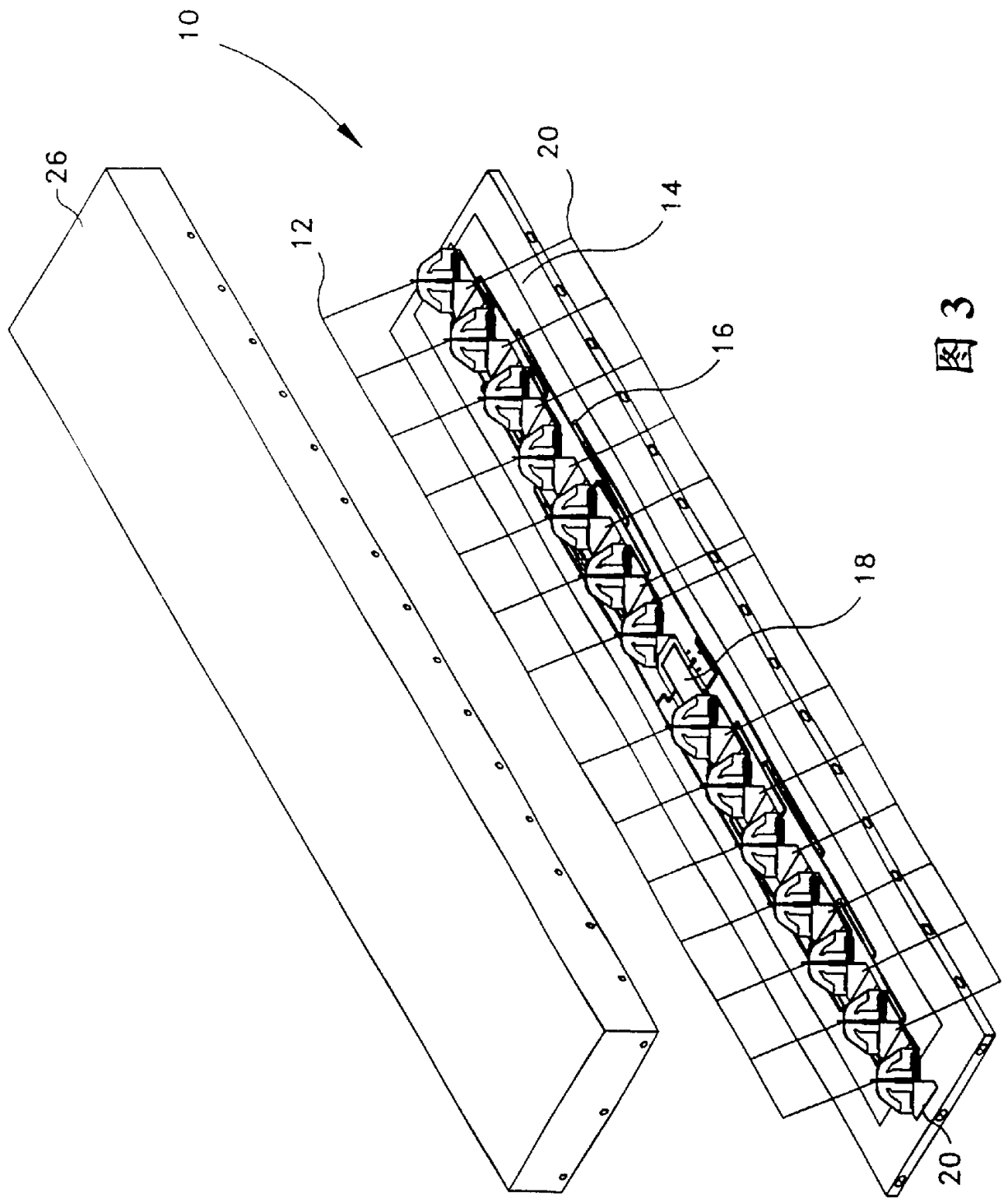


图 3

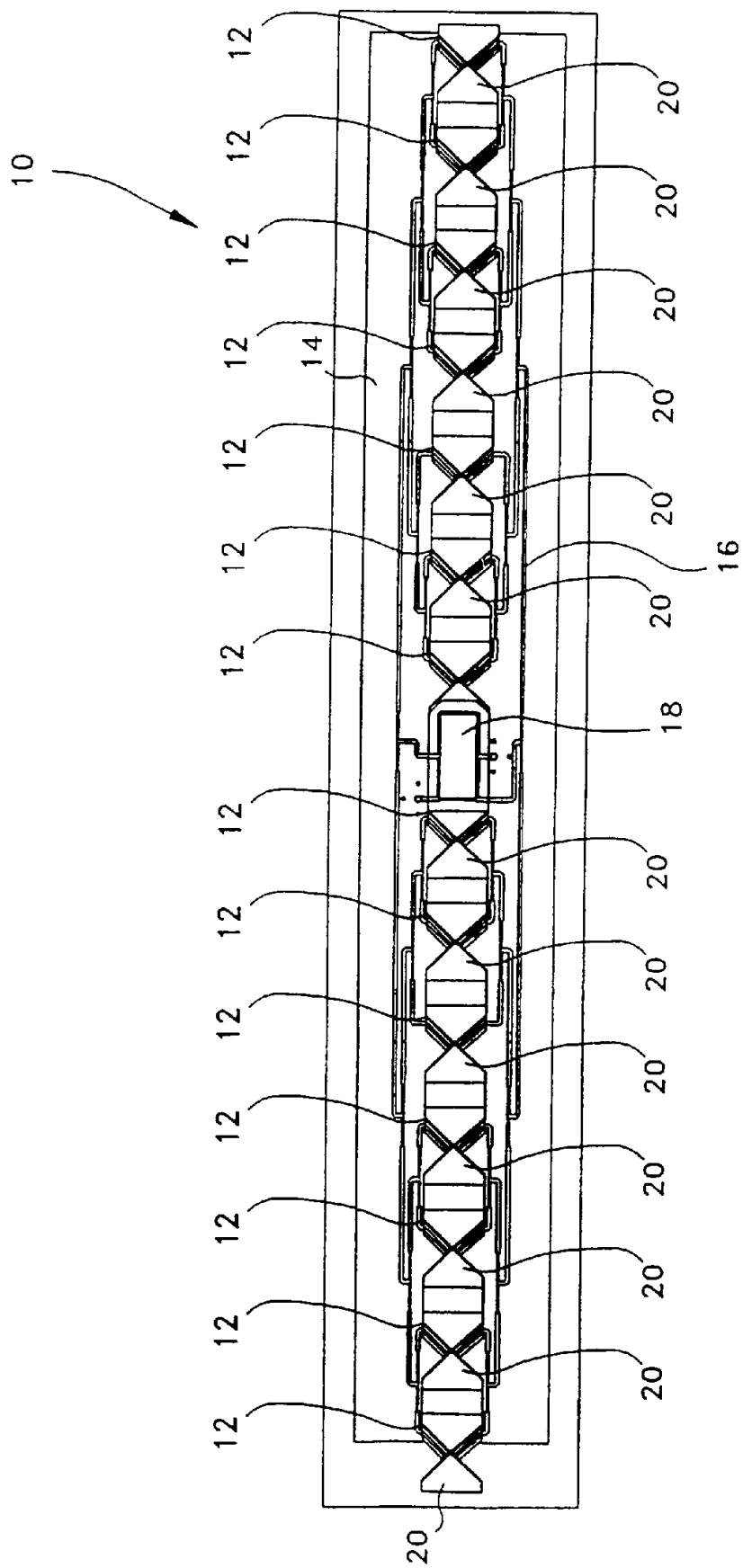


图 4

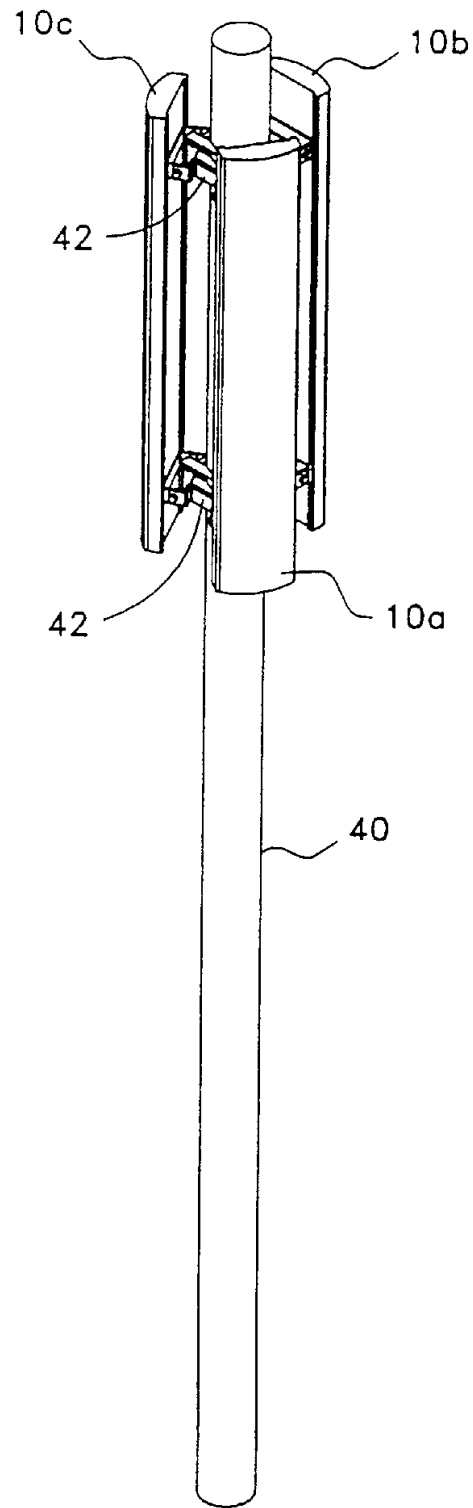


图 5

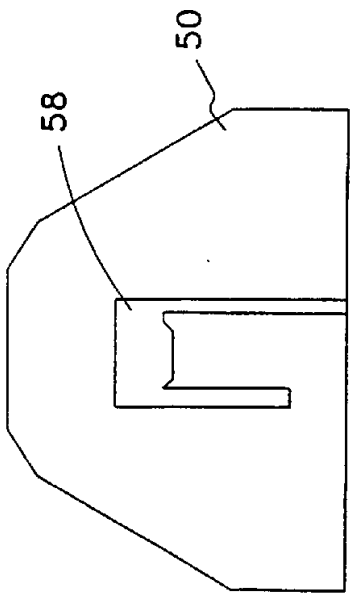


