

介质涂覆 SIW 宽边纵缝分析*

金祖升¹, 卢俊麒¹, 杨虎¹, 毛钧杰¹, Giorgio Montisci²

(1. 国防科技大学 电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073;

2. 卡利亚里大学 电气与电子工程系, 卡利亚里 09123, 意大利)

摘要:在波导缝隙天线表面涂敷介质层可以起到保护、隔热的作用,而且合理设计介质层参数能够改善天线的性能。利用等效关系,将介质涂覆 SIW 缝隙模型等效为介质涂覆矩形波导缝隙模型,利用矩量法研究了缝隙的特性,并和商业仿真软件 HFSS 的结果进行了比较,本文方法在保持较高计算精度的同时,将计算时间减少了一个量级。在此基础上,以单层、两层和三层介质涂敷为例,分析了涂覆介质的介电常数和厚度对缝隙谐振长度和归一化谐振导纳的影响,为涂敷介质层的优化设计奠定了基础。

关键词:基片集成波导;宽边纵缝;介质涂敷缝隙

中图分类号:TP316 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2013)04-0114-07

Analysis of a dielectric-covered SIW longitudinal slot

JIN Zusheng¹, LU Junqi¹, YANG Hu¹, MAO Junjie¹, Giorgio Montisci²

(1. College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Dipartimento di Ingegneria Elettrica ed Elettronica, Università di Cagliari, 09123 Cagliari)

Abstract: A dielectric cover is usually needed in waveguide slot arrays for protection or thermal insulation purposes, and it can improve the antenna performance with a proper choice of the cover parameters. In light of this, the properties of a SIW longitudinal slot with a dielectric cover were extensively investigated using equivalent relationship between SIW and conventional waveguide together with Method of Moment, as a first step to the design of a SIW slot array and its integrated radome. The accuracy and efficiency of our method was assessed against Ansoft HFSS. The computational time was significantly reduced by a one-order magnitude with acceptable computational accuracy. Finally, effects of the dielectric-cover were extensively investigated through three typical cover configurations and some instructional conclusions were drawn, which finds further application for the optimization design of the dielectric covers to improve the antenna performances.

Key words: substrate integrated waveguide (SIW); longitudinal slot; dielectric-covered slot

波导缝隙天线问世于 20 世纪 40 年代,由于具有效率高、功率容量大以及机械强度好等优点,在雷达、通信、遥感等领域得到了广泛应用,迄今为止,仍受到天线设计者的青睐。常见的辐射缝隙形式包括纵缝,斜缝,横缝,“X”形缝隙以及“U”形缝隙等等,其中,宽边纵缝的极化纯度最好,应用也最为广泛。在空间飞行器、超音速飞机或制导导弹等应用场合,出于保护天线或者空气动力学方面的考虑,有时需要在波导缝隙天线表面涂覆一层介质^[1-8]。进一步有研究表明,引入多层涂敷结构有利于增强缝隙阵列的宽角扫描特性^[9]。对介质涂敷缝隙特性的研究可追溯到半个世纪以前,20 世纪 60 年代初, Crowell 和 Higgins 通过实验研究了介质厚度对波导宽边纵缝性能的影响^[1]。随后,一些研究者试图对无介质涂敷缝隙的理论模型进行修正,从而将介质的

影响考虑进来,实现缝隙阻抗特性的一阶估计^[2-3]。但是,这些模型都采取了不同程度的近似,需要根据经验进行修正。为克服这一缺点, Lyon^[4], Rexberg^[5], Katehi^[6], 夏克金等^[7]借助于矩量法(Method of Moment, MOM)实现了介质涂覆缝隙的全波分析,获得了高精度的计算结果。其中, Katehi 的工作最有代表性,她推导了单层介质涂敷下的格林函数,提出了完整的单缝分析流程。但是, Katehi 在分析时假定缝隙厚度为零,然后引入一个经验的修正模型补偿厚度的影响。1999 年,意大利的 Mazarella 和 Montisci^[8]通过等效原理将缝隙区域等效为一个金属腔,利用金属腔的格林函数将缝隙厚度严格考虑进来,克服了 Katehi 方法的不足,使单层介质涂敷波导宽边纵缝的分析方法趋于完善。为叙述方便,本文将 Mazarella 和 Montisci 提出的分析方法简称为 MM

* 收稿日期:2012-10-10

作者简介:金祖升(1981—),男,浙江天台人,博士研究生,E-mail:jin_hexi@126.com;

