

文章编号:1001-9014(2011)05-0469-06

基于超材料等效介质理论的带通频率 选择表面设计及验证

吴翔¹, 裴志斌¹, 屈绍波^{1*}, 徐卓², 张介秋¹,
马华¹, 王甲富¹, 王新华¹, 周航¹

(1. 空军工程大学 理学院, 数理系, 陕西 西安 710051;

2. 西安交通大学 电子陶瓷与器件教育部重点实验室, 陕西 西安 710049)

摘要:提出了一种构建超材料带通频率选择表面的新方法,该方法通过调节单元结构的等效介电常数实现.金属丝阵列在等离子频率以下等效介电常数为负,产生传输禁带,在金属丝阵列中加入介电常数符合 Lorentz 模型的短金属线结构,可得到一维带通频率选择表面,理论分析和仿真计算充分验证了这种方法的可行性.基于这种方法,将一维超材料频率选择表面单元拓展设计为二维对称结构,实现了一种宽入射角、极化无关的频率选择表面,最后加工了两个样品对基于等效介质理论的频率选择表面设计方法进行了实验验证.这种设计方法不必考虑常规频率选择表面所涉及的复杂计算和多参数优化等问题,拓展了频率选择表面的设计思路,对于 THz 频段频率选择表面的设计,及多通带、可调、小型化频率选择表面都具有借鉴意义.

关键词:频率选择表面;极化无关;超材料;等效介电常数

中图分类号: O441; O451 **文献标识码:** A

Design and experimental verification of band-pass frequency selective surface based on metamaterial effective medium theory

WU Xiang¹, PEI Zhi-Bin¹, QU Shao-Bo^{1*}, XU Zhuo², ZHANG Jie-Qiu¹,
MA Hua¹, WANG Jia-Fu¹, WANG Xin-Hua¹, ZHOU Hang¹

(1. Science Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China;

2. Key Laboratory of Electronic Ceramics and Devices, Ministry of Education, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: By adjusting the effective permittivity of the unit cell, a new method of constructing metamaterial band-pass frequency selective surface was proposed. The effective permittivity of continuous conducting wires is negative below the plasma frequency and thus a stop-band occurs. By combining the continuous conducting wires with cut wires, we realized a one-dimensional frequency selective surface. Both the theory analysis and simulation results demonstrated the facility and feasibility of the method. We also designed a wide-angle and polarization-independent frequency selective surface based on this method. Two samples were fabricated to validate the proposed method; the experiment results were fairly consistent with the simulation results. The proposed method eliminates the complicated calculation and excessive parameter optimization process. It paves a new way of designing frequency selective surfaces and is of important reference values for fabricating THz frequency selective surface as well as multi-band, tunable and miniaturized frequency selective surfaces.

Key words: frequency selective surface; polarization-independent; metamaterial; effective permittivity;

PACS: 78.67.Pt

收稿日期:2010-10-21,修回日期:2011-06-18

Received date: 2010-10-21, revised date: 2011-06-18

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60871027,60901029,61071058);国家“973”计划资助项目(2009CB23306);陕西省电子信息系统集成重点实验室基金资助项目(200905A)

作者简介:吴翔(1983-),福建莆田人,硕士研究生,主要研究领域为超材料设计及应用研究. E-mail: wuxiang19830201@sohu.com.

* 通讯作者: E-mail: qushaobo@mail.xjtu.edu.cn.

引言

周期排列的人工结构单元所构成的超材料因具有自然界中一切物质所不具备的奇异电磁特性而受到众多学者的关注^[1]. 利用超材料的奇异特性, 一些奇异的物理现象例如隐身罩^[2]、完美成像、能流旋转等得以实现. 超材料的优点在于可通过调节亚波长结构单元的尺寸及形状, 控制人工电偶极子、磁偶极子的谐振频率, 得到超宽频段(从 GHz 到光频段)内的电磁响应.