图 6A

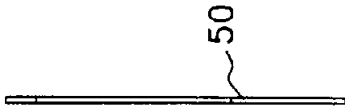


图 6B

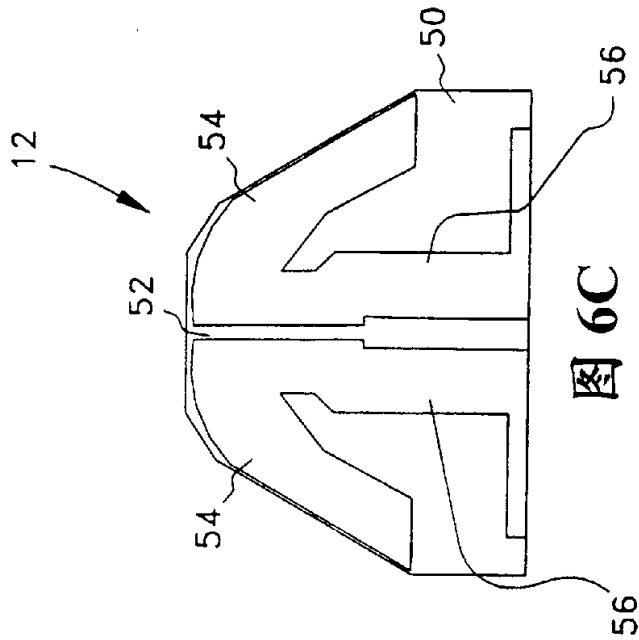


图 6C

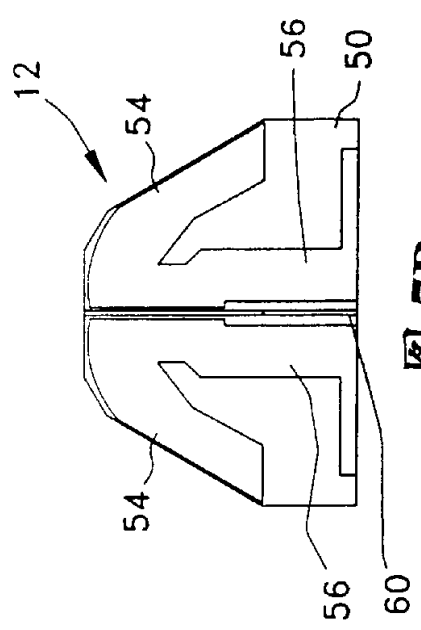


图 7B

