(19)中华人民共和国国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 1393959 B
(45)授权公告日 2010.05.12

(21)申请号 02124831.1
(22)申请日 2002.06.20
(30)优先权数据
0108235 2001.06.22 FR
(73)专利权人 汤姆森许可贸易公司
地址 法国布洛里
(72)发明人 弗朗索瓦丝·勒博尔泽
阿里·卢齐耶
(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司 11021
代理人 戎志敏
(51)Int.Cl.
*H01Q 13/00*(2006.01)
*H01Q 13/08*(2006.01)
*H01Q 13/10*(2006.01)
(56)对比文件
US 4006481 A,1977.02.01, 全文.
US 5539420 A,1996.07.23, 全文.
EP 0860893 A,1998.08.26, 全文.
审查员 王可

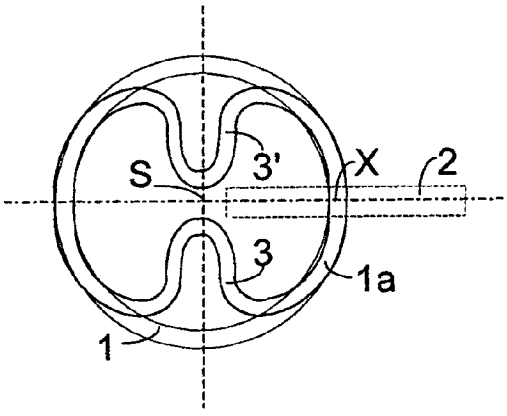
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 7 页

(54)发明名称

紧凑型环状隙缝天线

(57)摘要

由基底承载的平面天线包括环状隙缝，选择它的尺寸工作于给定的频率，并通过位于隙缝所在的短路面内的馈线(2)馈电例如微带线。由这一隙缝(1a)形成的环，在至少一个电场最小(给定频率和给定模式情况下)的平面的区内改变成凹形，使它可能获得相对于圆形环状隙缝(1)增长的隙缝周长，而没有制造隙缝的基底区表面的扩大。




CN 1393959 B

1. 一种由基底承载的平面天线，包括具有周长的环状隙缝 (1)，调整所述环状隙缝的周长，以便工作在给定的频率，环状隙缝通过环状隙缝所在的短路面内的馈线 (2) 馈电，其特征在于，将所述环状隙缝 (1) 变形得到变形的环状隙缝 (1a)，所述变形的环状隙缝 (1a) 包括在至少一个环状隙缝 (1) 的区域内的至少一个变形单元 (3、3’)，其中，变形单元 (3、3’) 为凹形，对于给定的频率和给定的模式，变形单元处为电场最小的地方，所述变形的环状隙缝 (1a) 的周长大于所述环状隙缝 (1) 的周长，变形的环状隙缝 (1a) 内切在所述环状隙缝 (1) 的基底区内，隙缝伸长而基底区的表面没有扩大。

2. 根据权利要求 1 所述的天线，其特征在于，变形的环状隙缝 (1a) 包括 :在变形的环状隙缝 (1a) 的至少一个区域内指定数目的凹形的变形单元，其中，对于给定的频率和给定的模式，变形单元处是电场最小的地方。

3. 根据权利要求 2 所述的天线，其特征在于，变形的环状隙缝 (1a) 相对于其中心点 (S) 对称地变形，对于给定的频率和给定的模式，在电场是最小的区域内包括偶数个为凹形的变形单元。

4. 根据权利要求 1 至 3 之一所述的天线，其特征在于，包括隙缝的激励点，该激励点位于变形的环状隙缝 (1a) 与馈线的交叉点 (X) 上，对于给定频率和给定模式，该激励点位于变形的环状隙缝 (1a) 环的对称轴上，所述对称轴将交叉点 (X) 与电场是最大的另一点相连。

5. 根据权利要求 1 所述的天线，其特征在于，所述变形的环状隙缝 (1a) 工作于给定的频率和基模，变形的环状隙缝 (1a) 包括两个位于环状对称轴的两边的为凹形的变形单元。

6. 根据权利要求 1 所述的天线，其特征在于，所述变形的环状隙缝 (1a) 工作于给定的频率和第一高阶模，变形的环状隙缝 (1a) 包括相对于环的中心点 (S) 对称的四个为凹形的变形单元。

# 紧凑型环状隙缝天线

## 技术领域

[0001] 本发明涉及一种平面天线，它具有环状隙缝和紧凑的形状，特别适于用来集成在移动无线电话网络的用户终端内。这些网络可访问公用或其它个人网络和可能的家用网络。

## 背景技术

[0002] 为这种移动无线电网络提供的用户终端具有愈来愈小的重量和体积，使它能满足用户想要随身带或自身带的愿望。因此为这种终端提供的天线必须是高性能、小尺寸。

[0003] 把制在印刷电路型支撑上的平面天线集成在用户终端内是有好处的。因为这些支撑表现为很薄的剖面。在这些条件下，它们很容易集成在终端工作所需的模拟处理电路内，并且表现出与这种电路很好的配合。

[0004] 高导电率的平面天线基底的应用提供了一种已知的解决方案，它能使天线的传导波长减小，因而减小了辐射单元的尺寸。在终端利用低频的情况下，像现有网络和那些目前在开发的网络中使用的那样，特别是在 GSM，WAP，GPRS，UMTS 网络，等等情况下这种尺寸的减小是有利的。

[0005] 但是，考虑到结构本身的效率比较低，通常认为应用这种具有高导电率的基底制造的小天线的性能是不够的，并且也比较昂贵。

## 发明内容

[0006] 因此，本发明提出一种具有环状隙缝的新的天线布局，使它能用标准印刷电路基底就能获得明显的尺寸减小，而又没有通常用高电导电率基底做天线的表现出来的缺点和昂贵的价格。