常规频率选择表面(Frequency Selective Surface: FSS)单元尺寸与半波长比拟, 为得到良好的频率选择特性, FSS 须由大量频率选择单元构成, 而实际应用中 FSS 尺寸有限, 约束其在低频段的应用且导致其对入射角及入射波极化方向变化较为敏感. 超材料单元可在亚波长尺寸($\leq \lambda/10$)得到电磁响应, 由它构成的小型化 FSS^[3-4]吸引了越来越多的关注. 例如, 基于 Babinet 原理构建的电谐振器互补结构^[5-6]和磁谐振开口环互补结构^[7]的小型化 FSS 具备良好的频率选通特性. 本文提出了一种基于等效介质理论构建小型化 FSS 的新方法, 利用该方法分别设计了一维 FSS 和宽入射角极化无关 FSS 单元, 通过仿真验证了设计思路和频率选择特性. 最后, 对所提出的方法进行了实验验证, 得到的实验数据与仿真结果较为吻合. 这种方法拓展了超材料 FSS 的设计思路, 对于 THz 频段 FSS 的设计, 及多通带、可调、小型化 FSS 具有的指导意义.

1 理论分析及验证

超材料概念出现以来, 人们对结构单元的等效电磁参数的负谐振区投入很大热情, 但对谐振正区的关注还较少. 如果在材料的传输禁带即负的介电常数频带内出现一个正的区域, 那么就得到一种频率选择性良好的 FSS. 根据 Pendry^[8]的研究, 金属细导线阵列等效于一种等离子材料, 它符合 Drude 模型:

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega \cdot (\omega + i \cdot \gamma)}; \quad (1)$$

$$\omega_p^2 = \frac{n \cdot e^2}{\varepsilon_0 \cdot m},$$

其中 n 是电子密度, m 及 e 分别是电子质量和基本电荷, γ 是阻尼系数, i 为虚部单位, ε_0 是自由空间的介电常数, ω_p 是等离子频率. 从式(1)可以看出, 在低于等离子频率时等效介电常数为负, 即当电磁波电场极化方向与金属线平行时起高通滤波作用. 电

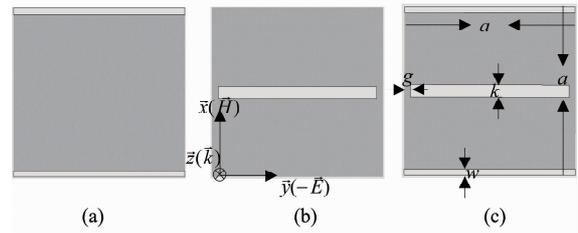


图 1 (a)长金属线阵列单元 (b)金属短线单元 (c)一维 FSS 单元

Fig. 1 (a) Long wire unit cell (b) short wire unit cell (c) the one dimensional FSS unit cell

谐振^[9-10]结构则符合 Lorentz 模型:

$$\varepsilon(\omega) = 1 + \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2 - i \cdot \gamma \cdot \omega}, \quad (2)$$

其中, ω_0 是电谐振结构的谐振频率, i 为虚部单位, γ 是阻尼系数. 从式(2)可以看出, 低于谐振频率时会出现很高的正的等效介电常数, 高于谐振频率时则出现负的等效介电常数. 若细金属丝与特定尺寸的电谐振结构组合周期排列, 正的电谐振结构谐振区域将使整体结构的介电常数大于 0, 即产生传输通带, 而电谐振结构的负谐振区域产生传输禁带, 就可以得到一种基于超材料结构的 FSS. 基于这种设想, 结合长金属线阵列单元(如图 1(a)所示)和最简单的电谐振单元结构——金属短线(如图 1(b)所示), 在 FR4 基板上构建了一维 FSS 单元(如图 1(c)所示)来验证这种设想.

