



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 107086374 B

(45) 授权公告日 2023. 06. 23

(21) 申请号 201710222729.7

(22) 申请日 2017.04.07

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 107086374 A

(43) 申请公布日 2017.08.22

(73) 专利权人 南京航空航天大学
地址 210016 江苏省南京市秦淮区御道街
29号

(72) 发明人 华博宇 何小祥 杨阳

(74) 专利代理机构 江苏圣典律师事务所 32237
专利代理师 贺翔

(51) Int. Cl.
H01Q 15/00 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 206789705 U, 2017.12.22

CN 102637932 A, 2012.08.15

CN 106295038 A, 2017.01.04

US 2014118217 A1, 2014.05.01

KR 20130004736 A, 2013.01.14

ZHAO Hui等.Study on the transmission characteristics of a double layered complementary frequency selective surface.《2016 11th International Symposium on Antennas Propagation and EM Theory (ISAPE)》.2016,全文.

审查员 巫吟荷

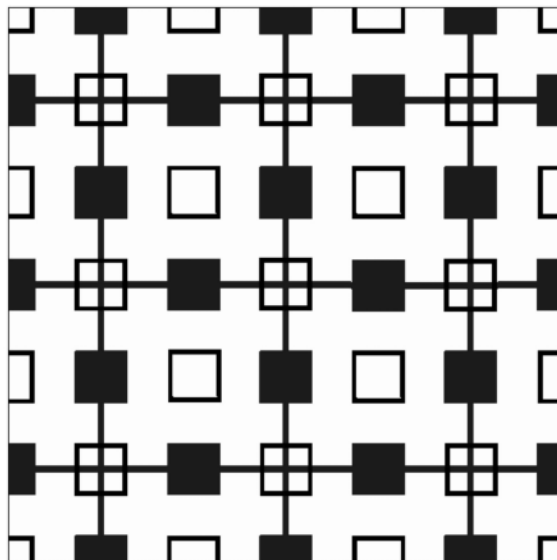
权利要求书2页 说明书7页 附图6页

(54) 发明名称

一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面及其设计方法

(57) 摘要

本发明公开了一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面及其设计方法,其包含:第一金属贴片层、中间层及第二金属贴片层,三者依序压合在一起,该第一金属贴片层的单元为长宽相同的矩形,矩形的四角上分别设置开口向外的四分之一方环,单元中心为一个完整的矩形环,在平面周期延拓后,呈现交错排列的方环阵列;该第二金属贴片层,其单元为大小与上述第一金属贴片层相同的矩形,中心为十字型金属线,在单元的各边中点位置均有矩形金属贴片与十字型金属线相连接。频选结构具有超宽通带特性的同时,极大地减小了频选的整体厚度。本发明提出的频选结构剖面极低,可以自由地和绝大部分厚度的蒙皮、外壳、保护罩等结构进行结合,从而发挥其独特的电性能。



1. 一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面,其由三层构成,其特征在于,分别为:第一金属贴片层、中间层及第二金属贴片层,三者依序压合在一起,该第一金属贴片层的单元为长宽相同的矩形,矩形的四角上分别设置开口向外的四分之一方环,单元中心为一个完整的矩形环,在平面周期延拓后,呈现交错排列的方环阵列;该第二金属贴片层,其单元为大小与上述第一金属贴片层的单元相同的矩形,中心为十字型金属线,在单元的各边中点位置均有矩形金属贴片与十字型金属线相连接,在平面周期延拓后,呈现十字型金属线和矩形金属贴片交替出现的类网格状阵列。

2. 根据权利要求1所述的小型化低剖面超宽通带频率选择表面,其特征在于,所述的中间层采用高频微波电路板。

3. 一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面的设计方法,基于权利要求1所述的小型化低剖面超宽通带频率选择表面,其特征在于,包括如下:

1) 根据所需频率选择表面的带宽和剖面要求,选择合适的微波滤波器,并给出等效电路;

2) 遵循阻抗匹配原理,将微波滤波器的等效电路做近似变换至匹配频率选择表面设计的形式,并得出频率选择表面的基本结构;

3) 通过分布参数电元件和集总参数电元件的转化公式以及平行电路谐振频率公式,推导出上述设计频率选择表面的基本结构中的参数范围;

4) 利用频率选择表面中的金属贴片、介质层结构实现上述步骤2)的等效电路中电容、电感和传输线的电性能,明确具体频率选择表面结构;

5) 选择加工材料,采用层压板技术生产所设计的频率选择表面成品。

4. 根据权利要求3所述的小型化低剖面超宽通带频率选择表面的设计方法,其特征在于,上述步骤1)中的微波滤波器的工作带宽与相应频率选择表面结构应同属一个数量级,该微波滤波器的频率响应曲线阶数决定频率选择表面的结构厚度即剖面,微波滤波器的阶数越高,频率选择表面的剖面越高。

5. 根据权利要求3所述的小型化低剖面超宽通带频率选择表面的设计方法,其特征在于,上述步骤2)中,首先,二端口网络的输入和输出阻抗用自由空间的自由阻抗 $Z_0 = 377 \Omega$ 代入,其次,忽略数值低的电容 C_1 、 C_3 和电感 L_2 ,根据传输线理论,将原有的电感-电容-电感T型网络 L_1 - C_2 - L_3 变换为电容-电感-电容的 π 型网络 C' - L' - C' ;将短传输线的等效电路看作一个并联的电容-电感串联上特定电阻形成的回路,将 π 型网络中的一个电容 C' 用短传输线 Z_{12} 代替,同时修正网络中余下的电容 C' 和电感 L' 的元器件值为 C 和 L 以匹配 π 型网络 C' - L' - C' 电路的总体阻抗;将等效电路对应到频率选择表面中,电容 C 使用一层金属贴片实现其电容特性,传输线 Z_{12} 使用一层介质层实现其阻抗特性,电感 L 使用一层金属贴片实现其电感特性;得到第一、三层为薄金属贴片层,第二层为有一定厚度的介质层。