杨虎(通信作者),男,教授,博士,E-mail:yanghu90@163.com

方法。但是传统金属波导体积庞大,结构笨重,难以与平面电路集成,在应用中受到很大的限制。为适应平面化、集成化的发展需求,一种新型导波结构——基片集成波导(Substrate Integrated Waveguide, SIW)应运而生^[10-13]。SIW采用印刷电路板(Printed Circuit Board, PCB)工艺或低温共烧陶瓷(Low Temperature Co-fired Ceramic, LTCC)工艺,在介质基片上形成两排金属化通孔作为波导的窄壁,以介质基片的上下导体表面为波导宽壁,构成一个准封闭的导波结构,在介质基片上实现了传统金属波导的功能^[14]。SIW具有体积小,重量轻,成本低,易于与其他平面电路集成等优点,又可以克服微带、共面波导等传统平面传输线存在的电磁波泄漏问题,是一种性能优异、非常有应用前景的导波结构。因此,开发基于SIW的各种微波器件和天线成为近年来一个热点研究方向,一些传统的天线形式也借助于SIW工艺焕发出新的活力,SIW缝隙天线就是其中的典型代表。此外,采用成熟的PCB加工工艺,单层或多层介质涂敷SIW缝隙天线的制作非常容易,而且加工精度高,一致性好,生产成本低,具有良好的应用前景。

1 介质涂敷 SIW 缝隙分析模型

目前,对SIW结构的理论分析主要有两种途径,一是精确考虑金属过孔结构,根据电磁场边界条件建立积分或差分方程进行严格数值求解^[15-16];二是等效模型方法,即根据等效关系,得到相应的介质填充金属波导模型再进行分析^[17-18]。第一种途径的优点在于模型精确,计算精度高,缺点是建模复杂,求解困难;第二种途径的优点是可直接利用已有的金属波导分析方法,模型简单,计算速度快,而且文献结果表明,等效金属波导模型的结果和真实SIW模型的实测结果非常吻合。考虑到对单缝计算精度和计算效率的双重要求,本文采用第二种途径。

图1(a)为SIW单缝模型。已知SIW的尺寸,利用文献[17]的换算公式,可得到等效的介质填充金属波导尺寸,在金属波导上开辐射缝隙,缝隙参数和SIW缝隙一致,就得到了金属波导单缝模型,如图1(b)和(c)所示,其中(b)为俯视图,(c)为剖视图。缝隙相对波导宽边中心线的偏移量记为 X_0 ,长度为 L ,厚度为 t ,宽度为 w ,且 $w \leq L$ 。辐射波导表面涂覆有 N 层均匀介质,沿 y 轴正向依次标记为第1层到第 N 层,介质层外面是自由空间。第 n 层介质的描述参数为 ϵ_n, μ_n 和

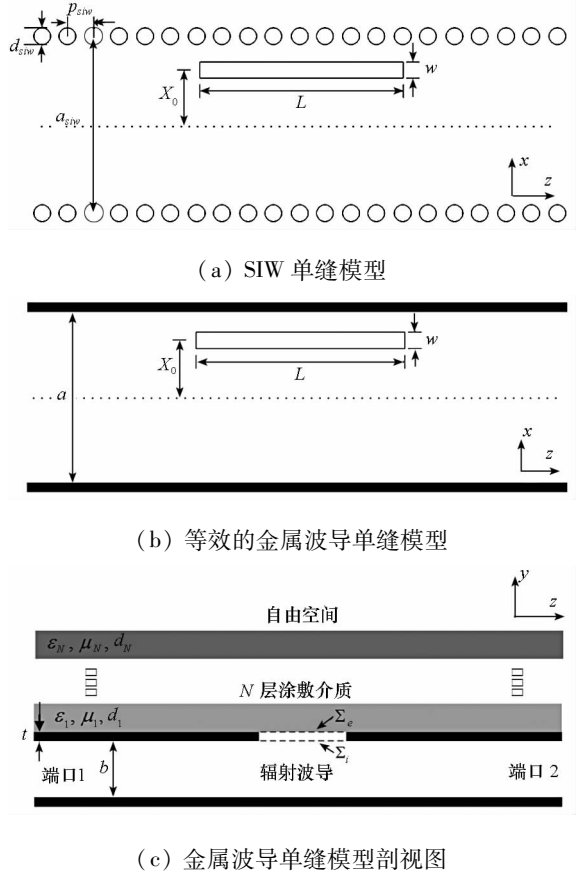


图1 介质涂敷 SIW 单缝分析模型

Fig. 1 Dielectric-covered SIW slot model

h_n ,分别表示介质的介电常数、磁导率和厚度。当波导激励主模时,根据等效原理,可以用理想导体封住缝隙的上下表面,并且导体表面有等效的磁流以保持边界条件不变。这样处理的好处是,将上述单缝模型分成波导区域,缝隙区域和外部区域三个独立的区域进行分析,三个区域的场通过区域边界条件相联系。根据边界条件,可建立以下积分方程

