[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H01P 3/08
H01P 7/08 H01P 1/203

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 00106949.7

[45] 授权公告日 2004 年 9 月 22 日

[11] 授权公告号 CN 1168174C

[22] 申请日 2000.4.19 [21] 申请号 00106949.7

[30] 优先权

[32] 1999. 4.19 [33] JP [31] 110884/1999

[71] 专利权人 株式会社村田制作所

地址 日本京都府

[72] 发明人 日高青路 太田充昭 阿部真

审查员 宁华玲

[74] 专利代理机构 上海专利商标事务所

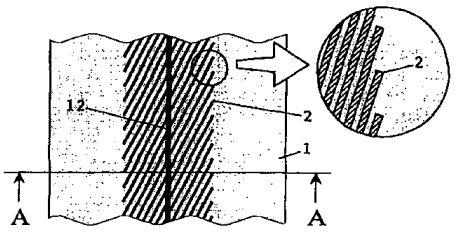
代理人 洪 玲

权利要求书 1 页 说明书 10 页 附图 21 页

[54] 发明名称 传输线、谐振器、滤波器、双工器及通信设备

[57] 摘要

传输线、谐振器、滤波器、双工器及通信设备把由边缘效应引起的功耗减到最小，从而具有极好的损耗减少特性。 在介电衬底上形成连续线及从连续线的两侧分出且具有预定长度的多条细线。依据此，基本上不存在各条细线的边缘，可把边缘效应引起的损耗减到最小。



ISSN1008-4274

知识产权出版社出版

1. 一种传输线，其特征在于包括至少一条连续线及从连续线分出且具有预定长度的多条细线，所述多条细线中每条细线的分支方向相对于所述连续线倾斜。

2. 如权利要求 1 所述的传输线，其特征在于连接所述多条细线中的每条细线，所述连续线连接所述多条细线中的每条细线的相同部分。

3. 如权利要求 1 所述的传输线，其特征在于所述多条细线中的每条细线为弯曲的线，控制所述细线的每个耦合之间的电容耦合或相互介电耦合。

4. 如权利要求 1 所述的传输线，其特征在于所述多条细线中每条细线的线宽不超过所述多条细线中每条细线的导体的趋肤深度。

5. 如权利要求 1 所述的传输线，其特征在于所述多条细线中的每条细线包括通过层叠薄膜介电层和薄膜导体层而形成的薄膜多层电极。

6. 如权利要求 1 所述的传输线，其特征在于在相互邻近的所述多条细线之间的每个间隙中填充介电材料。

7. 一种谐振器，其特征在于使用如权利要求 1 到 6 中任一项所述的传输线用作谐振线。

8. 一种滤波器，其特征在于具有设置在如权利要求 7 所述的谐振器中的信号输入/输出部件。

9. 一种双工器，其特征在于使用如权利要求 8 所述的滤波器作为发射滤波器和接收滤波器中的至少一个。

10. 一种通信设备，其特征在于使用如权利要求 8 所述的滤波器。

11. 一种通信设备，其特征在于使用如权利要求 9 所述的双工器。

12. 一种通信设备，其特征在于使用如权利要求 8 所述的滤波器和如权利要求 9 所述的双工器。

传输线、谐振器、滤波器、双工器及通信设备

本发明涉及用于无线电通信并发射和接收微波频带及毫米波频带的电磁波的传输线、谐振器、滤波器、双工器及通信设备。

普通的 RF 电路利用平面电路，这些平面电路使用诸如微带(microstrip)线等容易生产且适于小型化及变得更细的传输线。

然而，在微带线中，在导体表面上因表面效应而发生电流集中。这在边缘处尤其明显，使得边缘周围窄区域中在几微米(μm)到几十微米(μm)的范围内产生功耗，占整个功耗的 50%。这一现象叫做边缘效应，它归因于导体(电极)的剖面形状。在衬底上形成诸如微带线等电极的平面电路中，总是存在边缘。因此，因边缘效应而总是会发生功耗的问题，众所周知这一问题是不可避免的。

与此有关，(1)8-321706 号日本未审查专利申请公开及(2)10-13112 号日本未审查专利申请公开中揭示了旨在减少导体边缘处的电流集中的 RF 传输线。

如上所述，平行于信号传播方向以恒定的间距形成多个线性导体。可以说，在上述的任一个常规的传输线中，平行于信号传播方向来分割导体，以减少边缘处的电流集中。然而，这些结构需要在线宽的趋肤深度(skin depth)水平上有非常严格的制造精度。此外，提高导体 Q 值的效果在常规结构的 10 到 20%的小范围内。在此情况下依据分割方法，出现了导体的 Q 值减小到低于单线导体的 Q 值。

因而，在电流路径的方向与信号传播方向相同的结构中，即使把线宽分割得尽可能细，仍存在左右边缘。因此，作为解决边缘需要问题的基本方案，这些结构并不充分有效。

如上所述，本发明的一个目的是提供把由边缘效应所引起的功耗有效地减到最小从而具有极高的损耗减少特性的传输线、谐振器、滤波器、双工器和通信设备。

为了实现以上目的，本发明的传输线由至少一条连续线及从连续线分出且具有预定长度的多条细线构成。

依据此结构，可邻近一条细线排列具有相同形状的其它细线。在此情况下，由于在微观下存在物理边缘，所以在每条细线的边缘处发生微弱的边缘效应。然而，当宏观地从整体上来观看多条线时，连接的细线中的一条线的左侧边缘邻近例如连接的细线中另一条线的右侧边缘。因此，基本上不存在沿线宽方向的边缘；即，此边缘不是显而易见的。这使得有效地减少了线边缘处的电流集中，从而把整个功耗减到最小。

此外，从至少一条连续线分出的细线是沿着信号传播(电磁波)方向。因此，可把此传输线用作电流(直流)作为有限直流电流流动的传输线。换句话说，由于经由连续线来连接细线的预定部分，所以细线之间的区域以介电方式耦合。这使得可获得预定的相位传输(phase-transmission)特性。

此外，在本发明的传输线中，每条细线的分支(branch)方向可相对于连续线倾斜。在此情况下，对于所有的线，细线延伸的方向具有沿信号传播方向延伸的一个分量，从而使得可有效地把边缘效应减到最小。

此外，在本发明的传输线中，可连接上述各条细线，上述连续线连接上述线的相同部分。例如，每条细线排列成具有相应于发射频率的半波长的整数倍的长度，且连接各条细线的中央部分。由此，每条细线的两端变为开路端，经由连续线来连接代表电压振幅的波节的部分。或者，通过经由连续线来连接每条细线的两端，每条细线的两端变为短路端，连接代表电流振幅的波腹的部分。

依据这些结构，通过连续线使各条细线上的电磁场分布(电压和电流分布)均匀。这增加了减少各条细线相邻而引起的边缘效应的效率。

此外，在本发明的传输线中，细线可以是弯曲的线，且可在每对细线之间安排电容耦合或相互介电耦合以便对它们进行控制。

此外，在本发明的传输线中，每条细线的线宽可以不超过每条线的导体的趋肤深度。由此结构，为维持通过各条线的左侧和右侧之间的间隙的磁场而流动的电流的距离在线左侧和右侧处引起干扰。这把相位偏离的无功电流(reactive current)减到最小，从而使得明显地降低功耗。

此外，在本发明的传输线中，通过层叠薄膜介电层和薄膜导体层，可把每条细线排列成薄膜多层电极。由此，可减少从衬底薄膜向薄膜厚度方向的趋肤效应。这使得进一步减少了功耗。

此外，在本发明的传输线中，可在相邻细线的每个间隙中填充介电材料。

由此，防止了线间的短路，此外，当这些线作为上述的薄膜多层电极时，有效地防止了线间的短路。

此外，在本发明的传输线中，构成上述细线的各条线中的至少一条线可使用超导体来构成。在此情况下，超导体的低损耗特性充分发挥作用，从而使得可在低于临界电流密度的水平下获得高的Q值。

把上述传输线用作谐振线而构成了依据本发明的谐振器。这使得可获得具有高的无负载Q值的谐振器。

此外，通过在上述谐振器中设置信号输入/输出部件而构成了本发明的滤波器。这使得可获得产生少量插入损耗(insertion loss)且较小的滤波器。

此外，把上述滤波器用作发射滤波器和接收滤波器中的至少一个而构成了本发明的双工器。由此，可获得产生少量插入损耗且较小的双工器。

此外，使用上述滤波器和双工器中的至少一个而构成了本发明的通信设备。由此，可减少 RF 发射机和接收机部分中的插入损耗，此外可相对于例如发射速度提高通信质量。

图 1A 和 1B 是示出依据第一实施例的传输线的结构的图；

图 2A 和 2B 示出传输线中的示例电磁场分布；

图 3A 和 3B 示出另一传输线中的示例电磁场分布；

图 4A 示出传输线的一部分，图 4B 和 4C 示出传输线中电流和电压的示例振幅分布；

图 5 示出线电流源所产生的磁场的分析模型；

图 6A 和 6B 示出上述模型中的磁场强度分布；

图 7A 和 7B 示出上述模型中的磁场振幅的 x 分量的分布；

图 8A 和 8B 示出沿 x 方向的位置中的磁场振幅的 y 分量的强度；

图 9A 和 9B 示出依据第二实施例的传输线的结构；

图 10A 和 10B 示出依据第三实施例的传输线的结构；

图 11A 和 11B 示出依据第四实施例的传输线的结构；

图 12A 和 12B 示出依据第五实施例的传输线的结构；

图 13A 和 13B 示出依据第五实施例的另一传输线的结构；

图 14A 和 14B 示出依据第六实施例的传输线的结构；

图 15A 和 15B 示出依据第七实施例的传输线的结构；

图 16A 和 16B 示出依据第八实施例的传输线的结构；

图 17 是依据第九实施例的传输线的线部分的放大剖面图；

图 18 是依据第十实施例的传输线的线部分的放大剖面图；

图 19 是依据第十实施例的另一传输线的线部分的放大剖面图；

图 20 是依据第十一实施例的传输线的线部分的放大剖面图；

图 21A 示出依据第十二实施例的示例谐振器的结构；

图 21B 示出依据第十二实施例的另一示例谐振器的结构；

图 21C 示出依据第十二实施例的另一示例谐振器的结构；

图 21D 示出依据第十二实施例的另一示例谐振器的结构；

图 22A 和 22B 示出依据第十三实施例的滤波器的结构；

图 23 示出依据第十四实施例的双工器的结构；

图 24 是上述双工器的方框图；以及

图 25 是示出以及第十五实施例的通信设备的结构的方框图。

以下，参考附图，对依据本发明的传输线、谐振器、滤波器、双工器和通信设备的实施例给出描述。

原理及第一实施例(图 1A 到 8B)