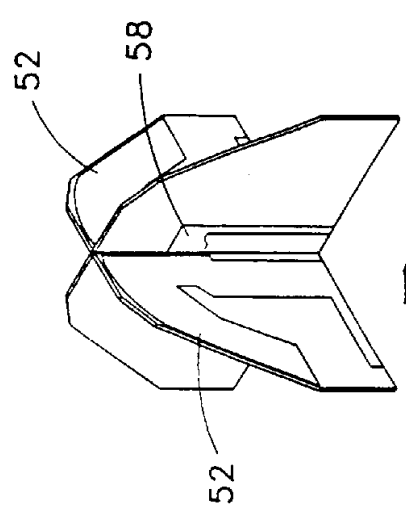


图 7D

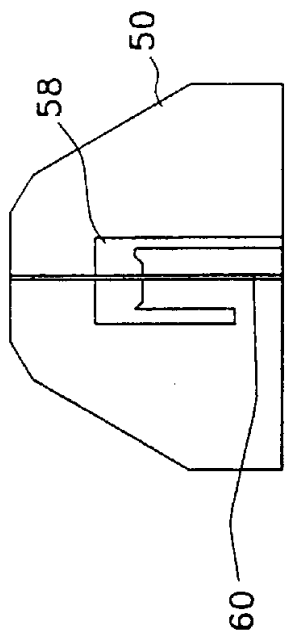


图 7A

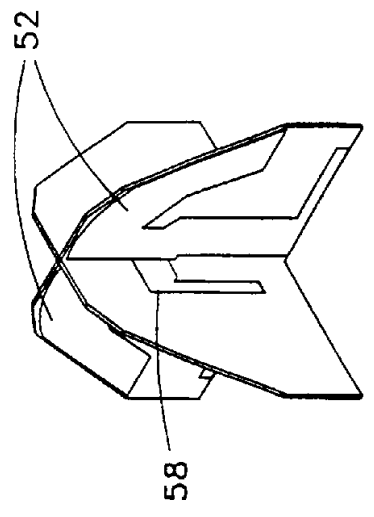


图 7C

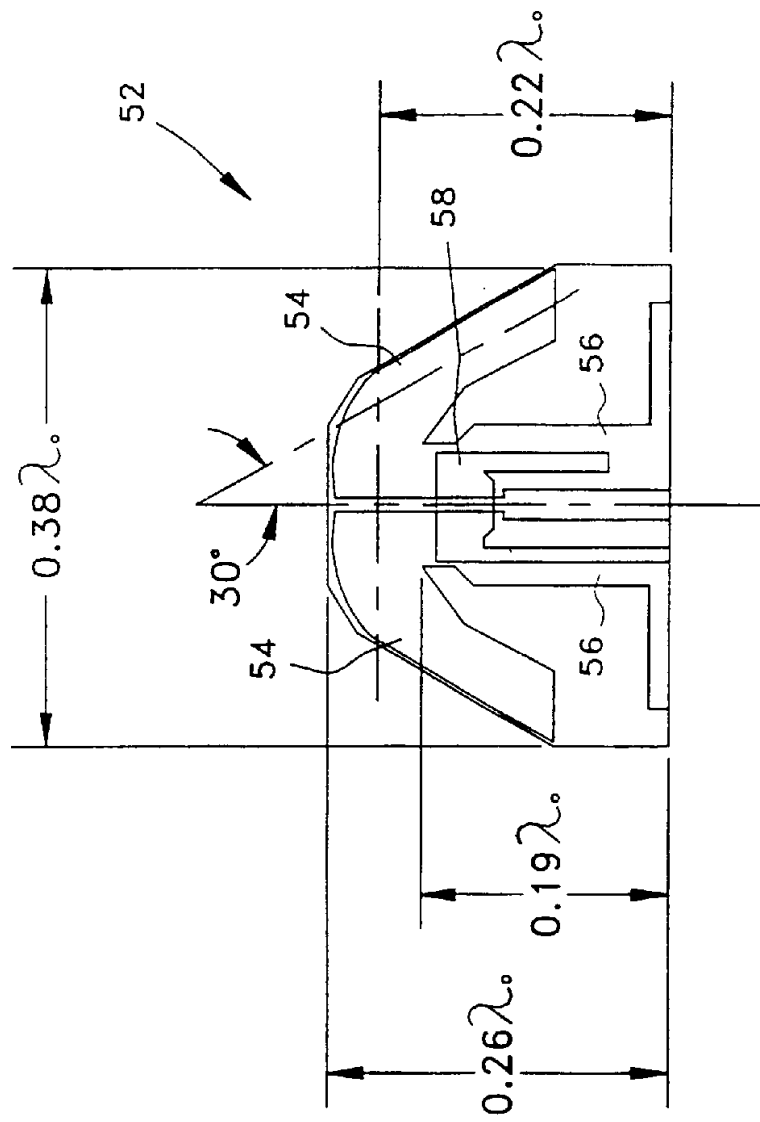


图 8