$$\begin{cases} \underline{i}_n \times \underline{H}_{inc} + \underline{i}_n \times \underline{H}_w(\underline{M}_i) = \underline{i}_n \times \underline{H}_s(\underline{M}_i, \underline{M}_e) & \text{on } \Sigma_i \\ \underline{i}_n \times \underline{H}_s(\underline{M}_e, \underline{M}_i) = \underline{i}_n \times \underline{H}_e(\underline{M}_i) & \text{on } \Sigma_e \end{cases} \quad (1)$$

式中, \underline{H}_{inc} 是主模入射场, $\underline{H}_w, \underline{H}_s$ 和 \underline{H}_e 分别为波导区域,缝隙区域和外部区域的磁场, \underline{i}_n 表示缝隙口径面的单位法矢。 \underline{M}_e 和 \underline{M}_i 是两个缝隙口径面的等效磁流,也是待求的未知量,可以表示为

$$\underline{M}_{i,e} = \sum_{p=1}^P a_p^{(i,e)} \sin\left[\frac{p\pi}{L}\left(z + \frac{L}{2}\right)\right] \underline{i}_z = \sum_{p=1}^P a_p^{(i,e)} f_p(z) \quad (2)$$

式中, f_p 为全域基函数, P 表示基函数的个数。

将(2)式代入(1)式,并选择和基函数类型相同的函数为检验函数,积分方程可转化为线性方程组进行求解。线性方程组系数矩阵的元素与三个

区域相联系,其中涉及波导区域和缝隙区域的元素,处理方式和无介质涂敷情形、单层介质涂敷情形完全相同,可分别参考文献[19]和[8],这里仅介绍与外部区域即介质涂敷区域相关的矩阵元素的求解。与波导外部区域相关的矩阵元素可表示为

$$Y_{ext} = A_0 \iint_{\Sigma_c} f_q \underline{a}_z \cdot [\bar{i}_n \times \iint_{\Sigma_c} (\underline{G}_{ext} + \frac{1}{k_1^2} \nabla \nabla \cdot \underline{G}_{ext}) \cdot f_p \underline{a}_z ds_0] ds \quad (3)$$

式中 \underline{G}_{ext} 为多层介质涂敷区域的格林函数。由于 \underline{G}_{ext} 的谱域形式有闭式解^[20],一个自然的想法是将(3)式变换到谱域进行求解,这可借助于 Parseval 恒等式来实现。根据二维 Parseval 恒等式,得

$$Y_{ext} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (\tilde{G}_{zz}^F \cdot \tilde{f}_s \cdot \tilde{f}_i^* + \frac{1}{\omega^2} \tilde{G}_z^{qm} \cdot \frac{\partial \tilde{f}_s}{\partial z} \cdot \frac{\partial \tilde{f}_i^*}{\partial z}) dk_x dk_z \quad (4)$$

式中符号 \sim 表示谱域量, * 表示共轭,对于平面分层媒质, \tilde{G}_{zz}^F 和 \tilde{G}_z^{qm} 的表达式可参考文献[20]。在图 1 所示的单缝模型中,源点和场点位于同一平面,因此, \tilde{G}_{zz}^F 和 \tilde{G}_z^{qm} 的表达式可以进一步简化。

通过变量替换: $k_x = k_\rho \sin\phi, k_z = k_\rho \cos\phi$, (4) 式可归结为下面一类积分的求解

$$\int_0^\infty \tilde{G}(k_\rho) \int_{-\pi}^\pi \tilde{F}(k_\rho, \phi) d\phi dk_\rho \quad (5)$$

式中 $\tilde{G}(k_\rho)$ 表示谱域格林函数 \tilde{G}_{zz}^F 或 \tilde{G}_z^{qm} ,

$$\tilde{F}(k_\rho, \phi) = \left[\text{sinc}\left(\frac{wk_\rho \sin\phi}{2}\right) \right]^2 \left[\text{sinc}\left(\frac{lk_\rho \cos\phi}{2} + s\pi/2\right) + \text{sinc}\left(\frac{lk_\rho \cos\phi}{2} - s\pi/2\right) \right] \left[\text{sinc}\left(\frac{lk_\rho \cos\phi}{2} + i\pi/2\right) - \text{sinc}\left(\frac{lk_\rho \cos\phi}{2} - i\pi/2\right) \right] \quad (6)$$