图 1A 是传输线的结构的俯视图，图 1B 是沿线 A-A 的剖面图，在右边示出其各个放大图。在图 1A 和 1B 中，在介电衬底 1 的整个下表面上形成地电极 3。在介电衬底 1 的上表面上形成细线 2 和连续线 12。这里，细线 2 的线宽设为与趋肤深度基本上相同。

每条细线 2 是两端开口的线，其波长为相应于细线 2 的发射频率的波长的一半，它们以相同的间距以沿信号传播方向倾斜的状态相互平行地排列。沿信号传播方向形成连续线 12，从而各条细线 2 的中央部分相互连接。换句话说，具有预定长度的细线 2 从连续线 12 的两侧分出。

图 2A 和 2B 示出细线 2 中的示例电磁场及电流分布。然而，为了使这些图清楚，减少了细线 2 的数目。图 2A 示出当细线 2 的左端和右端处的电荷变为最大时通过线 A-A 的剖面的电场和磁场的分布。此外，图 2B 示出通过各条线之间的磁场与各条线的电流密度的 z 分量(沿竖直方向)的平均值。

如图 2B 所示，当从微观上观察各条线时，电流密度在各个边缘部分处增加。然而，当沿剖面方向观察时，其中流动振幅和相位基本上处于相同水平的电流的细线 2 以恒定间距设置在每条细线 2 的左边和右边。因此，减少了边缘效应。具体来说，当把细线 2 看作单条线时，电流以正弦波的形式分布，

其中左边和右边为波节，中央部分为波腹；宏观上看，不产生边缘效应。

图 3A 和 3B 示出与图 2A 和 2B 相比较的一个例子，其中把图 2A 和 2B 所示每条线的线宽增加到趋肤深度的几倍。当线宽增加时，因各个导体上的边缘效应而使电流集中变得明显，减少损耗的效果降低。

图 4A 示出传输线的一部分，图 4B 和 4C 分别示出八条相邻细线 2 的电压和电流的示例分布。如图 4A 所示，当波长为λ_g时，编号从 1 到 8 的细线 2 的线长为$\lambda_g/2$。因而，发射到相应于各条细线 2 中央处的连续线 12 上的电压与电流的振幅，在各条细线 2 中激发出$\lambda_g/2$谐振的驻波。

当作为整体来观察细线 2 时，细线 2(半波长线)的左边和右边变为开路端。因此，它们变为电流振幅中不允许电流流动的波节。相应地，没有电流沿细线 2 的边缘流动；从而减少了边缘效应。此外，包含在剖面中的细线 2 的数目越多，则细线 2 中电流分布更连续和平滑；因此，可有效地减少边缘效应。

必须对图 2A 到 4C 所示的分布进行三维分析。然而，由于计算量非常大，所以实际上难于进行严格的分析。取而代之，示出对多个线电流源产生的磁场分布进行静态磁场分析的结果，其中给出了振幅和相位。

分析模型

图 5 示出多个线电流源的分析模型。把该模型示作多微带线的剖面图。

在模型 1 中，使用电流相位和振幅相同的分布(图 6A)，即：

$i_k=A/\sqrt{2}$，$(k=1,2,\ldots n)$

在模型 2 中，使用电流相位从 0 到 180°且电流振幅为正弦曲线的分布(图 6B)，即：

$i_k=A\sin\{(2k-1)\pi/2n\}$，$(k=1,2,\ldots n)$

磁场分布的计算

依据 Biot-Savart 定律来进行磁场分布的计算。

由以下公式(1)来表示由线电流源所产生的磁场矢量，该矢量通过 x-y 平面上的一点(p)并沿 z 方向无限连续流动：

$$H=\frac{\mu_0 I_0 e_z \times (r-p)}{4\pi (r-p)^2} \qquad (1)$$

相应地，由以下公式(2)来表示在该模型中由多个线电流源所产生的磁场

分布；

$$H=\sum_k \frac{\mu_0 i_k}{4\pi}\left(\frac{e_z\times(r-p_k)}{(r-p_k)^2}-\frac{e_z\times(r-p_k^{(m)})}{(r-p_k^{(m)})^2}\right) \qquad (2)$$

以上，$p_k^{(m)}$代表把地电极作为对称平面的 p_k 点的镜象位置。此外，由于电流沿相反方向流动，所以公式中的第二项为负号。

计算示例

设定条件：

线数：n=20

总的线宽：wo=0.5mm

衬底厚度：ho=0.5mm

线电流源的坐标：

$x_k=[\{(2k-1)/2n\}-(1/2)]wo$，及

$y_k=ho$，（这里，k=1,2,...,n）

图 6A 和 6B 分别示出模型 1 和模型 2 的磁场强度分布。在图中，竖直的辅助线代表线组的末端，水平的辅助线代表衬底的边界表面。从结果的比较中，模型 2 情况下的轮廓线不太相互靠近，表面电流较低，模型 2 情况下的功耗较小。

图 7A 和 7B 示出磁场振幅的 x 分量的分布。在图中，竖直的辅助线代表线组的末端，水平的辅助线代表衬底的边界表面。从结果的比较中，在模型 2 的情况下，磁场集中较小，边缘效应得以明显改善，且损耗减少特性是极好的。

此外，图 8A 和 8B 示出磁场振幅的 y 分量的分布。在图 8 中，竖直的辅助线代表线组的末端，水平的辅助线代表衬底的边界表面。从结果的比较中，模型 2 的隔离较好；因此，它非常适用于用设置邻近的谐振器来构成例如滤波器的情况下所进行的积分。

第二实施例(图 9A 和 9B)

图 9A 和 9B 结合其局部放大图分别示出第二实施例的平面图和剖面图。从图 1A 和 1B 的比较中很明显的是，在此传输线中，形成三条连续线 12a、12b 和 12c。细线 2 的结构与图 1A 和 1B 的情况相同。这三条连续线 12a、12b 和 12c 如此连接细线 2，从而相互连接这些细线 2 的相同部分。因而，由三条连

续线 12a、12b 和 12c 来相互连接相位相同的各条细线 2 的相同的部分。

第三实施例(图 10A 和 10B)

图 10A 和 10B 结合其局部放大图分别示出第三实施例的平面图和剖面图。从图 1A 和 1B 及图 9A 和 9B 的比较中很明显的是，在此传输线中，形成三条连续线 12a、12b 和 12c；细线 2 从设置在三条连续线 12a、12b 和 12c 组的两端处的连续线 12a 和 12c 中分出。此外，中央连续线 12b 被隔离。依据此结构，每条细线 2 起到具有 1/4 波长的线的作用。连到连续线 12a 和 12c 之一的部分用作短路端，另一末端部分用作开路端，连续线 12b 起到传播信号的线的作用。

第四实施例(图 11A 和 11B)

图 11A 和 11B 结合其局部放大图分别示出第四实施例的平面图和剖面图。从图 10A 和 10B 的比较中很明显的是，细线 2 沿两边方向从三条连续线 12a、12b 和 12c 组两侧的连续线 12a 和 12c 对称地分出。由此结构，每条细线 2 起到 1/4 波长的线的作用。连到连续线 12a 和 12c 之一的部分用作短路端，另一末端部分用作开路端，连续线 12b 起到传播信号的线的作用。

第五实施例(图 12A 到 13B)

图 12A、12B、13A 和 13B 示出具有四个不同的细线 2 图案的四条传输线的平面图。图 12A 和 12B 示出细线 2 沿右上方向和左下方向从连续线 12 对角地分出的两个例子；图 13A 和 13B 示出细线 2 相对于作为对称轴的中央连续线 12 对称地分出的两个例子。

在任一条传输线中，通过形成弯曲的细线 2，可比形成直线的细线 2 的情况更自由地控制细线 2 之间的电容耦合和相互介电耦合。此外，这使得可以在恒定的物理长度条件下来控制电气长度。

第六实施例(图 14A 和 14B)

图 14A 和 14B 结合其局部放大图分别示出第六实施例的平面图和剖面图。与图 1A 和 1B 所示不同的是，细线 2 和连续线 12 个别地由开槽线(slotted line)构成。在由这些开槽线构成的传输线中，也减少了末端处的电流集中，并减少了发射损耗。

第七实施例(图 15A 和 15B)

图 15A 和 15B 结合其局部放大图分别示出第七实施例的平面图和剖面图。在本例中，设有两条连续线 12a 和 12b。如此设置这两条连续线 12a 和 12b，

从而每条细线 2 的末端相互连接。依据此结构，每条细线 2 起到两端短路的半波长线的作用，连续线 12a 和 12b 连接电流振幅的波腹部分。

第八实施例(图 16A 到 16B)

图 16A 和 16B 结合其局部放大图分别示出第八实施例的平面图和剖面图。在本例中，两条连续线 12a 和 12b 及细线 2 个别地由开槽线构成，如此设置这两条连续线 12a 和 12b，从而每条细线 2 的末端相互连接。在由这些开槽线构成的传输线中，也减少了末端处的电流集中，并减少了发射损耗。

第九实施例(图 17)

图 17 是第九实施例的线部分的放大图。每条线的线宽基本上等于或小于导体的趋肤深度。由此，为维持通过导体右侧和左侧之间的间隙(空间)的磁通量而流动的电流具有的距离是使左侧和右侧处引起干扰的距离。由此，可减少相位偏离谐振相位的无功电流；结果，可明显地减少功耗。

