

用最小结构单元频率选择表面实现大入射角宽频带的透波材料*

王丛屹 徐成 伍瑞新†

(南京大学电子科学与工程学院, 南京 210093)

(2014年2月5日收到; 2014年3月18日收到修改稿)

不同于传统的频率选择表面(FSS), 最小单元频率选择表面(mFSS)的工作频率取决于其基本结构单元中金属结构的内禀电容和电感, 而不是单元的结构共振频率. 本文围绕用mFSS构建带通型透波材料, 在分析了金属缝隙和金属线的内禀电容和电感的基础上, 构建了以金属缝隙和金属线为基本单元的透波材料模型, 研究了mFSS单元结构参数、等效电路参数和电波入射角对透波性能和带宽的影响, 设计制备了工作在10 GHz的透波材料. 研究表明: 这种透波材料具有工作频带宽, 对电磁波入射角度和极化方向不敏感等优点, 在垂直入射时的-1 dB带宽达到40%, 即使在大入射角(60°)下依然有很好的传输性能, -1 dB带宽接近20%. 实际制备的透波材料样品的测试结果和与理论计算结果相一致. mFSS的上述特性极大扩展了透波材料的应用场合, 特别适用于雷达罩和天线罩等应用.

关键词: 人工电磁材料, 大角度入射, 宽频带, 雷达罩

PACS: 78.67.Pt, 73.90.+f, 75.70.Cn

DOI: 10.7498/aps.63.137803

1 引言

频率选择表面(frequency selective surface, FSS)是指由一定形状的金属薄片或孔隙图形按某一规律周期性排列构成的平面或曲面. 当入射电磁波的波长和结构单元的特征长度相同时, 将会发生共振现象. 在共振频率附近, FSS会对入射电磁波呈现出全反射或透射, 表现出对电磁波良好的频率选择特性. 这种频率选择特性(带通或带阻)被广泛应用在微波和光波频段的滤波器设计中, 成为40多年来微波和光波技术研究中的热点[1-4].

频率选择表面的一个基本特征是: 基本单元大约是工作波长的一半. 在实际应用中FSS通常是有限大小, 为了得到良好的频率响应FSS需要有足够多个基本单元(通常单元数目大于400), 整个FSS样品用波长度量约为 $10\lambda \times 10\lambda$, 并要求电磁波的

传播方向和FSS基本处于垂直状态. 这些要求限制了FSS在某些重要的场合的应用, 比如低频段的雷达罩等[5]. 因此, 任何设计一种具有大入射角, 宽频带和小尺寸特性的频率选择表面成为一个重要的研究课题.

近年来, 人工电磁材料得到了国内外学者的广泛关注与研究[6-8]. 这些材料拥有天然材料不具有的电磁特性, 如负的介电常数和磁导率等. 人工电磁材料的一个明显优点就是结构单元尺寸与工作波长相比可以做得非常小, 特别是具有工作频率点低、极化不敏感和宽入射角等这些传统频率选择表面所不具有的特点[9-12]. 本文中的FSS就是由这种人工电磁材料构成, 其结构单元是由衬底基板两侧的金属缝隙和金属线构成, 金属线可等效为电路上的电感, 而金属缝隙则为电容, 从而整体上等效为具有带通特性的并联LC电路.

* 国家自然科学基金(批准号: 61271080), 博士点基金(批准号:20110091110030)和江苏省自然科学基金(批准号: BK2012722)资助的课题.

† 通讯作者. E-mail: rxwu@nju.edu.cn

基于这类最小结构 LC 谐振单元构成的透波材料由于摆脱了对结构共振的依赖, 从而使材料的透波性能有明显的提高. 理论和实验结果表明: 该透波材料具有工作频带宽, 对入射角度和极化方向不敏感以及尺寸小等优点, 即使在大角度入射下依然有很好的传输性能, 特别适用于雷达罩和天线罩上.

2 最小单元频率选择表面原理

常规 FSS 的工作频率取决于其基本单元的结构共振频率, 在共振频率附近可以用一个 LC 谐振电路来表示, 对于带通型 FSS, 电路具有并联 LC 谐振电路的形式. 如果能用某些金属结构的内禀电容 C 和电感 L 来取代传统 FSS 的共振结构所实现的 C 和 L , 那么就可以摆脱对共振结构的依赖并使

得基本单元的结构尺寸会大大减小, 成为一种新型的最小单元频率选择表面 (mFSS). 同时, 由于基本单元尺寸的减小, 入射角对 FSS 透波性能的影响将会大大降低.

