

多层复合结构频率选择表面的分析与设计

杨 卓, 薛正辉, 李伟明, 吕 昕

(北京理工大学信息科学技术学院, 北京 100081)

摘要: 针对多层复合结构的频率选择表面(frequency selective surface, FSS)的应用场合,使用了一种混合算法。该算法结合了矩量法和谱方法的优点,主要通过计算缝隙单元上的感应电压来获得 FSS 的透波率。对于任意结构的 FSS,都可以采用这种思路高效率地得到计算结果。仿真分析了几种复合结构的 FSS,并通过实验验证了算法的有效性。最后,用该算法证明了多层介质对于 FSS 的重要性。

关键词: 频率选择表面; 数值算法; 矩量法; 复合单元; 多层介质

中图分类号: TN 015

文献标志码: A

Analysis and design of composite element frequency selective surfaces with multiple dielectric layers

YANG Zhuo, XUE Zheng-hui, LI Wei-ming, LÜ Xin

(Coll. of Information Science and Technology, Beijing Inst. of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: To investigate multiple frequency selective surface (FSS) with composite elements, a hybrid algorithm is presented. The algorithm combines the method of moments (MoM) and the spectral approach, figures out the induced voltage on the element of FSS. Then, the transmission curve of FSS could be acquired. The algorithm could be applied to analyze FSS with any structure efficiently. Some multiple FSSs with composite elements are simulated, and the calculated results show good agreement with the experimental results. In addition, the importance of the multiple dielectric layers is determined.

Keywords: frequency selective surface (FSS); numerical simulation; method of moments (MoM); composite element; multiple dielectric layers

0 引言

频率选择表面(frequency selective surface, FSS)是由导电片或导电屏上的孔阵进行二维周期性排列构成的,对电磁波来说其呈现空间滤波特性,实质上就是电磁滤波器。目前,FSS 技术在军事上一个最大的应用就是 FSS 隐身雷达罩。利用 FSS 的谐振特性,在雷达工作频段之外显著地降低飞行器头向 RCS,从而可以大大提高隐身性能^[1]。

传统的 FSS 由两层介质包裹,其单元结构简单,通过商业软件就可以方便地对这类结构进行分析设计。多层复合结构 FSS 不仅具有多个通带,而且其结构牢固,更适于应用在各种复杂环境中^[2-7]。但如果仍应用商业软件分析,则所需的运算时间就呈几何速度上升。鉴于此,本文使用矩量法结合平面波谱展开对多层复合结构 FSS 进行建模仿真^[8-10];通过计算 FSS 的缝隙电压,同时对方程中的参数进行化简,进而推导 FSS 的透射电磁场。

经实测结果验证,基于矩量法和谱展开的混合算法具

有较高的准确性和计算效率。最后还探讨了多层复合介质对 FSS 透波率的影响。

1 理论分析

通常的缝隙 FSS 可以按图 1 所示方式建模^[11];模型中间是完美金属面,周围是介质层,金属面上周期分布着缝隙。

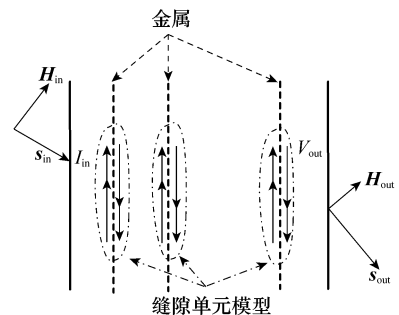


图 1 平面波入射 FSS

设想一平面波投射在如图 1 所示的 FSS 上,该入射波的传播方向可以表示为

$$\mathbf{s} = x\mathbf{s}_x + y\mathbf{s}_y + z\mathbf{s}_z \quad (1)$$

此平面波在缝隙上激励出感应电压。FSS 作为一种周期性结构,空间中任何一点必须满足电磁场的 Helmholtz 微分方程,同时也必须满足周期性边界条件。根据此定理,缝隙上的感应电压实际上也呈周期分布。因此,可以选定任意一缝隙作为参考单元,假设该参考单元上的电压为 V ,就可以相应推导得到其他缝隙上的电压 V_{qm} ,即

$$V_{qm} = V e^{-j\beta(qD_x s_x + mD_y s_y)} \quad (2)$$

假设 FSS 单元是赫兹磁极子,则每个磁极子的位矢量为

$$d\mathbf{A}_{qm} = \mathbf{p} \frac{\epsilon V_{qm} dl}{4\pi R_{qm}} e^{-j\beta R_{qm}} \quad (3)$$