式(5)的内积分采用 Gauss 积分等数值积分方法很容易计算,难点在于外积分的计算。外积分可根据谱域格林函数的极点和支点进行分段计算^[8]。通常可将积分区域分成三段: $[0, k_0], [k_0, k_0 \sqrt{|\epsilon_r|_{\max}}]$, 和 $[k_0 \sqrt{|\epsilon_r|_{\max}}, \infty]$, k_0 是自由空间波数, $|\epsilon_r|_{\max}$ 表示 N 层涂敷介质中相对介电常数的最大值。

对于第一个积分区域,谱域格林函数的一阶导数在支点 k_0 处存在奇异性,为此先利用变量替换 $k_\rho = k_0 \cos\theta$ 消除这一奇异性,得到一个光滑的积分核,然后再采用数值积分进行计算。

第二个积分区域包含了被积函数的所有极点,为此首先应提取奇异项,将被积函数分成奇异项和剩余项两部分分别计算。其中奇异项可表示为

$$F_{\text{sing}} = \sum_{p=1}^P \frac{Res_p}{k_\rho - k_{\rho p}} \quad (7)$$

式中 $k_{\rho p}$ 和 Res_p 分别表示第 p 个极点和该极点对应的留数。将谱域格林函数减去奇异项就是剩余项,再利用变量替换 $k_\rho = k_0 \cosh\theta$, 便可得到一个光滑可积的积分核,采用数值积分即可。通过简单运算,可得到奇异项积分则的解析式结构果。

对于第三个积分区域,积分核是连续光滑的,可采用数值积分直接计算。需要指出的是,积分核是振荡衰减的,因此,需要合理选取截断点以保证积分精度。

求解(1)式得到缝隙上的等效磁流后,就很容易计算缝隙的散射参数^[19],进而分析缝隙的谐振特性和电路特性等。从上述流程可以看到,本文方法的关键在于利用 Parseval 恒等式将空气-介质边界变换到谱域处理,这样做的好处是直接借助已有的分层介质谱域格林函数,将 MM 方法从单层涂敷情形非常简便地扩展到多层涂敷情形。同时,通过采用全域基函数降低了未知量的数目,提高了计算效率。此外,上述分析方法也非常容易集成到经典的 Elliott 阵列综合设计流程中,为整个阵列的高效设计奠定了基础。

2 计算结果

SIW 及等效金属波导的相关参数如表 1 所示,波导内部填充介质的相对介电常数为 2.2,缝隙的谐振频率均为 10GHz。涂敷介质的参数如表 2 所示,并假定 $\mu_1 = \mu_2 = \dots = \mu_N = \mu_0, \mu_0$ 为自由空间的磁导率。

表 1 波导参数(单位:mm)

Tab.1 Waveguide parameters

a_{siw}	b_{siw}	d_{siw}	p_{siw}	a	b	t
15.4	1.43	0.5	0.9	15.1	1.43	0.035

表 2 缝隙类型及相应的涂敷介质层参数

Tab.2 Configurations of multilayer dielectric covers

缝隙类型	A	B	C
涂覆介质层数	1	2	3
缝长 L (mm)	10.55	10.37	10.40
偏移量 X_0 (mm)	0.80	0.80	0.80
h_1 (mm)	0.43	0.43	0.43
h_2 (mm)	-	0.10	2.00
h_3 (mm)	-	-	0.10
ϵ_{r1}	2.20	2.20	2.20
ϵ_{r2}	-	3.50	1.16
ϵ_{r3}	-	-	2.20

