

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H01P 3/00 (2006.01)

H01P 11/00 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200310120653.5

[45] 授权公告日 2006年9月27日

[11] 授权公告号 CN 1277332C

[22] 申请日 2003.12.16

[21] 申请号 200310120653.5

[30] 优先权

[32] 2002.12.16 [33] JP [31] 364054/02

[71] 专利权人 TDK 株式会社

地址 日本东京都中央区

[72] 发明人 福永达也

审查员 崔 雁

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 刘宗杰 王忠忠

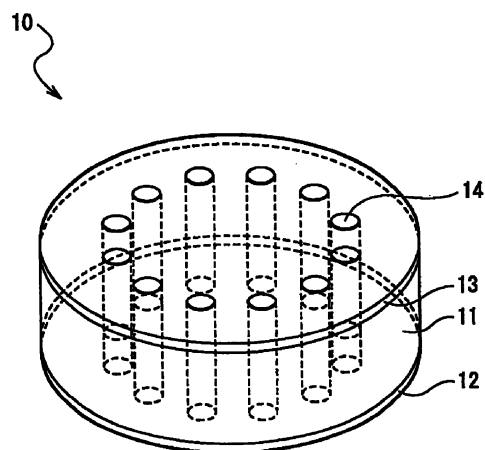
权利要求书 2 页 说明书 15 页 附图 15 页

[54] 发明名称

高频组件及高频组件中的通孔配置方法

[57] 摘要

本发明的课题是要做到能够实现通孔的最佳配置并可以有效地进行电磁波的传播。圆柱型波导管(10)，具有电介质基板(11)、彼此相对的接地电极(12、13)、使接地电极(12、13)之间导通的多个通孔(14)。当决定通孔(14)的配置关系时，首先，从所要求的电磁波衰减度求得中心间隔 d 与各通孔的半径 r 的关系。然后，根据该所求得的关系决定各通孔的配置。因此，可以实现通孔的最佳配置，而与以往用作参数的信号波长等无关。



1. 一种高频组件，具有多个通孔并利用由这些通孔围出的区域传播电磁波，该高频组件的特征在于：如设各相邻通孔的中心间隔为 d 、各通孔的半径为 r ，则将上述多个通孔配置成满足以下的条件式 (A-1)。

5

$$3.6r < d < 4.0r \quad \dots \dots (A-1)$$

2. 根据权利要求 1 所述的高频组件，其特征在于：由上述多个通孔构成形成了侧壁的谐振器。

10

3. 根据权利要求 1 所述的高频组件，其特征在于：由上述多个通孔构成形成了侧壁的传输线路。

4. 根据权利要求 1~3 的任何一项所述的高频组件，其特征在于：在电磁波强度分布不均匀的高频组件中，将上述多个通孔配置成在电磁场强度越强的区域内使中心间隔 d 相对于通孔半径 r 越具有较小的值。

15

5. 根据权利要求 1~3 的任何一项所述的高频组件，其特征在于：电磁波的频带为 20GHz~120GHz 的范围。

6. 根据权利要求 1~3 的任何一项所述的高频组件，其特征在于：当设与使用频带内的至少一部分频率的截止频率 f_0 对应的波长为 λ_0 时，满足

20

$$\lambda_0/4 < g$$

式中， $g=d-2r$ 。

7. 一种高频组件中的通孔配置方法，用于具有多个通孔并利用由这些通孔围出的区域传播电磁波的高频组件，该高频组件中的通孔配置方法的特征在于：如设各相邻通孔的中心间隔为 d 、各通孔的半径为 r ，则将上述多个通孔配置成满足以下的条件式 (A-1)。

30

$$3.6r < d < 4.0r \quad \dots \dots (A-1)$$

8. 根据权利要求 7 所述的高频组件中的通孔配置方法，其特征在于：当设与使用频带内的至少一部分频率的截止频率 f_0 对应的波长为 λ_0

时，将上述通孔配置成满足

$$\lambda/4 < g$$

5 式中， $g=d-2r$ 。

高频组件及高频组件中的通孔配置方法

技术领域

- 5 本发明涉及用于传播微波或毫米波等高频带信号的高频组件及高频组件中的通孔配置方法。

背景技术

- 10 在现有技术中,作为传输微波频带或毫米波频带等高频信号用的传输路线,熟知的有带状线路、波导管及介质波导管等。另外,已知这些传输线路还可以用来构成高频用谐振器及滤波器。此外,作为由这些高频用结构要素构成的组件,还有 MMIC (单片微波集成电路) 等。

- 15 最近以来,公开了一种利用层叠技术在多层结构的配线基板内形成介质波导线路的型式。这种型式,备有将电介质夹在中间层叠的多个接地导体及将内表面金属化而使接地导体之间导通的通孔,并可以在由这些接地导体和通孔围出的区域内传播电磁波。

- 20 在这种层叠型的波导管中,如配置通孔的间隔过大,则将使电磁波从相邻的通孔之间泄漏。因此,必须将设置通孔的间隔设定为小于一定的值。以往,设置该通孔的间隔,一般都是在考虑了信号波长、及电介质基板的相对介电常数后决定。例如,在以下的专利文献 1 中,记载着以小于截止波长的间隔设置了通孔的波导管的例。而在以下的专利文献 2 中,记载着沿电磁波的行进方向以小于管内波长的二分之一的间隔设置了通孔的波导管的例。

- 25 [专利文献 1]

特开平 6-53711 号公报

- [专利文献 2]

特开平 11-284409 号公报

- 30 如上所述,在现有的层叠型波导管中,在决定设置通孔的间隔时主要考虑信号波长。但是,特别是,设置通孔的间隔与导体损耗及辐射损失等的关系,在数学上还未能正确地解释清楚,因此,只考虑了信号波长的通孔配置不一定是真正的最佳状态。

发明内容

本发明，是鉴于上述问题而开发的，其目的是提供一种可以实现通孔的最佳配置并能有效地进行电磁波传播的高频组件及高频组件中的通孔配置方法。

本发明的高频组件，具有多个通孔并利用由这些通孔围出的区域传播电磁波，该高频组件的特征在于：如设各相邻通孔的中心间隔为 d 、各通孔的半径为 r ，则将多个通孔配置成满足以下的条件式 (A-1)。

$$3.6r < d < 4.0r \quad \dots \dots (A-1)$$

本发明第 1 观点的高频组件中的通孔配置方法，用于具有多个通孔并利用由这些通孔围出的区域传播电磁波的高频组件，该高频组件中的通孔配置方法的特征在于：如设各相邻通孔的中心间隔为 d 、各通孔的半径为 r ，则将多个通孔配置成满足以下的条件式 (A-1)。

$$3.6r < d < 4.0r \quad \dots \dots (A-1)$$

在本发明的高频组件及本发明第 1 观点的高频组件的通孔配置方法中，通孔的配置，由各相邻通孔的中心间隔 d 与各通孔的半径 r 的关系规定。因此，可以实现通孔的最佳配置，而与信号波长等无关。

这里，在本发明的高频组件及本发明第 1 观点的高频组件的通孔配置方法中，特别是，在将高频组件构成为由多个通孔形成了侧壁的谐振器。

另外，特别是，在将高频组件构成为由多个通孔形成了侧壁的传输线路。

另外,特别是,在将高频组件构成为由多个通孔形成了侧壁的谐振器时,也可以将多个通孔配置成使相邻通孔之间的非传播区域内的电磁波的衰减为 20dB 以上。

5 另外,特别是,在将高频组件构成为由多个通孔形成了侧壁的传输线路时,也可以将多个通孔配置成使相邻通孔之间的非传播区域内的电磁波的衰减为 15dB 以上。

在本发明的高频组件及本发明第 1 观点的高频组件的通孔配置方法中,在电磁波强度分布不均匀的高频组件中,最好将多个通孔配置成在电磁场强度相对较强的区域内使中心间隔 d 相对于通孔半径 r 具有较小的值。

10 本发明第 2 观点的高频组件中的通孔配置方法,用于具有多个通孔并利用由这些通孔围出的区域传播电磁波的高频组件,该高频组件中的通孔配置方法的特征在于:从所要求的电磁波衰减度求得各相邻通孔的中心间隔 d 与各通孔的半径 r 的关系,并根据该所求得的关系决定各通孔的配置。

15 在本发明第 2 观点的高频组件中,从所要求的电磁波衰减度求得中心间隔 d 与各通孔的半径 r 的关系。根据该所求得的关系决定各通孔的配置。因此,可以实现通孔的配置,而与信号波长等无关。

20 附图的简单说明

图 1 是用于说明本发明一实施形态的作为高频组件的一例的圆柱型波导管的主要部分的结构斜视图。

图 2 是用于说明本发明一实施形态的作为高频组件的一例的长方体型波导管的主要部分的结构斜视图。

25 图 3 是表示多角形波导管中的磁场分布例的说明图。

图 4 是表示为求得非传播区域内的电磁波衰减度而简化了的波导管结构的断面图。

图 5 是图 4 中示出的波导管的平面图。

30 图 6 是表示通孔间隙、通孔半径及通孔中心间隔的概念的说明图。

图 7 是将通孔中心间隔 d 与衰减度的关系以曲线形式示出的图。

图 8 是为检查衰减度与频率的相关性而将频率与衰减度的关系

以曲线形式示出的图。

图 9 是为检查衰减度与相对介电常数的相关性而将相对介电常数与衰减度的关系以曲线形式示出的图。

图 10 是将通孔半径 r 改变时的通孔中心间隔 d 与衰减度的关系以曲线形式示出的图。

图 11 是对图 10 所示的测定结果由通孔半径 r 将通孔中心间隔 d 归一化后示出的图。

图 12 是表示中心间隔 d 的值为通孔半径 r 的 4 倍时的通孔配置例的说明图。

图 13 是表示作为无载品质因数 Q 的测定对象的圆柱型波导管谐振器的通孔配置模式的图。

图 14 是对无载品质因数 Q 的测定中使用的参数的说明图。

图 15 是表示对圆柱型波导管谐振器的衰减度与无载品质因数 Q 的相关性进行检查后的测定结果的图。

图 16 是表示图 13 (A) ~ (G) 中示出的圆柱型波导管谐振器的旋转对称角 θ 与通孔半径 r 和中心间隔 d 之比 r/d 的关系的图。

图 17 是表示使图 16 中示出的 r/d 比值固定并使通孔半径 r 改变时得到的旋转对称角 θ 的值的图。

图 18 是表示根据图 17 中示出的通孔半径 r 与旋转对称角 θ 的关系对圆柱型波导管谐振器的衰减度与无载品质因数 Q 的相关性进行检查后的第 1 测定结果的图。