[0007] 因此，一种由基底承载的平面天线，包括具有周长的环状隙缝，调整所述环状隙缝的周长，以便工作在给定的频率，环状隙缝通过环状隙缝所在的短路面内的馈线馈电，其特征在于，将所述环状隙缝变形得到变形的环状隙缝，所述变形的环状隙缝包括在至少一个环状隙缝的区域内的至少一个变形单元，其中，变形单元为凹形，对于给定的频率和给定的模式，变形单元处为电场最小的地方，所述变形的环状隙缝的周长大于所述环状隙缝的周长，变形的环状隙缝内切在所述环状隙缝的基底区内，隙缝伸长而基底区的表面没有扩大。

[0008] 根据本发明的特点，由这种隙缝形成的环或环形，在至少平面的一个区域弯成凹形，对于给定的频率和给定的模式，那里的电场最小，这样来增长隙缝相对于圆形隙缝的周长，而没有在形成隙缝的基底区的表面延伸。

[0009] 根据本发明的特点，隙缝环在至少一个电场最小的区域变成一定数目凹形单元的凹形，特别是涉及这一区的全部或部分的凹形。

## 附图说明

[0010] 本发明的特点和优点，结合下面提到的图在下面作详细说明。

[0011] 图 1 表示包含圆形环状隙缝的已知天线的基础图，它被设计工作在基模，并由在短路面内的馈线馈电，隙缝位于该短路面内；

[0012] 图 2 表示按照本发明变形的环状隙缝的第一例天线，它被设计成工作于基模；

[0013] 图 3 表示一组曲线，它表示根据图 2 天线的隙缝变形对于图 1 一般天线的输入阻抗的影响；

[0014] 图 4 和图 5 表示两组曲线，说明根据图 2 天线的隙缝变形对在参考三面体的 XOZ 和 YOZ 平面内，相对于图 1 天线的 COE 和 COH 方向图的影响；

[0015] 图 6 表示两条曲线，说明根据图 2 的天线相对于图 1 的天线辐射效力的影响；

[0016] 图 7A，7B，7C 表示变形环状隙缝各种指向的三张图，它们被设计成工作于基模；

[0017] 图 8 表示一组曲线，表示在前面提到的各种情况下，变形环状隙缝的指向对这种天线输入阻抗的影响；

[0018] 图 9 表示预定用于变形的环状天线，并假定设计成工作于第一高阶模的不同隙缝变形的基础图；

[0019] 图 10 表示比较图，表示用图 9 的变形环状隙缝天线获得的相对于工作在同样频率和同样模式的一般天线表面积的减小；

[0020] 图 11 表示一组曲线，分别代表图 1 和图 9 的两种环状隙缝天线，在按照第一高阶模工作的结构内的输入阻抗。

## 具体实施方式

[0021] 假定图 1 所示的已知平面天线制作在两面都金属化的电路基底上。圆形环状隙缝 1，通常是用蚀刻的办法制作在用作天线地面的这一面，短划线代表的馈线 2 被设计成把能量送到隙缝 1。这里假定，它由位在基底相对于隙缝 1 的另一面的微带线构成，并指向由这一隙缝形成的圆的径向，如图所示。

[0022] 在提出的实施例中，微带线 / 环状隙缝的过渡由已知的方式产生，所以隙缝 1 在线短路平面内，也就是说，在电流最大的区域内。隙缝 1 的周长被选择为等于导波波长的“m”倍，其中 m 是正整数。

[0023] 各种模式的谐振频率，实际上是频率 $f_0$ 的整数倍，这些模式相应于基模，第一高阶模。

[0024] 辐射方向图由在隙缝中的电场分布所决定，并且如用已知的那样，它们是这样选择，以满足预定应用的特殊要求。

[0025] 假定利用基模，并且其周长等于导波波长 $\lambda s$ 的情况下，圆形环状隙缝天线的电场的最大值 $E_M$ 在隙缝 1 和馈线 2 的交叉点 X 和它的径向对称点，如图 1 中长箭头所示。这一电场相反是最小值 Em，它为零或很小，位在垂直于连接最大电场直径的直径两端，这一最小电场，位于图 1 的顶部上的点，用短箭头示出。

[0026] 根据本发明，提供了改变天线隙缝形成的环形的手段，以使增加其周长，同时减小天线在基底上所占的面积。这种减少可用来使多个环状隙缝能放在同一基底的一个区，例如两个不同尺寸的隙缝，它们以一个相同的频率工作，每个用于不同的模式。具有给定隙缝的天线，例如，对基模可设计成比较小的周长，于是，对于第一阶高次模，设计成具有较大特定周长的天线。于是，两种隙缝可制作在基底的一个同一区的水平上，并且其中一个在另一

个之内。

[0027] 一旦天线设计成能给出特定的辐射特性，就有优先的方法来实现变形，使变形天线的辐射方向图相对于可比较的圆形环状天线的方向图没有大的畸变。

[0028] 工作在同样频率，并且按照与图 1 的环状隙缝相同的模式的环状隙缝的变形例示于图 2 中。这一变形是考虑这样的事实而产生，即在隙缝的某一区电场为零或很小，这里所谓的区是电场最小的地方。因此，可改变在这些区中的隙缝得到一个或多个变形单元，例如一个或多个凹形，来获得隙缝长度的增加，而没有对这一隙缝构成辐射单元的天线工作有害的后果。