第十实施例(图 18 和 19)

图 18 是第十实施例的线部分的放大图。在本例中，依次在介电衬底上层叠薄膜导体层、薄膜介电层、薄膜导体层和薄膜介电层。此外，把导体层作为顶层；因而构成的线作为三层结构中的薄膜多层电极。这样，由于细线 2 沿膜厚方向分成多层，可减少衬底薄膜处的趋肤效应，并可进一步减少导体损耗。

图 19 示出在上述薄膜多层电极之间的每一间隙中填充介电材料的情况。依据此结构，可容易防止相邻线间的短路及层间的短路，从而可以提高要实现的特性的可靠性和稳定性。

第十一实施例(图 20)

图 20 是第十一实施例的导体部分的放大图。在本例中，把超导体用作电极。例如，使用钇族或铋族高温超导体材料。一般，当把超导体材料用于电极时，必须确定电流密度的上限，从而不会减少功率耐受特性。然而，依据具有一条连续线及从中分出的多条细线的结构，线部分基本上没有边缘部分。因此，不会发生明显的电流集中，使得可容易地在低于超导体的临界电流密度的水平下进行操作。结果，可有效地使用超导体的低损耗特性。

第十二实施例(图 21A 到 21D)

图 21A 到 21D 示出把上述传输线用作谐振线的四个示例谐振器。在图 21A 和 21C 中，示出相对于中央连续线 12 的两边对称地形成细线 2 的例子。在图

21B 和 21D 中的每个结构是这样的，从而线性细线 2 的中央部分经由连续线 12 相互连接。在图 21A 和 21B 所示的例子中，如此形成末端 (end terminal)13 和 14，使得细线 2 的线长都相同。在图 21C 和 21D 所示的例子中，仅在谐振线的两端处形成末端 13 和 14。

第十三实施例(图 22A 和 22B)

图 22A 和 22B 示出一滤波器的结构，其中图 22A 示出其上形成谐振线的介电衬底 1 的俯视图，图 22B 是滤波器整个结构的侧视图。在介电衬底 1 的上表面，排列了与图 21D 所示类似的四条传输线；在两端处形成电容性耦合各条谐振线的外部耦合电极 5。外部耦合电极 5 延伸到作为输入端和输出端的前表面(外表面)。在介电衬底 1 的下表面及四周表面上形成地电极。此外，在介电衬底 1 上形成具有在上表面和四周表面上形成的地电极的另一介电衬底。由此，构成使用三个一组结构的谐振器的滤波器。

依据上述结构，相邻谐振器介电耦合，从而获得由四个谐振器形成并提供带通特性的滤波器。

第十四实施例(图 23 和 24)

图 13 是一双工器的结构的图，它是示出除去上屏蔽罩(shield cover)的情况的俯视图。在图中，10 和 11 代表滤波器，每个滤波器具有图 22A 和 22B 所示介电衬底部分的结构。滤波器 10 用作发射滤波器，滤波器 11 用作接收滤波器。滤波器 10 和 11 安装在绝缘衬底 6 的上表面上。在衬底 6 上，形成把滤波器 10 和 11 的外部耦合电极及衬底 6 的电极部分用金属导线连接(wire-bond)的分支线 7、ANT 端、TX 端和 RX 端。基本上在不包括绝缘衬底 6 的端部分的整个下表面上形成地电极。屏蔽罩安装在图中虚线所示的上面部分。

图 24 是双工器的方框图。依据此结构，可防止对至接收机电路的发射信号的干扰及对至发射机电路的接收信号的干扰。此外，允许来自发射机电路的发射信号仅通过发射机频带并把它导向天线；且允许来自天线的接收信号仅通过接收频带并把它馈送到接收机。

第十五实施例(图 25)

图 25 是依据第十五实施例的天线设备的结构的方框图。在图中，使用具有图 23 和 24 所示结构的双工器。在电路衬底上构成发射机电路和接收机电路，发射机电路连到 TX 端，接收机电路连到 RX 端，天线连到 ANT 端。这样，