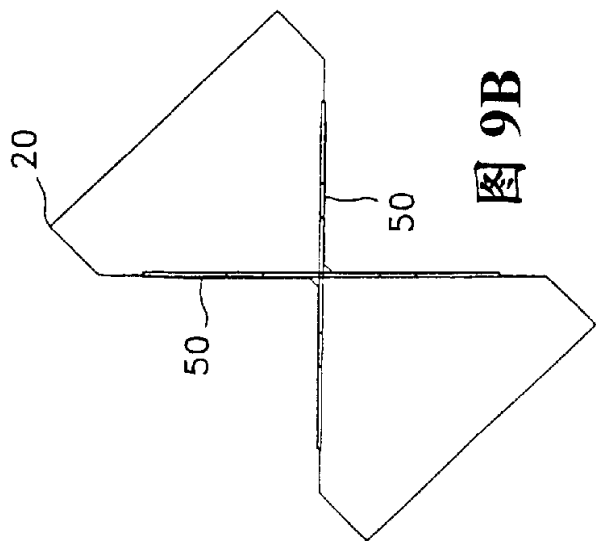


图 9B

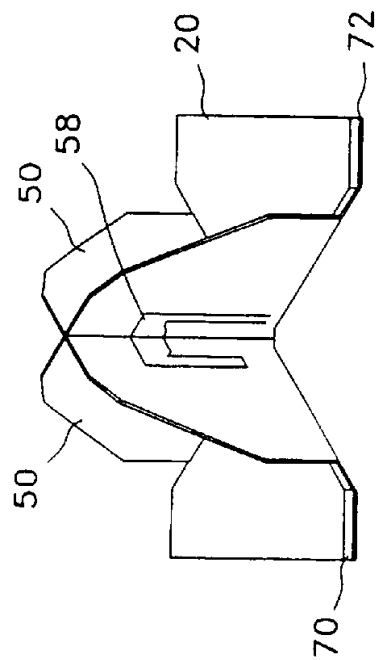


图 9D

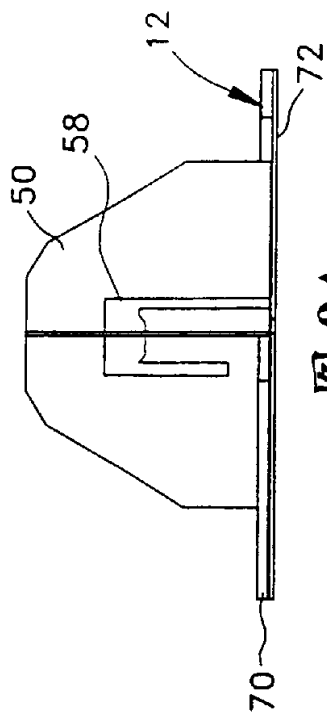


图 9A

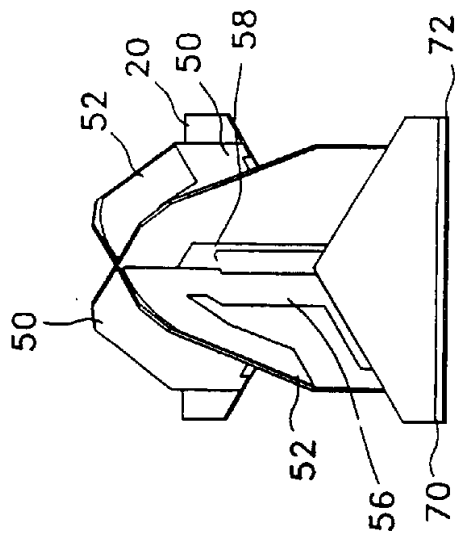