由于所有磁极子的朝向一致,因此简单叠加式(3),把式(2)代入,可以得到该 FSS 总的位矢量

$$d\mathbf{A} = \mathbf{p} \frac{\epsilon dl}{4\pi} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \left(V e^{-j\beta(qD_x s_x + mD_y s_y)} \frac{e^{-j\beta R_{qm}}}{R_{qm}} \right) \quad (4)$$

式(4)中的 q 和 m 级数收敛很慢,计算量极大。因此,需利用泊松和公式以及傅里叶变换,对 q 和 m 级数分别进行变换,得

$$d\mathbf{A} = \mathbf{p} \frac{\epsilon V dl}{2j\beta D_x D_y} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{-j\beta \mathbf{R} \cdot \mathbf{r}}}{r_z} \quad (5a)$$

$$\mathbf{r} = x\mathbf{r}_x + y\mathbf{r}_y + z\mathbf{r}_z \quad (5b)$$

$$\begin{cases} r_x = s_x + k \frac{\lambda}{D_x} \\ r_y = s_y + n \frac{\lambda}{D_y} \\ r_z = \sqrt{1 - r_x^2 - r_y^2} \end{cases} \quad (5c)$$

\mathbf{r} 是变换过程中产生的一个矢量函数,由于其形式和普通空间中的波矢 \mathbf{s} 相似,可以把它理解为谱空间中的波传播方向。式(5a)在谱空间中进行计算,其收敛速度大大超过了式(4)的收敛速度,有利于后续各种场量的计算。

根据式(5a)的总位矢量,可以推算出赫兹磁极子 FSS 的总磁场

$$\begin{aligned} d\mathbf{H} &= \frac{1}{j\omega\mu} \nabla \times \left(\frac{1}{\epsilon} \nabla \times d\mathbf{A} \right) = \\ &= \frac{V dl Y}{2D_x D_y} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{-j\beta \mathbf{R} \cdot \mathbf{r}}}{r_z} (\mathbf{p} \times \mathbf{r} \times \mathbf{r}) \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)针对的对象是赫兹磁极子单元。将式(6)沿缝隙积分,就可以得到一般情况下缝隙 FSS 的总磁场

$$\mathbf{H} = \frac{Y}{2D_x D_y} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{-j\beta \mathbf{R} \cdot \mathbf{r}}}{r_z} \cdot \int V e^{j\beta \mathbf{p} \cdot \mathbf{r}} dl (\mathbf{p} \times \mathbf{r} \times \mathbf{r}) \quad (7)$$

如式(7)所示,根据参考单元上的感应电压,可以求得 FSS 透射侧的电磁场分布,但对于较复杂的缝隙单元,很难利用现成的函数表示其上的感应电压。因此,采用矩量法的思想^[12],把线性方程(7)中的未知函数(感应电压)表示成一组基函数的线性组合,然后选用合适的检验函数在线性方程两边取内积,这样便生成一个线性方程组,求解该线性方程组就可求得该未知函数。本文基函数采用分段基函

数,检验函数和基函数一致(迦略金法),式(7)于是变换成如下矩阵方程

$$\begin{bmatrix} Y_{1,1} & Y_{2,1} & \cdots & Y_{N,1} \\ Y_{1,2} & Y_{2,2} & \cdots & Y_{N,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{1,N} & Y_{2,N} & \cdots & Y_{N,N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \quad (8)$$

$Y_{m,n}$ 被称为互导纳项,其表达式为

$$Y_{m,n} = -\frac{Y}{2D_x D_y} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{e^{-j\beta R_{m,n} \cdot \mathbf{r}}}{r_z} \cdot \mathbf{P}_m \mathbf{P}_n \mathbf{p}_n (\mathbf{p}_m \times \mathbf{r} \times \mathbf{r}) \right) \quad (9a)$$

$$\begin{cases} \mathbf{P}_m = \oint_m V_m(l) e^{j\beta l \mathbf{p}_m \cdot \mathbf{r}} dl \\ \mathbf{P}_n = \oint_n V_n(l) e^{-j\beta l \mathbf{p}_n \cdot \mathbf{r}} dl \end{cases} \quad (9b)$$