图 1(c)为一维 FSS 单元的示意图. 该单元为单面结构, 构建在厚度为 0.25 mm 的 FR4 板材(图中深色部分)上(相对介电常数 4.9, 损耗角正切 0.025), 覆层金属为铜(图中浅色部分), 厚度 0.017 mm. 长金属线宽 $w = 0.15$ mm, 短金属线宽 $k = 0.3$ mm, 正方形基板边长 $a \times a = 4 \times 4$ mm², $g = 0.15$ mm. 使用 CST microwave studio 电磁仿真软件中的频域算法对所构建的模型进行计算, 结构单元 \vec{x} 及 \vec{y} 方向边界设定为(unit cell)周期边界, 即结构单元在 \vec{x} 和 \vec{y} 方向无限周期排布, 波矢 \vec{k} 沿 \vec{z} 方向, 入射波为 TM 波(磁场 \vec{H} 沿 \vec{x} 方向). 根据仿真计算得到的传输系数 S_{21} 及反射系数 S_{11} , 分别提取了 3 个单元的等效介电常数^[11].

图 2 是三个单元的相对介电常数曲线, 其中, 实线为相对介电常数实数曲线, 虚线为相对介电常数虚部曲线. 根据图 2 我们可以解释一维简化 FSS 单元的带通特性, 图 2(a)表示长金属线阵列等离子频率以下介电常数为负, 图 2(b)显示金属短线结构的介电

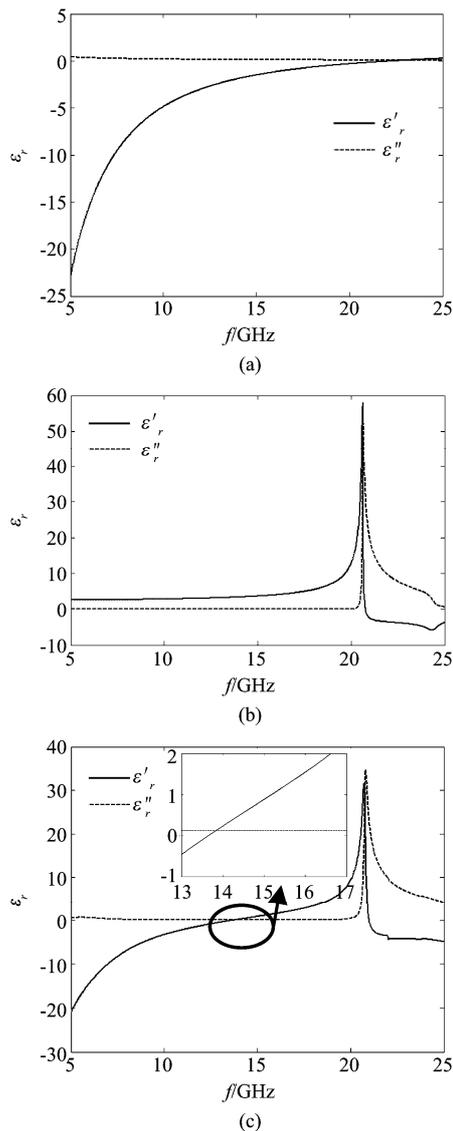


图2 (a)长金属线阵列单元 (b)金属短线单元 (c)一维 FSS 单元在 TM 馈波($\vec{H}_0 = \vec{x} \cdot H_0$)时的等效介电常数 Fig.2 The effective permittivity of (a) the long wire unit cell (b) short wire unit cell and (c) one dimensional FSS unit cell when illuminated by TM wave($\vec{H}_0 = \vec{x} \cdot H_0$)

常数在 21GHz 左右出现正峰,这符合 Lorentz 模型.图 2(c)表示一维 FSS 单元在 10.7 ~ 18.6 GHz 3dB 带宽内得到良好的阻抗匹配,透射率增强,而大于 18.6GHz 时阻抗失配,传输率迅速降低,频率大于 21GHz 后等效介电常数进入负区,出现传输禁带.