图 19 是表示根据图 17 中示出的通孔半径 r 与旋转对称角 θ 的关系对圆柱型波导管谐振器的衰减度与无载品质因数 Q 的相关性进行检查后的第 2 测定结果的图。

图 20 是将图 15 (A) ~ (C)、18 (A) ~ (C) 及图 19 (A) ~ (C) 中示出的测定结果以曲线形式示出的图。

图 21 是将从测定结果得到的最佳的圆柱型谐振器的具体结构例简化后示出的平面图。

图 22 是将从测定结果得到的最佳的圆柱型谐振器的具体结构例简化后示出的斜视图。

发明的具体实施方式

以下，参照附图详细说明本发明的实施形态。

图 1 和图 2，用于说明本发明一实施形态的高频组件的结构，并将其主要部分简化后示出。图 1 和图 2 的任何一种结构例，都具有采用了通孔的层叠型波导管结构，图 1 中电磁波传播区域整体为圆柱形状，图 2 中电磁波的传播区域整体为长方体形状。采用了这类层叠型波导管的高频组件，与其他的传输线路及谐振器等组合，例如可以作为高频信号用的传输线路及滤波器等使用。

图 1 中示出的圆柱型波导管 10，具有电介质基板 11、隔着该电介质基板 11 彼此相对的接地电极 12、13、使这些接地电极 12、13 之间导通的多个通孔 14。通孔 14 的内表面，进行金属化处理。通孔 14 的断面形状，大致为圆形。

该圆柱型波导管 10，由多个通孔 14 形成着对电磁波的虚拟导体壁。于是，可以在由多个通孔 14 和接地电极 12、13 围出的区域内传播电磁波。多个通孔 14，作为整体大致排列成圆形，因此，与接地电极 12、13 一起形成的电磁波的传播区域，整体为大致的圆柱形状。此外，该圆柱型波导管 10，既可以是用电介质将该电磁波传播区域填满的介质波导管结构，也可以是使内部为空洞的空腔波导管结构。

在将该圆柱型波导管 10 与其他传输线路等连接、耦合的情况下，例如，在接地电极 12、13 的一部分、或由通孔 14 形成的侧壁的一部分上设置用于连接、耦合的耦合窗孔，通过该耦合窗孔与其他传输线路等间接或直接地连接、耦合。该连接、耦合结构，并无特别的限定，可以采用以往的某种一般的技术。

图 4 和图 5 分别示出该圆柱型波导管 10 的局部断面图及局部平面图。该圆柱型波导管 10，如从局部上看，也可以说是由相邻的 2 个通孔 14A、14B 和接地电极 12、13 形成的四边（上下左右）由电极覆盖的简单的波导管结构。

图中，设波导管的厚度（高度）方向为 z 、宽度方向为 x 、与该 z 、 x 方向正交的方向为 y 。此外，在以下的说明中，如图 6 所示，将通孔 14A、14B 的各自的中心位置标记为 $C1$ 、 $C2$ 。将通孔 14A、14B 的中心间隔标记为 d 、将各通孔 14A、14B 的半径标记为 r ，将通孔 14A、14B 的外周间的最短距离（通孔间隙）标记为 g 。

在这种波导管结构中，如果通孔间隙 g 为截止波长以下，则沿图 5 的 y 方向入射到该间隙的电磁波 S 一般按指数函数衰减。该电磁波 S ，如通孔间隙 g 越大，则越易于从相邻的 2 个通孔 14A、14B 之间漏出。因此，必须按规定值以下的间隔设置通孔 14，以防止电磁波 S 5 泄漏到传播区域的外侧。只要是规定值以下的间隔，则并不要求将所有的通孔都按一定的间隔设置，也可以设置为不规则的间隔

具体地说，在该圆柱型波导管 10 中，将通孔 14 配置成满足以下的条件式 (A)，以防止电磁波 S 从相邻的 2 个通孔 14A、14B 之间的泄漏超过要求的值。电磁波的频带，例如最好为 20GHz ~ 120GHz 10 左右、而 20GHz ~ 60GHz 左右更为理想。

$$2.0r < d < 10.0r \quad \dots \dots (A)$$

这里，特别是，在将该圆柱型波导管 10 用作谐振器时，最好配置成满足以下的条件式 (A-1)。

$$3.6r < d < 4.0r \quad \dots \dots (A-1)$$

另外，特别是，当用作传输线路时，最好配置成满足以下的条件式 (A-2)。

$$3.6r < d < 10.0r \quad \dots \dots (A-2)$$

进一步，也可以将通孔配置成既满足上述的条件式又满足以下的条件式。 λ_0 是与使用频带内的至少一部分频率的截止频率 f_0 对应的波长。 g 是通孔间隙，因而 $g=d-2r$ 。

$$\lambda_0/4 < g$$

另外，当用作谐振器时，一般，最好将多个通孔 14 配置成使相邻通孔之间的非传播区域内的电磁波的衰减为 20dB 以上、而「25dB ~ 30dB」的范围更为理想。

另外，当用作传输线路时，一般可以使容许的衰减度比用作谐振器时小。具体地说，一般配置成使电磁波的衰减为 5dB 以上即可，如为 15dB 以上则更为理想。

关于以上的条件式及电磁波衰减度范围的根据，将在后文中说明。

图 2 中示出的长方体型波导管 20，除电磁波传播区域为长方体形状以外，基本上具有与图 1 的圆柱型波导管 10 相同的结构。即，该长方体型波导管 20，也具有电介质基板 21、隔着该电介质基板 21 彼此相对的接地电极 22、23、使这些接地电极 22、23 导通的通孔 24。

在该长方体型波导管 20，多个通孔 24 其整体大致配置成方形，据此，与地电极 22、23 包围的电磁波传播区域的整体大致成长方体形状。

在该长方体型波导管 20 中，也必须按规定值以下的间隔设置通孔 24，以防止电磁波泄漏到传播区域的外侧。在这种情况下，一般认为，基本上只需按照与上述圆柱型波导管 10 相同的间隔设置即可，但是，在长方体型波导管 20 中，由通孔 24 形成的壁面部分上的电磁波强度分布通常并不均匀，所以，最好是考虑了该电磁波强度分布后进行通孔 24 的配置。

图 3 示出长方体型波导管 20 中的最低次模的 H 面（平行于磁场的的面）内的磁场强度分布例。图中，画阴影线的区域是磁场强度最强的区域。因此，在长方体型波导管 20 中，例如壁面中央部分的磁场强度相对较强。可以认为，在由通孔 24 形成的侧壁部分上，电磁波强度分布越强的区域电磁波越容易泄漏。所以，最好是减小设置通孔 24 的间隔。即，最好是配置成在电磁场强度越强的区域内使中心间隔 d 相对于通孔半径 r 越具有小的值。

在具有以上结构的圆柱型波导管 10 及长方体型波导管 20 中，通孔 14、24 的配置，由各相邻通孔的中心间隔 d 与各通孔的半径 r 的关系规定。因此，可以实现通孔的最佳配置，而与信号波长等无关。

以下，说明决定通孔配置的方法。上述的条件式及电磁波衰减度范围的根据，也一并进行说明。

为决定通孔 14 的配置，对电磁波从相邻的通孔 14A、14B 之间通过时的衰减度进行考察。

(1) 通孔的间隔与衰减度

首先, 测定了使电介质基板 11 的相对介电常数 $\epsilon_r=7.3$ 、信号频率 $f=25\text{GHz}$ 、及通孔半径 $r=0.1\text{mm}$ 为固定值并使通孔中心间隔 d (参照图 6) 连续变化时的衰减度。

- 5 在图 7 中, 使横轴为 d (mm)、纵轴为衰减度 A (dB) 而以曲线形式示出该测定结果。从曲线图可以看出, 在 $d=0.2\text{mm}$ (即, $d=2r$) 处, 衰减度趋于无限大。这是由于当 $d=2r$ 时通孔间隙 g 为零因而将传输线路完全封闭, 所以是可以理解的结果。

(2) 衰减度与频率的相关性

- 10 其次, 检查了衰减度与频率的相关性。测定了使电介质基板 11 的相对介电常数 $\epsilon_r=7.3$ 、通孔中心间隔 $d=0.4\text{mm}$ 、及通孔半径 $r=0.1\text{mm}$ (即, 通孔间隙 g =通孔直径 $2r$) 为固定值并使信号频率连续变化时的衰减度 A 的变化。

- 15 在图 8 中, 使横轴为频率 (GHz)、纵轴为衰减度 A (dB) 而以曲线形式示出该测定结果。观察该测定结果后可知, 在接近 120GHz 之前, 衰减度 A 几乎没有变化。特别是, 在接近 60GHz 之前, 衰减度 A 基本上是平坦的。即, 可以看出, 在 $20\text{GHz} \sim 120\text{GHz}$ 左右, 衰减度 A 与频率几乎无相关性。波导管的通常使用频率为 $20\text{GHz} \sim 30\text{GHz}$, 只要在该频率范围内, 与频率的相关性可以忽略。

- 20 (3) 衰减度 A 与相对介电常数的相关性

然后, 检查了衰减度与相对介电常数的相关性。测定了使通孔中心间隔 $d=0.4\text{mm}$ 、信号频率 $f=25\text{GHz}$ 、及通孔半径 $r=0.1\text{mm}$ 为固定值并使相对介电常数在 $1 \sim 200$ 范围内变化时的衰减度 A 的变化。