多种金属结构可以用来构造所需的集总参数 L 和 C , 图 1 是最为简单的实现形式. 图 1(a) 为用两个相邻金属片之间的间隙 s 构成的电容 (其中 $s \leq \lambda$). 如果电波的极化方向和间隙垂直, 则在上下金属片上分别产生大小相同的正负电荷, 从而形成平板电容器. 电容的大小与金属片的边长 L , 相邻金属片的间距 s 有关. 图 1(b) 为宽度 w 的金属细条, 当入射波的电场平行于细条时将产生垂直细条的磁场, 从而该金属细条可等效为电感. 将以上的电容和电感结构在空间中按一定的形式垂直叠放, 如图 1(c) 所示, 就构成了 mFSS 的基本单元.

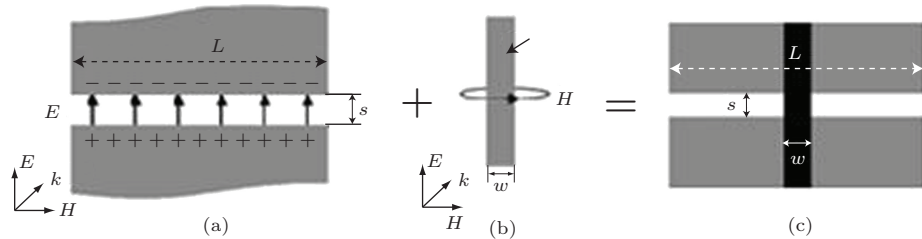


图 1 金属结构的内禀电容和电感构成的基本谐振单元 (a) 内禀电容; (b) 内禀电感; (c) mFSS 基本单元

3 用最小单元频率选择表面设计的透波材料及其频率响应

图 2(a) 给出了用金属结构的内禀电容和电感设计的 mFSS 透波材料的空间结构 [13], 它是由一个金属间隙组成的电容层和一个金属细线网格组成的电感层组合而成的分层结构, 电容层和电感层之间由介质板隔开. 考虑到对全极化响应的要求, 在基本结构单元中金属间隙和金属线条排列成图 2(b) 所示的形式, 这种结构在水平和垂直方向是完全对称的, 所以对于水平极化波和垂直极化波有相同的等效电路, 从而保证对入射波的极化不敏感性.

和 FSS 一样, mFSS 也可以用一个 LC 并联电路来模拟, 如图 2(c) 所示. L 和 C 之间是由长度为 l_1 , 特征阻抗为 $Z_l = Z_0/\sqrt{\epsilon_r}$ 的传输线连接而成. Z_l 主要取决于介质板的厚度和材料介电常数 ϵ_r .

Z_0 是空气中的阻抗. 透波材料的工作中心频率取决于图 2(c) 所示并联 LC 电路的谐振频率:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1)$$

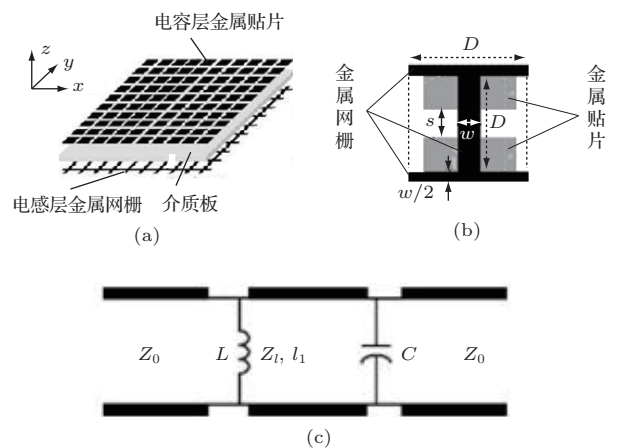


图 2 透波材料的结构示意图和等效电路图 (a) mFSS 透波材料的三维层状结构示意图; (b) mFSS 透波材料基本单元中金属细线和间隙的相对位置关系; (c) 沿垂直于 mFSS 透波材料表面方向的等效电路图

为了使透波材料工作在要求的频率, 首先必须确定基本周期单元的尺寸参数, 如边长 D , 金属缝隙间距 s 和金属细条的宽度 w 等(见图 2(b)), 这些尺寸参数决定集总电感 L 和电容 C 的大小.