[0029] 在图 2 说明的例中，变形的环状隙缝 1a 内切在为圆形环状隙缝 1 设计的基底区内，代替圆形环状隙缝。这种变形的环状隙缝 1a 设计成可用馈线 2 馈电，在与环状隙缝 1 相同的条件下，假定两个隙缝 1 和 1a 设计在同一个相同的频率，例如 2.4GHz 的量级，并且为同一个相同的模式，在这里是基模。所产生的变形与前面已定义的两个最小电场区有关。它表现为对称制造的两个凹形，一方面是沿着连接这种隙缝结构的电场最大点的直径，其中一个点是隙缝激励点 X，位于隙缝 1 和它的馈线 2 的交点，另一方面是沿着垂直于上面隙缝的直径。

[0030] 比较一般的情况是，根据本发明，隙缝的环形是用这样的方法制成的，隙缝的环形在区域的偶数中相对于中心 S 对称地被变形为凹形，对于给定的频率和模式该区域是电场最小的地方。

[0031] 在环状隙缝 1 的情况下，这是圆形，设计工作在 2.4GHz 的基模，隙缝包围的面积由半径为 16.4 毫米的圆确定。相应的变形隙缝，假定相对于点 S 对称，点 S 构成它的对称中心，内切相对于点 S 对称，点 S 构成它的对称中心，内切于半径为 16.4 毫米的圆内，在相对直径的两个区相切，这两个区是电场最大的地方。对比起来，沿着与上述直径垂直的直径的隙缝的面积大大减小，如图中两个凹形 3,3’ 所示。

[0032] 图 1 和图 2 所示的两种天线结构的模拟可以验证，这种变形能使隙缝增长而没有大的缺点，如图 3、4 和 5 所示。

[0033] 图 3 论证了上面提到的环状隙缝变形，对包含隙缝的天线输入阻抗的影响。图 2 中变形隙缝的输入阻抗“Zin”用标有 FD 的两条曲线给出，它们相应于作为频率函数的这一隙缝阻抗的虚部和实部。虚部和实部的欧姆范围是分别给出的，虚部标在图表的左边，实部标在右边。对于用 F 标出的，图 1 中所示的未变形隙缝的两条曲线保持同样的范围。

[0034] 对比起来，用 F 和 FD 表示的方向性图（分别代表与图 1 和图 2 中描述的隙缝有关的方向性图）表明隙缝变形好，这些方向图几乎没有影响。

[0035] 在$\varphi=0$的平面内的电场分量$E\varphi$相应于图 4 代表的 E 平面内的同极方向图 (COE)。$\varphi=90°$的平面的电场分量$E\varphi$相应于图 5 表示的 H 面内的同极方向图 (COH)。天线方向性剖面图 COE 和 COH 是图 1 所示有圆形环状隙缝的天线，在 2.4GHz 频率时获得的，图 2 所示有变形环状隙缝天线的天线方向性剖面图 COE 和 COH 是 2.3GHz 频率时获得的。

[0036] 具有变形环状隙缝的天线辐射效率等效于有圆形环状隙缝的天线的效率，如图 6 表中曲线 F 和 FD 所示，其中频率作为横坐标，辐射效率以％表示，作为纵坐标。很明显，这两种天线实际上具有相同的辐射效率，当导波的频率为 2.4GHz 时，圆形环状隙缝的天线辐射效率以及当导波的频率为 2.3GHz 时，变形环状隙缝的天线辐射效率都为 81％的量级。这

表明增长变形环状隙缝的周长。带来这样的好处，使它在同样的频率和同样的模式情况下可在比安装圆形环状隙缝的天线更小的基底面积上利用导波的频率。

[0037] 图 3 描述两种环状隙缝的输入阻抗作为频率的函数的变化，表明给定频率的变形环状隙缝的阻抗与圆形环状隙缝的阻抗不同，无论是虚部和实部，变形环状隙缝的最大值有一个向低频的移动，此外，这些最大值大于圆形环状隙缝的相应值。注意到输入阻抗的实部有大的增加，它可能达到在基模时 700Ω 的高值，如果不能改变变形环状隙缝的输入阻抗，这将构成关于匹配的一个缺点。

[0038] 根据本发明，这一输入阻抗的变化可借助于移动变形隙缝的馈电面来获得，这种移动对应于相对于馈线的隙缝的位移，使这一隙缝的馈电面与阻抗比较低的面相符合。因此，这表现为沿着隙缝改变隙缝激励点 X 的位置。

[0039] 如图 7A，7B，7C 中所示，提供了围绕对称中心 S 相对于馈线并在隙缝所在的基底平面内旋转变形隙缝的方法。

[0040] 这里提供了相对于图 1 中的位置 30° 的旋转，即为图 7A 中隙缝 1b 的情况，图 7B 和图 7C 中隙缝 1c 和 1d 分别表示旋转 45° 和 60° 的情况，导致沿隙缝获得三个不同位置的隙缝激励点 Xb，Xc，Xd，它们相对于各自基底上的馈线有不同的指向。

[0041] 图 8 的一组曲线表明变形隙缝的旋转引起它的输入阻抗的减小，特别是其实部。

[0042] 标号为 1 和 1’的曲线，分别相应于图 1 中的圆形环状隙缝输入阻抗的实部和虚部，标号为 2 和 2’的曲线分别相应于图 2 中的变形环状隙缝的输入阻抗的实部和虚部，分别标号为 3 和 3’，4 和 4’，5 和 5’的曲线分别相应于图 7A，7B 和 7C 中的变形并移动的隙缝输入阻抗的实部和虚部。十分明显，输入阻抗这些部分变化的幅度，无论是实部或虚部，作为导波频率的函数，随着隙缝旋转角的增加而减小，其在特定频率和模式下的阻抗匹配可选择特定的旋转角获得。