图 9C

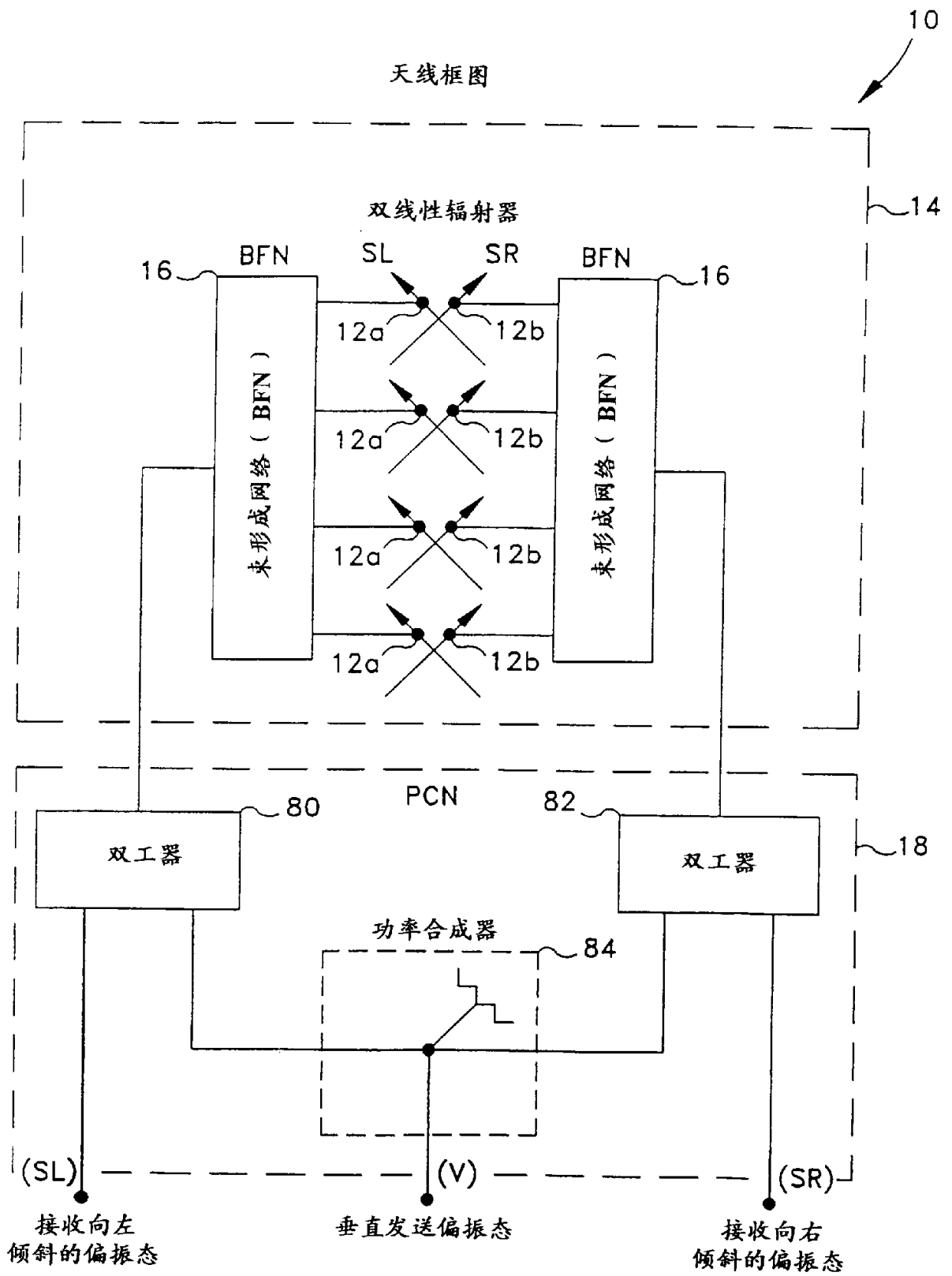


图 10

天线框图

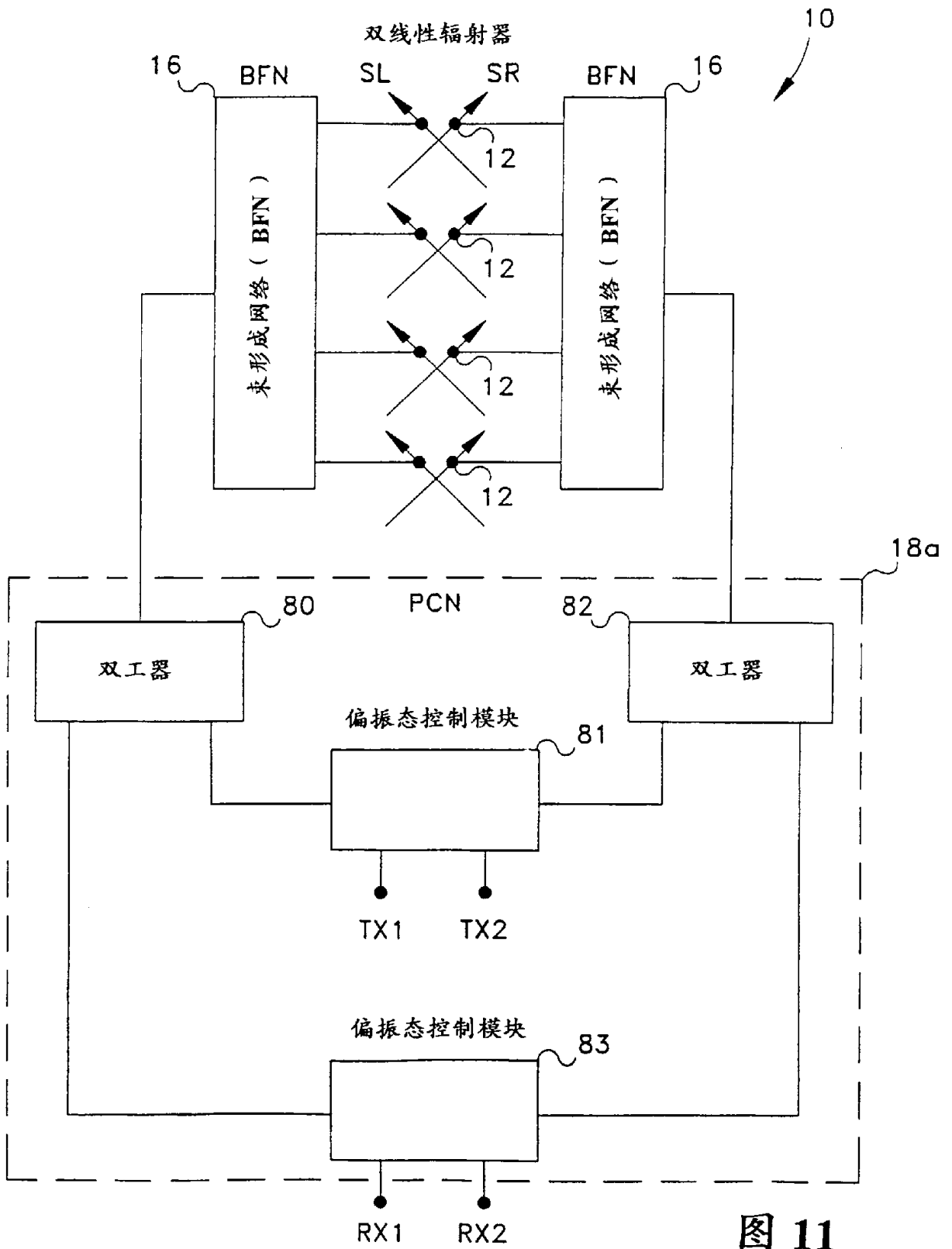


图 11

天线框图

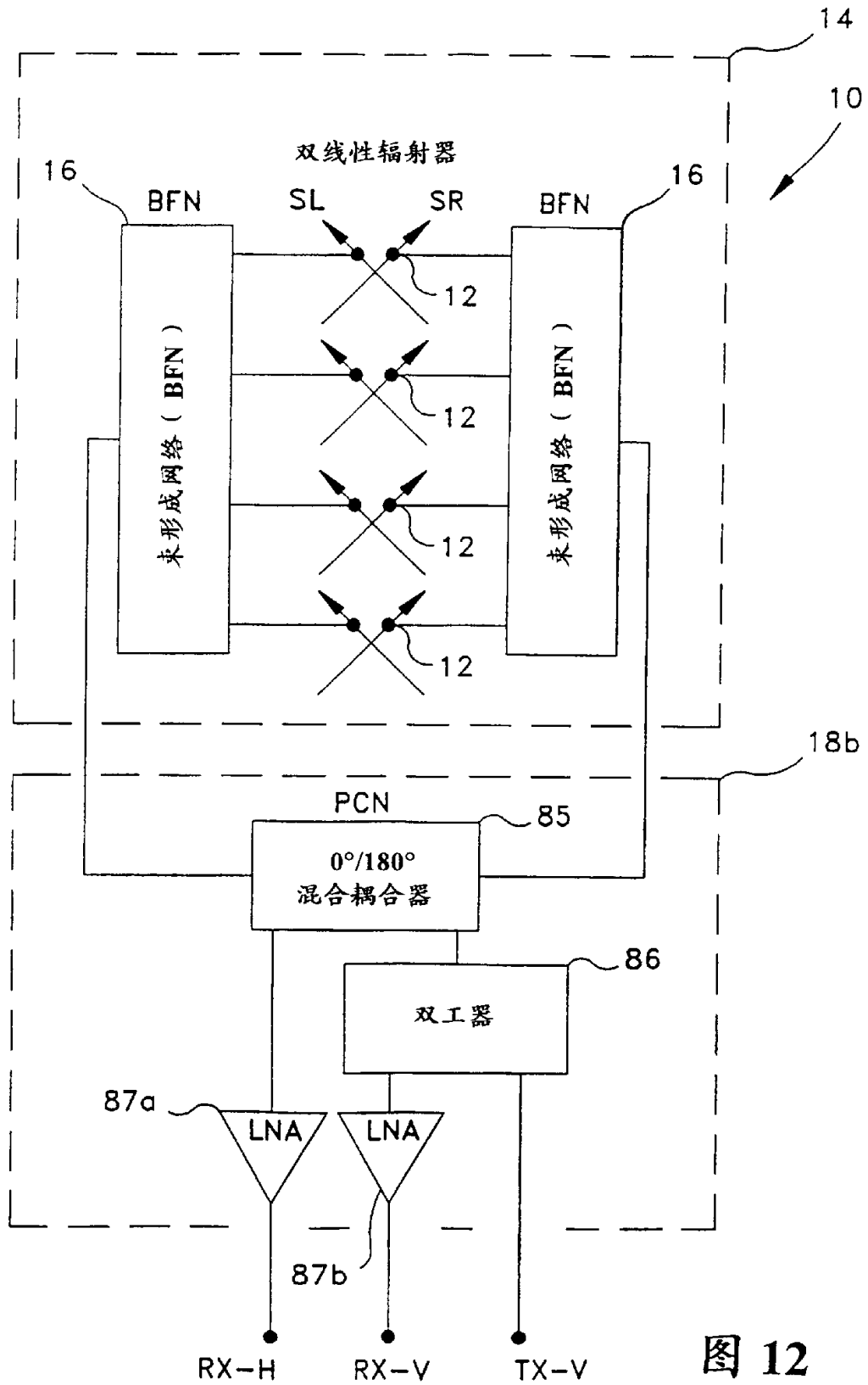


图 12

天线框图:

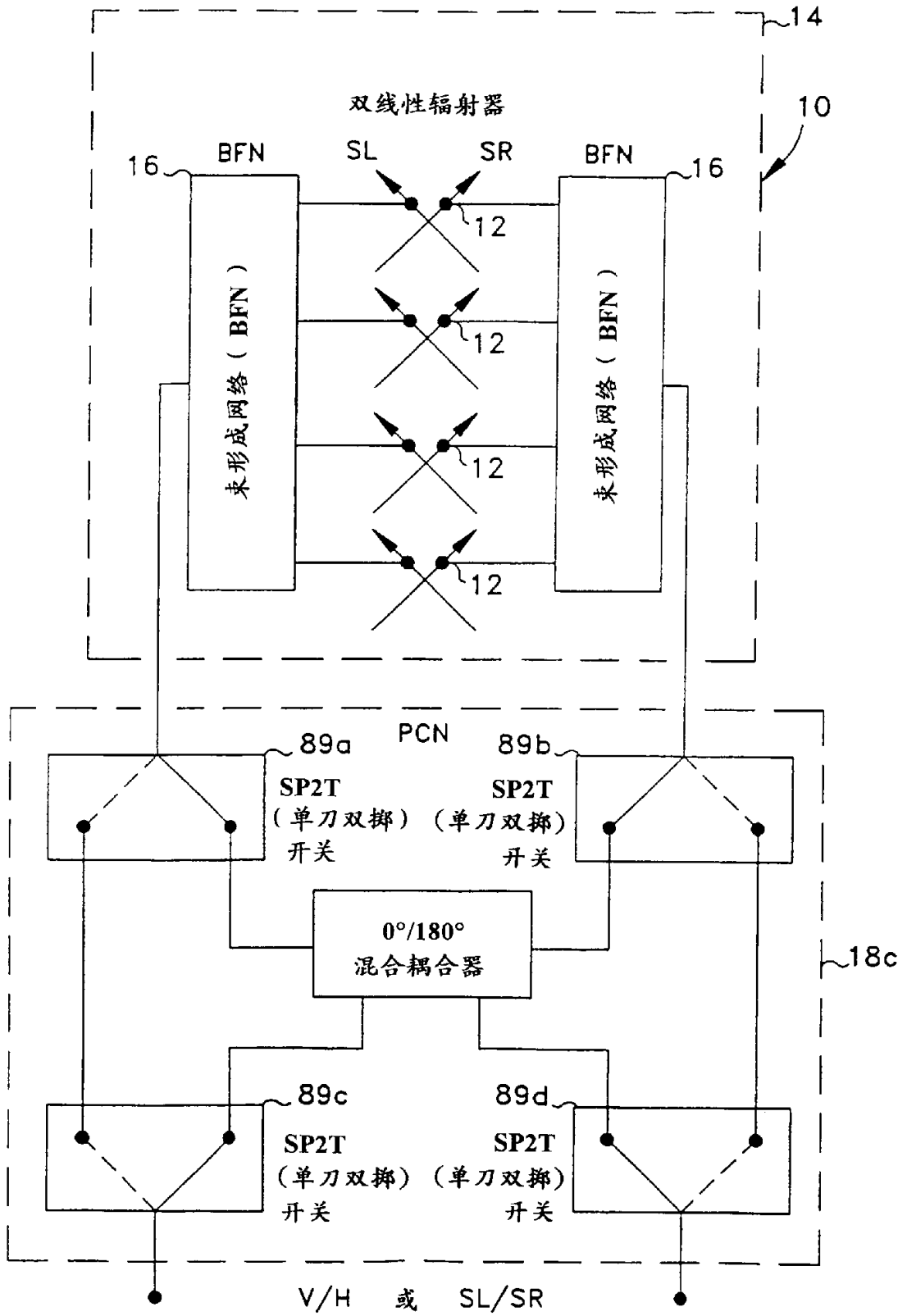


图 13

偏振态形成网络 (PCNs)