将 $(\mathbf{p}_m \times \mathbf{r} \times \mathbf{r})$ 矢量沿垂直入射面 \mathbf{n}_\perp 和平行入射面 \mathbf{n}_\parallel 两个方向展开,得

$$(\mathbf{p}_m \times \mathbf{r} \times \mathbf{r}) = -\mathbf{n}_\perp (\mathbf{p}_m \cdot \mathbf{n}_\perp) - \mathbf{n}_\parallel (\mathbf{p}_m \cdot \mathbf{n}_\parallel) \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)得

$$Y_{m,n} = \frac{Y}{2D_x D_y} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\frac{e^{-j\beta R_{m,n} \cdot \mathbf{r}}}{r_z} (\mathbf{P}_{m\perp} \cdot \mathbf{P}_{n\perp} + \mathbf{P}_{m\parallel} \cdot \mathbf{P}_{n\parallel}) \right) \quad (11a)$$

$$\begin{cases} \mathbf{P}_{m\perp} = \mathbf{p}_m \cdot \mathbf{n}_\perp \mathbf{P}_m \\ \mathbf{P}_{n\perp} = \mathbf{p}_n \cdot \mathbf{n}_\perp \mathbf{P}_n \\ \mathbf{P}_{m\parallel} = \mathbf{p}_m \cdot \mathbf{n}_\parallel \mathbf{P}_m \\ \mathbf{P}_{n\parallel} = \mathbf{p}_n \cdot \mathbf{n}_\parallel \mathbf{P}_n \end{cases} \quad (11b)$$

值得注意的是,式(7)是一个矢量方程,经过矩量法剖分和内积后,化为式(8)的标量矩阵方程。此外,式(11)中, $Y_{m,n}$ 的收敛速度很快。以上两点都十分有利于提高计算效率。

根据矩量法的定义,电流项 I_n 是入射磁场在参考单元上内积后的结果,即

$$I_n = \mathbf{H}_n \cdot \mathbf{p}_n \cdot \mathbf{P}_n \quad (12)$$

最后将式(11)及式(12)代入矩阵方程(8),就可得到参考单元上的感应电压,从而可以方便地求出电磁波经过 FSS 阵列后的透射磁场。

2 算法验证

FSS 的一种通常形式是环状缝隙式,其透波曲线通常只有一个谐振点,且不随入射波的角度和极化变化,因此具有较好的空间滤波特性。目前国内外有很多关于此类 FSS 的文献。

但在设计雷达罩时,有时会对 FSS 透波特性提出特殊要求,例如要求 FSS 具有多通带特性。针对这种应用场合,目前出现了一些新型的复合单元结构 FSS。如图 2 所示,两种尺寸不同的十字环单元呈周期排布。大十字环决定了低频谐振点的位置,小十字环决定了高频谐振点的位置,改变两环的尺寸,从而可控制谐振点的位置。由于两单元间

存在着电磁耦合,因此组合后的谐振频率相对于两环的固有谐振频率有一定的偏移,这就需要反复调节尺寸才可以得到所希望的结果

由于涉及两单元的耦合,因此采用经验公式预估该型 FSS 的谐振点十分困难。根据第 1 节所述原理,设计专用程序快速仿真分析该型 FSS,将可以大大缩短设计流程。

根据图 2 所示模型,制作了两种 FSS 实物,其主要结构参数如表 1 所示。

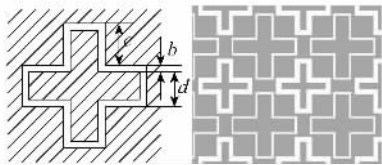


图 2 复合结构 FSS 模型

表 1 A 板和 B 板结构参数

实物	大十字环		小十字环		重复周期
	c/mm	d/mm	c/mm	d/mm	
A 板	4.3	2.8	3.4	2.1	4.3
B 板	3.2	3.0	2.7	1.5	3.2

两板的介质层采用同样参数:相对介电常数 $\epsilon_r = 2.2$,介质层厚度 $h = 0.2 \text{ mm}$ 。环状缝隙的宽度统一为 $b = 0.2 \text{ mm}$ 。