间隙 s 和介质板的有效介电常数 ϵ_{eff} 决定了结构内禀电容的大小, 其近似估算公式^[14]为

$$C = \epsilon_0 \epsilon_{\text{eff}} \frac{2D}{\pi} \log \left(\frac{1}{\sin \frac{\pi s}{2D}} \right). \quad (2)$$

对于电感 L 它只取决于基本单元的边长 D 和金属细条的宽度 w 决定, 近似估算公式^[15]为

$$L = \mu_0 \frac{D}{2\pi} \log \left(\frac{1}{\sin \frac{\pi w}{2D}} \right). \quad (3)$$

由(1)—(3)式可以得出, 当基本单元的尺寸一定时透波材料的工作频率主要由金属片间隙 s , 金属细条的宽度 w 和介质有效介电常数 ϵ_{eff} 这三个参数决定.

透波材料的频带宽度和 LC 并联电路的品质因数相关. 忽略介质厚度的影响由图 2(c) 的等效电路得到透波材料品质因数为

$$Q_L = R \sqrt{\frac{C}{L}}. \quad (4)$$

对应的带宽 BW 为

$$\text{BW} = \frac{f_r}{Q_L} = \frac{f_r}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (5)$$

因此, L/C 的比值决定了透波材料的带宽, 宽带的透波材料需要有一个比较大的 L 或者比较小的 C . 就图 2(b) 所示的实现方式, 在保证工作频率一定的基础上可以通过减小金属细条宽度 w 和金属间隙 s 来得到大比值的 L/C 从而实现宽频带. 由于电容层和电感层靠的很近, 在实际设计时还需考虑两者之间的相互耦合作用.

对于一个确定的工作频率, (2), (3) 式所要求的基本单元边长 D 要远小于常规 FSS 基本单元的尺寸. 因此, 在斜入射条件下基本单元沿垂直于入射方向上投影面积的改变会明显减小, 从而使得入射角对 mFSS 的工作频率的影响大大降低. 另一方面, 斜入射时基本单元的投影效应使得内禀电容和电感会发生一定的变化, 但是他们的比值却基本不变^[16], 使得 mFSS 的频带宽度也对入射角变化不敏感.

我们用上述的 mFSS 设计了工作在 10 GHz 的透波材料. 首先用(1)—(3)式估算了 mFSS 基本单元的大小, 以此为初值在仿真软件 CST 中对结构单元尺寸及进行优化. 考虑到加工方便, 我们将图 2(b) 中的电感层水平平移半个周期单元的长度 $D/2$, 使每个周期单元四周完全对称. 图 3 给出了优化后的 mFSS 透波材料的传输特性及其随入射角度的变化, 其中单元结构的尺寸为 $5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$ (基本单元尺寸用工作波长量: $1/6\lambda \times 1/6\lambda$), 电容层上金属片间隙 $s = 1.0 \text{ mm}$, 电感层的金属细条的宽度 $w = 0.1 \text{ mm}$. 两层之间用相对介电常数为 3.55 厚度为 0.5 mm 的介质基板隔开.

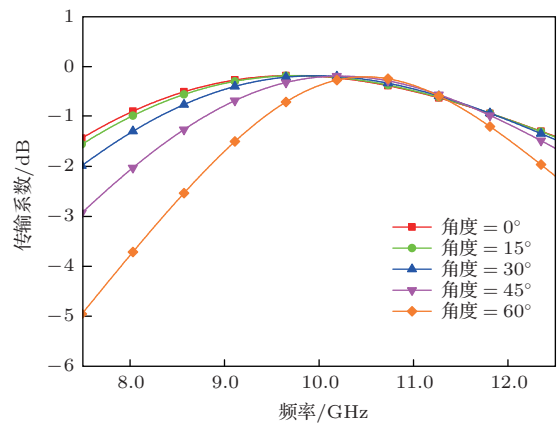


图 3 mFSS 构成频率选择表面的透射系数随入射角的变化

从图 3 可以看出该透波材料工作在 10 GHz 并有着很宽的透波带宽. 电磁波 0° 正入射时 -1 dB 相对带宽达到 40% (7.87—12.02 GHz), 即使在大角度 $\theta = 60^\circ$ 入射的情况下, 其相对带宽仍有 25% 左右 (9.42—11.98 GHz), 并且中心频率随入射角的改变较小可以实现大入射角下的透波.

4 实验结果及讨论

我们利用 PCB 制作工艺在敷铜介质板上制作了 mFSS 透波材料, 实际样品如图 4 所示. 样品在 x 轴和 y 轴上各有 28 个周期, 每个周期单元的尺寸为 $5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$, 整个样品的尺寸为 $150 \text{ mm} \times 150 \text{ mm}$. 电容层中金属片间隙 $s = 1.5 \text{ mm}$, 电感层中金属细条的宽度 $w = 0.05 \text{ mm}$. 两层之间是相对介电常数 $\epsilon_r = 3.55$, 厚度为 0.25 mm 的介质基板, 金属片和线条的厚度约为 0.03 mm.