图 3 是长金属线宽度 w 在(0.15 ~ 0.5 mm)范围内变化时传输系数 S_{21} 及反射系数 S_{11} 的变化情况,可以看出,通带的中心频率随着金属线宽度的增加而发生蓝移,同时透射峰值略微减小,这主要是因为金属线宽度增加,导致 Q 值减小而损耗变大.当

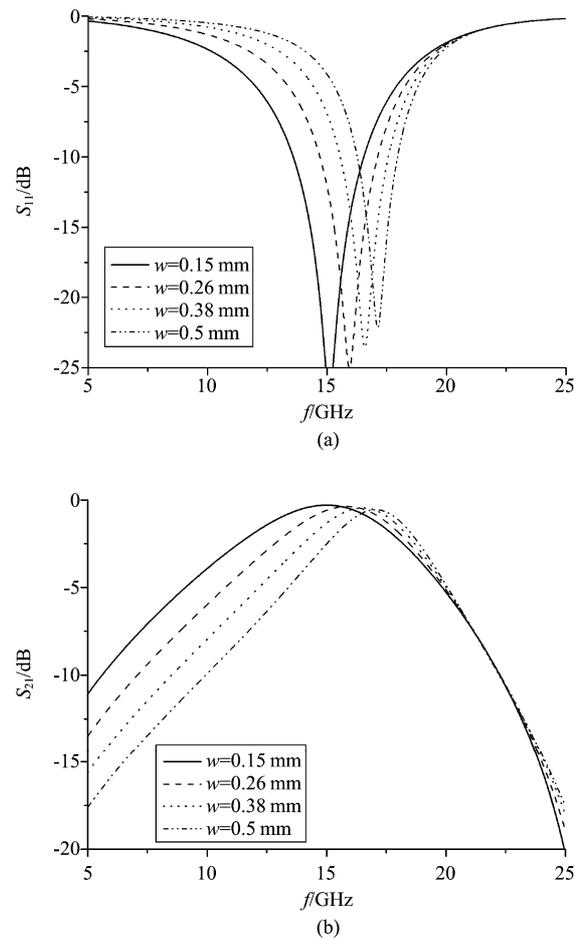


图3 (a)一维 FSS 单元中长金属线宽度为(0.15 ~ 0.5 mm)时的传输曲线 (b)反射曲线 Fig.3 (a) The transmission S_{21} and (b) reflection S_{11} of the one-dimensional FSS unit cell when the long wire width changes from 0.15 mm to 0.5 mm

长金属线的宽度增加时,根据式(1),等离子频率上升,相对介电常数降低,需要电谐振单元产生更大的相对介电常数使 FSS 单元的相对介电常数上升,而金属短线构成的电谐振结构的谐振频率并没有改变,所以通带向电谐振的高频移动,传输通带变窄,同时通带的中心频率向高频移动.

2 宽入射角极化无关带通 FSS

各向同性的 FSS 更切合实际需要,基于等效介质理论的方法我们构建了如图 4(a)所示的在 \vec{x} 及 \vec{y} 方向结构相同的宽入射角极化无关带通 FSS 单元.该单元由一维 FSS 单元演变而来,并在一维 FSS 单元中的金属短线两端增加了端线以减低电谐振结构的谐振频率.

图 4(a)单元使用与一维 FSS 单元相同的 FR4 基板,字母代表的数值与图 1 相同,其中 $b = 2$ mm, c

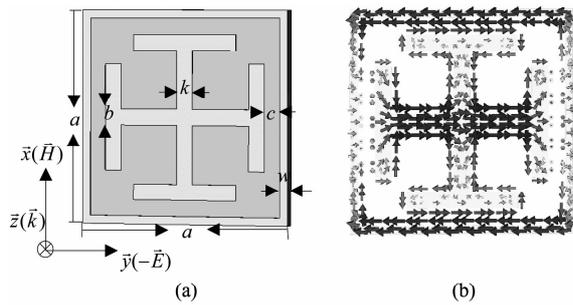


图4 (a)宽入射角极化无关 FSS (b)12.4GHz TM 波垂直入射时 FSS 单元表面电流分布

Fig. 4 (a) The wide-angle and polarization-independent FSS and (b) the surface current distribution on the FSS unit cell when illuminated by 12.4 GHz TM wave