[0043] 根据本发明，还提供了预定工作于给定频率的这样一种变形方法，当让这一变形的隙缝工作于比基模更高价的模式时允许它占有比上面提到的更小的基底区。

[0044] 能获得比用图 1 至图 8 中提出的变形隙缝的联合更省的面积，用这些预定工作于基模的隙缝预期能节省的面积为 10％的量级。

[0045] 图 9 是一个例子，但无限制，其中变形隙缝 1e 设计工作于第一高阶模，工作频率相应于圆形环状隙缝 1f 的工作频率。

[0046] 根据前面确定的原理，有方法使变形隙缝的周长等于导波波长 $\lambda_s$ 的两倍，伸长是使隙缝相对于相应的圆形环状隙缝变形而获得，这种变形借助于利用这样的事实，即电场沿隙缝的环形周期性地变化，在某个区域为零或很小，而在其它区域为最大。在图 9 指出的情况中，电场最大值 $E_M$ 一方面在隙缝 1e 和馈线 2 的交叉点 X 和这隙缝径向相对的点的平面。另一方面，在垂直于上面提到的电场最大值的两点连接的直径两端的两个点的平面。因此，这相应于绕中心点 Se 周期性地 90° 变化，该中心点构成隙缝环的对称中心 S。与此相反，对周期性地、互相为 90° 出现的四个点，电场为最小值，其中第一个点出现在相对于隙缝与馈线的交点 30° 处，如图 9 所示。在隙缝 1e 情况下，电场的变化用一组箭头来表示，箭头的长度表示电场的值。

[0047] 在变形环状隙缝 1e 平面内产生的变形从属于上面确定的四个最小电场区，它表现为四个变形元，其中每一个包含一个凹形，这些凹形相对于中心点 Se 对称、成对的产生。

[0048] 图 10 表示圆形环状隙缝 1f 和此前提到的变形隙缝 1e 相应的大小，它们工作于第一高阶模式和相同的同一频率，例如 4.8GHz，结果表明所获得的空间节省接近 60％。

[0049] 图 11 论证了在变形环状隙缝 1e 平面内，环状隙缝变形对由它组成的天线输入阻抗的影响。

[0050] 图 10 中的变形隙缝 1e 的输入阻抗由两条标记为 FD 的曲线给出，它作为频率的函数相应于这一隙缝阻抗的虚部和实部，相对于实部的虚部的 Ω 刻度分别示出，实际示于图表的左边，虚部示于图表的右边。对于标记为 F 的两条曲线（它由未变形的隙缝产生）也一样。观察图 10 中曲线 F 和 FD 表明，变形环状隙缝 1e 的输入阻抗相对于圆形环状隙缝 1f 有明显大的增加，正如以前一样，借助于改变隙缝激励点的位置来减小这一输入阻抗，如前面结合图 7，在变形环状隙缝工作于基模情况下所描述的那样。