在微波暗室中对 A 和 B 两板进行了透射测试。平面波以 90° 角垂直入射,频段为 $2 \text{ GHz} \sim 20 \text{ GHz}$ 。如图 3 所示,实测的透波率曲线跟计算结果基本吻合。在第一谐振点,A 和 B 两板的仿真值和测试值基本一致。在第二谐振点,A 和 B 两板的仿真值和测试值有 $\pm 0.5 \text{ GHz}$ 的偏差。比较的结果表明了用矩量法结合谱展开分析复合单元 FSS 是可行的。

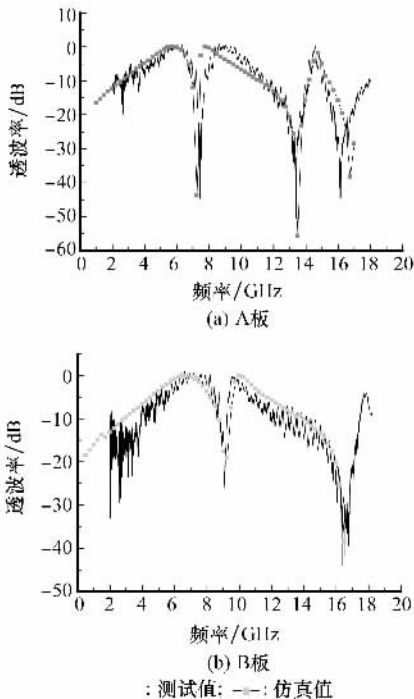


图 3 复合单元 FSS 的透波率

传统的双层介质 FSS 对于入射波的极化和入射角度都不敏感,且易于加工,目前国内外已经有文献对该结构进行了分析。但是在实际应用中,如果将结构稳定性考虑进去,FSS 介质层通常是多层结构。如图 4 所示,介质层由两层蒙皮和一层芯材组成,且左右对称。

蒙皮:厚度为 0.5 mm , $\epsilon_r = 5$ 。

芯材:厚度为 34.6 mm , $\epsilon_r = 1.1$ 。

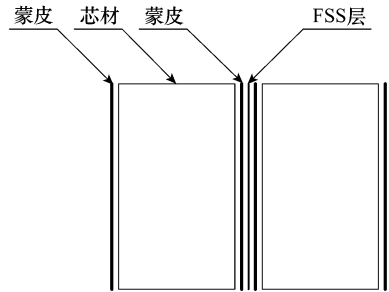


图 4 多层介质 FSS 模型

将普通介质板换为多层介质板后,如图 5 所示。FSS 的谐振频率明显向低频偏移,带宽也有显著减小,但透波曲线的变化趋势无太大改变。改变介质层参数,进行多次仿真后,可以得到 FSS 的透波率相对介质层的变化规律。

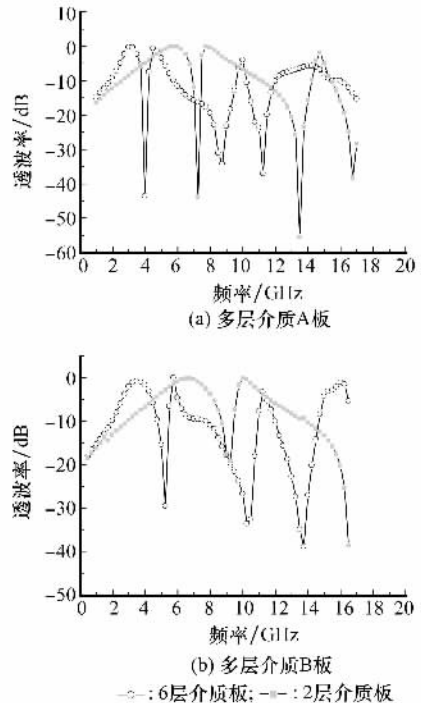


图 5 多层介质复合单元 FSS 的透波率

图 6 是芯材厚度对 B 板第二谐振点的影响曲线。假设大十字环周长为 λ_0 ,介质周长 $p = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ 。图 6 中横坐标是介质厚度和介质周长 p 的比值。当介质层比较薄时,即小于 0.114λ 时,谐振点迅速下降;当介质层大于 0.114λ 时,谐振点呈周期波动,周期大约是 0.5λ 。在波动周期中,