2.1 本文方法验证

HFSS 是一款基于有限元方法 (Finite Element Method, FEM) 的三维电磁仿真软件,其强大的仿真能力和很高的仿真精度已为大量实验所验证,因此,这里借助 HFSS 对本文方法进行检验。以表 2 中的缝隙 B 为例,如图 1(c) 所示,假定端口 1 为输入端口,端口 2 接匹配负载,单缝的反射系数 S_{11} 结果如图 2 所示。图 2 中 HFSS_SIW 为 SIW 单缝的 HFSS 结果, HFSS_RWG 为等效金属波导单缝的 HFSS 结果, MOM 为本文方法结果。可以看到,对于等效金属波导单缝,无论是幅度还是相位, MOM 和 HFSS_RWG 在整个频带内均吻合较好,尤其是谐振点非常一致,验证了本文方法的准确性。同时,利用等效金属波导单缝模型得到的结果 (MOM、HFSS_RWG) 和直接计算 SIW 单缝模型得到的结果 (HFSS_SIW) 具有一致的变化趋势,但是 MOM 和 HFSS_RWG 曲线整体往低频方向偏移,谐振频率偏差约为 0.3%, 这个误差主要来源于计算模型的差别。在计算开销方面,以计算单个频点 S_{11} 为例,表 3 对三者的计算量进行了对比,仿真所用计算机的配置为: Intel (R) Core (TM) I5CPU@ 3.00GHz, 4GB 内存。不难看出,利用 HFSS 直接计算 SIW 缝隙模型,运算量大,计算时间长,采用等效模型后,计算量和计算时间均减小一半左右,而本文方法又在此基础上将内存开销和计算时间降低了一个量级,大大提高了求解效率。综上所述,基于 MOM 的等效模型方法在显著降低计算量的同时,保证了较高的计算精度,是正确可行的。

表 3 单频点 HFSS 和 MOM 计算开销比较

Tab.3 Comparison of computational cost between HFSS and MOM for single frequency point

	HFSS_SIW	HFSS_RWG	MOM
基函数/ 四面体个数	45421	20518	18
内存开销 (MB)	674	394	10
运行时间 (s)	308	97	10

2.2 单缝特性分析

我们知道,经典的 Elliott 设计方法^[21]有一个基本假设,即波导宽边纵缝的前向散射和后向散射是对称的,并基于此将单缝等效为一个并联元件进行分析。Stern 和 Elliott 在分析空气填充金属波导单缝特性时发现,当波导高度减小或缝隙偏移量增大时,并联电路模型的准确性下降,并以

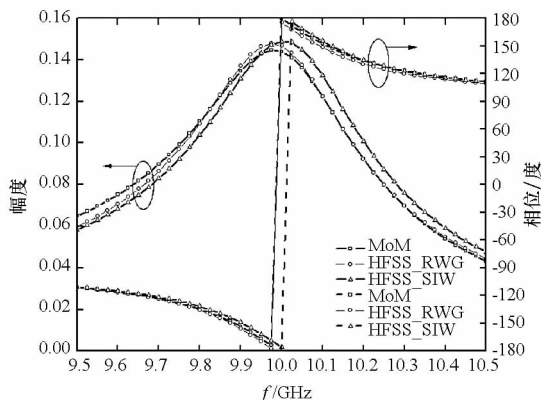


图 2 缝隙 B 反射系数幅度和相位

Fig.2 Frequency response of slot B

四分之一高波导为例验证了这一结论^[22]。与文献[22]的缝隙模型相比,本文研究的 SIW 单缝模型有两个新特点:一是波导宽高比很大,通常可以达到 10:1,比四分之一波导的宽高比还大;二是有单层或多层介质涂敷,且波导内部有介质填充。如果要将 Elliott 设计方法应用到介质涂敷 SIW 缝隙天线设计中,就需要分析 SIW 单缝是否满足并联元件的假设。在图 1(c)中,假定端口 1 为输入端口,端口 2 接匹配负载,如果 SIW 缝隙等效为一个并联元件,则缝隙的前向散射和后向散射是对称的,即 $|S_{11} - S_{21} + 1| \approx 0$, 而且 $|S_{11} - S_{21} + 1|$ 越小,表明并联电路模型越准确。以表 2 中的缝隙 B 为例, $|S_{11} - S_{21} + 1|$ 随频率的变化关系如图 3 所示。可以看到,在整个频带内, $|S_{11} - S_{21} + 1|$ 的变化比较平缓,同时, $|S_{11} - S_{21} + 1|$ 的值与偏移量有关,当偏移量增大时, $|S_{11} - S_{21} + 1|$ 的值随之增大,这意味着并联电路模型的精度降低,这和 Stern 和 Elliott 观察到的现象是类似的。由此可见,为保证单缝并联电路模型的精度,缝隙的偏移量要控制在一定的范围。根据我们的经验,这个偏移量范围一般都能满足缝隙阵列的设计需求。以表 2 所示的两层介质涂敷结构为例,我们关心的偏移量范围是 $X_0 \leq 1.2\text{mm}$, 此时, $|S_{11} - S_{21} + 1|$ 在整个频带的值均趋于理想值 0 (见图 3)。此外,对单层、三层和四层介质涂敷结构均进行了仿真,可以得到类似的结论。因此,在下面的分析中,均假定单缝满足并联等效电路模型的条件。