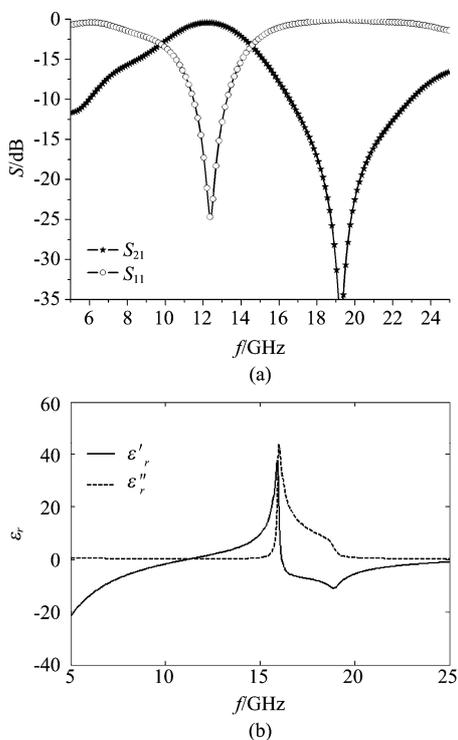


图5 (a)宽入射角极化无关 FSS 单元 TM 馈波得到的 S 参数及(b)其等效介电常数

Fig. 5 (a) The S parameter of the wide-angle and polarization-independent FSS unit cell when illuminated by TM wave and (b) effective permittivity of the FSS

$= 0.3 \text{ mm}$. 使用 CST 仿真软件对其计算, 边界条件与一维 FSS 相同, 得到 TM 馈波时的表面电流分布如图 4(b) 所示. 可以看出在入射波激发下, 单元中的“工”字形金属短线表面产生了与电谐振单元类似的强电流分布, 即该结构为金属电谐振结构.

图 5 显示了对这个结构使用 TM 波馈波测试, 得到的 S 参数及其等效介电常数. 从图 5(b) 可看出等效介电常数在 12.4GHz 左右时, 单元等效阻抗与

空气实现了匹配, 在 9.5 ~ 14.5 GHz 3 dB 带宽内出现传输通带. 由于在金属短线两端增加端线, 通带中心频率降低到 12.4GHz. 该结构在 xy 平面内完全对称, 所以 TM 及 TE(电场 \vec{E} 沿 \vec{x} 方向) 波垂直入射时得到的传输特性相同.

为验证 FSS 结构单元对平面波极化方向及入射角度的敏感度, 分别以 TE 和 TM 波馈波, 检验不同角度入射情况下的传输和反射系数. 图 6(a) 及 (b) 分别显示了宽入射角极化无关 FSS 单元在 TE 波入射角 θ 为 $0 \sim 60^\circ$ 馈波时得到的传输和反射曲线.

由图可以看出, 在 TE 波垂直入射时, 随着入射角增大, 透射峰频率并没有发生变化, 但透射通带减小. 这可用 Babinet 原理来解释, 宽入射角极化无关结构单元类似一个各向同性电谐振单元的互补结构, 根据 Babinet 原理, 它由磁场分量激发, 当磁场分量与 \vec{x} 或 \vec{y} 轴垂直时感应的表面电流最大 ($\vec{J} = \vec{n} \times \vec{H}$), 磁偶极矩最大, 透射率最大, 而随着入射角的增加, 磁场分量感应的表面电流减小, 透射率减小^[7].

图 7(a)、(b) 显示了宽入射角频率选择单元在 TM 波入射角 θ 为 $0 \sim 60^\circ$ 馈波时得到的传输和反射曲线.