曲线的上升速率要大于其下降速率。芯材厚度对于 B 板第一谐振点也有着类似的影响。

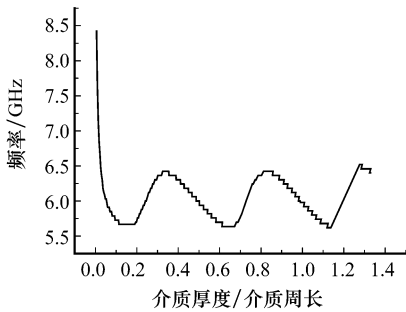


图 6 芯材厚度对 B 板第二谐振点的影响

在仿真中发现,无论是各介质层的参数,还是 FSS 单元的形状参数,均对复合多层结构 FSS 的透波率产生影响。因此在实际设计过程中,需要统筹考虑,多次进行仿真,才能获得希望的结果。在这个过程中,采用效率高的算法,无疑能大大缩短工程设计的周期。利用商业软件 HFSS 也可以对 FSS 模型进行仿真设计,其结果与实测基本吻合。但是不同算法的耗时有很大差异,如表 2 所示,在同样的测试环境下(2G CPU,1 GB 内存),混合算法所需时间仅仅是 HFSS 的十分之一左右,这大大提升了研究效率,缩短了仿真时间,对于复合多层结构 FSS 的设计具有重要的实用意义。

表 2 不同仿真方法耗时比较

仿真方法	A 板	B 板	多层 A 板	多层 B 板
混合法	3 327	3 278	5 793	5 445
HFSS	30 535	28 941	63 821	61 136

3 结束语

本文采用谱域法结合矩量法分析了多层复合结构 FSS,获得了较理想的结果,并且计算时间远小于商业软件。仿真过程中,发现多层介质可以很大程度上改变 FSS 的透波曲线,这对于分析和设计多层复合结构 FSS 具有重要的实际意义。

参考文献:

- [1] 刘海涛,程海峰,楚增勇,等. 频率选择表面在雷达吸波材料中的应用及最新进展[J]. 材料导报, 2005,19(9):30-32.
- [2] 林宝勤,徐利军,袁乃昌,等. 多层频率选择表面的直线法分析[J]. 系统工程与电子技术, 2005,27(10):1721-1724. (Lin Baoqin, Xu Lijun, Yuan Naichang, et al. Analysis of multilayered frequency-selective surfaces using the method of lines[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2005,27(10):1721-1724.)
- [3] Ditti S K, Das S. On a polarization-independent frequency selective surface (FSS)[J]. *Microwave and Optical Technology Letters*, 2005,44(3):249-251.
- [4] 李小秋,卢俊,贾宏燕,等. 具有双频段的十字形复合单元频率选择表面[J]. 红外与毫米波学报, 2007,26(2):839-841.
- [5] 贾宏燕,高劲松,冯晓国,等. 一种新型组合单元频率选择表面[J]. 光学学报, 2008,28(8):56-60.
- [6] 王焕青. 等效电路法分析频率选择表面的双频特性[J]. 系统工程与电子技术, 2008,30(11):2054-2057. (Wang Huanqing. Analysis of double band properties of frequency selective surfaces by using equivalent circuit method[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2008,30(11):2054-2057.)
- [7] Bossard J A, Werner D H, Mayer T S. The design and fabrication of planar multiband metalodielectric frequency selective surfaces for infrared applications[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2006,54(4):1265-1276.
- [8] 杜庆荣. 频率选择表面的电磁仿真[M]. 北京:北京航空航天大学出版社, 2006.
- [9] Munk B A, Burrell G A. Plane-wave expansion for array of arbitrarily oriented piecewise linear elements and its application in determining the impedance of a single linear antenna in a lossy half-space[J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1979,27(3):331-343.
- [10] Munk B A. Frequency selective surfaces: theory and design [M]. New York: John Wiley, 2000:63-124.
- [11] Munk B A. Finite antenna arrays and FSS [M]. New York: John Wiley, 2003:56-83.
- [12] Harrington R F. 计算电磁场的矩量法[M]. 北京:国防工业出版社, 1981:73-141.