6. 根据权利要求3所述的小型化低剖面超宽通带频率选择表面的设计方法,其特征在于,上述步骤3)电路中电元件的值通过以下公式对应到频率选择表面结构中得到贴片及介质层的具体参数范围:

$$C = -\varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{2p}{\pi} \ln(\sin \frac{\pi s}{2p}) \quad (1)$$

$$L = -\mu_0 \frac{p}{2\pi} \ln\left(\sin \frac{\pi w}{2p}\right) \quad (2)$$

其中,C为最终等效电路的电容值,L为最终等效电路的电感值, $\epsilon_0 \approx 8.85 \times 10^{-12}$ 、 $\mu_0 \approx 1.26 \times 10^{-6}$ 及 $\pi \approx 3.14$ 为恒定常数, ϵ_r 为选用的介质层的介电常数,p为频率选择表面的单元周期尺寸,s为第一层金属贴片的间隔宽度,w为第二层金属栅格线宽度;s和w代表的为单元结构周期性延拓后的整体尺寸,不单独出现在单元的参数中;由公式(1)(2)可知,增大单元周期尺寸p、减小金属贴片间隔宽度s或金属栅格线宽w,提高C和L的值;根据平行电路谐振频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 得到,谐振频率正比于单元周期尺寸p,反比于金属贴片间隔宽度s、金属栅格线宽w。

7. 根据权利要求5所述的小型化低剖面超宽通带频率选择表面的设计方法,其特征在于,上述步骤4)利用导电性极佳的电性能匹配步骤2)中等效电路内电容及电感元件的金属贴片,以分布式电容的结构实现集总式电容C'在电路中的性能;同理,利用同样材质的金属以栅格的结构实现电感L'的特性;依靠具有介电常数和损耗角正切的高频微波电路板代替短传输线,得到一个电容性金属贴片层-阻抗匹配介质板层-电感性金属贴片层的频率选择表面结构。

8. 根据权利要求3所述的小型化低剖面超宽通带频率选择表面的设计方法,其特征在于,上述步骤5)中频率选择表面的加工样件至少包含3*3个单元阵子,第一层和第二层金属贴片选用导电性能极佳的金属,贴片厚度控制在35um-70um内,中间层的介质板需要满足设计时推导出的相对介电常数要求,同时保证损耗角正切低,加工时介质板和金属贴片层需要紧密连接,采用覆铜箔层压板技术压合。

9. 根据权利要求8所述的小型化低剖面超宽通带频率选择表面的设计方法,其特征在于,上述步骤5)中选用导电性能极佳的金属为银或铜。

一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面及其设计方法

技术领域

[0001] 本发明属于电磁场与微波技术领域,具体指代一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面及其设计方法。

背景技术

[0002] 现代战争进入到了信息化时代,雷达探测到的目标信息决定了目标的命运。飞行器上的雷达天线系统是重要的散射源,在某些频率和视角范围内具有很高的雷达散射截面(RCS),减小天线系统的RCS是飞行器实现隐身的重要课题。传统飞行器介质天线罩在全频段“透明”,无隐身效果,因此透波/隐身多功能一体化天线罩的设计显得极为重要,例如如何减小飞行器头部的雷达天线的后向散射已经成为影响飞行器隐身性能的关键因素之一。普通的介质天线罩不能减小RCS,吸波材料的应用虽然能够减小后向散射,但同时会影响到飞行器的正常通信。而在介质天线罩中应用上频率选择表面结构,即频率选择表面技术(Frequency Selective Surface,FSS)则可以克服以上缺陷,由于FSS具有空间滤波特性,能够有效地控制电磁波的反射和透射性能。

[0003] 频率选择表面结构是由大量周期性排列、具有特定形状的金属贴片单元或金属平面间缝隙所组成的二维结构,当入射电磁波频率在单元的谐振频率上时,FSS呈现出全反射(贴片型)或全透射(孔径型),其他频率的电磁波可透过FSS(贴片型)或被全反射(孔径型),因此FSS本质上是一种特殊的空间滤波器,可有效的控制电磁波的传输特性。将FSS技术应用于天线罩上,就可以使天线罩获得频率选择的功能,进行频率选择性透波。在设计频段内天线罩保持正常的透波;而设计频段外,天线罩相当于一个金属罩,将电磁波屏蔽。其作用在于使飞行器天线舱在设计频段内、外表现出不同的RCS特性。

[0004] 期刊《电讯技术》2012,52(3):371-374,李育青,裴志斌,屈绍波等人提出的“具有宽频特性带通频率选择表面的设计”;期刊论文中的仿真表明,该频率选择表面的3个极点分别为6.44GHz、8.80GHz和10.97GHz。3个极点耦合形成一个中心插损很小的平顶宽通带,中心插损最大仅为0.45dB,3dB工作带宽此时为5.40—11.47GHz,绝对带宽为6.07GHz,相对带宽达到72%。而在通带外,S21能迅速地下降到-20dB以下并一直保持,频率选择表面结构具有良好的边带选择和带外抑制特性。但该技术方案客观存在一个问题,由于使用了多层级联结构,频率选择表面的厚度较大,剖面较高。作为一种微波无源材料,结构的厚度直接决定了其适用性。频率选择表面主要应用在飞行器的高RCS部件附近,以蒙皮或外部罩子的形式使用,故厚度大的频率选择表面结构将对蒙皮和罩子的设计提出相当大的难度,往往不能实际应用。

[0005] 期刊文献:Liang B Y,Xue Z H,Li W M,et al.Ultra-wideband frequency selective surface at K and Ka band[C].IEEE International Conference on Microwave Technology&Computational Electromagnetics.IEEE,2013:55-57,其目的为设计一种新型超宽通带的频率选择表面结构,为超宽带电磁场合的滤波透波需求提供结构方案。单元尺寸2.898mm*4.733mm,结构单层厚度2mm,介质板间胶层厚度约0.05mm,总体厚

度约6.1mm。-3dB带宽从17.83GHz到45.66GHz,相对带宽达到88%,属于超宽通带频率选择表面。但该技术方案仍旧存在剖面高厚度大的问题,虽然层数只有三层,但总厚度依旧达到了6.1mm,应用范围大大受到影响。

发明内容

[0006] 针对于上述现有技术的不足,本发明的目的在于提供一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面及其设计方法,以解决上述现有技术中存在的缺陷。本发明保证了频率选择表面结构具有超宽通带特性的同时,极大地减小了频率选择表面的整体厚度;可以自由地和绝大部分厚度的蒙皮、外壳、保护罩等结构进行结合,从而发挥其独特的电性能。

[0007] 为达到上述目的,本发明的一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面,其由三层构成,分别为:第一金属贴片层、中间层及第二金属贴片层,三者依序压合在一起,该第一金属贴片层的单元为长宽相同的矩形,矩形的四角上分别设置开口向外的四分之一方环,单元中心为一个完整的矩形环,在平面周期延拓后,呈现交错排列的方环阵列;该第二金属贴片层,其单元为大小与上述第一金属贴片层的单元相同的矩形,中心为十字型金属线,在单元的各边中点位置均有矩形金属贴片与十字型金属线相连接,在平面周期延拓后,呈现十字型金属线和矩形金属贴片交替出现的类网格状阵列。