把双工器安装在上述电路衬底上。

如上所述，虽然已描述了本发明的串行数据传递系统，可理解本发明不限于上述实施例。相反，本发明旨在覆盖包含在本发明精神和范围内的各种其它修改和等价配置。

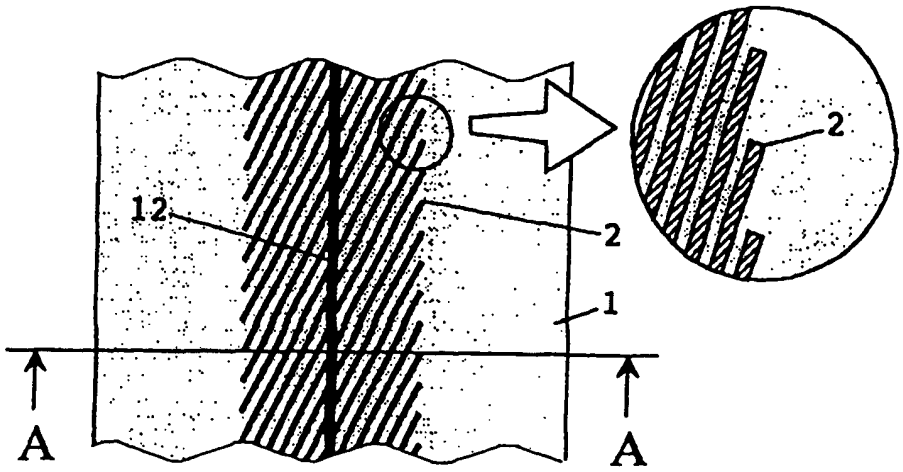


图 1A

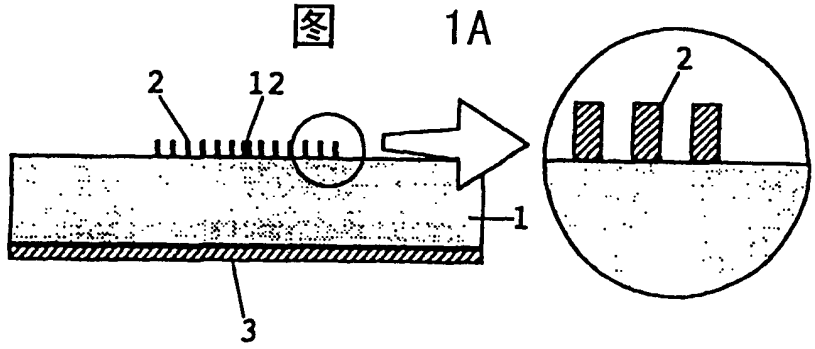


图 1B

剖面A－A

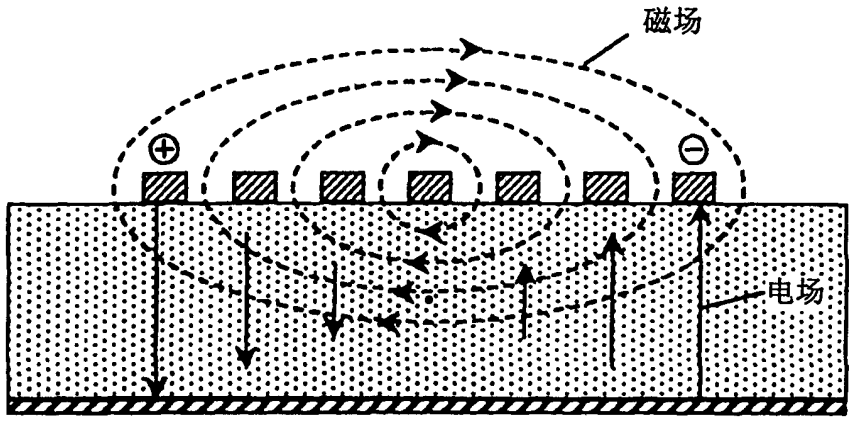


图 2A

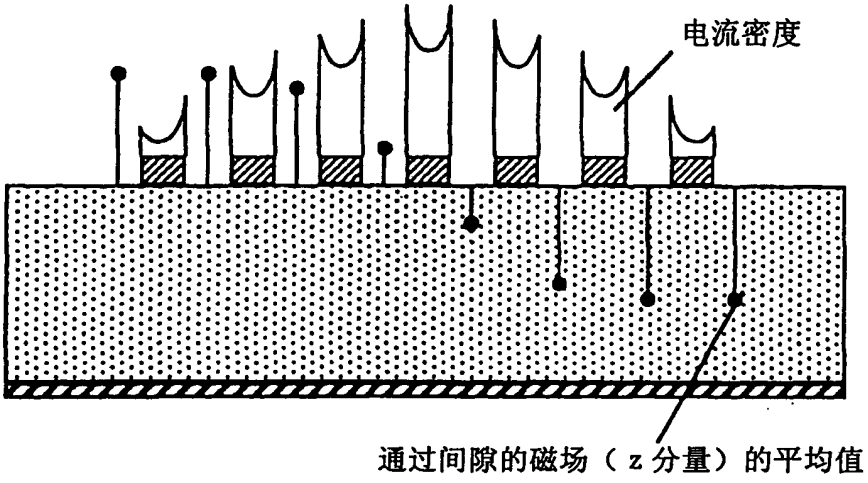


图 2B

剖面A－A

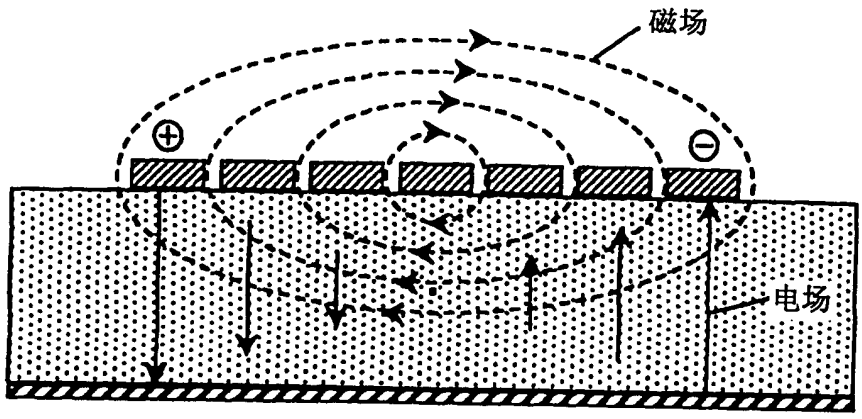


图 3A

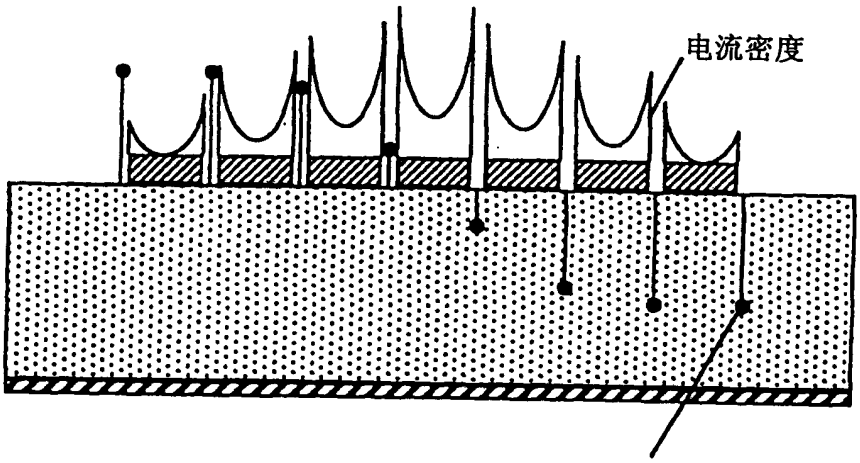


图 3B

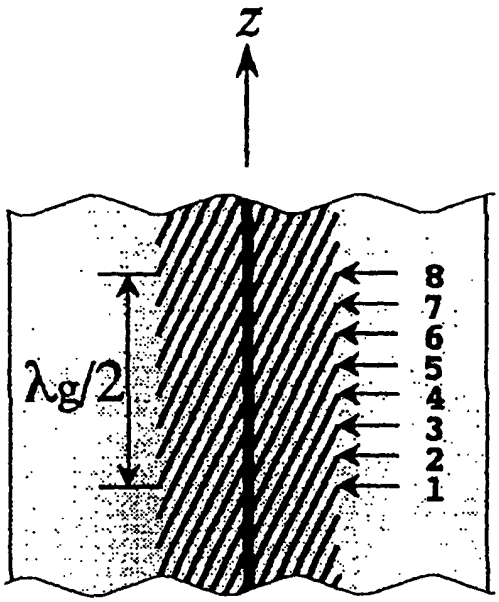


图 4A

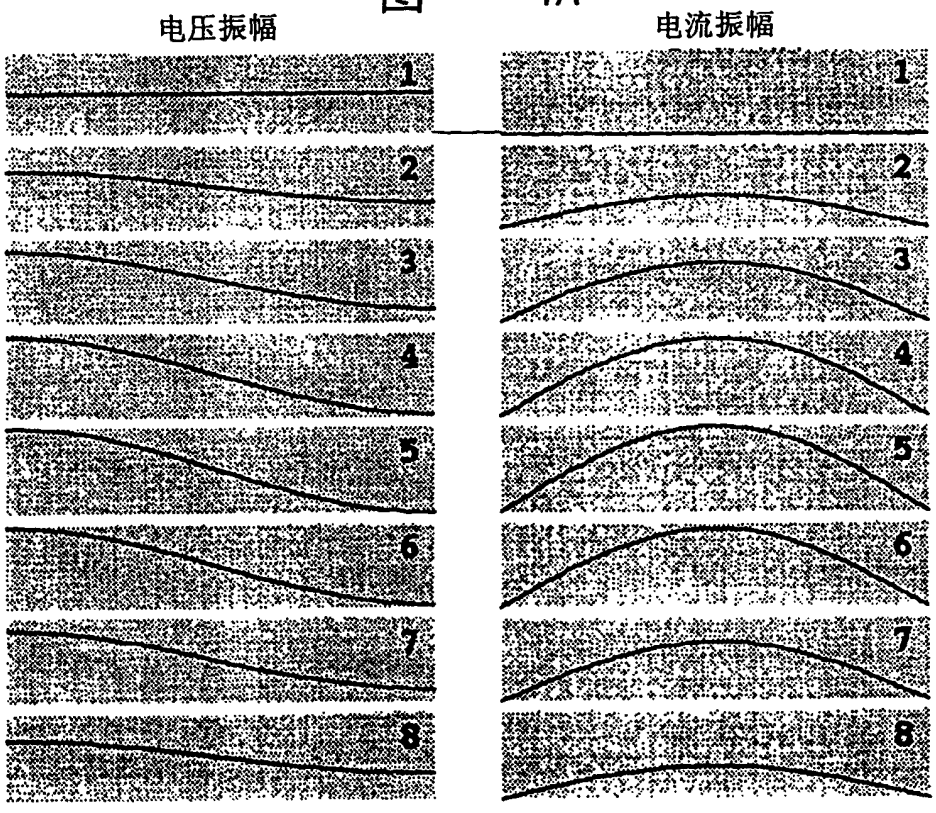


图 4B 图 4C