在经典的 Elliott 设计方法中,单缝的谐振长度和归一化导纳特性是波导缝隙阵列天线设计的基础,因此,下面对单缝特性的分析就围绕这两方面展开,分析对象是表 2 中所列的 A、B、C 三种缝隙类型。这三种缝隙类型对应着实际工程中存在的三种应用,例如,对于辐射阵面可更换的情形^[23],辐射阵面可通过印刷工艺在介质基片上开辐射缝

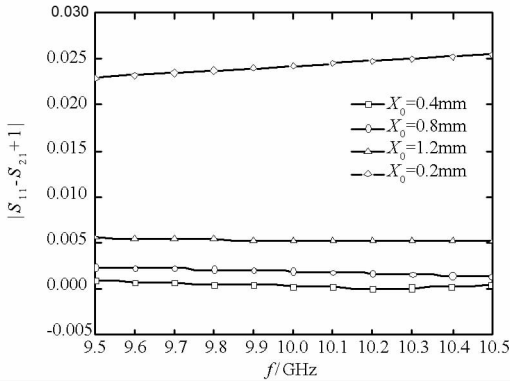


图 3 $|S_{11} - S_{21} + 1|$ 与频率的关系曲线

Fig. 3 Frequency behavior of $|S_{11} - S_{21} + 1|$

隙实现,这样辐射阵面就自然形成介质防护层,对应着缝隙类型 A。缝隙类型 B 是在缝隙类型 A 的基础上,涂覆一层额外的介质薄层,可用于优化天线的性能;缝隙类型 C 则对应着三明治式的多层平板天线罩。需要指出的是,表 2 中给出的涂覆介质的参数值只是一组取值,在下面的分析中将研究这些参数对缝隙特性的影响规律。

首先分析单层涂覆情形,即表 2 所示的缝隙类型 A。图 4 和图 5 分别为缝隙谐振长度和归一化谐振导纳随介质厚度 h_1 和相对介电常数 ϵ_{r1} 的关系曲线。从图 4 可以看到,随着介质厚度的增加,缝隙的谐振长度减小,而归一化谐振电导则基本保持不变。从图 5 可以看到,增大介质的介电常数也可以减小缝隙的谐振长度,而归一化谐振电导变化很小。根据这些现象,可以预见,有介质涂敷和没有介质涂敷,对缝隙特性的影响也主要体现在谐振长度上,即涂敷介质后可以缩减缝隙的尺寸。在某些应用场合,例如在辐射阵面加载微波光子晶体结构^[24],缝隙尺寸的缩减有利于加载的实现。

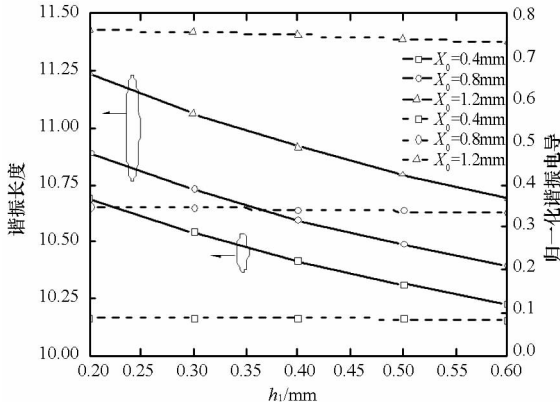


图 4 单层涂敷:缝隙谐振长度和归一化并联导纳与介质厚度 h_1 的关系曲线(其他介质参数(ϵ_{r1})见表 2 缝隙类型 A)

Fig. 4 Single-layer case. Continuous line: resonant length of the slot. Dashed lines: normalized conductance at resonance. (ϵ_{r1}) as in Table 2-configuration A

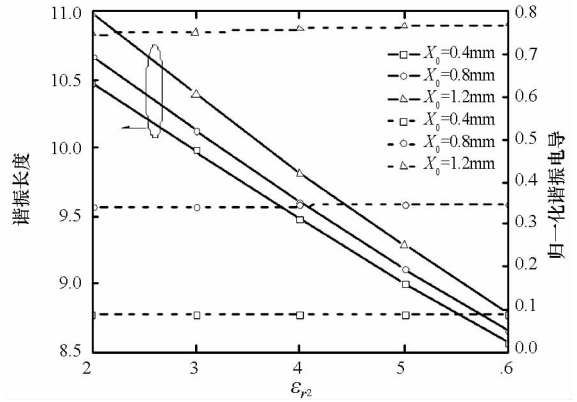


图 5 单层涂敷:缝隙谐振长度和归一化并联导纳与介质相对介电常数 ϵ_{r1} 的关系曲线(其他介质参数(h_1)见表 2 缝隙类型 A)