[0008] 优选地,所述的中间层采用高频微波电路板。

[0009] 本发明的一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面的设计方法,包括如下:

[0010] 1) 根据所需频率选择表面的带宽和剖面要求,选择合适的微波滤波器,并给出等效电路;

[0011] 2) 遵循阻抗匹配原理,将微波滤波器的等效电路做近似变换至匹配频率选择表面设计的形式,并得出频率选择表面的基本结构;

[0012] 3) 通过分布参数电元件和集总参数电元件的转化公式以及平行电路谐振频率公式,推导出上述设计频率选择表面的基本结构中的参数范围;

[0013] 4) 利用频率选择表面中的金属贴片、介质层结构实现上述步骤2)的等效电路中电容、电感和传输线的电性能,明确具体频率选择表面结构;

[0014] 5) 选择加工材料,采用覆铜箔层压板技术生产所设计的频率选择表面成品。

[0015] 优选地,上述步骤1)中的微波滤波器的工作带宽与相应频率选择表面结构的工作带宽应同属一个数量级,例如超宽带频率选择表面结构应选择超宽带滤波器作为参考。该微波滤波器的频率响应曲线阶数决定频率选择表面的结构厚度即剖面,微波滤波器的阶数越高,频率选择表面的剖面越高。

[0016] 优选地,上述步骤1)中微波滤波器的等效电路为一阶并联电容电感组合谐振电路,电阻Z1和电阻Z2分别为等效电路中二端口网络的输入和输出阻抗;电感L1和电容C1、电感L3和电容C3两组电感-电容串联谐振回路中,电感L1、L3的值高、电容C1、C3的值低;电容C2和电感L2这一组电容-电感并联谐振回路中,电容C2的值高、电感L2的值低。

[0017] 优选地,上述步骤2)中,首先,二端口网络的输入和输出阻抗用自由空间的自由阻抗 $Z_0 = 377 \Omega$ 代入,其次,忽略数值低的电容 C_1 、 C_3 和电感 L_2 ,根据传输线理论,将原有的电感-电容-电感T型网络 L_1 - C_2 - L_3 变换为电容-电感-电容的 π 型网络 C' - L' - C' ;将短传输线的等效电路看作一个并联的电容-电感串联上特定电阻形成的回路,将 π 型网络中的一个电容

C' 用短传输线 Z_{12} 代替,同时修正网络中余下的电容C' 和电感L' 的元器件值为C和L以匹配 π 型网络C' -L' -C' 电路的总体阻抗;将等效电路对应到频率选择表面中, Z_0 使用自由空间的自由阻抗代替,电容C使用一层金属贴片实现其电容特性,传输线 Z_{12} 使用一层介质层实现其阻抗特性,电感L使用一层金属贴片实现其电感特性;得到第一、三层为薄金属贴片层,第二层为有一定厚度的介质层。

[0018] 优选地,上述步骤3) 电路中电元件的值通过以下公式对应到频率选择表面结构中
得到贴片及介质层的具体参数范围:

$$C = -\varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{2p}{\pi} \ln\left(\sin \frac{\pi s}{2p}\right) \quad (1)$$

[0019]

$$L = -\mu_0 \frac{p}{2\pi} \ln\left(\sin \frac{\pi w}{2p}\right) \quad (2)$$

[0020] 其中,C为最终等效电路的电容值,L为最终等效电路的电感值, $\varepsilon_0 \approx 8.85 \times 10^{-12}$ 、 $\mu_0 \approx 1.26 \times 10^{-6}$ 及 $\pi \approx 3.14$ 为恒定常数, ε_r 为选用的特定介质层的介电常数,p为频率选择表面的单元周期尺寸,s为第一层金属贴片的间隔宽度,w为第二层金属栅格线宽度;s和w代表的为单元结构周期性延拓后的整体尺寸,不单独出现在单元的参数中;由公式(1)(2)可知,增大单元周期尺寸p、减小金属贴片间隔宽度s或金属栅格线宽w,提高C和L的值;

根据平行电路谐振频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 得到,谐振频率正比于单元周期尺寸p,反比于金属贴片间隔宽度s、金属栅格线宽w。

[0021] 优选地,上述步骤4) 利用导电性极佳的电性能匹配步骤2) 中等效电路内电容及电感元件的金属贴片的金属贴片,以分布式电容的结构实现集总式电容C' 在电路中的性能;同理,利用同样材质的金属以栅格的结构实现电感L' 的特性;依靠具有合适介电常数和损耗角正切的高频微波电路板代替短传输线,得到一个电容性金属贴片层-阻抗匹配介质板层-电感性金属贴片层的频率选择表面结构。

[0022] 优选地,上述步骤5) 中频率选择表面的加工样件至少包含3*3个单元阵子,第一层和第二层金属贴片选用导电性能极佳的金属,贴片厚度控制在35um-70um内,中间层的介质板需要满足设计时推导出的相对介电常数要求,同时保证损耗角正切低,加工时介质板和金属贴片层需要紧密连接,采用覆铜箔层压板技术压合。

[0023] 优选地,上述步骤5) 中选用导电性能极佳的金属为银或铜。

[0024] 本发明的有益效果:

[0025] 本发明在保证频率选择表面结构具有超宽通带特性的同时,极大地减小了频率选择表面的整体厚度。本发明提出的频率选择表面结构剖面极低,可以自由地和绝大部分厚度的蒙皮、外壳、保护罩等结构进行结合,从而发挥其独特的电性能。在飞行器隐身、电磁兼容、辐射屏蔽等领域有很高实用价值。

附图说明

[0026] 图1为频率选择表面完整结构俯视图。

[0027] 图2为频率选择表面完整结构侧视图。

[0028] 图3为频率选择表面第一层单元结构俯视图。

- [0029] 图4为频率选择表面第一层单元结构平面周期延拓后俯视图。
- [0030] 图5为频率选择表面第三层单元结构俯视图。
- [0031] 图6为频率选择表面第三层单元结构平面周期延拓后俯视图。
- [0032] 图7为实施例中的微波滤波器的等效电路图。
- [0033] 图8为实施例中近似变换后适合频率选择表面设计的等效电路图。
- [0034] 图9为频率选择表面在垂直入射条件下的反射曲线及传输曲线图。
- [0035] 图10为频率选择表面在一定角度入射条件下的反射曲线及传输曲线图。
- [0036] 图11为频率选择表面第一层金属贴片在谐振频率下表面电场强度分布图。
- [0037] 图12为频率选择表面第二层金属贴片在谐振频率下表面电场强度分布。