[0051] 像变形环状隙缝 1a 的情况一样，变形的环状隙缝 1e 对方向性图 COE 和 COH 没有大的影响，因此不在这里描述。

[0052] 这里已经假定，隙缝馈电是借助于微带线产生的，当然也可有不同的构造，例如像已知的通过同轴线馈电。

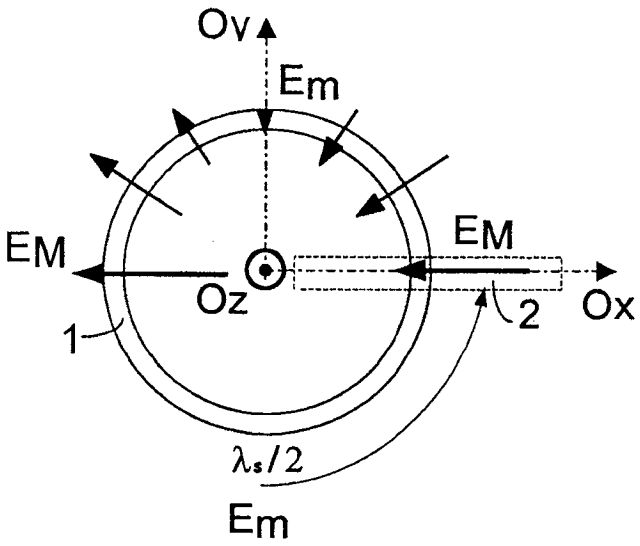

Ov
Em
EM
EM
Oz
Ox
1
2
λs/2
Em

图 1

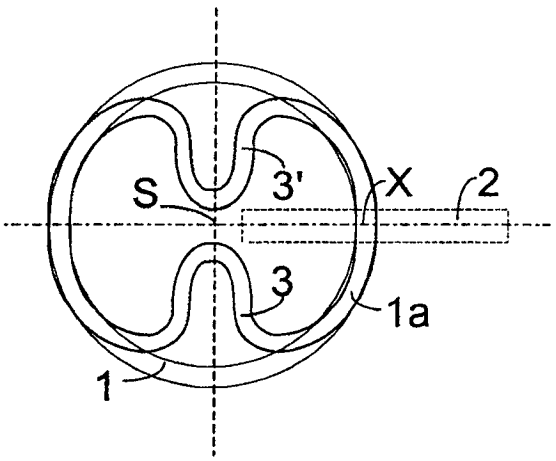

S
3'
X
2
3
1a
1

图 2

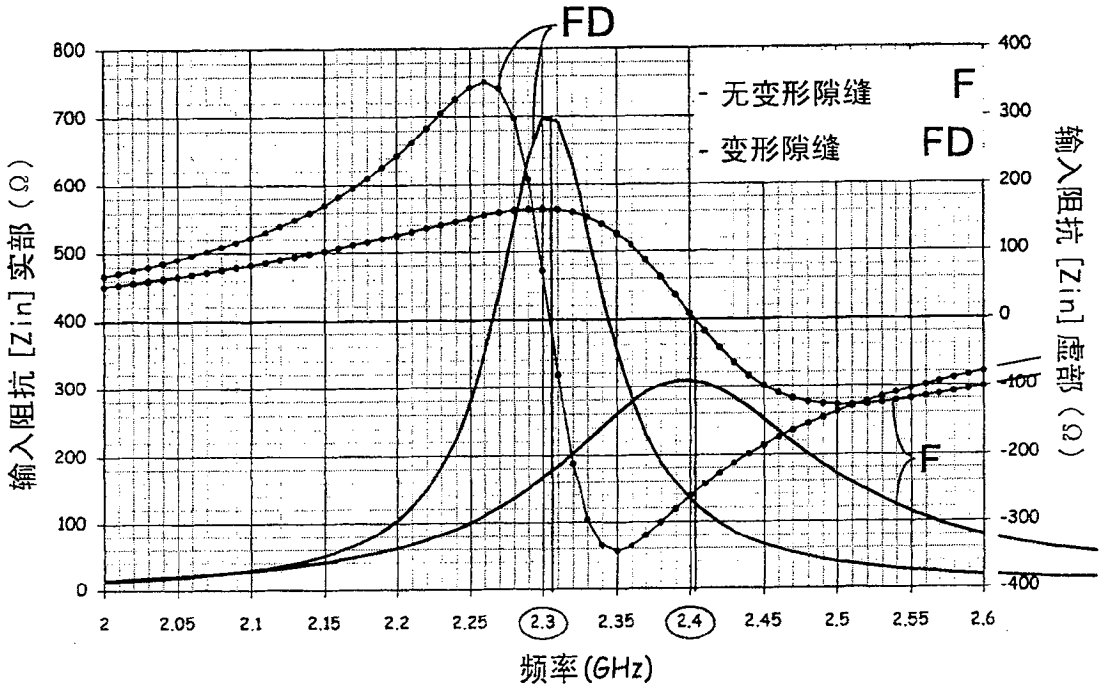

FD
- 无变形隙缝
F
- 变形隙缝
FD
F
输入阻抗 [Zin] 实部（Ω）
输入阻抗 [Zin] 虚部（Ω）
频率(GHz)
800
700
600
500
400
300
200
100
0
400
300
200
100
0
-100
-200
-300
-400
2
2.05
2.1
2.15
2.2
2.25
2.3
2.35
2.4
2.45
2.5
2.55
2.6