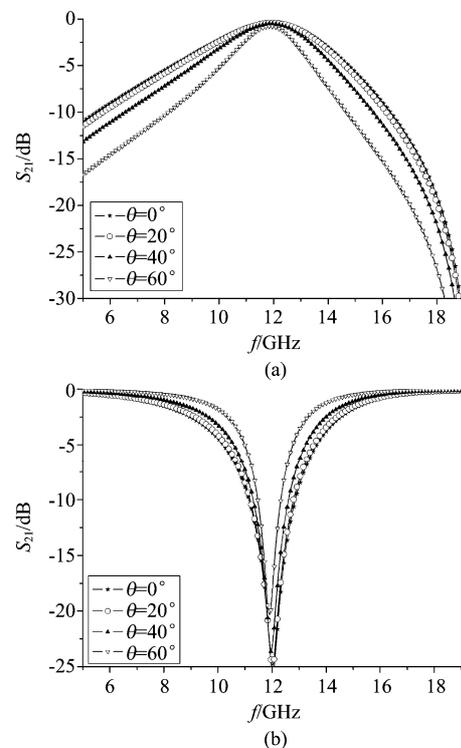


图6 对宽入射角极化无关 FSS 单元入射角在 $0 \sim 60^\circ$ 变化的 TE 波馈波的 (a) 传输曲线 S_{21} (b) 反射曲线 S_{11}

Fig. 6 The transmission S_{21} and reflection S_{11} of the wide-angle and polarization independent FSS unit cell when illuminated by TE wave in a incidence angle 0 to 60 degree

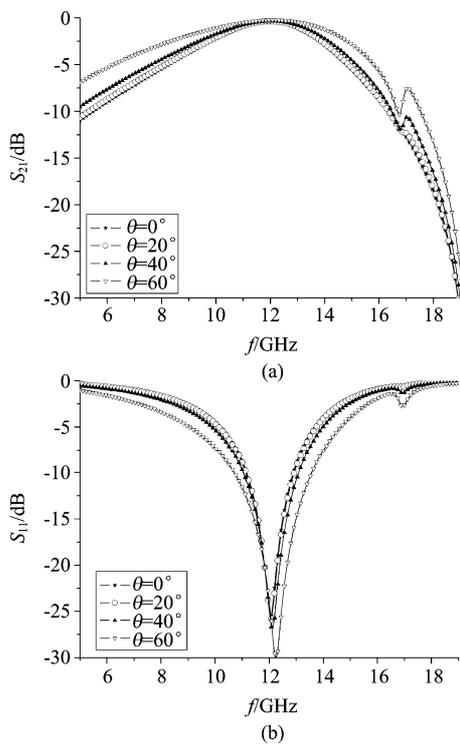


图 7 对宽入射角极化无关 FSS 单元入射角在 $0 \sim 60^\circ$ 变化的 TM 波馈波的 (a) 传输曲线 S_{21} (b) 反射曲线 S_{11}

Fig. 7 The transmission S_{21} and reflection S_{11} of the wide-angle and polarization independent FSS unit cell when illuminated by TM wave in a incidence angle 0 to 60 degree

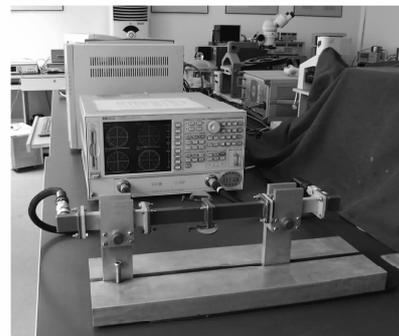
从图 7 可以看出来,当入射角增大时,谐振频率没有发生变化,传输系数峰值略有增强,反射率减小,主要原因是随着入射角的增加,FSS 单元相对于入射波束的有效区域减小,对电磁波的能量损耗减小导致的^[7].通过对宽入射角极化无关 FSS 单元 TE 波和 TM 波进行馈波仿真,证明了所设计的 FSS 结构单元对平面波极化方向和入射角不敏感.

3 实验验证

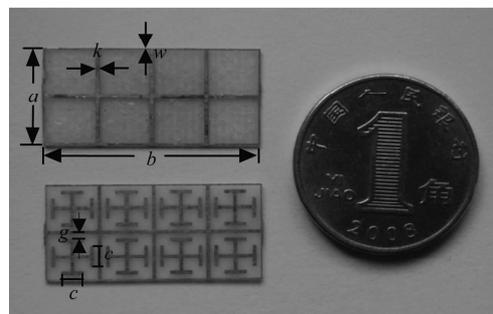
为验证所提出的设计方法,加工了两种样品(图 8(b)所示)进行测试并加以比较.采取的测试方法与文献[12]相同:使用矢量网络分析仪 HP8720ES(图 8(a))为波源产生 $8 \sim 12$ GHz 的高频信号,将加工的样品(如图 8(b)所示)嵌入 BJ100 金属波导横截面(波导截面 $a \times b = 22.86 \times 10.16 \text{ mm}^2$)测试透射系数及反射系数(S 参数).波导上下金属壁构成电边界,相当于样品在 b 方向周期无限排布,此外在波导中测试,实际操作更为简便.两种样品均构建在相对介电常数为 4.2,厚度为 0.4 mm 的 FR4 环氧树脂玻璃基板上,样品一(图 8