具体实施方式

[0038] 为了便于本领域技术人员的理解,下面结合实施例与附图对本发明作进一步的说明,实施方式提及的内容并非对本发明的限定。

[0039] 参照图1至图6所示,本发明的一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面,其由三层构成,分别为:第一金属贴片层1、中间介质层2及第二金属贴片层3,三者依序压合在一起,该第一金属贴片层1的单元为长宽相同的矩形,矩形的四角上分别设置开口向外的四分之一方环,单元中心设置一个完整的矩形环,在平面周期延拓后,呈现交错排列的方环阵列;该第二金属贴片层3,其单元为大小与上述第一金属贴片层的单元相同的矩形,中心为十字型金属线,在单元的各边中点位置均有矩形金属贴片与十字型金属线相连接,在平面周期延拓后,呈现十字型金属线和矩形金属贴片交替出现的类网格状阵列。

[0040] 其中,所述的中间层采用高频微波电路板,其选型应与步骤2)中等效电路内短传输线的阻抗相匹配,可选择Rogers系列高频微波电路板。需要注意,频率选择表面实际加工时一般选择 $n*n$ (n 为正整数且大于等于3)个单元组成完整结构以体现其周期特性,中间层的高频电路板大小始终匹配上下层结构大小,即为 $(n*p)$ 毫米* $(n*p)$ 毫米,其中 p 为频率选择表面单元周期。

[0041] 本发明的一种小型化低剖面超宽通带频率选择表面的设计方法,包括如下:

[0042] 1) 根据所需频率选择表面的带宽和剖面要求,选择合适的微波滤波器,并给出等效电路;

[0043] 其中,上述步骤1)中的微波滤波器的工作带宽与相应频率选择表面结构应相近,该微波滤波器的频率响应曲线阶数决定频率选择表面的结构厚度即剖面,微波滤波器的阶数越高,频率选择表面的剖面越高。为满足超宽带和低剖面的要求,选择一阶宽带带通微波滤波器为设计原型,滤波器的等效电路可根据电路分析基本理论得出。此电路只是用于说明微波滤波器的工作原理,故对这些电元件的数值不必定量,只需定性描述。

[0044] 本实施例中的滤波器的等效电路如附图7,可见此微波滤波器的等效电路为一阶并联电容电感组合谐振电路;电阻 Z_1 和电阻 Z_2 分别为等效电路中二端口网络的输入和输出阻抗;电感 L_1 和电容 C_1 、电感 L_3 和电容 C_3 这两组电感-电容串联谐振回路中,电感值 L_1 、 L_3 高、电容值 C_1 、 C_3 低;而电容 C_2 和电感 L_2 这一组电容-电感并联谐振回路中,电容值 C_2 高、电感值 L_2 低。

[0045] 2) 遵循阻抗匹配原理,将微波滤波器的等效电路做近似变换至适合频率选择表面

设计的形式,并得出频率选择表面的基本结构;

[0046] 首先,由于频率选择表面是一种空间结构,二端口网络的输入和输出阻抗用自由空间的自由阻抗 $Z_0=377\ \Omega$ 代入,其次,忽略数值低的电容 C_1 、 C_3 和电感 L_2 ,根据传输线理论,将原有的电感-电容-电感T型网络 L_1 - C_2 - L_3 变换为电容-电感-电容的 π 型网络 C' - L' - C' ;将短传输线的等效电路看作一个并联的电容-电感串联上特定电阻形成的回路,将 π 型网络中的一个电容 C' 用短传输线 Z_{12} 代替,同时修正网络中余下的电容 C' 和电感 L' 的元器件值为 C 和 L 以匹配 π 型网络 C' - L' - C' 电路的总体阻抗;至此即可得到图8中的 π 型电容-电阻-电感网络 C - Z_{12} - L ,可见此电路为一阶谐振结构。将等效电路对应到频率选择表面中, Z_0 使用自由空间的自由阻抗代替,电容 C 使用一层金属贴片实现其电容特性,传输线 Z_{12} 使用一层介质层实现其阻抗特性,电感 L 使用一层金属贴片实现其电感特性;可知图8的等效电路对应的频率选择表面为三层结构,得到第一、三层为薄金属贴片层,第二层为有一定厚度的介质层。

[0047] 3) 通过分布参数电元件和集总参数电元件的转化公式以及平行电路谐振频率公式,推导出上述设计频率选择表面的基本结构中的参数范围;

[0048] 上述步骤3) 电路中电元件的值通过以下公式对应到频率选择表面结构中得到贴片及介质层的具体参数范围:

$$[0049] \quad C = -\varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{2p}{\pi} \ln\left(\sin \frac{\pi s}{2p}\right) \quad (1)$$

$$[0050] \quad L = -\mu_0 \frac{p}{2\pi} \ln\left(\sin \frac{\pi w}{2p}\right) \quad (2)$$

[0051] 其中, C 为最终等效电路的电容值, L 为最终等效电路的电感值, $\varepsilon_0 \approx 8.85 \times 10^{-12}$ 、 $\mu_0 \approx 1.26 \times 10^{-6}$ 及 $\pi \approx 3.14$ 为恒定常数, ε_r 为选用的特定介质层的介电常数, p 为频率选择表面的单元周期尺寸, s 为第一层金属贴片的间隔宽度, w 为第二层金属栅格线宽度; s 和 w 代表的为单元结构周期性延拓后的整体尺寸,不单独出现在单元的参数中;由公式(1)(2)可知,增大单元周期尺寸 p 、减小金属贴片间隔宽度 s 或金属栅格线宽 w ,提高 C 和 L 的值;

根据平行电路谐振频率 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ 得到,谐振频率正比于单元周期尺寸 p ,反比于金属贴片间隔宽度 s 、金属栅格线宽 w 。

[0052] 需要注意的是虽然代表频率选择表面结构厚度的参数 h 没有出现在公式推导中,但 h 的值决定频率选择表面第一层和第三层之间的空间耦合强度,由于本实施例中的设计是一阶谐振结构, h 的范围控制在0.5-1.5mm之间,具有相当低的剖面厚度。

[0053] 滤波器转化后的等效电路中电元件的参数为 $C=6.34 \times 10^{-13}$ F, $L=1.43 \times 10^{-8}$ H。首先考察设计期望通带最低频点(6GHz)的需求,由 $f_1 = c/\lambda_1$ 可知该频点处的波长为50mm,实施例中的 p 取值在 $\lambda_0/5$ (控制在9.95mm-10.05mm之间),与传统频率选择表面的半波长结构相比,具有小型化特征。然后,将 p 的取值代入公式(1)(2),得参数 s 的取值在2.15mm-2.25mm之间,参数 w 的值在0.25-0.35mm之间,这两个参数在设计结构时不直接出现,但将决定具体参数的取值。例如本实施例中,参数 s 的值等于 $(p-2a_2-a_4)/2$,参数 w 的值等于 $(a_3*(a_4-a_1)/a_4+2a_1*a_2/a_4)$ 。最后,根据实际频率选择表面结构上下层金属贴片的耦合情况,调整优化参数 h 的值在0.95mm-1.05mm之间。