- 25 在图 9 中, 使横轴为相对介电常数 ϵ_r 、纵轴为衰减度 A (dB) 而以曲线形式示出该测定结果。从图 9 可以看出, 采用了通孔 14 的波导管的衰减度, 在通常使用的电介质的范围内, 与电介质基板 11 的材质几乎无相关性。

- 30 从以上的测定结果, 可以得出在采用了通孔 14 的波导管结构中衰减度与频率及相对介电常数几乎无相关性的结论。这与以往的观点不同, 是非常新颖的结论。可以认为, 其原因是, 在由通孔 14 形成的波导管结构中, 其截止波长与实际信号频率的波长相比非常短, 所以, 其衰减度只与由通孔 14 形成的波导管结构的截止波长有

关，而与频率及基板的相对介电常数几乎无相关性。

(4) 通孔的间隔和半径

接着，考虑了通孔中心间隔 d 和通孔半径 r 对衰减度的影响。

首先，测定了使电介质基板 11 的相对介电常数 $\epsilon_r=7.3$ 、信号
5 频率 $f=25\text{GHz}$ 为固定值并使通孔半径 r 改变为 0.1mm 、 0.2mm 、 0.3mm
时的通孔中心间隔 d 与衰减度 A 的关系。在图 10 中，使横轴为 $d(\text{mm})$ 、
纵轴为衰减度 $A(\text{dB})$ 而以曲线形式示出该测定结果。

在图 10 中，如对通孔半径分别为 0.1mm 、 0.2mm 、 0.3mm 时的通
孔中心间隔 d 为通孔半径 r 的 4 倍 ($d=4r$ ，即通孔间隙 g =通孔直径
10 $2r$) 处的衰减度进行比较，则都是大约以 23dB 衰减的相同值。这就是
说，只要通孔中心间隔 d 与通孔半径 r 之比保持一定，就可以得
到基本相同的衰减度。

图 11 是对图 10 所示的测定结果由通孔半径 r 将通孔中心间隔 d
归一化并使横轴为 (d/r) 画出的曲线图。从该曲线图也可以看出，
15 只要使通孔半径 r 与通孔中心间隔 d 之比保一定，就可以得到衰
减度基本一致的测定结果。以下，讨论这种现象的物理意义。

在图 12 (A) ~ (C) 中，示出通孔半径 $r=0.1\text{mm}$ 、 0.2mm 、 0.3mm
时满足 $d=4r$ 条件的通孔 14 的配置。以下，将图 12 (A) ~ (C) 分
别标记为情况 1、情况 2、情况 3。

20 根据图 10 所示的测定结果，在情况 1、情况 2、情况 3 的各情
况下，通过该波导管的电磁波均以相同的衰减度衰减。如将情况 3 (图
12 (C)) 与情况 1 (图 12 (A)) 进行比较，则因情况 3 的通孔间的
宽度大所以衰减常数小。但是，由于情况 3 的通孔 14 的直径大，
所以与情况 1 相比衰减距离增长 3 倍。就是说，情况 3，当与情况 1
25 进行比较时，由于通孔间的宽度大所以每单位长度的衰减度小，但
因衰减距离长而补偿了其减小的部分，所以意味着总体的衰减度与
情况 1 相同。

从以上的测定结果可知，如决定了所要求的衰减度的值，则可以
从图 11 的曲线求得中心间隔 d 与各通孔半径 r 的关系，从而可以根
30 据该关系决定通孔的配置。

例如，在将圆柱型波导管 10 用作传输线路时，如果所要求的衰
减度约为 5dB 以上，则与其对应的 d 、 r 的关系从图 11 的曲线按以

下的条件式求得。

$$2.0r < d < 10.0r \quad \dots \dots (A)$$

5 如从另一观点考虑以上的测定结果，则可以看出，在由多个通孔 14 构成的波导管中，当增大通孔半径且使衰减度相同时，可以减少通孔 14 的设置个数。

<采用了通孔的圆柱型波导管谐振器的无载品质因数 Q >

10 从以上得到的测定结果中，对通孔所引起的电磁波的衰减度已经有了一定程度的理解。可是，在衰减度 A 与谐振器的无载品质因数 Q 之间应该存在着某种相关性。因此，接着，测定了将圆柱型波导管 10 构成为谐振器时的基础模式中的无载品质因数 Q 并对该测定结果进行了验证。

15 图 13 (A) ~ (G)，示出作为测定对象的圆柱型波导管谐振器的通孔 14 的配置模式。通孔 14 的配置模式，是配置成具有角度 θ 的旋转对称性。图 13 (A) ~ (G) 的各配置模式中的角度 θ ，为 30° 、 24° 、 20° 、 18° 、 15° 、 12° 、 10° 。

20 如图 14 所示，所谓角度 θ ，指的是连接谐振器整体的中心位置 C_0 和相邻通孔 14A、14B 的各自的中心位置 C_1 、 C_2 的 2 条直线的开口角。

25 图 13 (A) ~ (G) 的圆柱型波导管谐振器，设计成使各通孔的半径 r 为 0.1mm 、电介质 (s39 材质) 的相对介电常数 ϵ_r 为 7.3 并以大约 25GHz 的频率谐振。此外，使从谐振器整体的中心位置 C_0 到谐振器最外侧的面 51 (参照图 14) 的长度为 3.0mm 、从谐振器中心 C_0 到通孔 14 的长度 R 为 1.7mm 。位于谐振器底面和顶面的接地电极 12、13 的导体部分，设定为电导度 $\sigma = 3.0\text{E}7$ ($\text{E}7 = 10^7$)。为评价辐射损失，对谐振器最外侧的面 51 的导体的电导度 σ 为 $3.0\text{E}7$ 、 $\sigma = 1$ 的两种情况进行了测定。

30 采用圆柱型谐振器作为测定对象的原因，可以举出以下几点，即圆柱型谐振器的基础模式与角度方向无相关性、对所有通孔 14 具有相等的条件 (在长方体谐振器的情况下，磁场强度将按 \sin 函数分布)、及满足电磁波垂直于由通孔构成的波导管壁面入射的条件。

· 测定结果 (1) ($r=0.1\text{mm}$ 时)

在图 15(A) ~ (C) 中, 汇总示出其测定结果。谐振器的厚度 h , 按 3 种即 0.2mm 、 0.3mm 、 0.4mm 进行了测定。「 f 、 Q 」, 是与用金属覆盖了谐振器最外侧的面 51 (σ 为 $3.0\text{E}7$, 即辐射损失为零) 的情况对应的谐振频率及无载品质因数 Q 的值, 「 f_r 、 Q_r 」, 是外侧的面 51 的电导度 σ 为 1 (即有辐射损失) 时的值。另外, 为进行比较, 还记载了谐振器的侧面不是通孔而是通常的金属壁时的谐振频率及无载品质因数 Q 的理论值。从图 15(A) ~ (C) 的测定结果可以看出, 随着通孔的中心间隔 d 的缩短 (角度 θ 减小), 产生辐射损失的无载品质因数 $Q(Q_r)$ 的值逐渐增大并在接近理论值的无载品质因数 Q 的值下趋于饱和。

接着, 对通孔半径 r 改变时的无载品质因数 Q 进行考察。如上所述, 在图 4 的波导管结构中, 如通孔半径 r 与通孔中心间隔 d 之比保持一定, 则由 2 个通孔 14A、14B 构成的非传播区域内的电磁波衰减度 A 基本上保持一定。所谓如通孔半径 r 与通孔中心间隔 d 之比 r/d 保持一定则衰减度 A 也保持一定, 意味着当通孔半径 r 增大时如使中心间隔 d 也以同样的比率增大则在各结构中可以得到基本相等的衰减度 A 。

在图 16 中, 示出图 13(A) ~ (G) 的圆柱型波导管谐振器的旋转对称角 θ 与 r/d 的关系。如上所述, 这时的通孔半径 r 的值为 0.1mm 。在该圆柱型波导管谐振器中, 谐振器半径 R (参照图 14) 为固定值, 为加大通孔中心间隔 d , 就必须增大旋转对称角 θ 。

这里, 圆柱型谐振器的通孔中心间隔 d , 由以下的式 (1) 求得 (R 、 r 、 d 、 θ 的关系, 参照图 14)。

$$d=2 \times (R+r) \sin \frac{\theta}{2} \quad \cdots \cdots (1)$$

如从式 (1) 求出旋转对称角 θ 的关系式, 则可以得到以下的式 (2)、(3)。

$$\sin \frac{\theta}{2} = \frac{d}{2(R+r)} = \frac{1}{2\left(\frac{r}{d}\right)\left(\frac{R}{r}+1\right)} \quad \dots\dots(2)$$

$$\theta = 2\sin^{-1} \left\{ \frac{1}{2\left(\frac{r}{d}\right)\left(\frac{R}{r}+1\right)} \right\} \quad \dots\dots(3)$$

5

如使 r/d 固定为图 16 所示的值并根据式 (3) 求取使通孔半径 r 改变为 0.2mm、0.3mm 时的旋转对称角 θ ，则可以得到如图 17 所示的值。

· 测定结果 (2) ($r=0.2\text{mm}$ 、 0.3mm 时)

10 在图 18 (A) ~ (C)、图 19 (A) ~ (C) 中，示出设通孔半径 r 为 0.2mm、0.3mm 并使旋转对称角如图 17 所示增大时的衰减度 A 及无载品质因数 Q 等的测定结果。谐振器的厚度 h ，按 3 种即 0.2mm、0.3mm、0.4mm 进行了测定。「 f 、 Q 」、「 f_r 、 Q_r 」等表示的含义，与上述设定为 $r=0.1\text{mm}$ 的情况相同。

15 从其中任何一种结果都可以看出，当衰减度 A 在通孔 14A、14B 之间的非传播区域内达到大约 26dB 时，无载品质因数 Q 在接近理论值的值下趋于饱和。此外，在因中心间隔 d 增大 (角度 θ 增大) 而不能得到足够的衰减的情况下，将使电磁波漏出并产生辐射损失，所以，无载品质因数 $Q(Q_r)$ ，与在无辐射损失的情况下测定时的无载品质因数 $Q(Q)$ 相比明显降低。