全偏振态灵活性的原理

18d

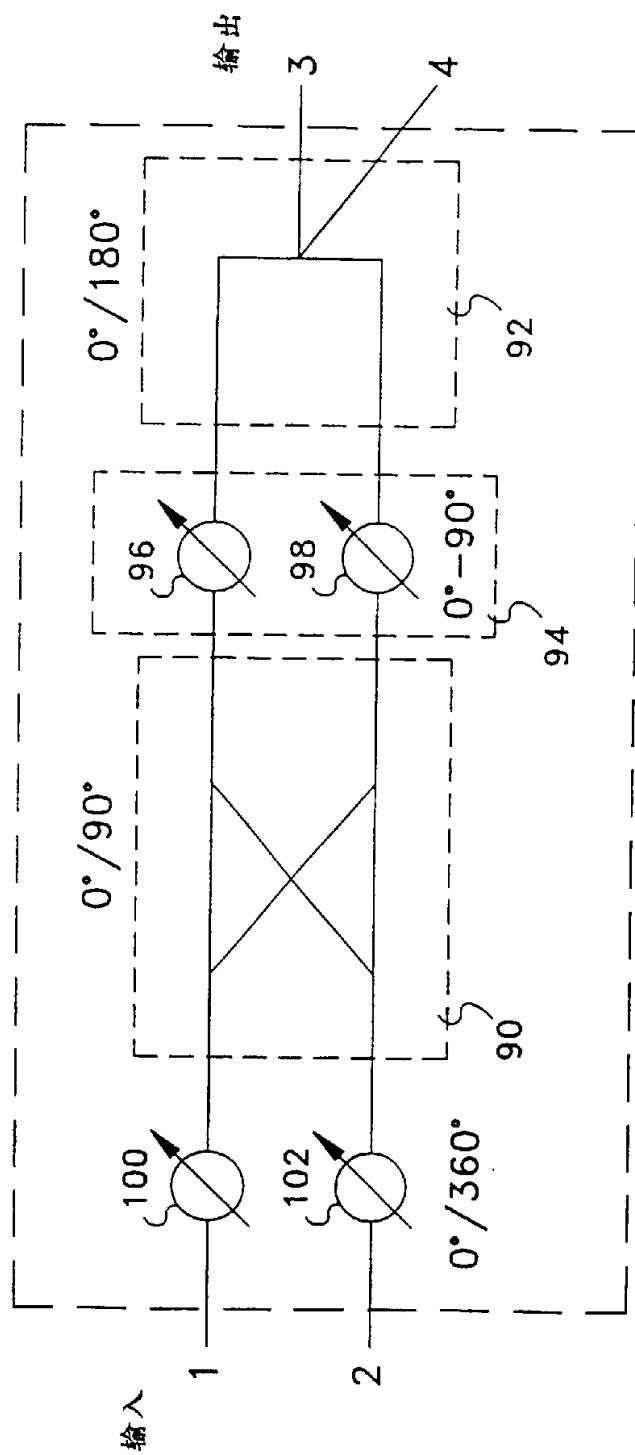


图 14

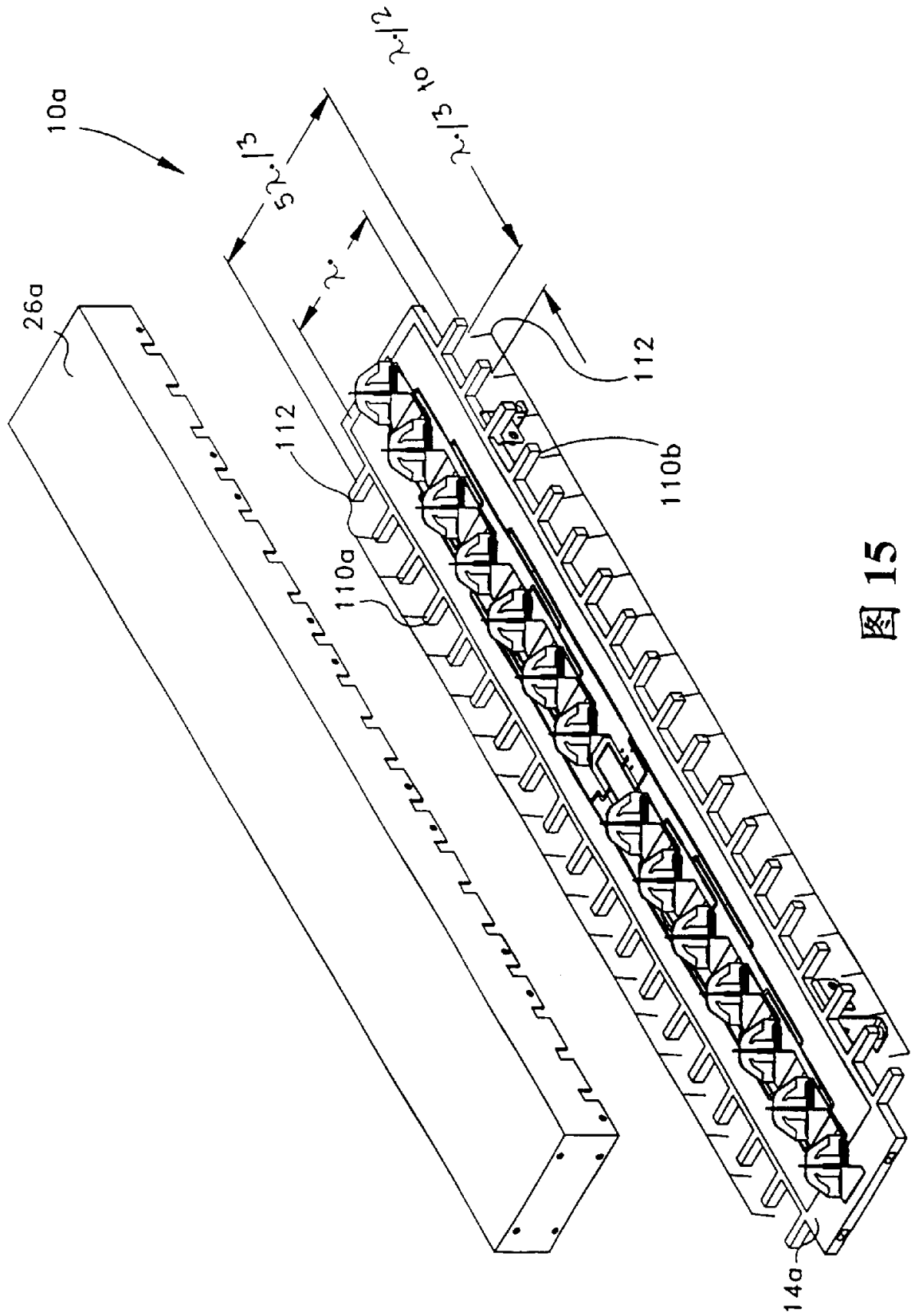


图 15