[0054] 4) 利用频率选择表面中的金属贴片、介质层结构实现上述步骤2)的等效电路中电

容、电感和传输线的电性能,明确具体频率选择表面结构;

[0055] 上述步骤4)利用导电性极佳的电性能匹配步骤2)中等效电路内电容及电感元件的金属贴片,以分布式电容的结构实现集总式电容 C' 在电路中的性能;同理,利用同样材质的金属以栅格的结构实现电感 L' 的特性;依靠具有合适介电常数和损耗角正切的Rogers RT5880高频微波电路板代替短传输线,得到一个电容性金属贴片层-阻抗匹配介质板层-电感性金属贴片层的频率选择表面结构。分布式电容电感的形状和排列方式直接影响频率选择表面在自由空间工作时的效果和稳定性,经过甄选图形并进行参数优化后可得出性能良好的设计。

[0056] 本实施例中提出的小型化低剖面超宽通带频率选择表面的具体参数如表1所示,具体参数 ϵ_r 、 p 和 h 的值参考步骤3)中的推导结果, ϵ_r 决定介质层的材料选取, p 决定频率选择表面单元的尺寸, h 决定频率选择表面的整体厚度;而 s 和 w 的取值范围指导两层金属贴片中所有具体参数(a_1 - a_4 , b_1 - b_4)的取值。设计的形状并不唯一,本实施例的结构是完成参数优化后的结果。图1为本发明提出的频率选择表面单元周期延拓后得到的完整结构的俯视图,直观体现其结构的周期特性,此处选用9个单元组成的阵列结构,具体单元数量可视场合需要决定。表1如下:

[0057] 表1

参数名	a1	a2	a3	a4	p
参数值	0.4mm	1.4mm	0.4mm	2.8mm	10.0mm
参数名	b1	b2	b3	b4	h
参数值	2.8mm	1.4mm	0.3mm	10.0mm	1.0mm

[0059] 5)选择合适的加工材料,采用覆铜箔层压板技术生产所设计的频率选择表面成品。

[0060] 上述步骤5)中频率选择表面的加工样件至少包含3*3个单元阵子,第一层和第二层金属贴片选用导电性能极佳的金属,最佳材料为银(电阻率为 $15.86\rho/n\Omega\cdot m$),一般选用铜(电阻率为 $16.78\rho/n\Omega\cdot m$)即可有较好的效果,贴片厚度控制在35um-70um内,对结构电性能无明显影响,贴片的图案形状使用印刷电路板国家规范(QJ3103-99)标准工艺蚀刻制成。中间层的介质板需要满足设计时推导出的相对介电常数要求,同时保证损耗角正切尽可能较低,一般选用Rogers的高频微波电路板,本发明中提出的结构选用Rogers-RT5880材料(相对介电常数为2.2,相对磁导率为1.0,损耗角正切为0.0009),效果良好。加工时介质板和金属贴片层需要紧密连接,使用印刷电路板国家规范(GB4722-84)中的采用覆铜箔层压板标准技术压合。

[0061] 由图1可见,频率选择表面整体具有完全旋转对称特性,这个特性赋予其一定的极化稳定性。同时由于频率选择表面的第一层金属贴片使用多个小型化谐振单元交错排列,第二层金属贴片选用非谐振结构与第一层金属贴片进行匹配,其单元尺寸远远小于普通频率选择表面单元需要的二分之一波长,角度稳定性较之传统频率选择表面也有所提升。同时,由于具有小型化特性,以3*3个单元为例,整体结构大小仅为3cm*3cm,可见其最小工作尺寸足以满足大多数场合的需求。

[0062] 借助CST STUDIO SUITE 2016软件进行仿真,图9中可见该频率选择表面结构为一阶谐振结构,且谐振频点附近反射曲线较为平滑,对应等效电路中的Q值较低,即3dB通带从

5.27GHz覆盖至22.62GHz,带宽为17.35GHz,对于中心频点13.95GHz的相对带宽达到124.4%,涵盖整个6-18GHz的航空天线常用频段,远远超出现有技术中超宽带频率选择表面的相对带宽。同时,该频率选择表面还具有一定的角度稳定性。如图10所示,在以15度角度斜入射下,3dB通带从5.40GHz覆盖至21.42GHz,带宽为16.02GHz,相对带宽为119.5%。在以30度角度斜入射下,3dB通带从5.83GHz覆盖至18.89GHz,带宽为13.06GHz,相对带宽为105.7%,可见在斜入射的情况下,频率选择表面仍能保证100%以上的相对带宽,具有相当的角度稳定性。

[0063] 图11和图12是频率选择表面结构的两层金属贴片在电磁波垂直入射情况下,在谐振频点(12.8GHz)处的表面电场分布情况,可以看出表面电场分布较为均匀,贴片的各个部分都激励起强烈的电场(黑色区域场强较高),证明该带通型频率选择表面在传输能量方面损耗低,传输效率高,设计合理。

[0064] 本发明具体应用途径很多,以上所述仅是本发明的优选实施方式,应当指出,对于本技术领域的普通技术人员来说,在不脱离本发明原理的前提下,还可以作出若干改进,这些改进也应视为本发明的保护范围。