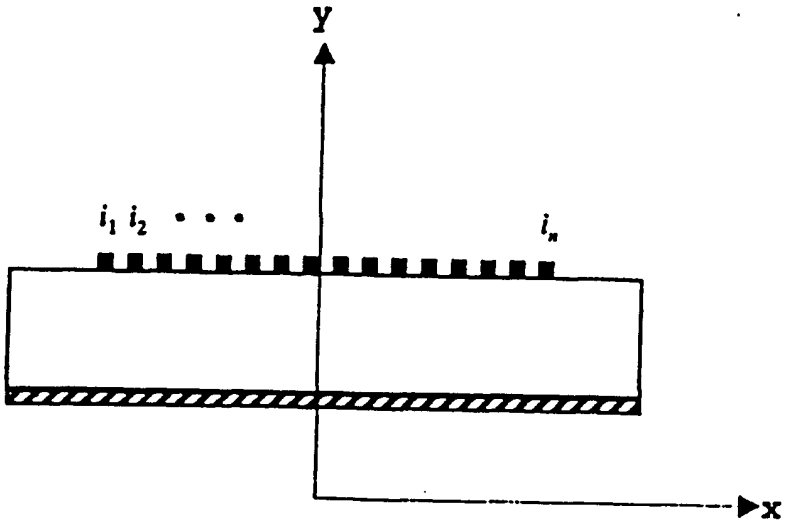


图 5

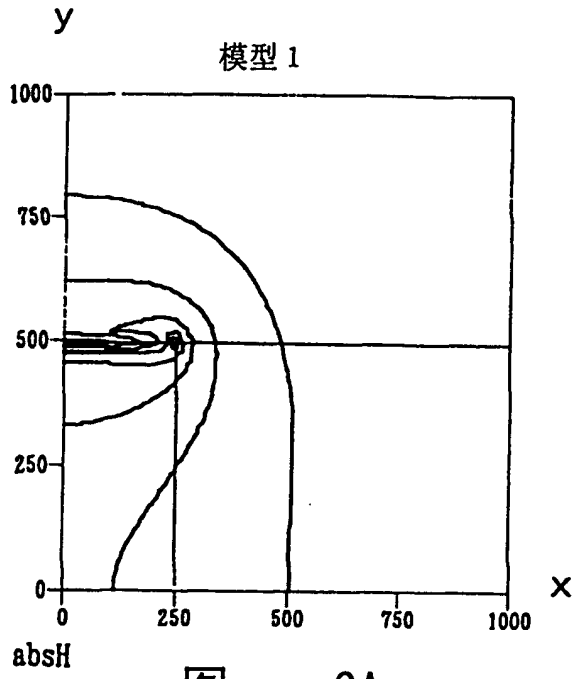

y
模型 1
1000
750
500
250
0
0
250
500
750
1000
x
absH

图 6A

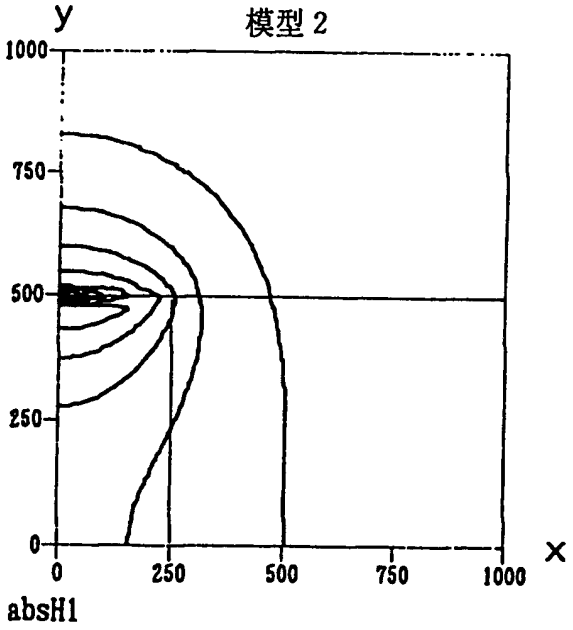

y
模型 2
1000
750
500
250
0
0
250
500
750
1000
x
absH1

图 6B

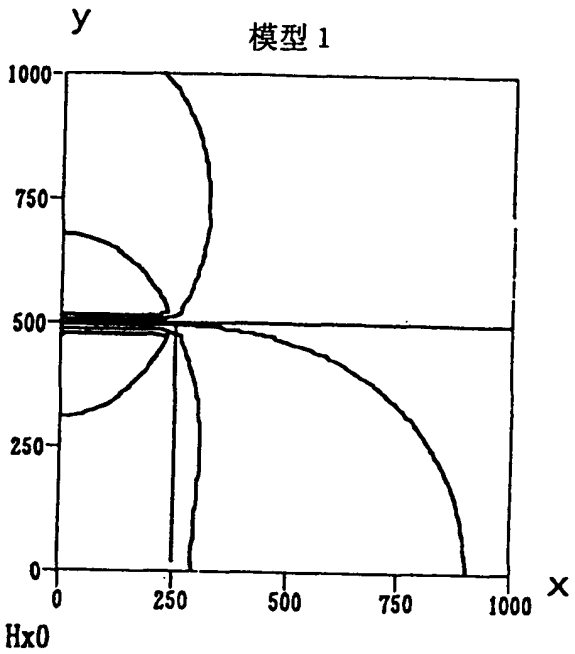

y
模型 1
1000
750
500
250
0
0
250
500
750
1000
x
Hx0

图 7A

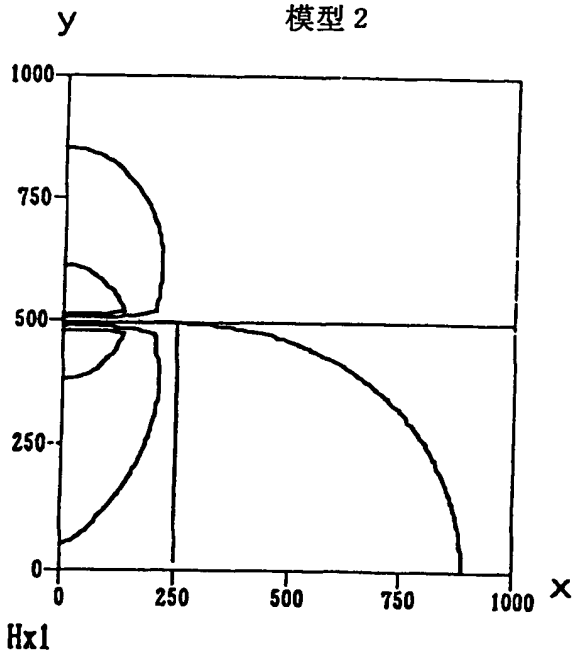

y
模型 2
1000
750
500
250
0
0
250
500
750
1000
x
Hx1

图 7B

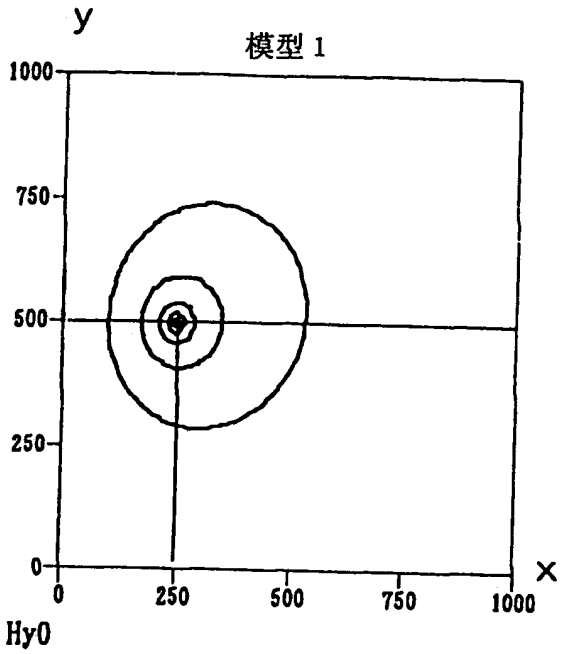

y
模型 1
1000
750
500
250
0
0
250
500
750
1000