(b)上)为 8 个长金属线单元构成,样品二(图 8(b)下)是在样品一的空白处增加耶路撒冷十字金属结构而得到与图 4(a)形状相同的结构.由于受到波导尺寸的限制,样品尺寸并非各向同性,但这并不影响验证结果.图 8(b)中样品尺寸, $a = 10.16 \text{ mm}$, $b = 22 \text{ mm}$, $k = g = 2w = 0.4 \text{ mm}$, $c = 2.3 \text{ mm}$,耶路撒冷十字结构的四条端线长度均为 c ,与金属外框的间隙均为 g .

样品测试及对相同尺寸的结构单元进行仿真得到的 S 参数如图 9 所示,可以看出由于在样品一中增加耶路撒冷十字结构后, $8 \sim 12 \text{ GHz}$ 的传输禁带内出现了通带,实验数据与仿真结果基本吻合.图 9(a)中 10.75 GHz 处测试的反射曲线出现波谷是由于样品与波导并没有良好接触,样品一中上下两条金属线与波导金属壁间形成分布电容而产生寄生谐振导致的.图 9(b)测试曲线的透射峰及反射峰与仿真相比偏移了 0.4 GHz ,主要是由于基板的介电常数略低于 4.2 GHz .可以作以下解释,根据等效电路理论,谐振频率与分布电容及电感共同决定,且与它们乘积的平方成反比,而分布电容与基板的介电常



(a)



(b)

图 8 (a) HP8720ES 矢量网络分析仪及波导构成的测试平台 (b) 样品一(图中上半部分)及二(图中下半部分)的尺寸
Fig. 8 (a) The testing apparatus composed of network analyzer and wave-guide (b) the dimensions of Sample 1 (upside) and Sample 2 (underside)

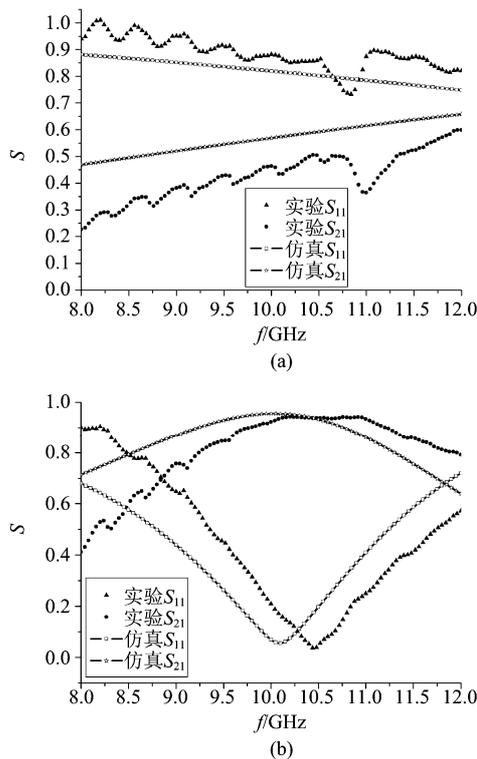


图9 (a)样品一的仿真及测试结果 (b)样品二的仿真及测试结果

Fig.9 (a)The simulation and experiment results of Sample 1 (b)the simulation and experiment results of Sample 2

数成正比,当介电常数降低时分布电容必然减小,使得 Lorentz 谐振频率有所上升,导致透射峰向高频偏移.