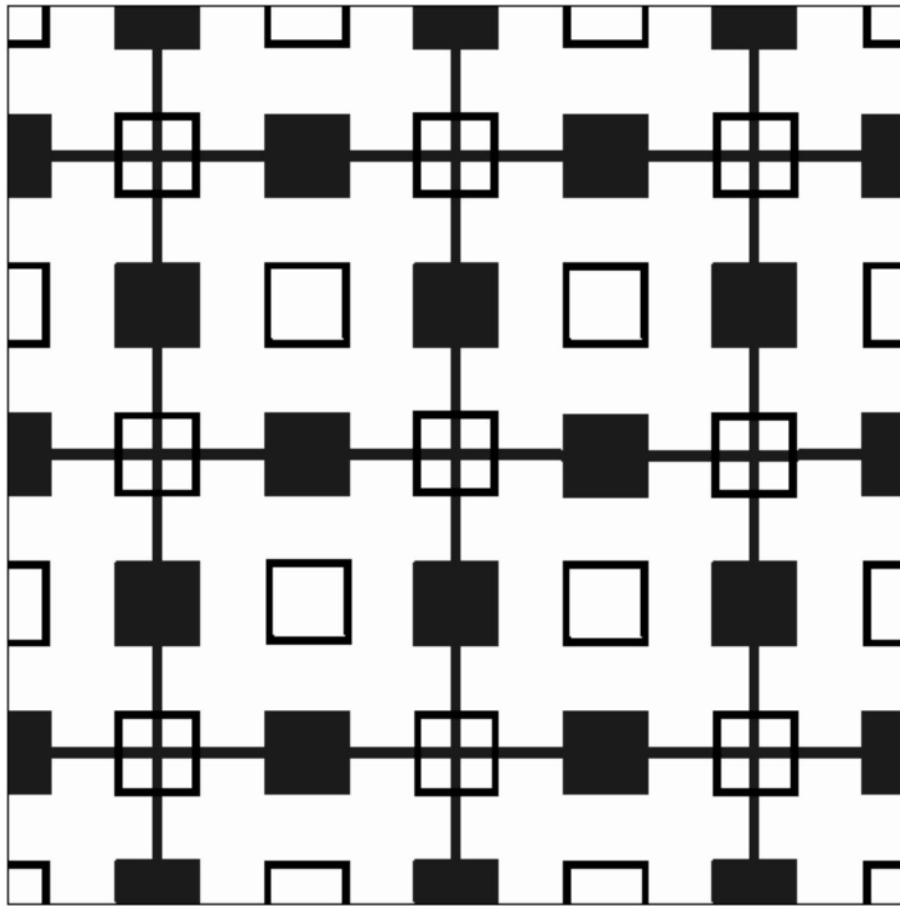


图1

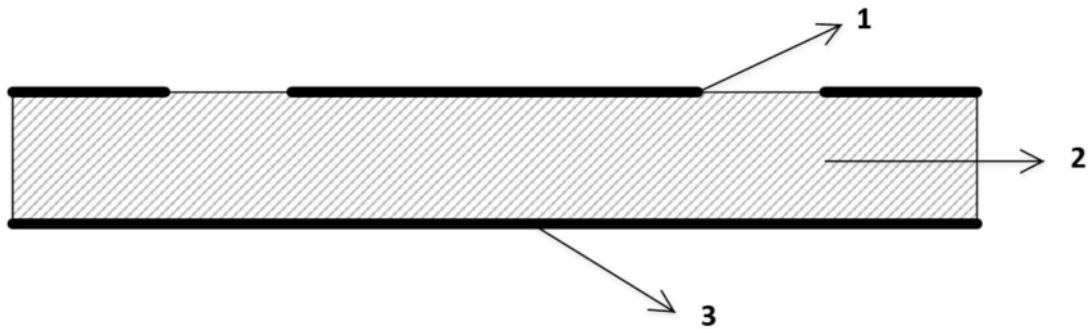


图2

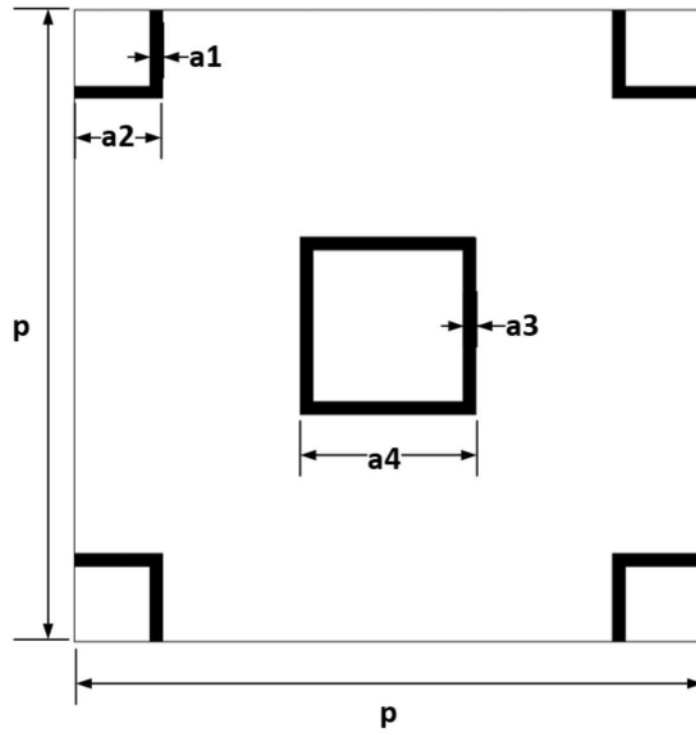


图3

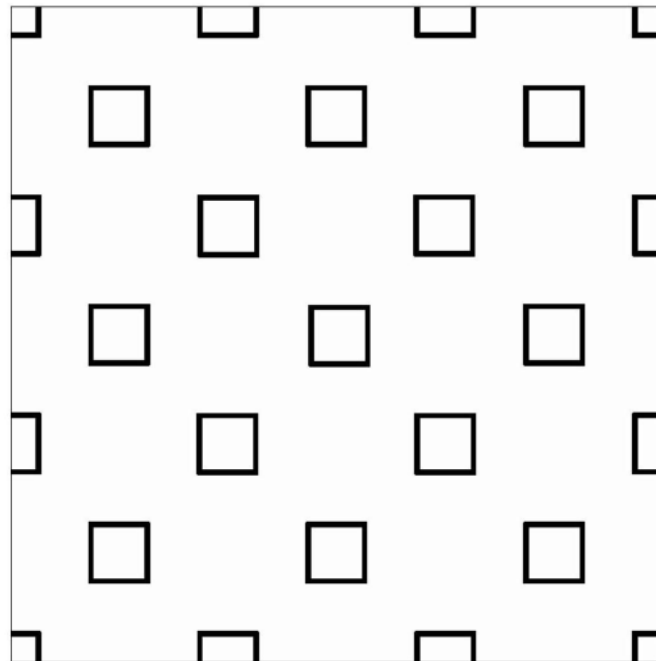


图4