x
Hy0

图 8A

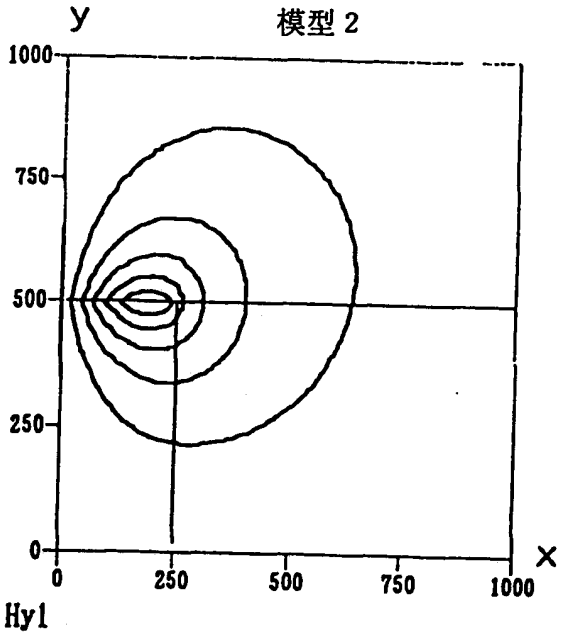

y
模型 2
1000
750
500
250
0
0
250
500
750
1000
x
Hy1

图 8B

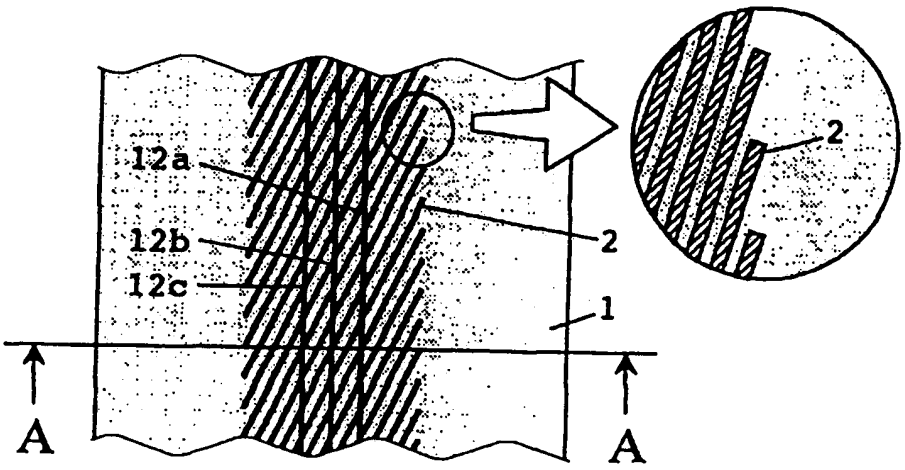


图 9A

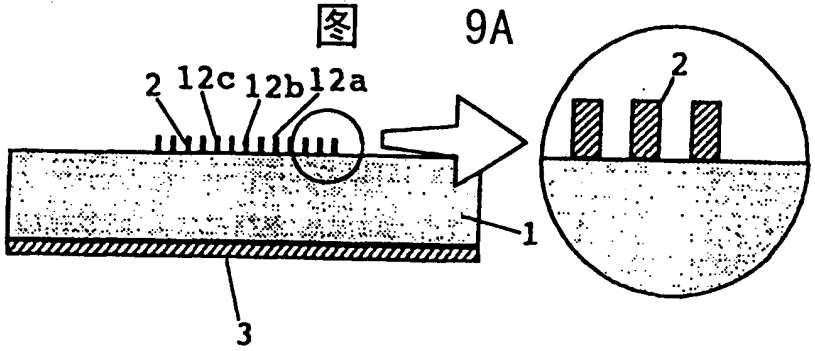


图 9B

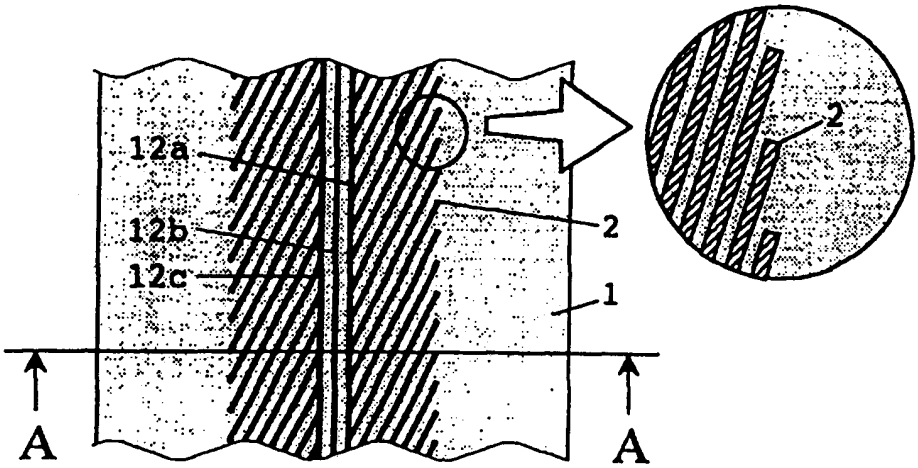


图 10A

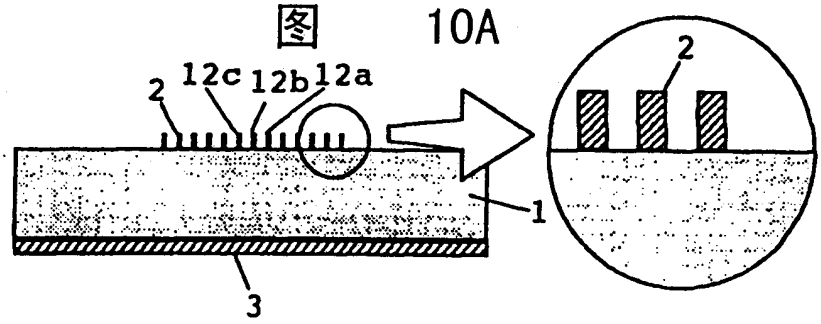


图 10B

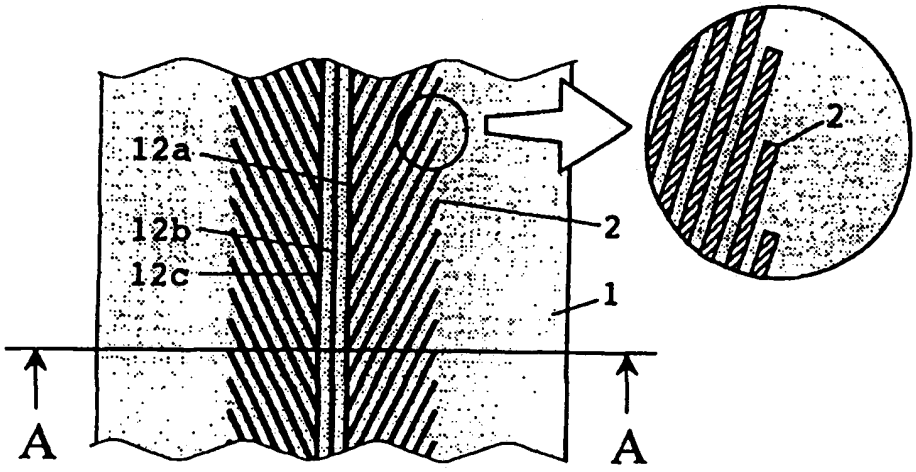


图 11A

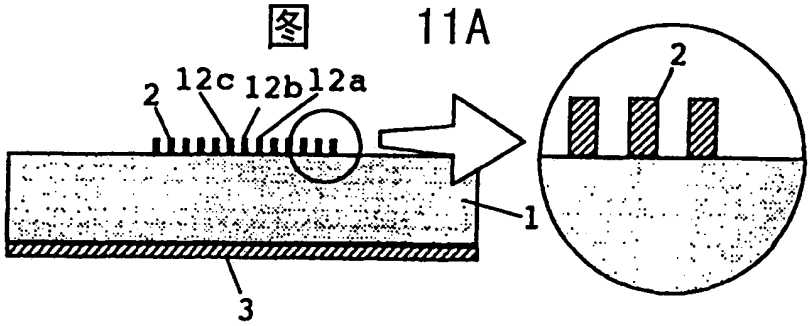


图 11B

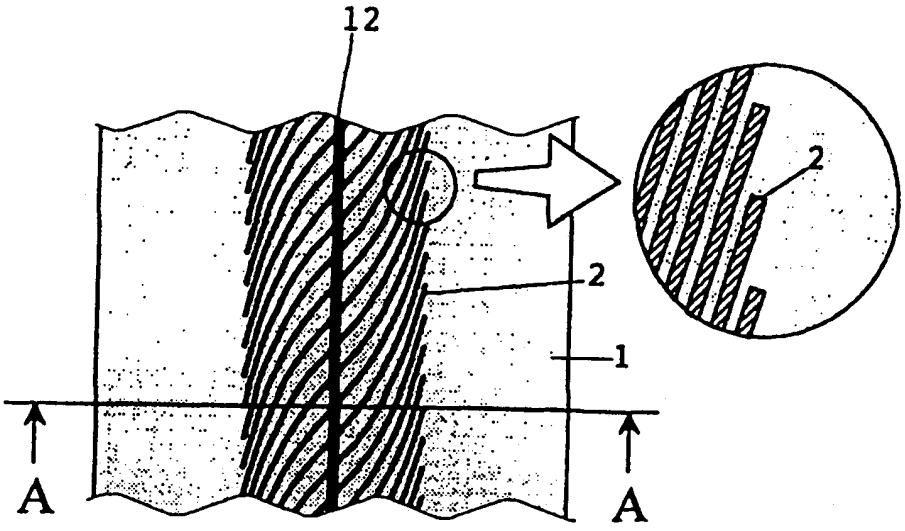


图 12A

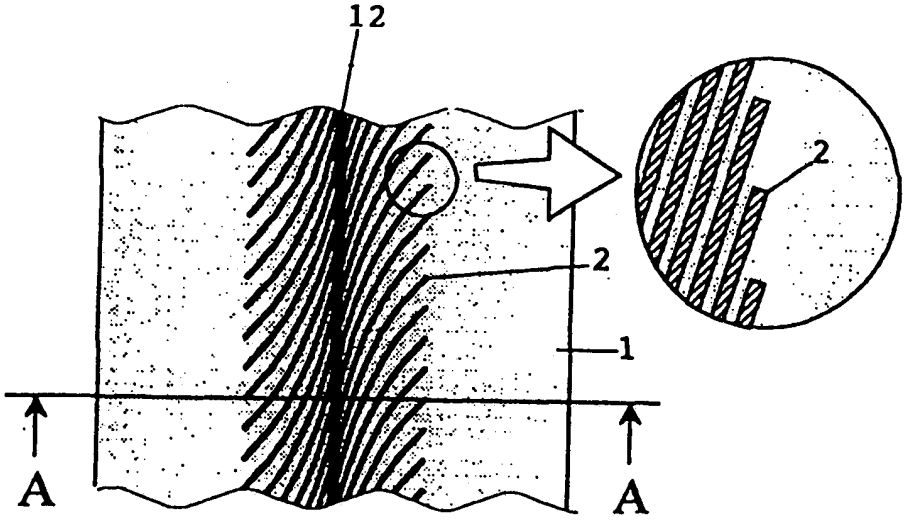


图 12B