· 测定结果 (1)、(2) 的归纳

25 以上，在图 15 (A) ~ (C)、图 18 (A) ~ (C) 和图 19 (A) ~ (C) 中，示出通孔半径 r 分别为 0.1mm、0.2mm、0.3mm 时的测定结果。在图 20 中，使横轴为衰减度 A (dB)、纵轴为无载品质因数 Q 而以曲线形式示出从这些测定结果得到的通孔部的衰减度 A 与无载品质因数 $Q(Q_r)$ 的关系。图中还以单点锁线示出厚度 $h=0.2\text{mm}$ 、0.3mm、0.4mm 的各情况下的圆柱型谐振器的理论值的无载品质因数 Q 。

从图 15 (A) ~ (C)、图 18 (A) ~ (C) 和图 19 (A) ~ (C)、

以及图 20 的曲线可以看出，通过将通孔 14 之间配置得越来越紧密（使中心间隔 d 逐渐减小），可以趋近于理论值的无载品质因数 Q 。

5 从图 20 可以看出，如使通孔部的衰减达到大约 25dB~30dB 的程度，则可以得到大致接近于理论值的无载品质因数 Q 的值。这就意味着，当参照图 11 所示的归一化后的中心间隔 d/r 与衰减度 A 的关系时，如将通孔中心间隔 d 设定为通孔半径 r 的大约 3.6 倍~4.0 倍，则可以充分地防止产生辐射。

即，在用通孔 14 构成圆柱型谐振器的情况下，为得到最佳的无载品质因数 Q ，只需配置成满足以下的条件式 (A-1) 即可。

10

$$3.6r < d < 4.0r \quad \dots \dots (A-1)$$

15 另外，在用通孔 14 构成圆柱型的传输线路时，一般认为可以容许衰减到大约 5dB~30dB 的程度。在这种情况下，如按同样方式从图 11 求得中心间隔 d 与半径 r 的关系，则可以得到以下的条件式 (A-2)。

$$3.6r < d < 10.0r \quad \dots \dots (A-2)$$

20 另外，在现有技术中，有以截止波长以下的间隔配置通孔的例，但在本实施形态中，不限于截止波长以下，也可以将通孔配置成既满足上述各条件式又满足例如以下的条件式， λ_0 是与使用频带内的至少一部分频率的截止频率 f_0 对应的波长。 g 是通孔间隙，因而 $g=d-2r$ 。

25

$$\lambda_0/4 < g$$

30 图 21 (A) ~ (C) 和图 22 (A) ~ (C)，示出从以上的测定结果得到的最佳的圆柱型谐振器的具体结构例。在这些图中，将结构简化并仅示出部分结构，但整体的基本结构，与图 1 中示出的圆柱型波导管 10 相同。

这些圆柱型谐振器，是在通孔部得到大约 38dB 的衰减的结构

例,厚度 h 都为 0.4mm,各通孔 54A、54B、54C 的半径 r 分别为 0.1mm、0.2mm、0.3mm。无论在哪一种情况下,无载品质因数 Q 都大约为 530,因而是可以得到大致与理论值的无载品质因数 Q 相同的值的结构。从图中的结构例还可以看出,当使通孔半径 r 增大时如使中心间隔 d 5 与其相应地增大则可以得到相等的无载品质因数 Q 。就是说,这意味着通过增大通孔半径可以减少通孔数的结论得到了了证明。

如上所述,对通孔半径 r 、通孔中心间隔 d 、及辐射损失的关系已可以进行一定程度的分析。从分析结果可知,与迄今为止的常识不同,设置通孔 14 的基板的相对介电常数及频率,对基板内的电磁波的衰减几乎没有影响。这一结果,应用范围广泛,在基板设计中 10 也可以应用。

即,这意味着,设置在基板上的通孔 14 的间隔,必须考虑通孔半径 r 与通孔中心间隔 d 之比,而无需考虑波长。例如,这里测定了频率为 25GHz 下的衰减度,但实际上衰减度的值即使是在 1GHz 下 15 也只能得到几乎不变的值。

因此,例如在设计图 1 中示出的圆柱型波导管 10 时,可以从所要求的衰减度用图 11 所示的曲线求得通孔中心间隔 d 与各通孔半径 r 的关系,并根据该所求得的关系决定各通孔的配置。

另外,这里,对与角度无相关性的圆柱型的结构进行了测定,但 20 即使是长方体的结构也可以得到大致相同的结果。但是,在长方体结构中,在壁面上电磁波并不均匀,所以,应考虑是否可以根据其分布改变通孔的间隔。

如上所述,按照本实施形态,通孔的配置由各相邻通孔的中心间隔 d 与各通孔的半径 r 的关系规定。所以,可以实现通孔的最佳配置,而与信号波长等无关。利用具有按如上所述方式配置的通孔的高频组件,可以有效地进行电磁波的传播。 25

本发明,可以实施各种各样的变形,而不限定于以上的实施形态。例如,在上述实施形态中,给出了接地电极为 2 层的结构例,但也可以应用于具有 3 层以上的接地电极的多层结构。此外,本发 30 明的通孔配置方法,不限于圆柱型波导管 10 及长方体型波导管 20,对采用了通孔的层叠结构的其他波导管都可以应用。

另外,在本实施形态中,说明了通孔的断面形状为圆形的情况,

但可以认为对类似于圆形的多角形状或接近于圆形的椭圆形状等也可以在大致同样的配置下取得同样的效果。此外，可以认为，即使各通孔的半径 r 完全不同，但只要至少在制造误差程度的范围内则仍可以在大致同样的配置下取得同样的效果。

5 如上所述，按照方案 1~8 的任何一项所述的高频组件、或方案 9 或 11 所述的高频组件中的通孔配置方法，通孔的配置由各相邻通孔的中心间隔 d 与各通孔的半径 r 的关系规定，所以，可以实现通孔的最佳配置，而与信号波长等无关。利用具有按如上所述方式配置的通孔的高频组件，可以有效地进行电磁波的传播。

10 另外，按照方案 10 或 11 所述的高频组件中的通孔配置方法，从所要求的电磁波衰减度求得各相邻通孔的中心间隔 d 与各通孔的半径 r 的关系，并根据该所求得的关系决定各通孔的配置，所以，可以实现通孔的最佳配置，而与信号波长等无关。利用具有按如上所述方式配置的通孔的高频组件，可以有效地进行电磁波的传播。