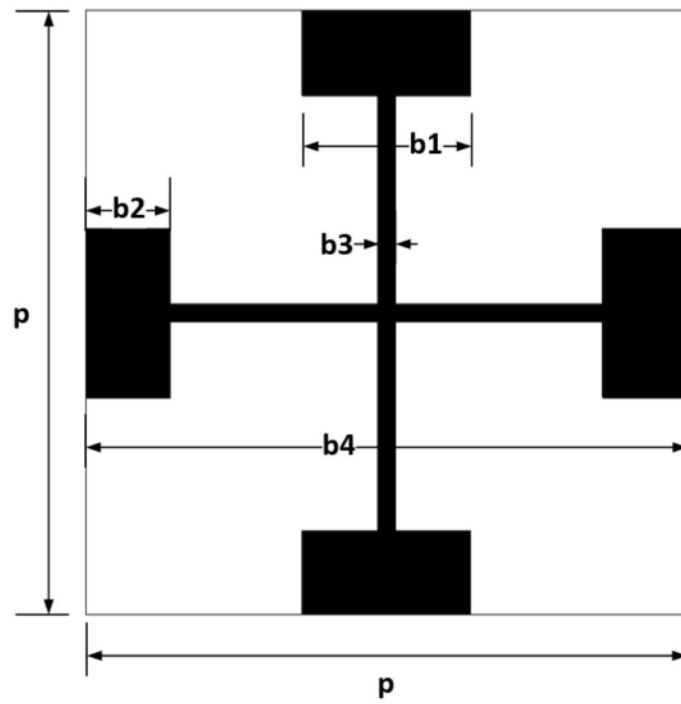


图5

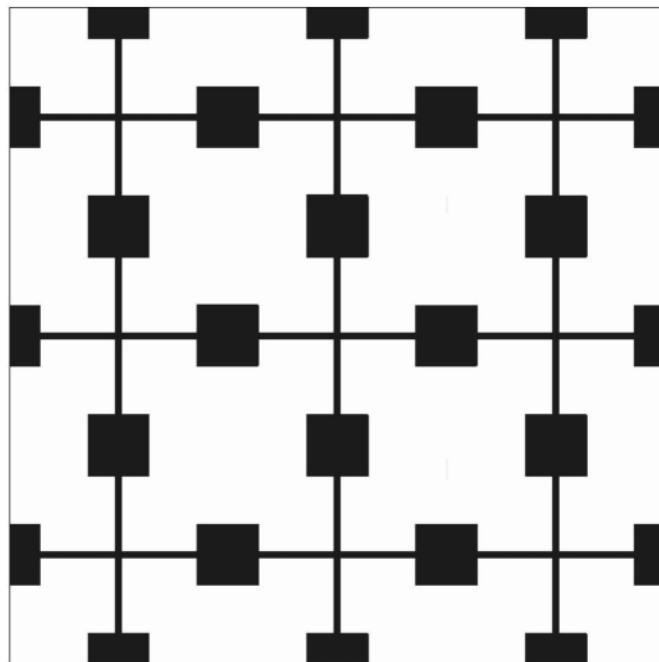


图6

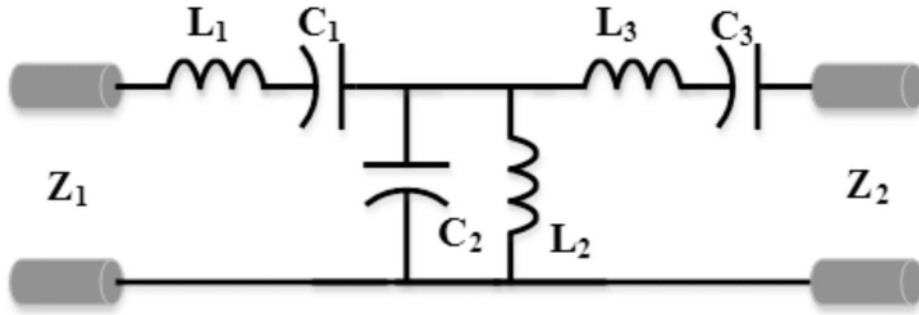


图7

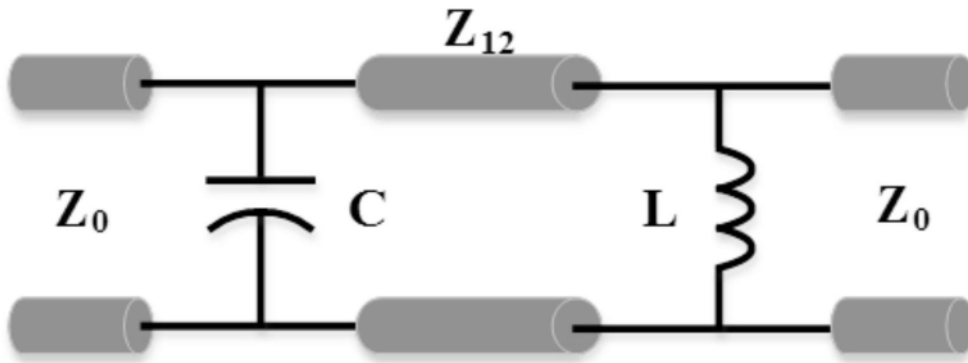


图8