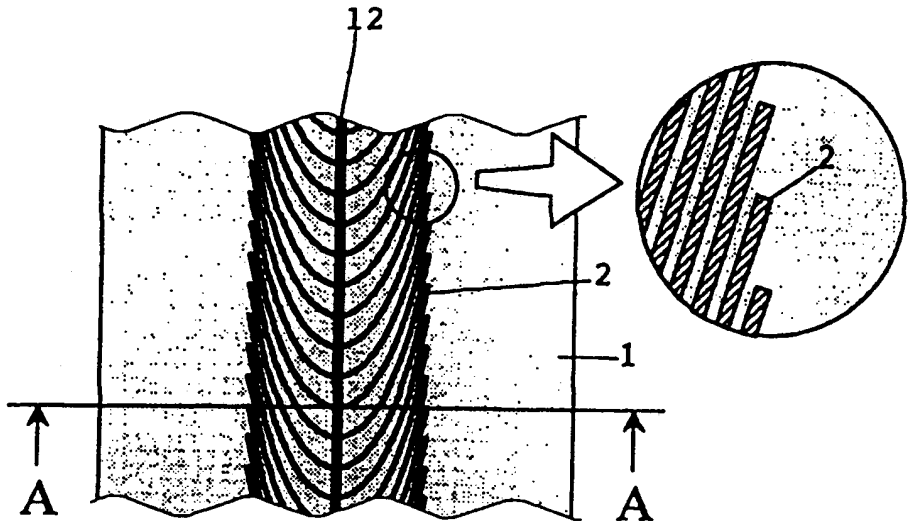


图 13A

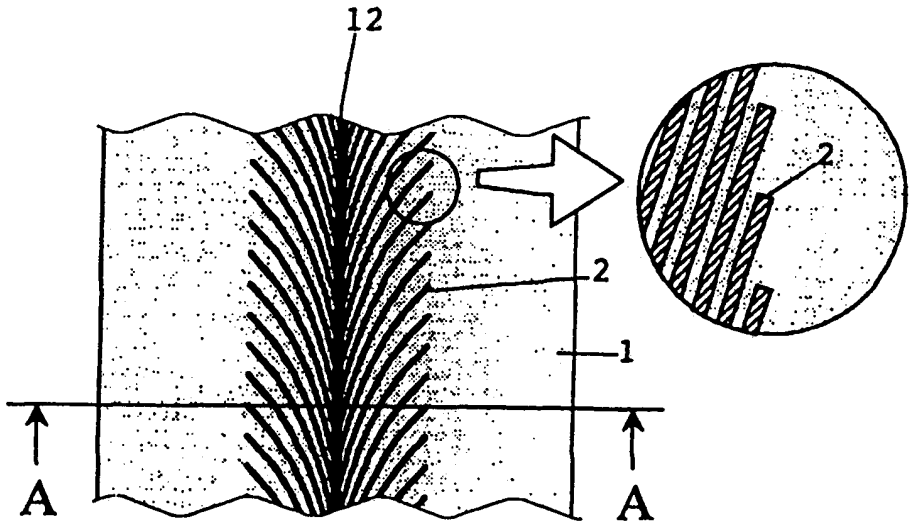


图 13B

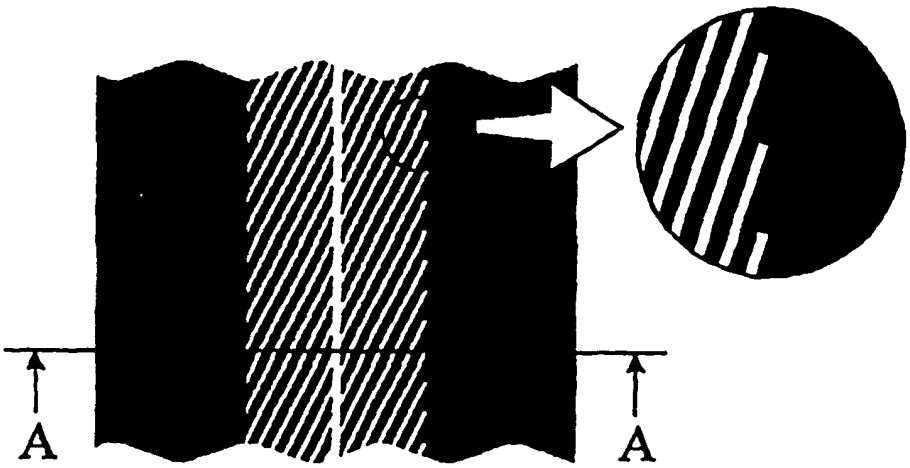


图 14A

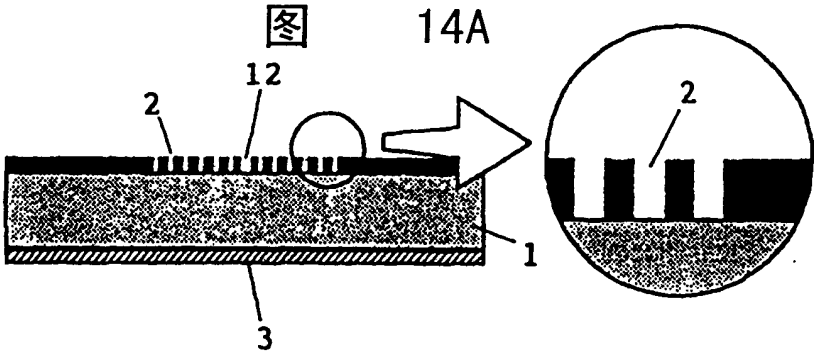


图 14B

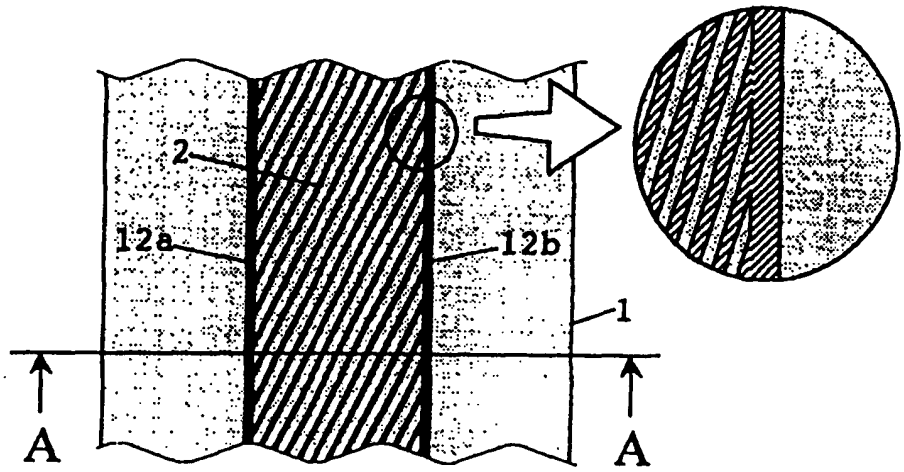


图 15A

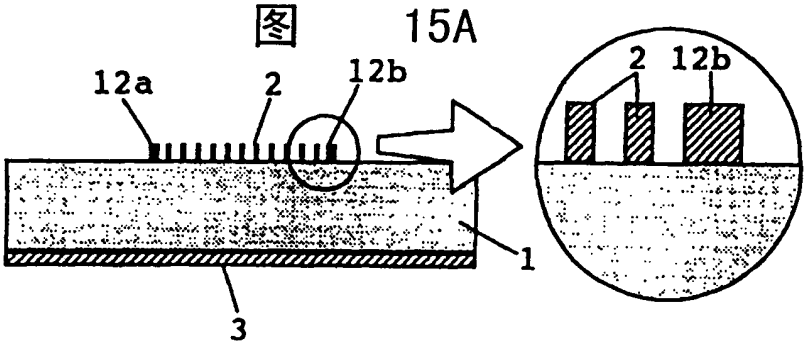


图 15B

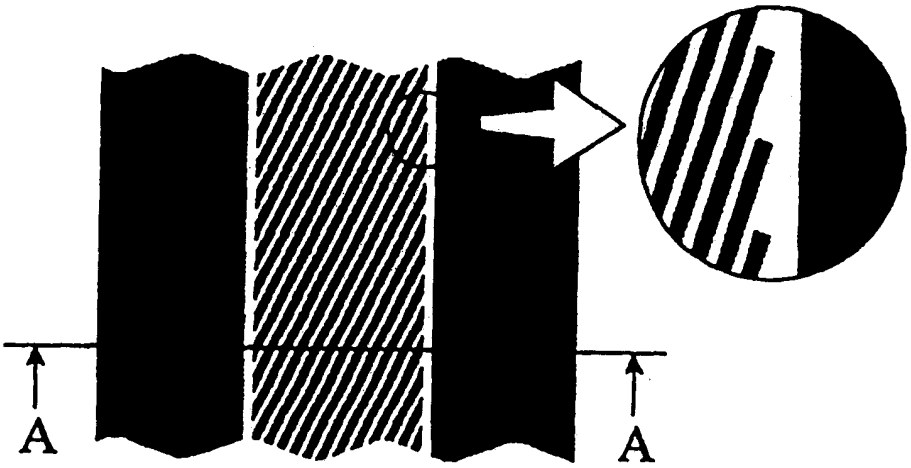


图 16A

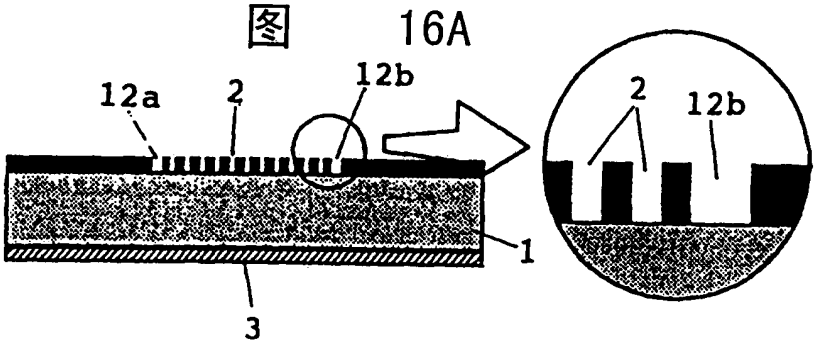


图 16B

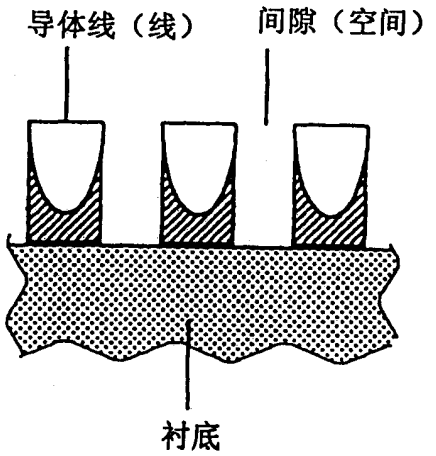


图 17

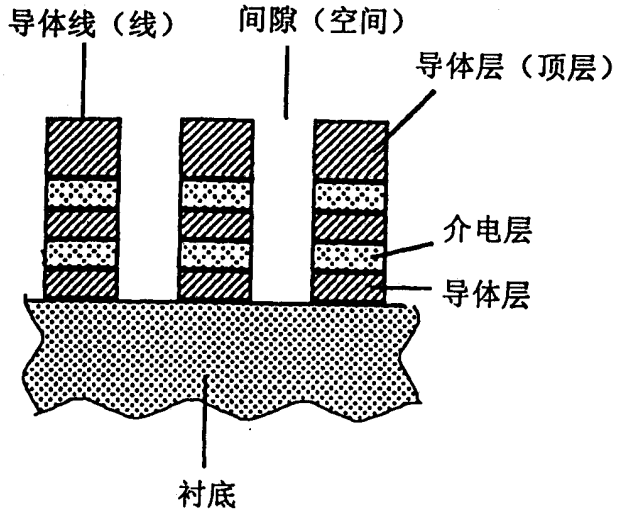


图 18

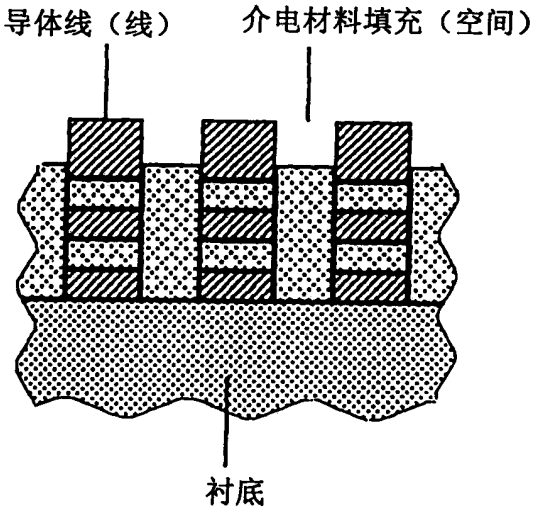