15

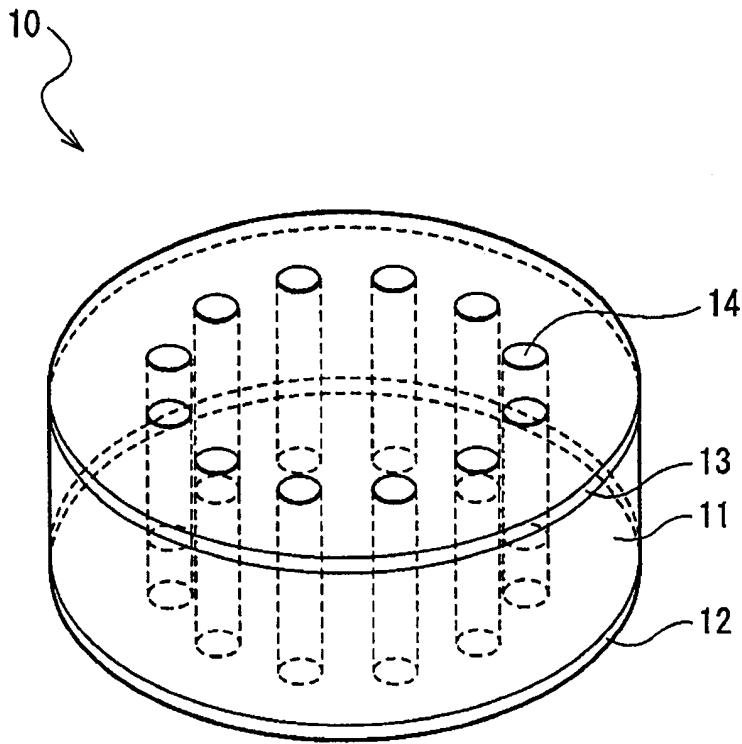


图 1

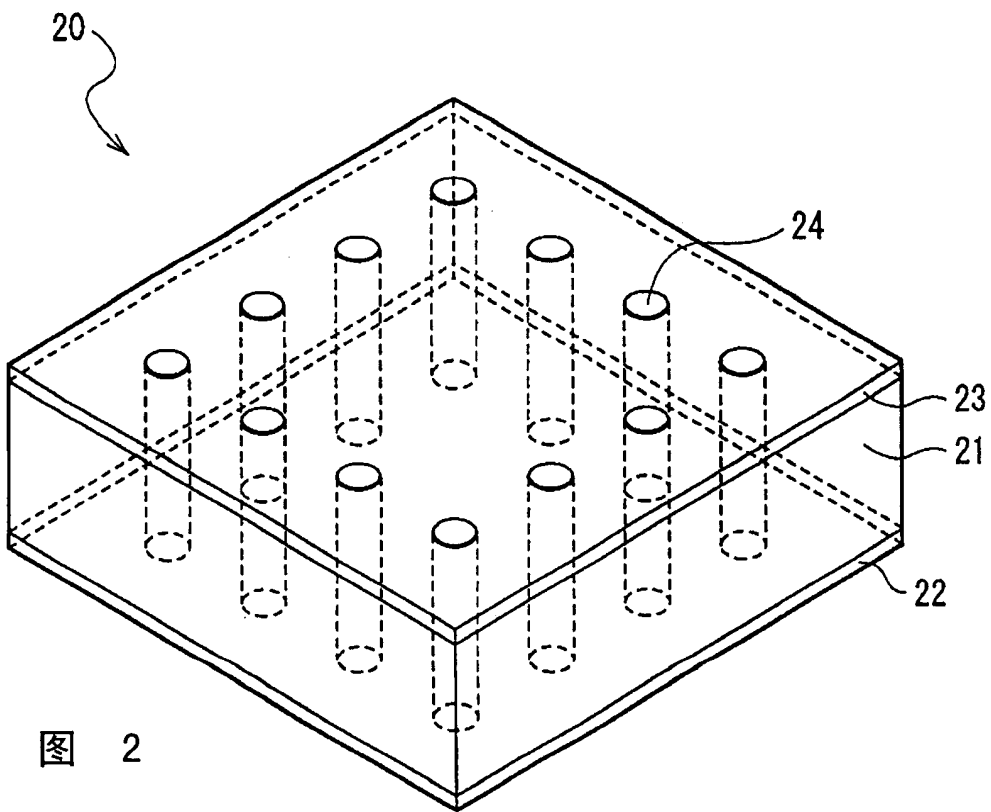


图 2

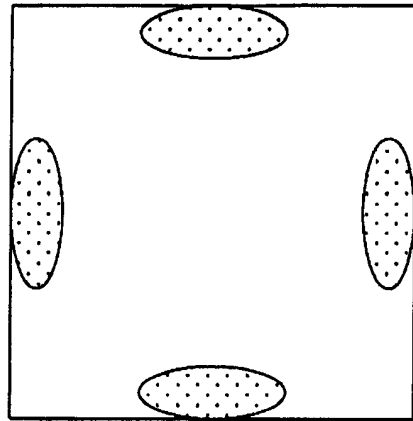


图 3

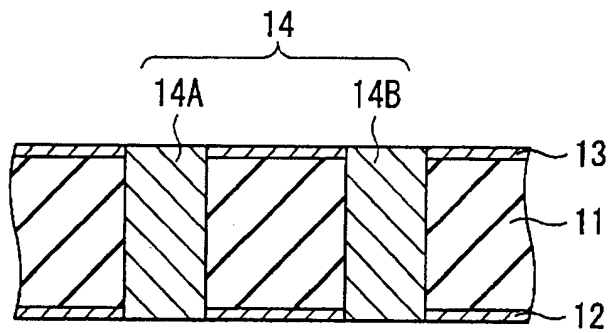


图 4

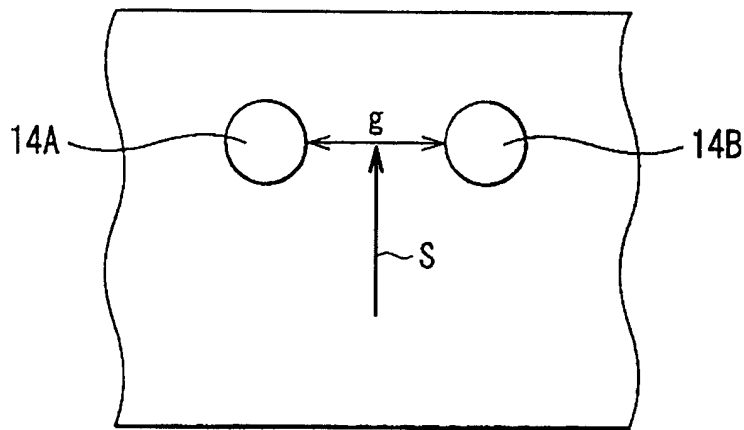


图 5

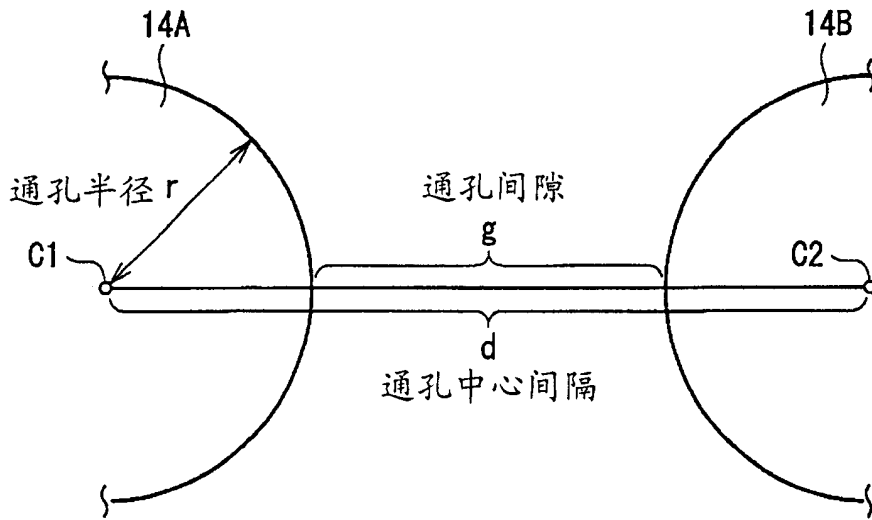


图 6

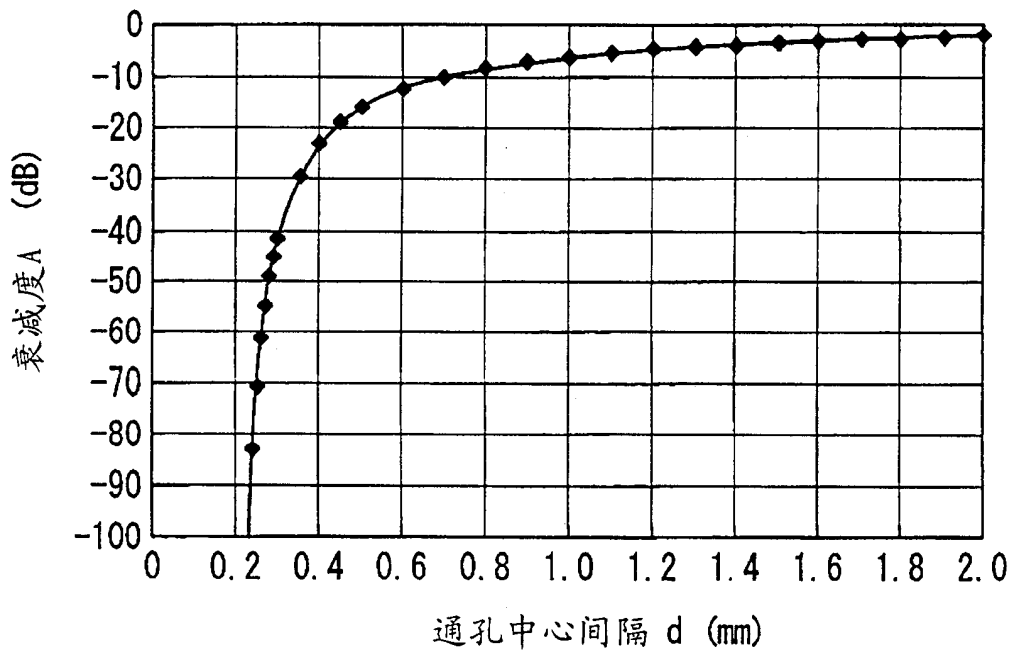


图 7

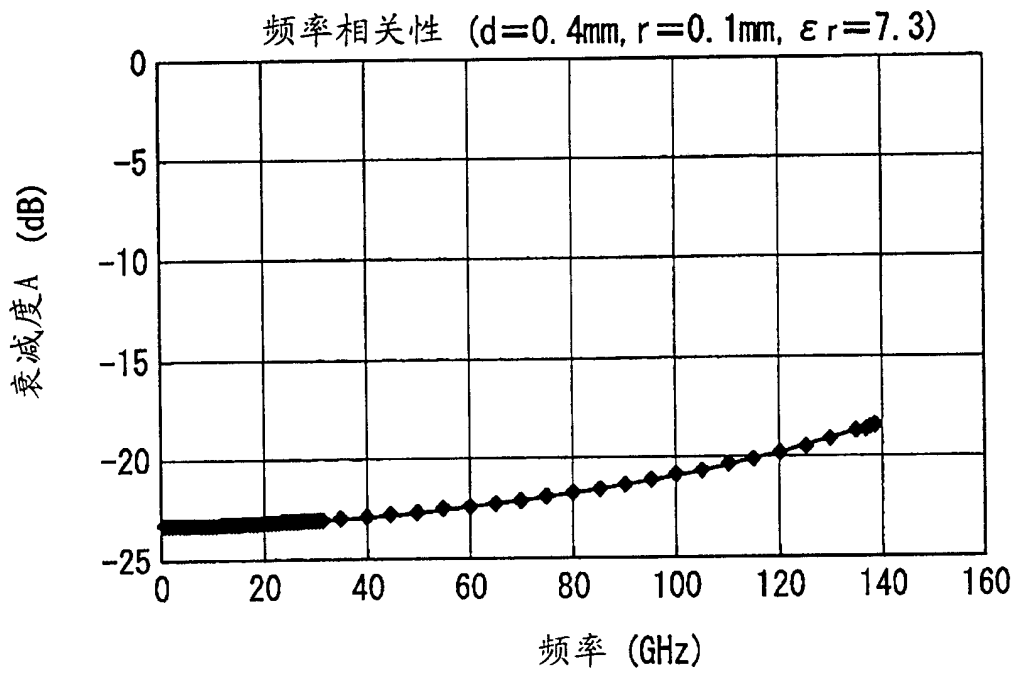


图 8

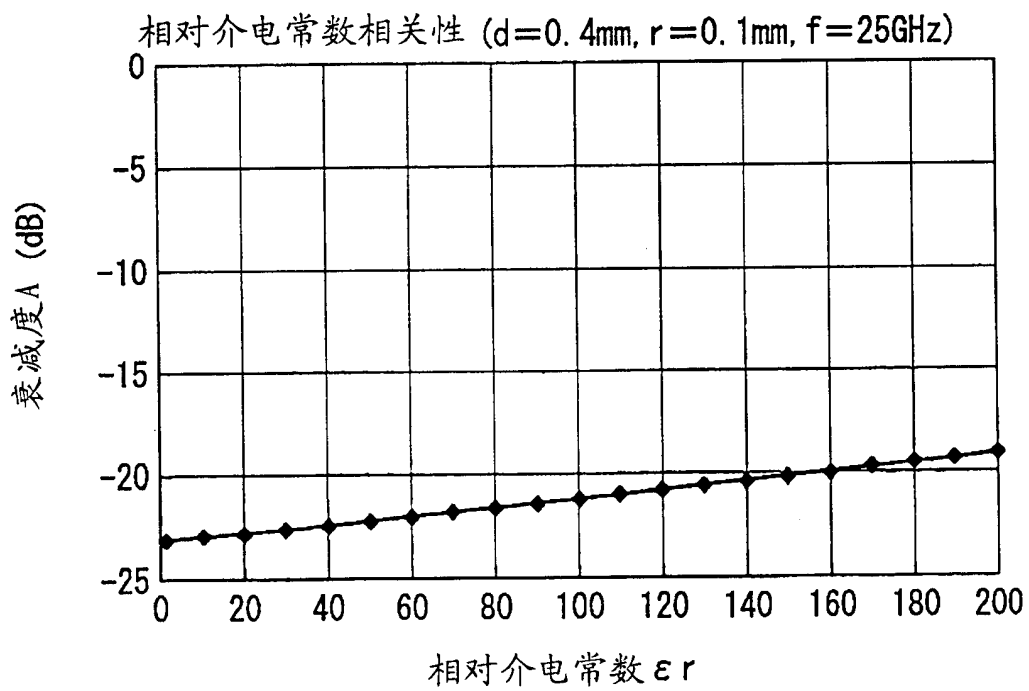


图 9

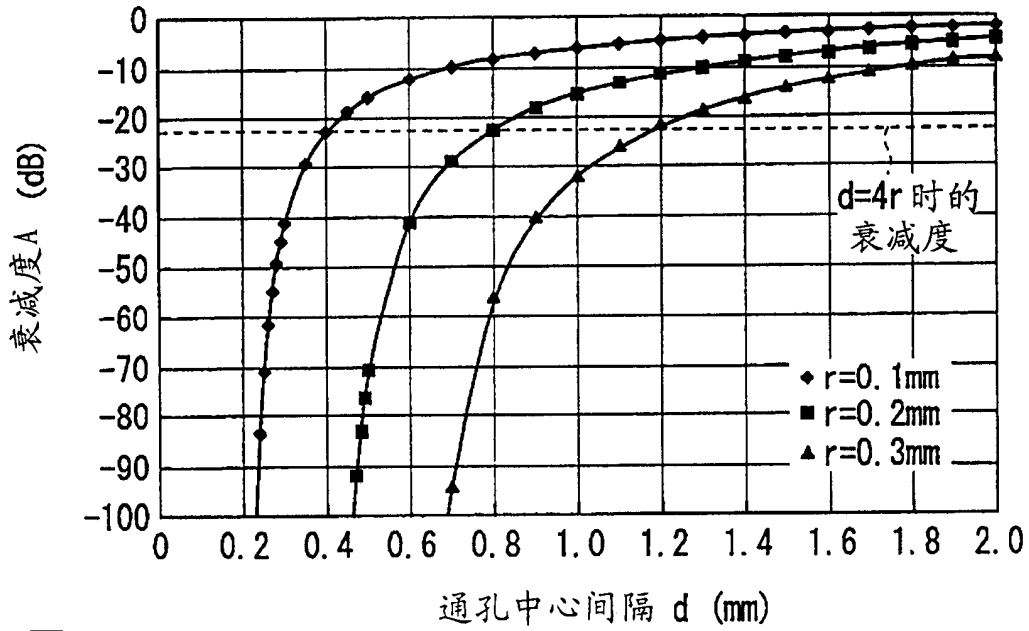


图 10

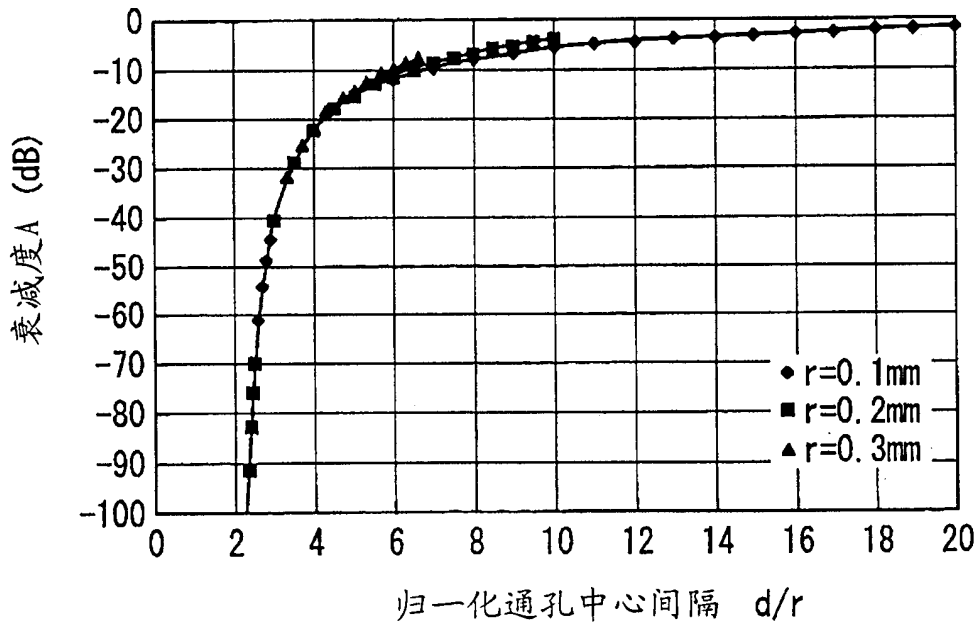


图 11

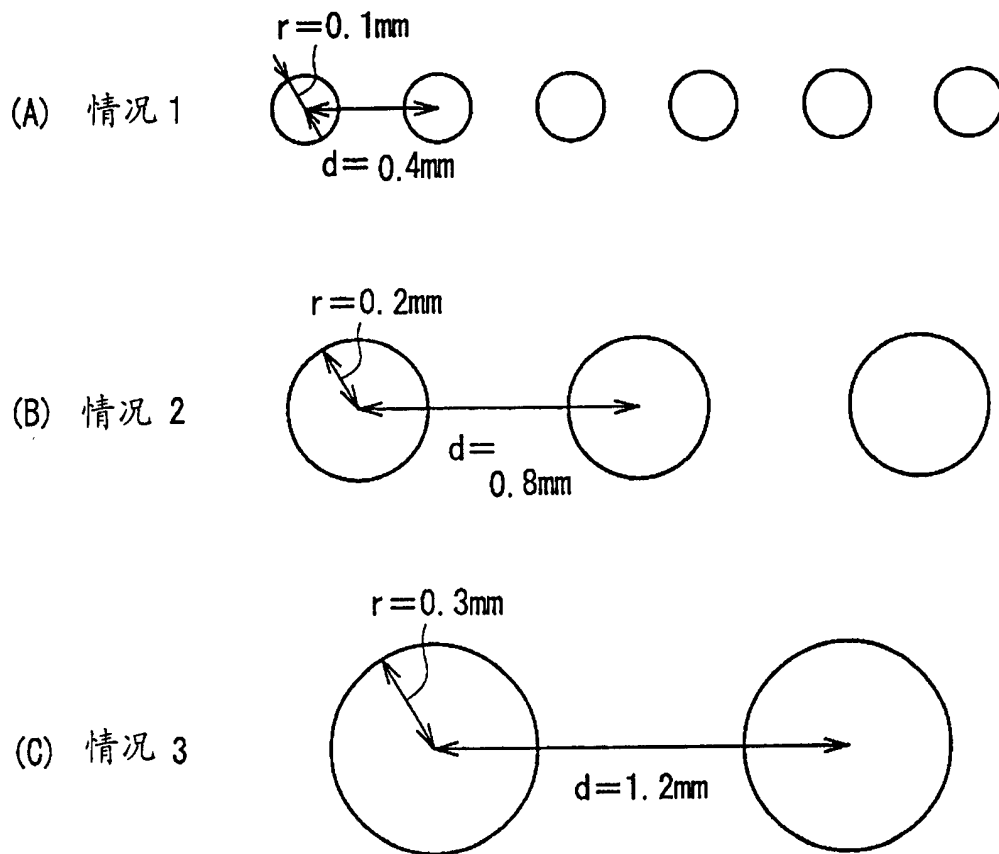


图 12

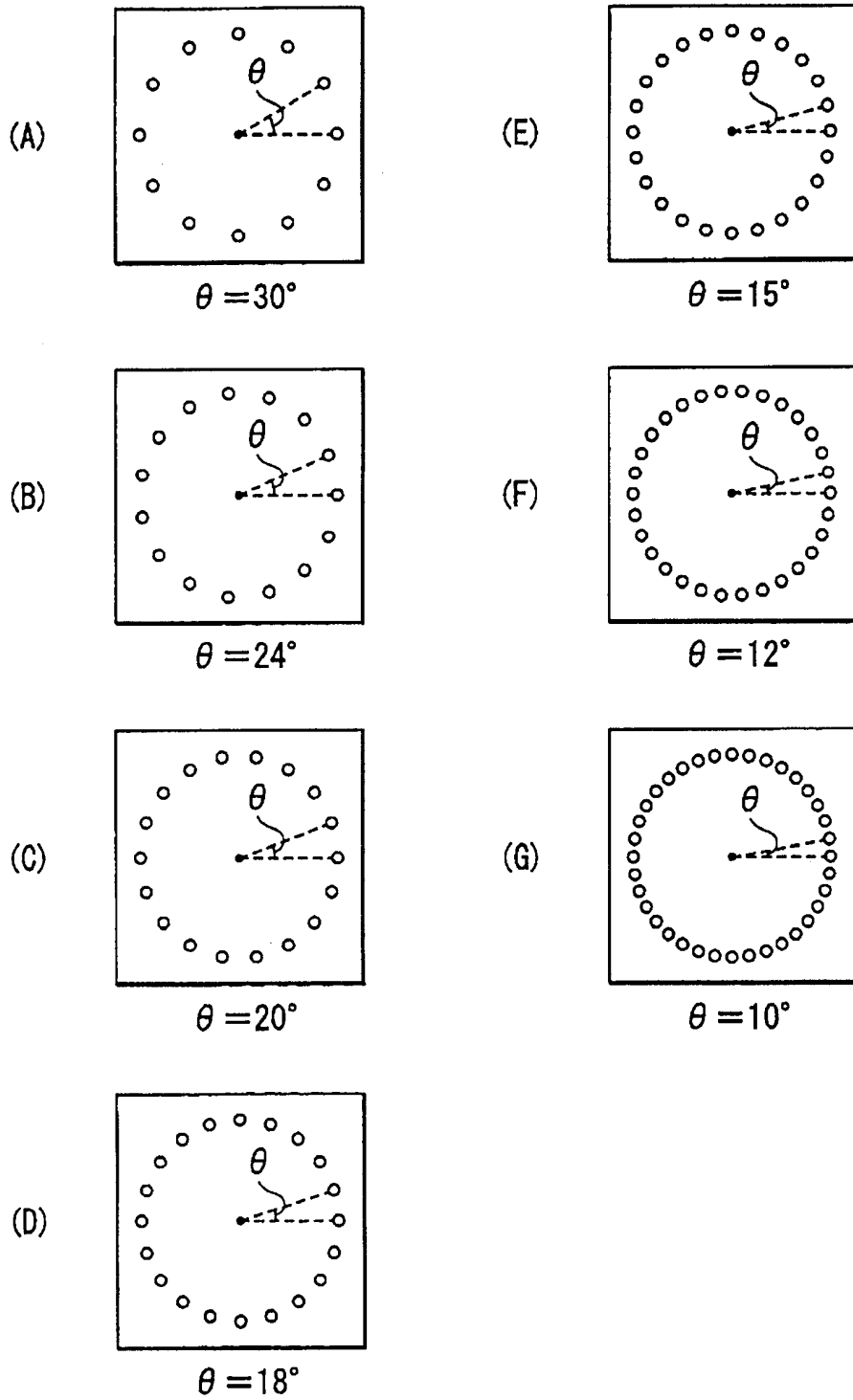


图 13

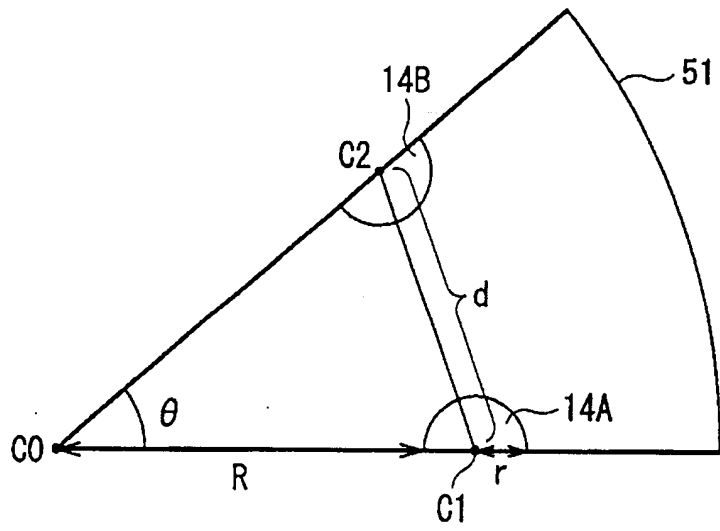


图 14

通孔半径 $r=0.1\text{mm}$ 谐振器厚度 $h=0.2\text{mm}$

θ (度)	f (GHz)	Q	fr (GHz)	Qr	d (mm)	A (dB)
30	22.99	275.10	22.87	20.66	0.90	-6.95
24	23.55	283.02	23.51	63.97	0.73	-9.22
20	23.89	289.16	23.88	146.49	0.62	-11.75
(A) 18	24.05	291.62	24.04	200.22	0.56	-13.60
15	24.27	294.96	24.27	273.15	0.47	-17.83
12	24.47	298.87	24.47	296.69	0.37	-25.93
10	24.59	300.99	24.59	300.97	0.31	-37.48
圆柱(理论值)	24.98	307.80	24.98	307.80		

通孔半径 $r=0.1\text{mm}$ 谐振器厚度 $h=0.3\text{mm}$

θ (度)	f (GHz)	Q	fr (GHz)	Qr	d (mm)	A (dB)
30	23.00	379.75	22.89	21.06	0.90	-6.95
24	23.56	393.95	23.53	68.68	0.73	-9.22
20	23.90	403.31	23.89	167.71	0.62	-11.75
(B) 18	24.06	407.36	24.05	249.22	0.56	-13.60
15	24.28	414.80	24.28	368.46	0.47	-17.83
12	24.48	421.00	24.48	418.58	0.37	-25.93
10	24.60	425.28	24.60	425.54	0.31	-37.48