我们采用自由空间测试方法实验研究该样品

的传输特性. 测试系统由两个点聚焦透镜天线和共轴测试架设组成, 天线和测试架之间的距离为透镜天线焦距. 两个点聚焦透镜天线分别用作发射天线和接收天线. 接收天线固定在座架上, 发射天线可上下移动, 测距的精度优于 0.02 mm. 天线的焦距口径比 (F/D) 近似为 1, 天线口径为 300 mm, 它能够在焦平面处形成焦斑直径约为 40 mm 的平面波. 天线两端通过同轴电缆连接到安捷伦 E8363A 矢量网络分析仪上. 实际测量时先对测试系统进行校正, 然后将样品固定在样品测试架上, 并通过调节发射天线的位置, 使得样品的两表面与两天线的焦平面重合, 通过扫频测量样品的透射特性曲线 (S_{21}).

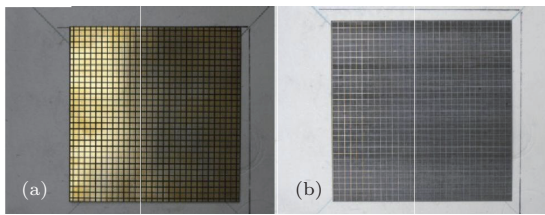


图 4 透波材料实验样品 (a) 电容层; (b) 电感层

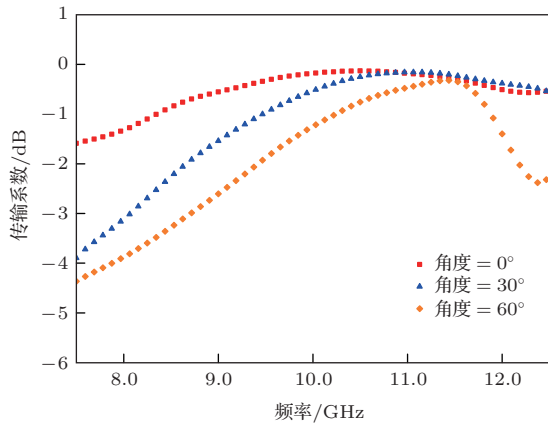


图 5 透波材料样品的透射系数随入射角的变化关系

我们测量了当样品与天线焦平面倾角不同时的透波材料传输特性. 图 5 是实验测量结果. 在垂直入射时, 透波材料的 -1 dB 带宽达到 40% (8.3—12.1 GHz), 在 60° 大角度入射条件下, 其 -1 dB 的透波相对带宽接近 20% (10.1—11.9 GHz). 在小于 45° 入射角时, 透波性能基本不随入射角度的变化而变化. 当入射角度大于 45° 后, 透波频带会随入射角增大向高频移动. 对应图 3 和图 5 可以看到除了通带内损耗值有所差别外, 实验测得的传输特性随入射角度变化的关系与理论分析和计算仿真结果基本一致, 其透波性能基本不随入射波角

度的增大而发生明显的衰减. 带内损耗的差别主要和样品制备以及衬底材料介质损耗参数的偏差有关.

通过旋转接收天线至与发射天线电场极化方向平行与垂直的角度这两种情况, 测量了样品的透波特性与电磁波极化方向的关系. 图 6 是在 0° 入射角下, 电波沿 X 和 Y 极化时, 实验样品的透射特性曲线. 这两种极化方向的曲线基本重合, 可以得出该结构单元的透波材料对电磁波极化方向不敏感.

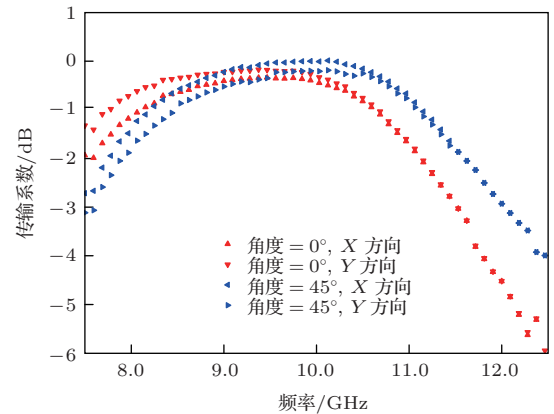


图 6 入射波不同极化方向时的透波材料的透射系数

5 结 论

本文应用基于最小结构单元 FSS 实现了一种大入射角宽频带的透波材料, 与基于单元结构共振的常规 FSS 透波材料不同, 该透波材料的基本谐振单元是利用了金属结构的内禀电容和电感. 对设计在 10 GHz 的透波材料的理论和实验研究表明: 通过结构参数优化, 透波材料在垂直入射时的 -1 dB 带宽达到 40%, 在入射角小于 45° 时, 透波性能基本不随入射角度的变化而变化. 即使在大角度入射下 (60°) 依然有很好的传输性能, -1 dB 带宽接近 20%, 理论和实验结果相符合. 基于此类最小结构单元周期排布构成的 FSS 摆脱了对共振结构的依赖, 可以使透波材料具有工作频带宽, 对入射波角度和极化方向不敏感和小尺寸等特点, 特别适用于雷达罩和天线罩上等应用场合.