图 3

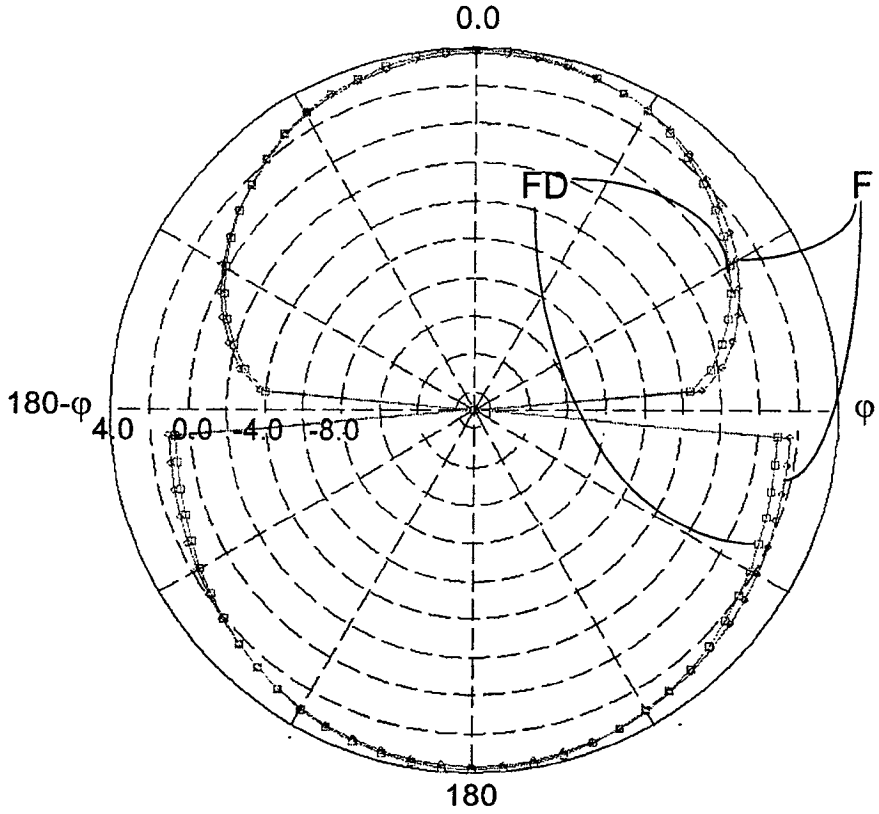



图 4

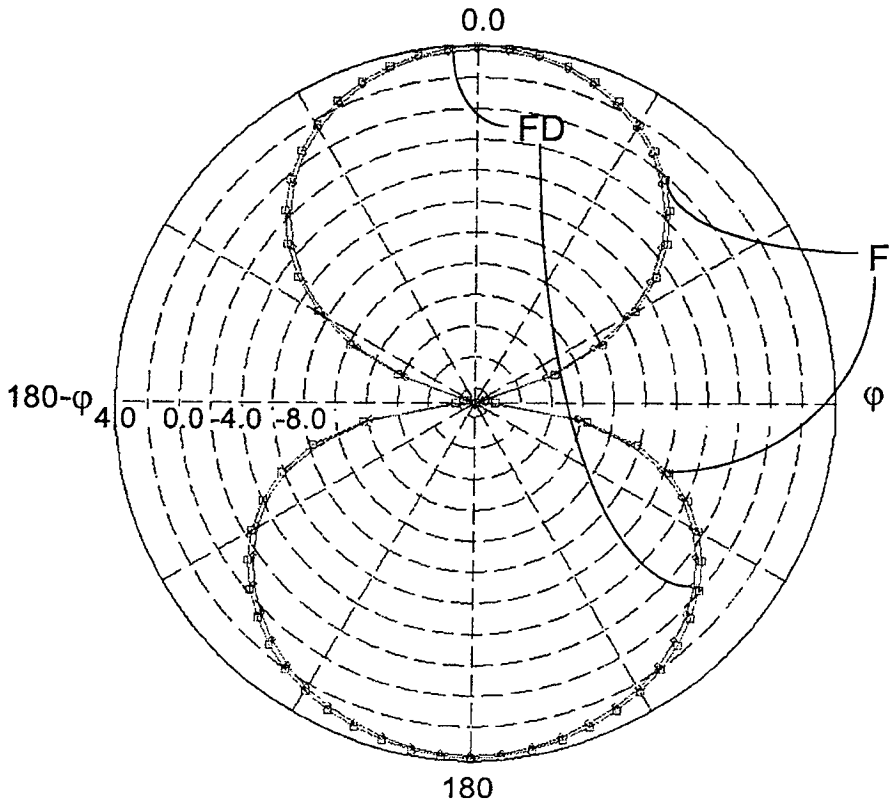

0.0
FD
F
180-φ
φ
40 0.0 -4.0 -8.0
180

图 5

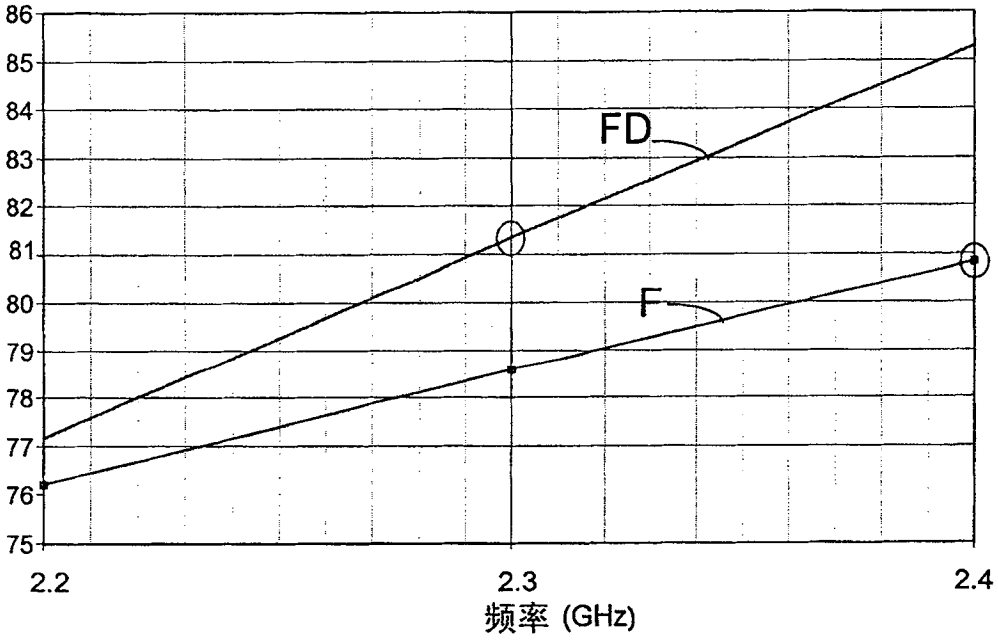

86
85
84
83
82
81
80
79
78
77
76
75
FD
F
2.2
2.3
2.4
频率 (GHz)