Fig. 5 Single-layer case. Continuous line: resonant length of the slot. Dashed lines: normalized conductance at resonance. (h_1) as in Table 2-configuration A

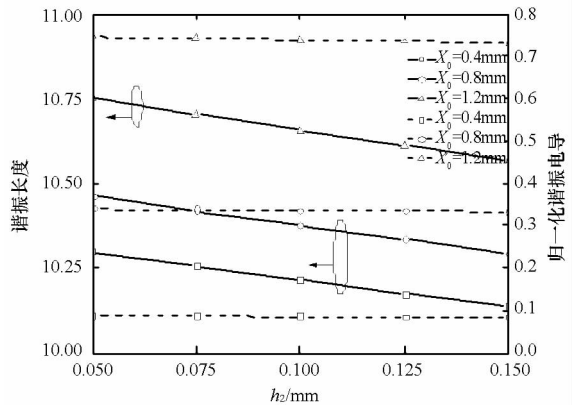


图 6 两层涂敷:缝隙谐振长度和归一化并联导纳与第二层介质厚度 h_2 的关系曲线(其他介质参数($h_1, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$)见表 2 缝隙类型 B)

Fig. 6 Two-layer case. Continuous line: resonant length of the slot. Dashed lines: normalized conductance at resonance. ($h_1, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}$) as in Tab. 2-configuration B

对于两层涂覆情形,我们着重分析第二层介质对缝隙特性的影响。缝隙谐振长度和归一化谐振导纳随介质厚度 h_2 和相对介电常数 ϵ_{r2} 的变化规律分别如图 6 和图 7 所示。可以看到,介质厚度和介电常数的变化对缝隙谐振长度有显著的影响,介质厚度增加,或者介电常数增大,均会引起谐振长度缩减;而归一化谐振导纳受介质的影响很小,在三倍的厚度变化范围和两倍的介电常数变化范围内基本保持不变。这些现象和单层涂敷是类似的,从直观上理解,如果把单层涂敷结构看作一个整体,那么第二层涂敷介质就是这个整体的单层涂敷,因此表现出类似的变化规律。

对于三明治式的多层天线罩,我们主要分析第一层介质的介电常数和第二层介质的厚度对单缝特性的影响。从图 8 可以看到,第一层介质介电常数对缝隙特性的影响与单层涂敷情形是类似

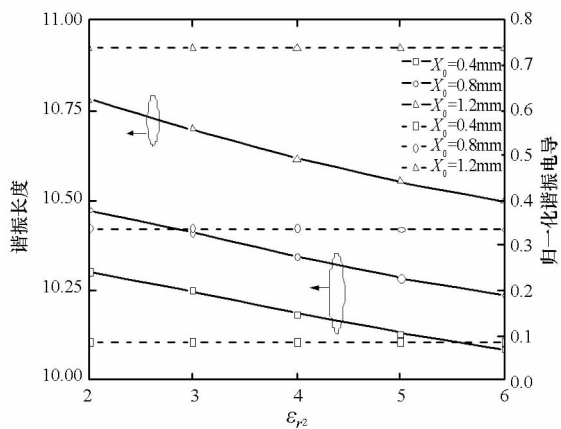


图7 两层涂敷:缝隙谐振长度和归一化并联导纳与介质相对介电常数 ϵ_{r2} 的关系曲线(其他介质参数(h_1, ϵ_{r1}, h_2)见表2 缝隙类型 B)

Fig.7 Two-layer case. Continuous line: resonant length of the slot. Dashed lines: normalized conductance at resonance. (h_1, ϵ_{r1}, h_2) as in Tab.2-configuration B