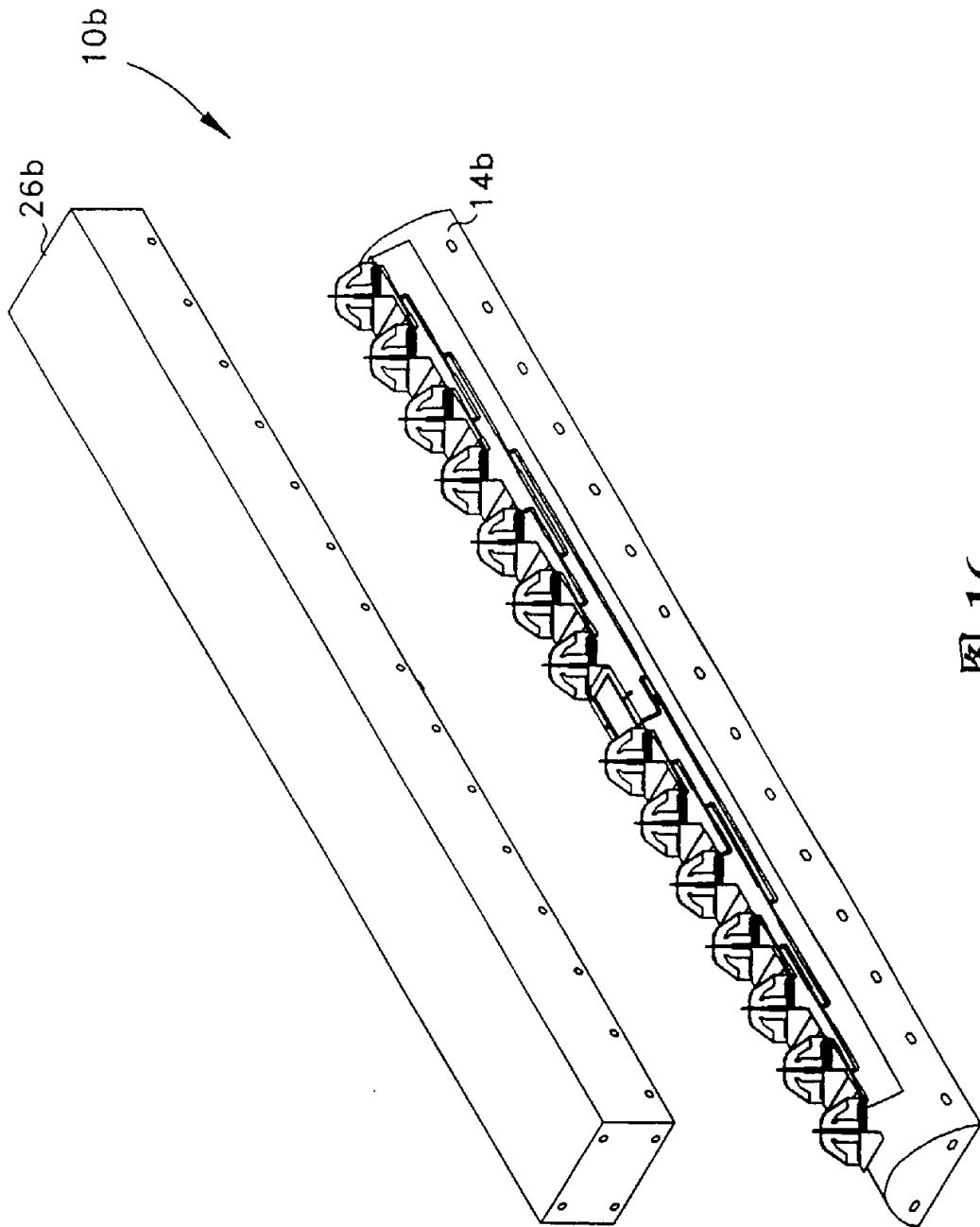


图 16

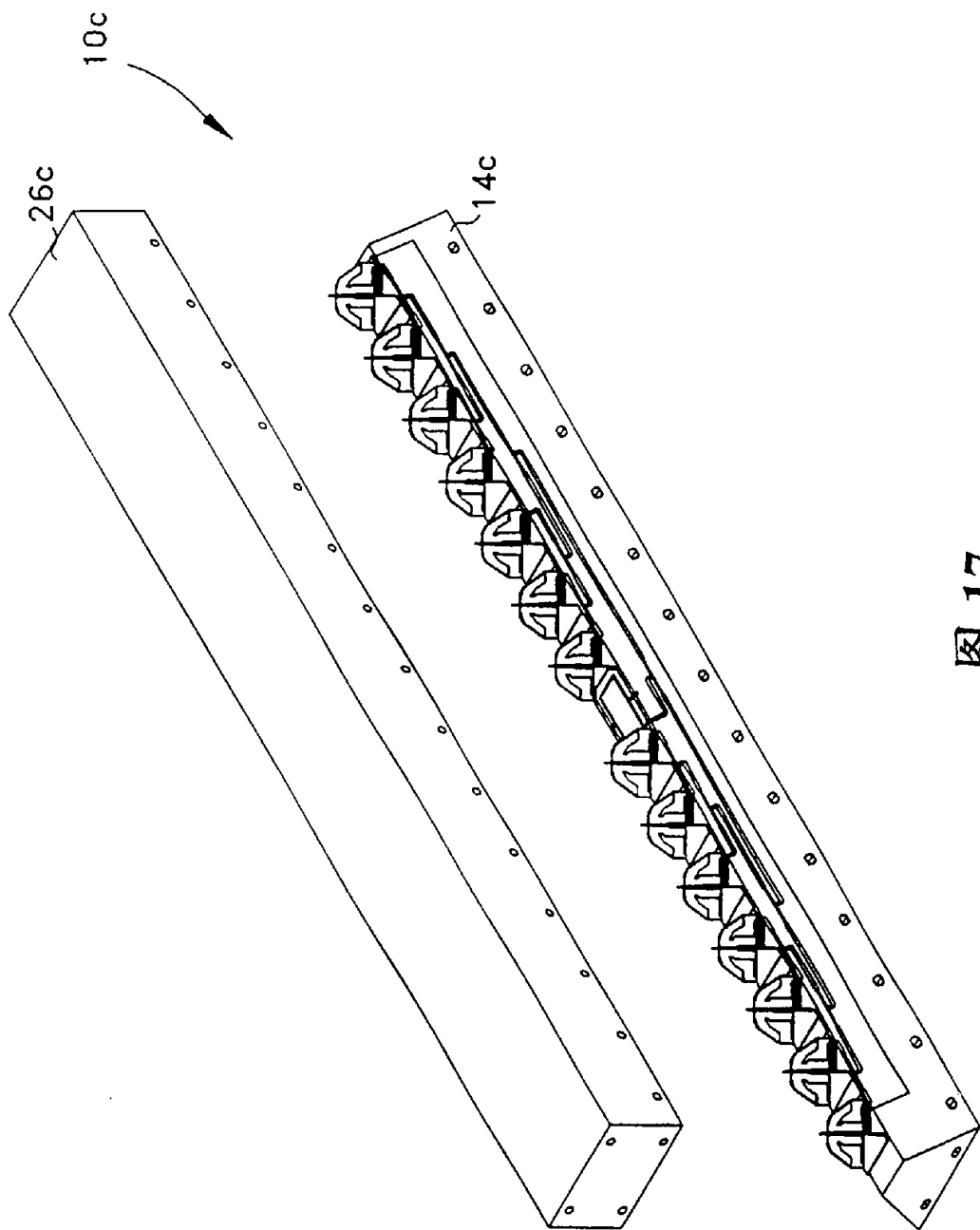


图 17

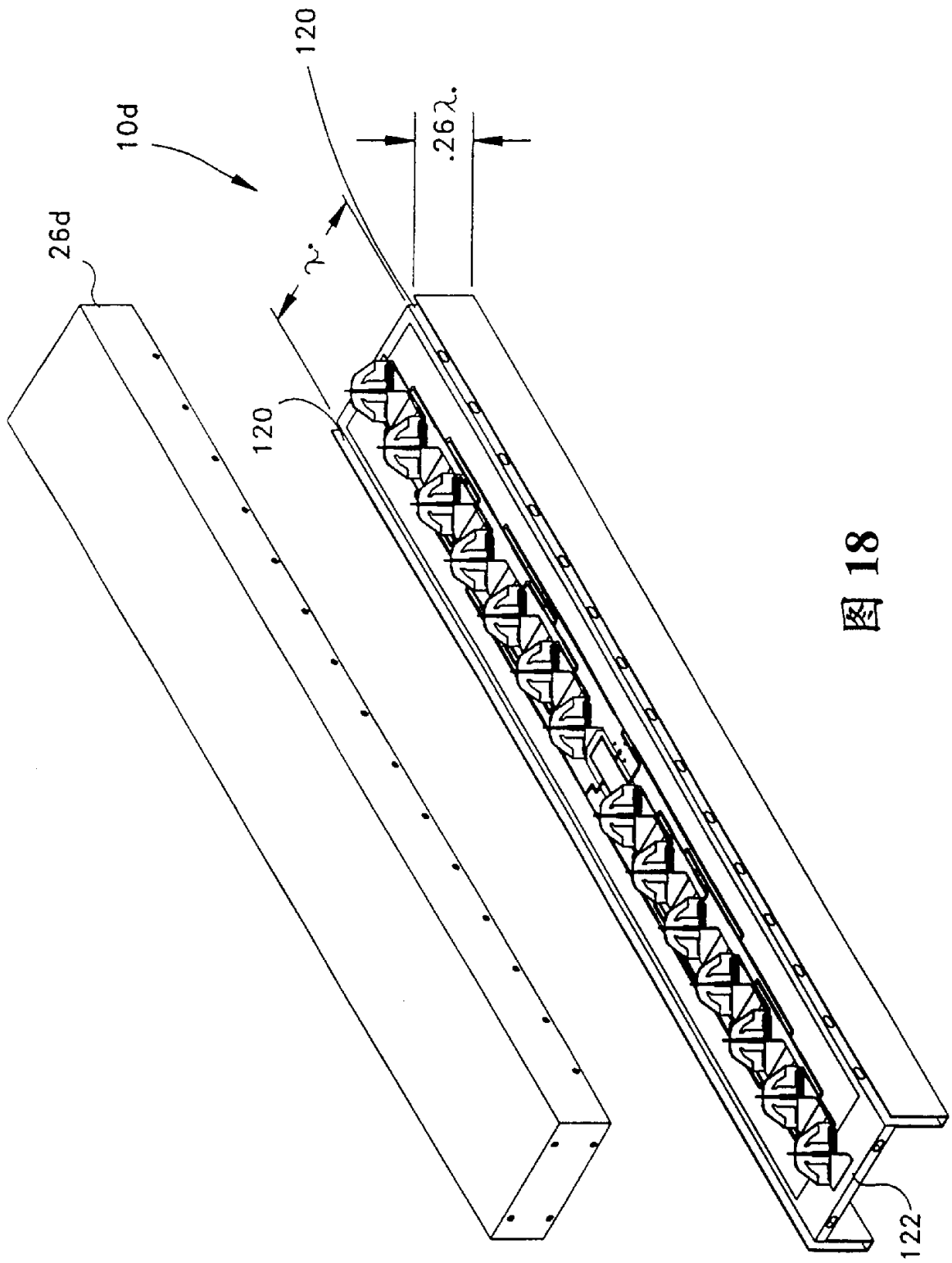


图 18