图 6

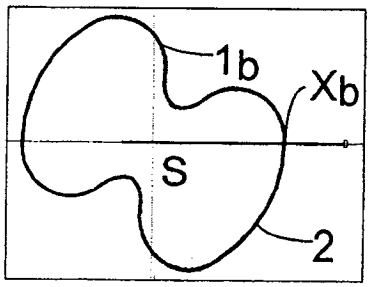



图 7A

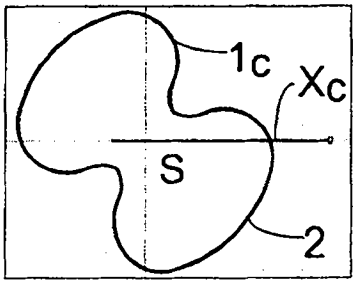



图 7B

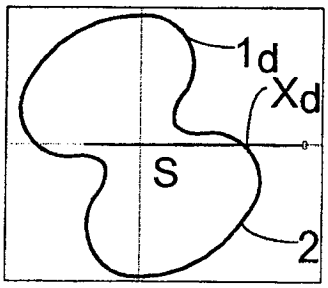



图 7C

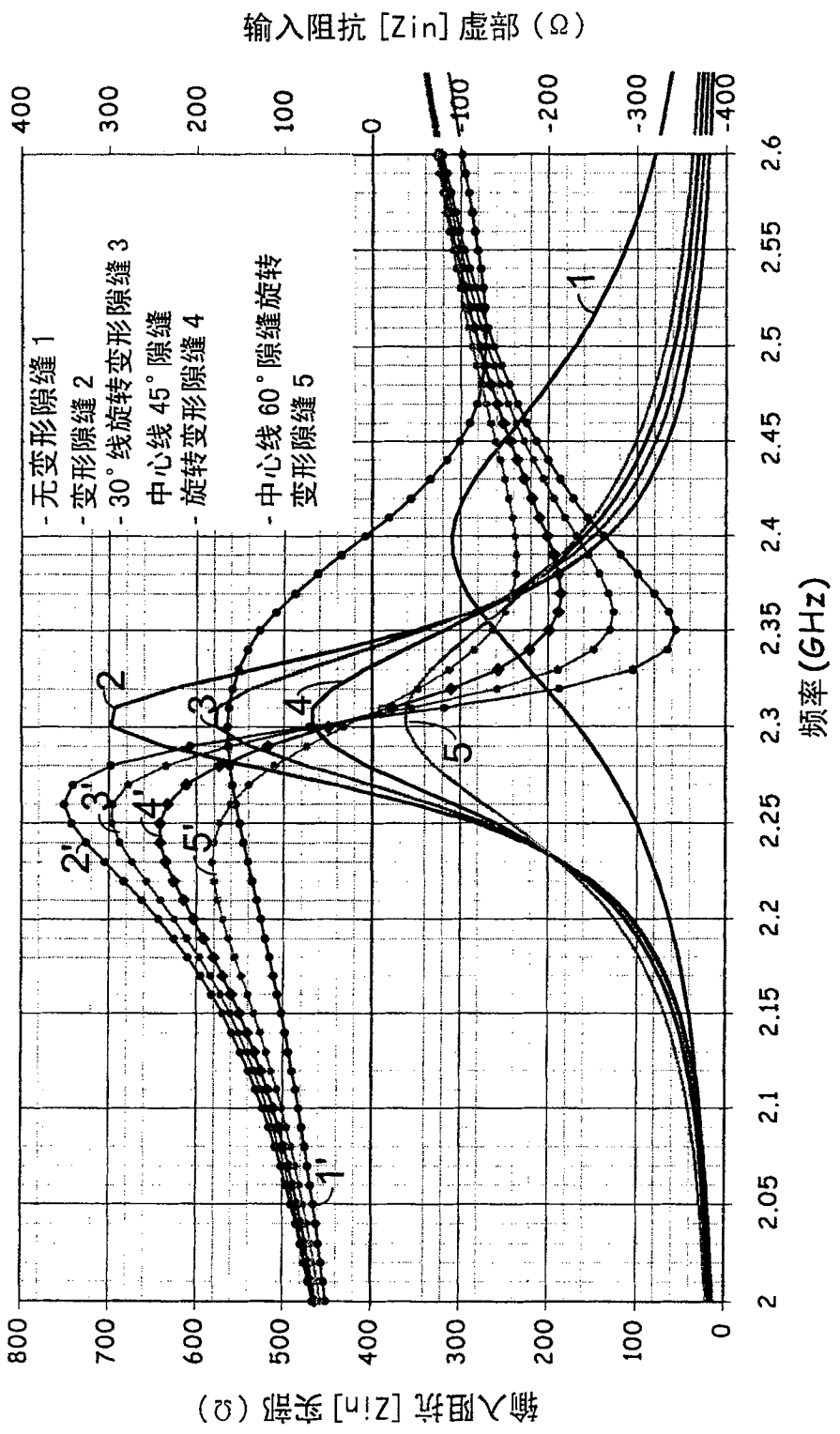

输入阻抗 [Zin] 虚部 (Ω)
- 无变形隙缝 1
- 变形隙缝 2
- 30° 线旋转变形隙缝 3
中心线 45° 隙缝
- 旋转变形隙缝 4
- 中心线 60° 隙缝旋转
变形隙缝 5
频率 (GHz)
输入阻抗 [Zin] 实部 (Ω)