圆柱(理论值)	24.98	438.62	24.98	438.62		

通孔半径 $r=0.1\text{mm}$ 谐振器厚度 $h=0.4\text{mm}$

θ (度)	f (GHz)	Q	fr (GHz)	Qr	d (mm)	A (dB)
30	23.01	469.69	22.89	21.38	0.90	-6.95
24	23.56	490.35	23.53	70.88	0.73	-9.22
20	23.91	504.42	23.90	181.17	0.62	-11.75
(C) 18	24.07	510.85	24.06	280.23	0.56	-13.60
15	24.29	520.06	24.29	451.90	0.47	-17.83
12	24.49	531.07	24.49	525.72	0.37	-25.93
10	24.61	535.10	24.61	528.15	0.31	-37.48
圆柱(理论值)	24.98	556.98	24.98	556.98		

图 15

θ (度)	r/d
30	0.0556
24	0.0683
20	0.0812
18	0.0899
15	0.1073
12	0.1336
10	0.1600

图 16

θ (度)		
r=0.1mm	r=0.2mm	r=0.3mm
30.00	58.73	88.66
24.00	46.40	68.30
20.00	38.42	55.92
18.00	34.48	49.97
15.00	28.64	41.27
12.00	22.85	32.79
10.00	19.01	27.22

图 17

通孔半径 $r=0.2\text{mm}$ 谐振器厚度 $h=0.2\text{mm}$

θ (度)	f (GHz)	Q	f_r (GHz)	Q_r	d (mm)	A (dB)
58.73296	21.19	268.55	20.14	13.27	1.62	-6.76
46.39951	22.24	276.90	21.91	34.90	1.38	-9.09
38.41832	22.91	283.48	22.81	92.58	1.18	-11.72
(A) 34.48327	23.22	286.83	23.17	151.70	1.08	-13.64
28.63711	23.65	291.86	23.65	252.02	0.91	-17.99
22.84636	24.04	296.54	24.04	293.00	0.74	-26.29
19.01041	24.27	299.26	24.27	299.15	0.62	-38.10
圆柱(理论值)	24.98	307.80	24.98	307.80		

通孔半径 $r=0.2\text{mm}$ 谐振器厚度 $h=0.3\text{mm}$

θ (度)	f (GHz)	Q	f_r (GHz)	Q_r	d (mm)	A (dB)
58.73296	21.20	373.42	20.15	13.44	1.62	-6.76
46.39951	22.25	385.89	21.92	36.17	1.38	-9.09
38.41832	22.92	396.71	22.82	102.00	1.18	-11.72
(B) 34.48327	23.23	402.40	23.19	178.75	1.08	-13.64
28.63711	23.67	410.76	23.66	335.74	0.91	-17.99