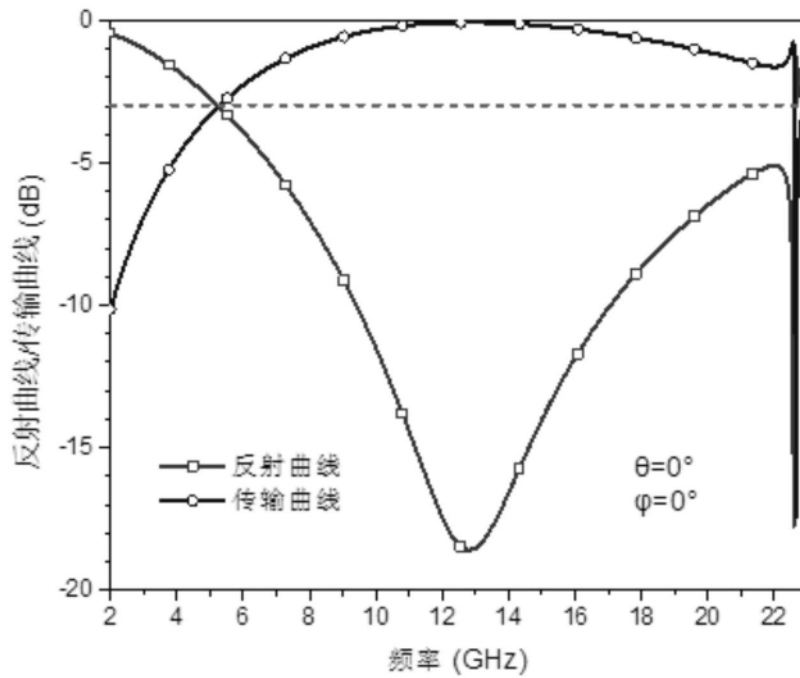


图9

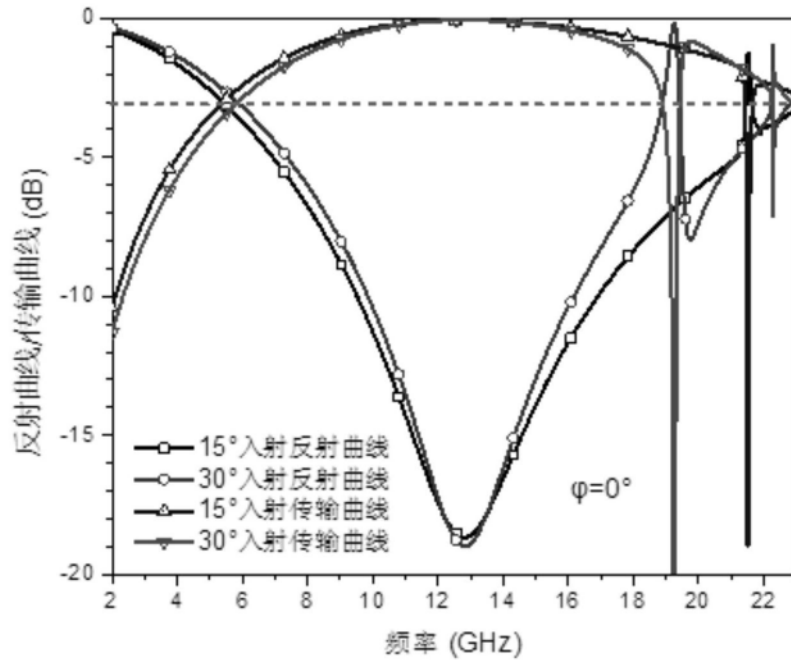


图10

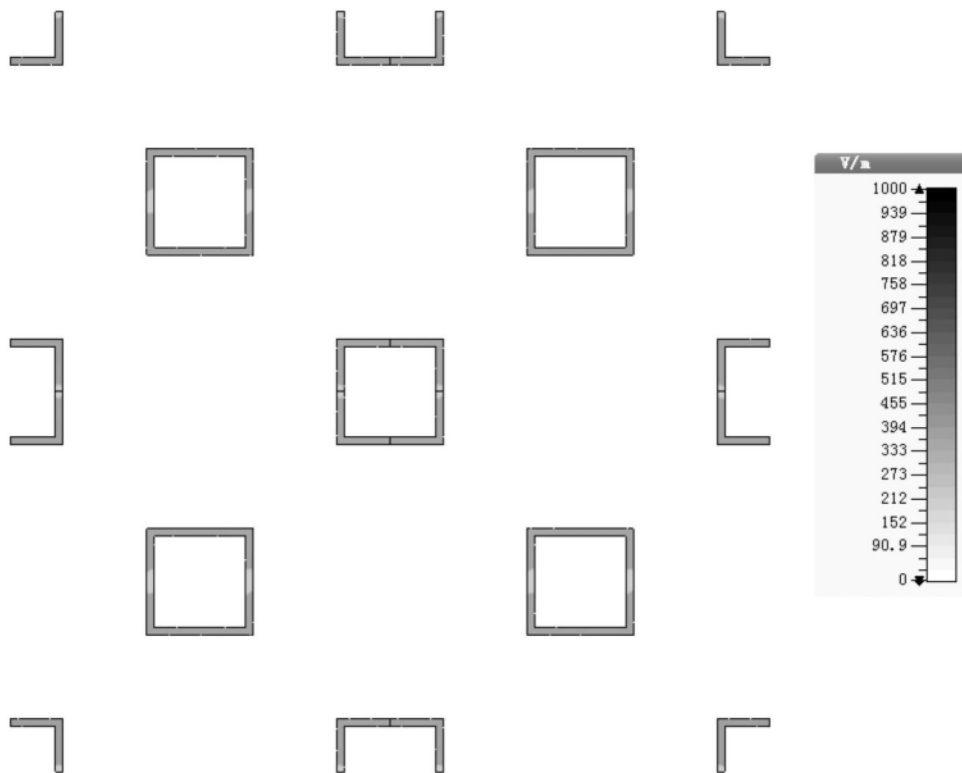


图11

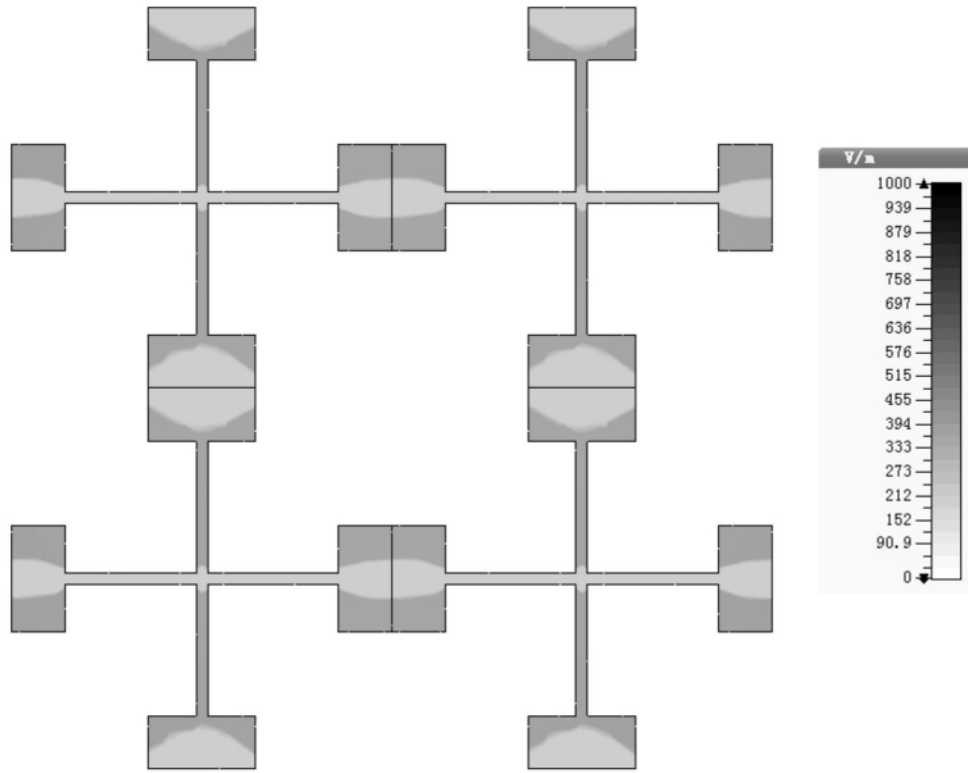


图12