图 8

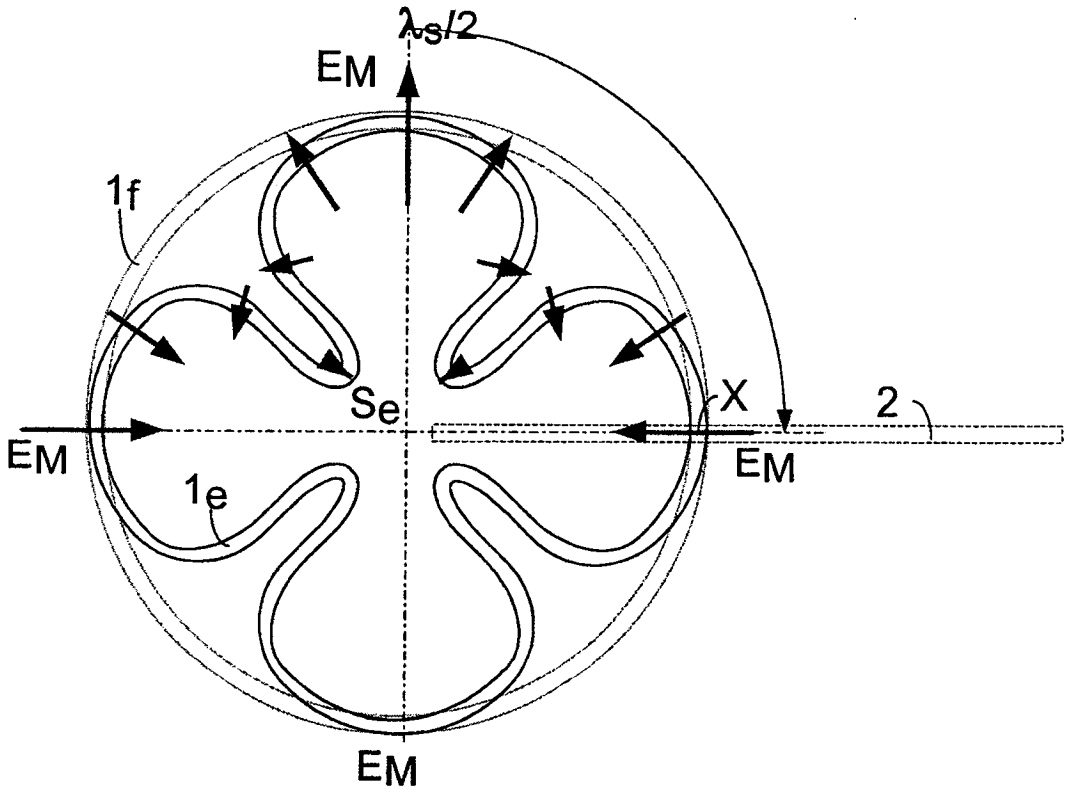



图 9

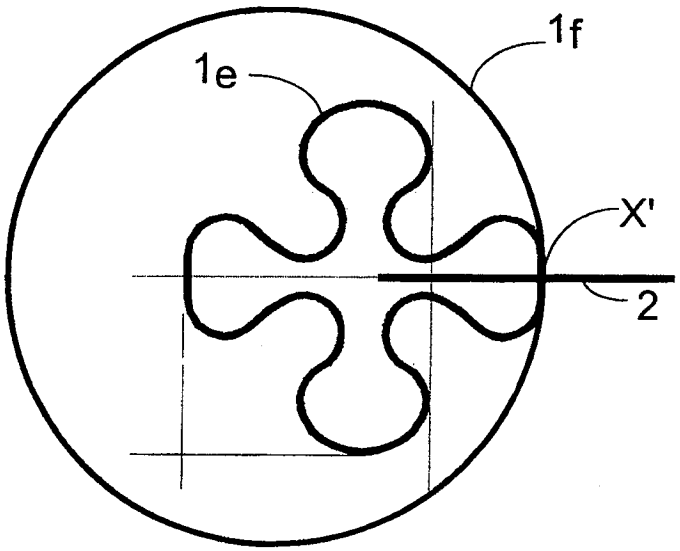



图 10

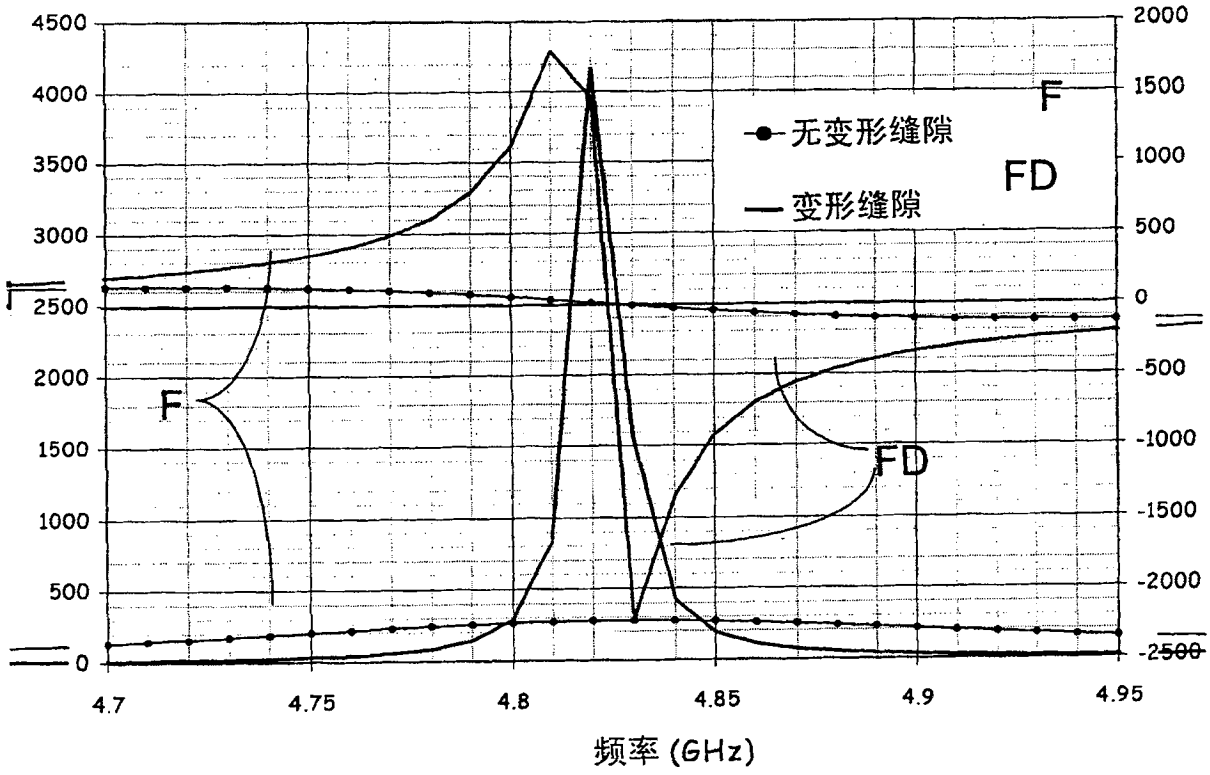

4500
4000
3500
3000
2500
2000
1500
1000
500
0
2000
1500
1000
500
0
-500
-1000
-1500
-2000
-2500
F
FD
无变形缝隙
变形缝隙
F
FD
4.7
4.75
4.8
4.85
4.9
4.95
频率 (GHz)

图 11