图 19

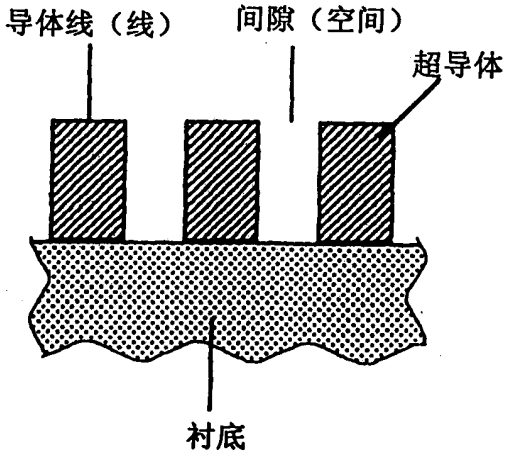


图 20

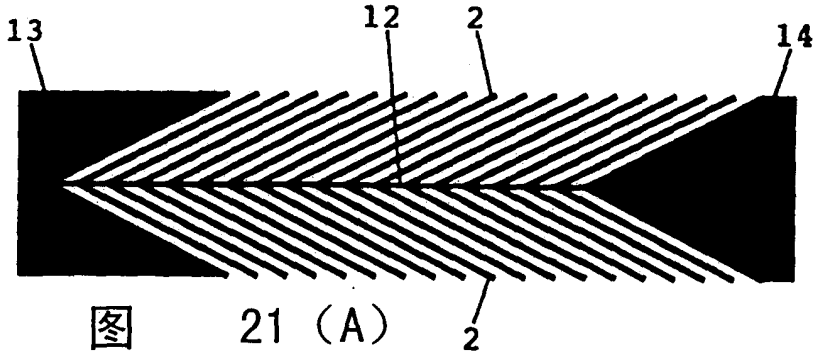


图 21（A）

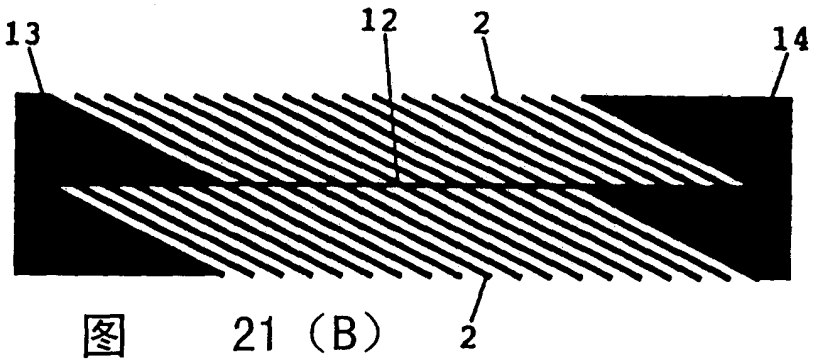


图 21（B）

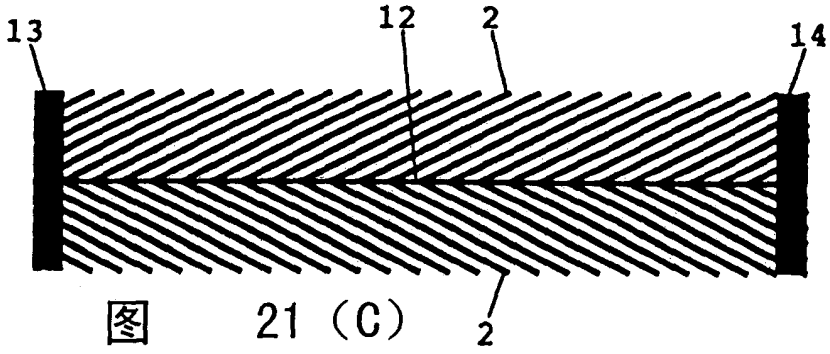


图 21（C）

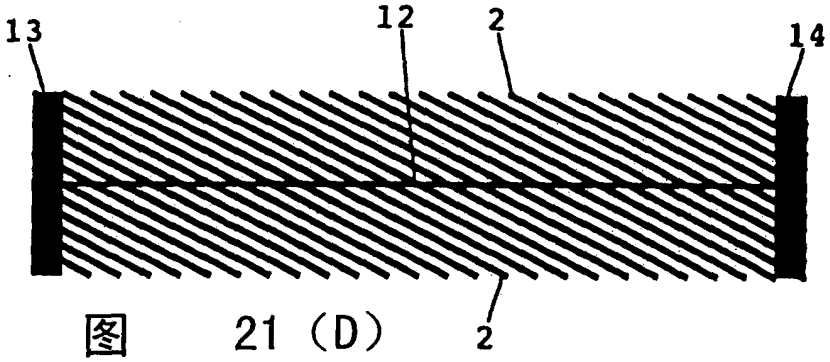


图 21（D）

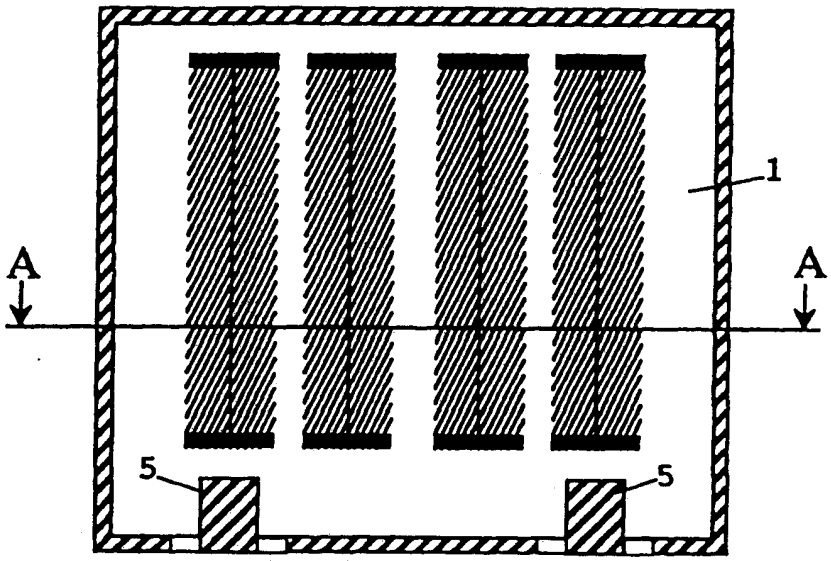


图 22A

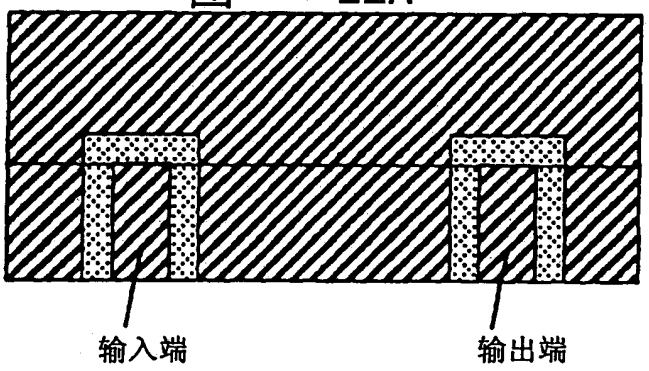


图 22B

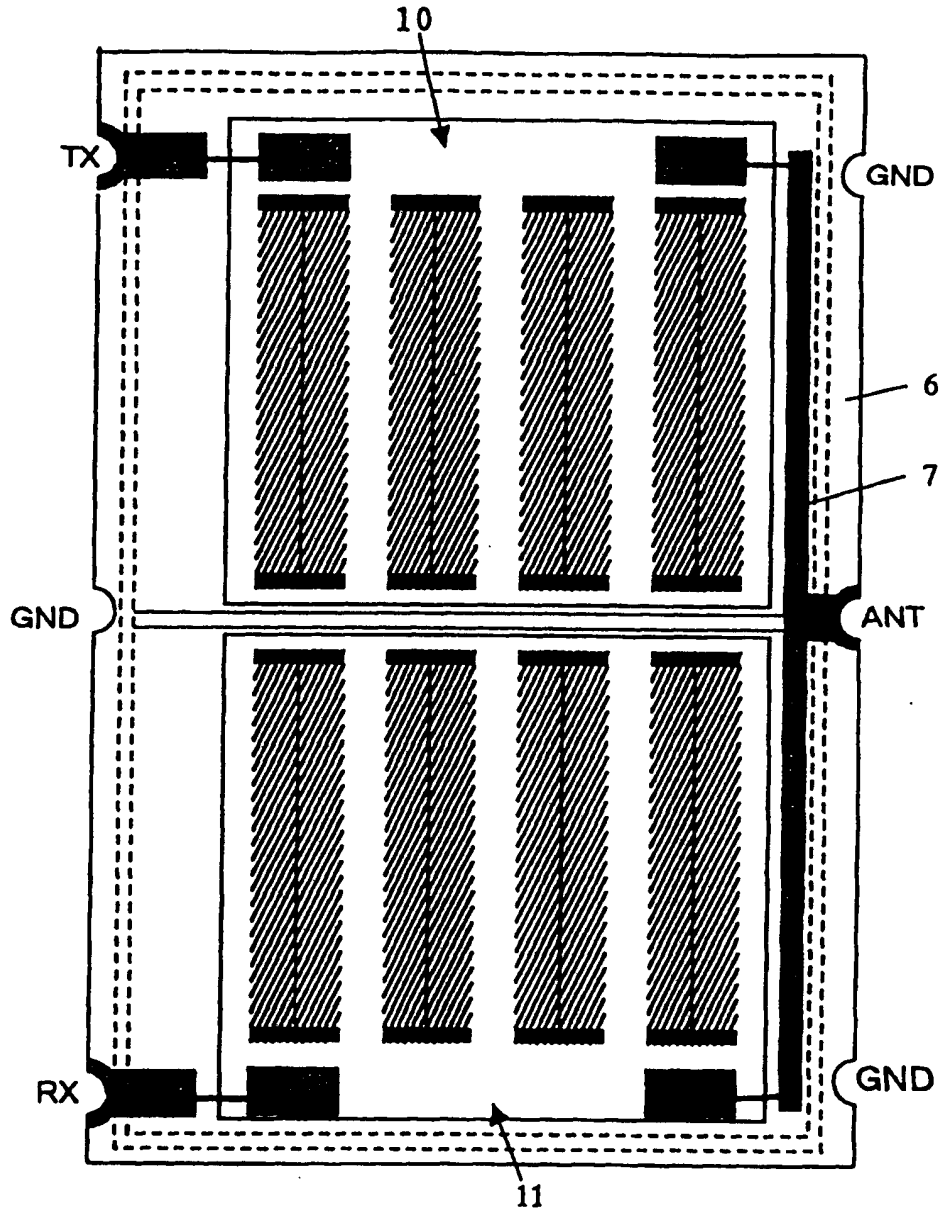


图 23

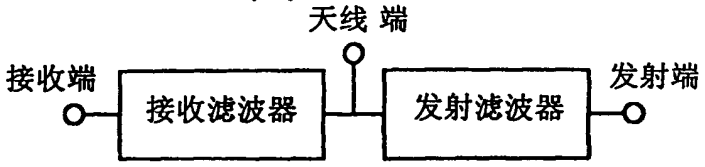


图 24

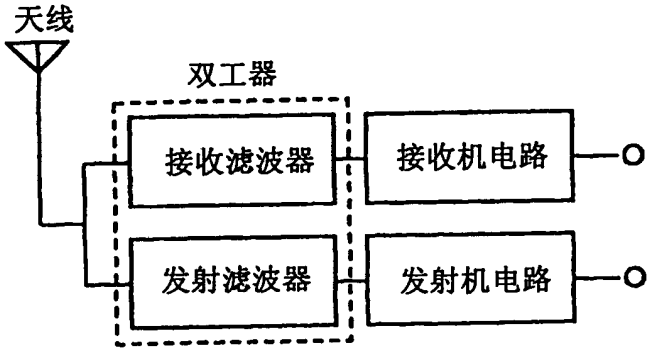


图 25