参考文献

- [1] O'Nians F, Matson J 1966 *US Patent* 3231892
- [2] Ott R, Kouyoumjian R, Peters Jr. L 1967 *Radio Sci.* **2** 1347

- [3] Chen C 1970 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **AP-18** 660
- [4] Munk B, Kouyoumjian R, Peters Jr L 1971 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **AP-19** 612
- [5] Li X Q, Gao J S, Zhao J L, Sun L C 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 3803 (in Chinese)[李小秋, 高劲松, 赵晶丽, 孙连春 2008 物理学报 **57** 3803]
- [6] Mosallaei H, Sarabandi K 2004 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **52** 2403
- [7] Clavijo S, Díaz R E, McKinzie W E 2003 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **51** 2678
- [8] Kern D J, Werner D H, Lisovich M 2005 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **53** 1382
- [9] Cheng Y Z, Nie Y, Gong R Z, Wang X 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 044103 (in Chinese)[程用志, 聂彦, 龚荣洲, 王鲜 2013 物理学报 **62** 044103]
- [10] Cheng Y Z, Wang Y, Nie Y, Zheng D H, Gong R Z, Xiong X, Wang X 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 134102 (in Chinese)[程用志, 王莹, 聂彦, 郑栋浩, 龚荣洲, 熊炫, 王鲜 2012 物理学报 **61** 134102]
- [11] Cheng Y Z, Nie Y, Gong R Z, Zheng D H, Fan Y N, Xiong X, Wang X 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 134101 (in Chinese)[程用志, 聂彦, 龚荣洲, 郑栋浩, 范跃农, 熊炫, 王鲜 2012 物理学报 **61** 134101]
- [12] Chen Q, Jiang J J, Bie S W, Wang P, Liu P, Xu X X 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 074202 (in Chinese)[陈谦, 江建军, 别少伟, 王鹏, 刘鹏, 徐欣欣 2011 物理学报 **60** 074202]
- [13] Kamal Sarabandi, Nader Behdad 2007 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **55** 1239
- [14] Marcuvitz N 1964 *Waveguide Handbook* (Lexington, MA: Boston Technical Publishers) p1
- [15] Lee S, Zarrillo G, Law C L 1982 *IEEE Trans. Antennas Propag.* **30** 904
- [16] Munk B A 2000 *Frequency Selective Surface, Theory and Design* (New York: Wiley) pp109–112

Wideband and large incident angle wave transparent material based on frequency selective surface with miniaturized elements*

Wang Cong-Yi Xu Cheng Wu Rui-Xin[†]

(School of Electronic Science & Engineering, Nanjing University, Nanjing 210093, China)

(Received 5 February 2014; revised manuscript received 18 March 2014)

Abstract

Different from the traditional frequency selective surface, the working frequency of a frequency selective surface with miniaturized elements (mFSS) is based on the intrinsic capacitance and inductance of its unit cell, but not the structure resonance. Focusing on the application of mFSS in wave transparent material (WTM), we have designed a band-pass WTM with unit cell of metal patch and wire, analyzed their intrinsic capacitance and inductance, and explored the parameters of the mFSS unit and its equivalent circuit on the performances of WTM. A bandpass WTM sample working at 10 GHz is designed and fabricated. Measurements demonstrate that the sample is wideband, insensitive to the incident angle, and polarization independent; the -1 dB bandwidth is over 40% at normal incidence and up to 20% even at large incident angles 60° . Experimental results are in good agreements with the calculations. The advantages of mFSS based WTM can expand its applications in microwave engineering, especially the radomes.

Keywords: metamaterials, large incident angle, wideband, radar radome

PACS: 78.67.Pt, 73.90.+f, 75.70.Cn

DOI: 10.7498/aps.63.137803

* Project supported by the NSFC (Grant No. 61271080), the partially supported by RFDP (Grant No. 20110091110030), and the STP of Jiangsu Province, China (Grant No. BK2012722).

[†] Corresponding author. E-mail: rxwu@nju.edu.cn