22.84636	24.05	417.45	24.05	412.84	0.74	-26.29
19.01041	24.29	423.34	24.28	422.97	0.62	-38.10
圆柱(理论值)	24.98	438.62	24.98	438.62		

通孔半径 $r=0.2\text{mm}$ 谐振器厚度 $h=0.4\text{mm}$

θ (度)	f (GHz)	Q	f_r (GHz)	Q_r	d (mm)	A (dB)
58.73296	21.21	463.75	20.15	13.53	1.62	-6.76
46.39951	22.26	480.94	21.93	36.84	1.38	-9.09
38.41832	22.92	495.16	22.82	107.45	1.18	-11.72
(C) 34.48327	23.24	503.41	23.19	195.99	1.08	-13.64
28.63711	23.67	515.04	23.66	401.13	0.91	-17.99
22.84636	24.06	525.97	24.06	518.37	0.74	-26.29
19.01041	24.29	533.65	24.29	533.29	0.62	-38.10
圆柱(理论值)	24.98	556.98	24.98	556.98		

图 18

通孔半径 $r=0.3\text{mm}$ 谐振器厚度 $h=0.2\text{mm}$

θ (度)	f (GHz)	Q	f_r (GHz)	Q_r	d (mm)	A (dB)
88.6634	19.55	263.96	17.35	9.15	2.00	-7.82
68.3	20.96	271.49	20.13	22.08	1.86	-9.30
55.9194	21.94	278.34	21.68	64.30	1.66	-11.83
49.969	22.41	282.28	22.30	119.23	1.53	-13.78
41.2709	23.07	288.40	23.05	236.72	1.32	-18.26
32.7863	23.65	294.21	23.64	290.88	1.08	-26.83
27.221	23.98	297.63	23.98	297.54	0.91	-39.03
圆柱(理论值)	24.98	307.80	24.98	307.80		

通孔半径 $r=0.3\text{mm}$ 谐振器厚度 $h=0.3\text{mm}$

θ (度)	f (GHz)	Q	f_r (GHz)	Q_r	d (mm)	A (dB)
88.6634	19.57	370.59	17.36	9.24	2.00	-7.82
68.3	20.98	379.74	20.14	22.60	1.86	-9.30
55.9194	21.95	389.69	21.69	68.81	1.66	-11.83
49.969	22.42	396.14	22.31	135.62	1.53	-13.78
41.2709	23.08	405.82	23.06	309.52	1.32	-18.26
32.7863	23.66	415.29	23.66	408.82	1.08	-26.83
27.221	23.99	419.58	23.99	420.83	0.91	-39.03
圆柱(理论值)	24.98	438.62	24.98	438.62		