4 结语

基于等效介质理论提出了一种使用超材料构建 FSS 的方法,这种方法使用长金属线及电谐振结构单元的组合周期排布实现.在 FR4 基板上构建了一维单面 FSS 单元对这种方法进行验证,得到的传输及反射曲线表明这种方法可以实现良好的频率选通特性.在一维 FSS 单元的基础上拓展得到了一种宽入射角极化无关 FSS,仿真及实验结果说明电谐振和金属阵列结合的方式设计 FSS 是一种合理可行的

方法.这种方法避免了常规 FSS 设计所涉及的复杂计算,且从构成 FSS 的材料出发进行设计,具有清晰的物理意义,同时还可充分借鉴目前不断发展成熟的超材料等效介质理论,对设计结构简单、相对尺寸更小、频带可调、多通带的 FSS 都具有参考价值.

REFERENCES

- [1] Ferrari J A, Perciante C D. superlenses, metamaterials, and negative refraction[J]. *J. Opt. Soc. Am. A*,2009,**26**(1):78-84.
- [2] Schurig D, Mock J J, Justice B J, *et al.* Metamaterial electromagnetic cloak at microwave frequencies [J]. *Science*, 2006,**314**:977-979.
- [3] Shen Nian-Hai, Kafesaki M, Koschny T, *et al.* Broadband Blueshift Tunable Metamaterials and Dual-band Switches [J]. *Phys. Rev. B*,2009,**79**:161102.
- [4] Fang Wei-Hai, Xu Shang-Jia. New Frequency Selective Surface Composed of Left-handed Materials[J]. *J. Infrared Millim. Waves* (方维海,徐善驾.由左手媒质构成的新的频率选择表面. *红外与毫米波学报*),2007,**26**(2):121-124.
- [5] Thomas H Hand, Jonah Gollub, Soji Sajuyigbe, *et al.* Characterization of Complementary Electric Field Coupled Resonant Surfaces [J]. *Appl. Phys. Lett.*, 2008, **93**: 212504.
- [6] Cheng Qiang, Liu Ruo-Peng, Mock J J, *et al.* Partial Focusing by Indefinite Complementary Metamaterials [J]. *Phys. Rev. B*,2008,**78**:121102.
- [7] Falcone F, Lopeteggi T, Laso M, *et al.* Babinet Principle Applied to the Design of Metasurfaces and Metamaterials [J]. *Phys. Rev. Lett.*, 2004, **93**(19):197401.
- [8] Pendry J B, Holden A J, Robins D J, *et al.* Low Frequency Plasmons in Thin Wire Structures [J]. *Jour. Phys.*, 1998, **10**:4785.
- [9] Schurig D, Mock J J, and Smith D R. Electric-field-Coupled Resonators for Negative Permittivity Metamaterials [J]. *Appl. Phys. Lett.*, 2006, **88**:041109.
- [10] Padilla W J, Aronsson M T, Highstrete C, *et al.* Electrically Resonant Terahertz Metamaterials: Theoretical and Experimental Investigations [J]. *Phys. Rev. B*,2007,**75**: 041102.
- [11] Smith D R, Schultz S, Markos P, *et al.* Determination of Effective Permittivity and Permeability of Metamaterial from Reflection and Transmission Coefficients [J]. *Phys. Rev. B*,2002,**65**:195104.
- [12] Kamal Sarabandi, Nader Behdad, A Frequency Selective Surface with Miniaturized Elements [J]. *IEEE trans. Antennas Propag.*, 2007,**55**(5):1239-1245.

(上接 428 页)

- [4] Greda L A, Elmarissi W, Heckler M V T, *et al.* An active phased array for mobile satellite communication at Ka-band in LTCC technology: [C] in Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009.
- [5] Huang J, Rascoe D, Riley A L, *et al.* A Ka-band MMIC phased array antenna [C]: in Antennas and Propagation So-

ciety International Symposium, 1989.

- [6] Yang Hou, Lingyun Li, Rrong Qian, *et al.* An efficient technique for designing high-performance millimeter-wave vector modulators with low temperature drift [J]. *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, 2008, **56**(12):3100-3107.