通孔半径 $r=0.3\text{mm}$ 谐振器厚度 $h=0.4\text{mm}$

θ (度)	f (GHz)	Q	f_r (GHz)	Q_r	d (mm)	A (dB)
88.6634	19.57	464.32	17.36	9.29	2.00	-7.82
68.3	20.98	474.38	20.14	22.87	1.86	-9.30
55.9194	21.95	488.31	21.69	71.34	1.66	-11.83
49.969	22.43	496.31	22.31	145.64	1.53	-13.78
41.2709	23.09	509.64	23.07	367.81	1.32	-18.26
32.7863	23.66	522.94	23.66	513.03	1.08	-26.83
27.221	24.00	531.38	24.06	531.37	0.91	-39.03
圆柱(理论值)	24.98	556.98	24.98	556.98		

图 19

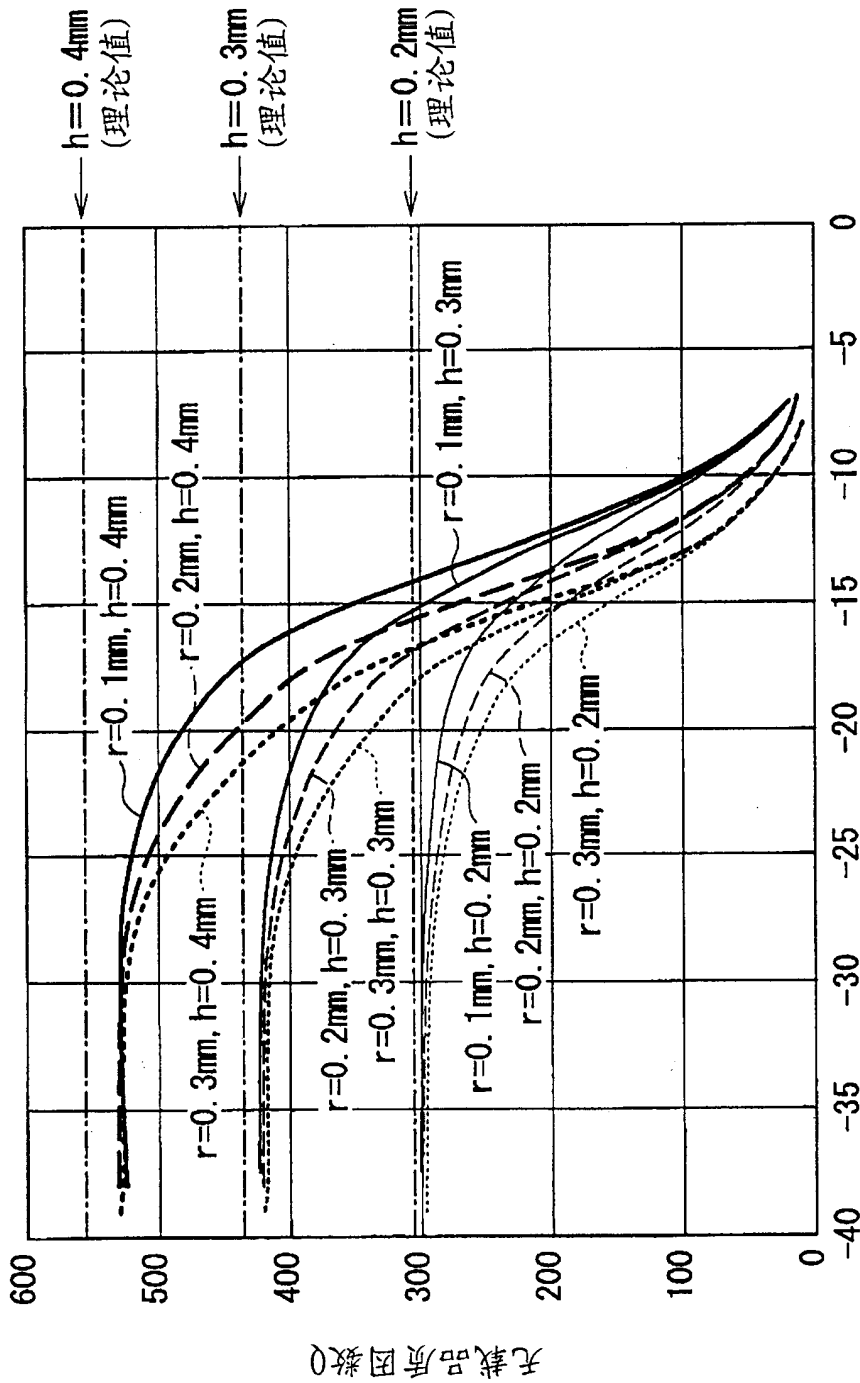


图 20

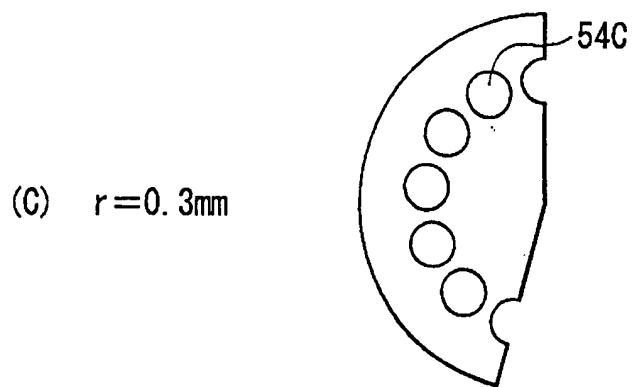
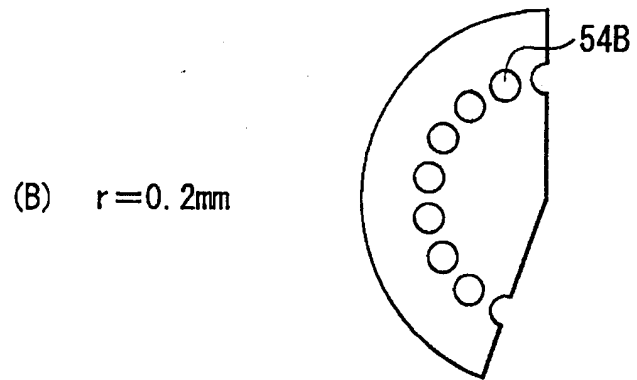
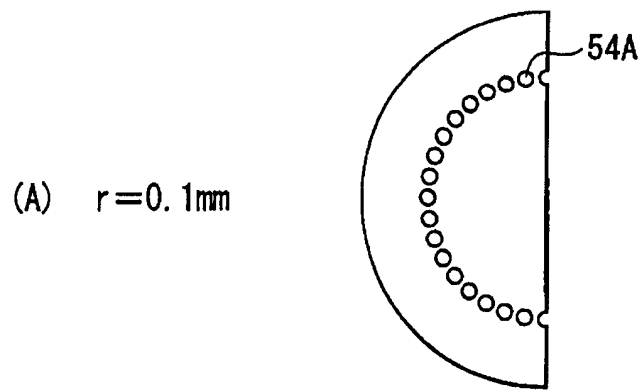


图 21

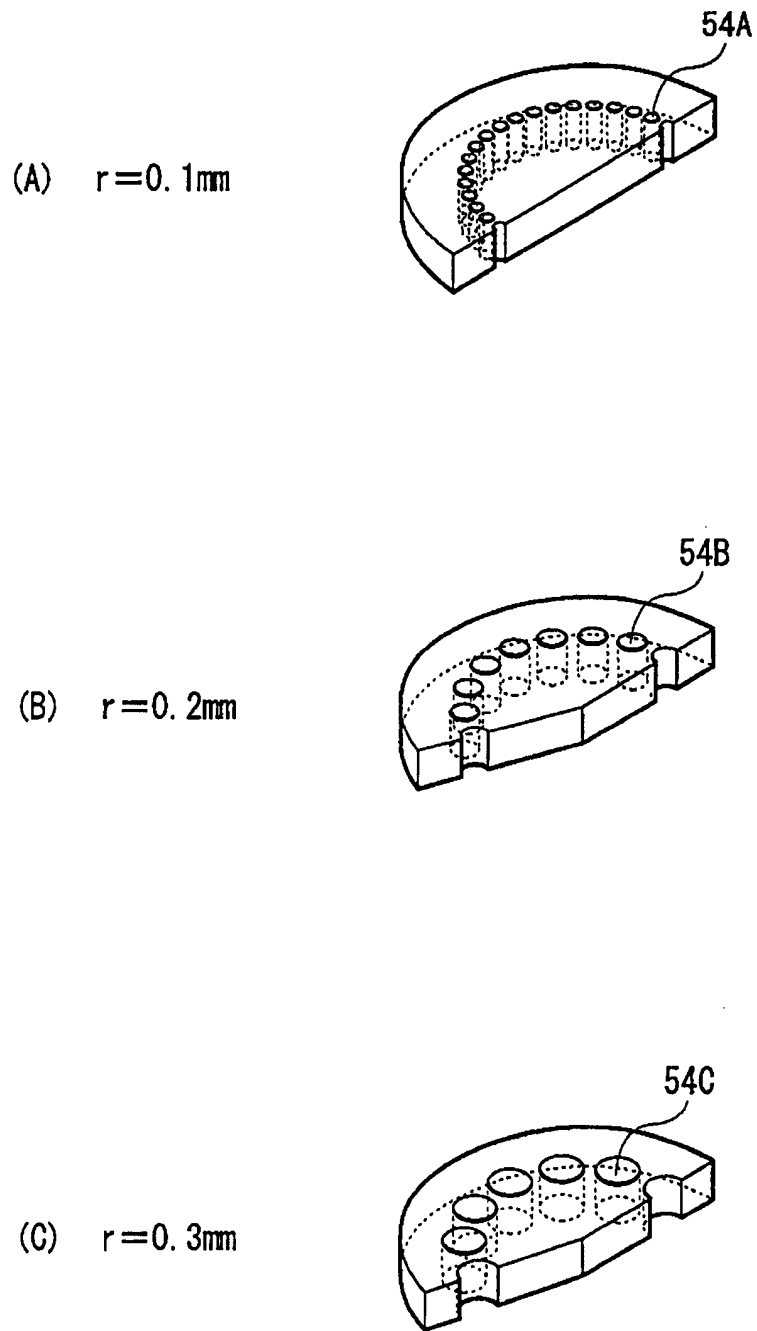


图 22