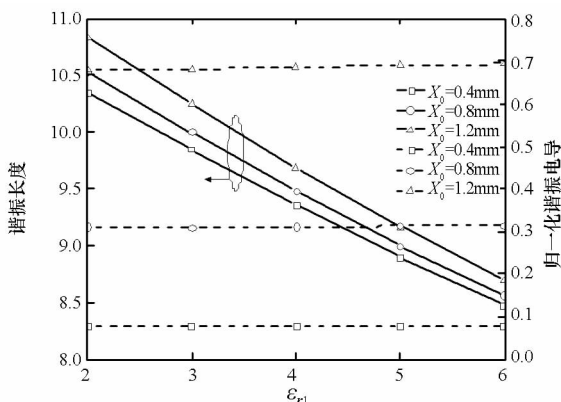


图8 三层涂敷:缝隙谐振长度和归一化并联导纳与第一层介质相对介电常数 ϵ_{r1} 的关系曲线(其他介质参数($h_1, h_2, \epsilon_{r1}, h_3, \epsilon_{r3}$)见表2 缝隙类型 C)

Fig.8 Three-layer case. Continuous lines: resonant length of the slot. Dashed lines: normalized conductance at resonance. ($h_1, h_2, \epsilon_{r1}, h_3, \epsilon_{r3}$) are the same as in Tab.2-configuration C

的,即随着介电常数增加,谐振长度缩减,归一化谐振导纳保持不变。从图9可以看到,第二层介质厚度增加,缝隙谐振长度没有减小,反而略有增加,这和图4、图6反映的规律是相反的,主要原因在于第二层介质的介电常数小于第三层介质的介电常数,当第二层介质达到一定的厚度时,随着厚度的进一步增加,缝隙离第三层介质的距离随之增加,从缝隙“看过去”的“等效介电常数”减小,因而谐振长度增加。总的来说,低介电常数的第二层介质对缝隙特性的影响不显著,厚度的选择空间很大,这有利于适应不同的隔热需求。

综观图4到图9的计算结果,介质的介电常数对缝隙谐振长度的影响最为显著,厚度次之,具体表现为:增大介电常数,或增加厚度,谐振长度减小。对于多层涂敷,如果仅增加介电常数较小

的介质的厚度,则可能导致介质层整体的“等效介电常数”减小,从而使谐振长度增加。与此相反的是,缝隙归一化谐振电导却非常稳定,基本不受介质参数变化的影响,无论是单层涂敷、两层涂敷还是三层涂敷都是如此,从图中也可以看出,决定缝隙归一化谐振电导大小的是缝隙的偏移量。

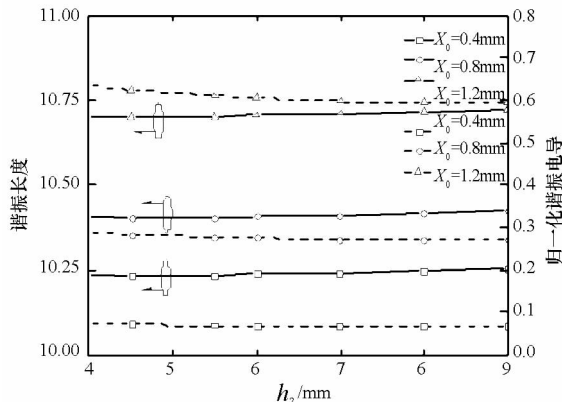


图9 三层涂敷:缝隙谐振长度和归一化并联导纳与第二层介质厚度 h_2 的关系曲线(其他介质参数($h_1, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}, h_3, \epsilon_{r3}$)见表2 缝隙类型 C)

Fig.9 Three-layer case. Continuous lines: resonant length of the slot. Dashed lines: normalized conductance at resonance. ($h_1, \epsilon_{r1}, \epsilon_{r2}, h_3, \epsilon_{r3}$) are the same as in Tab.2-configuration C

3 结论

本文对介质涂敷 SIW 缝隙的特性进行了研究。首先通过等效方法,建立对应的介质填充金属波导单缝模型,然后将 MM 方法推广到多层介质涂敷情形,通过和商业仿真软件比较,验证了本文方法的计算精度和计算效率。在此基础上,针对工程应用中的实际情况,以单层涂敷、两层涂敷和三层涂敷为例,详尽分析了介质参数对缝隙特性的影响,为介质涂敷 SIW 缝隙天线的应用提供了指导,同时,相关结论为多层介质涂敷 SIW 缝隙阵列的设计提供了参考。

参考文献 (References)

- [1] Crosswell W F , Higgins R B. Effects of dielectric covers over shunt slots in a waveguide [R]. Langley Research Center, Hampton, Va, NASA TND -2518, December 1964.
- [2] Christen R E. Investigation of the interaction between a longitudinal slot and a plasma[R]. Antenna Lab., Ohio State University, Research Foundation Rept. 2146-4, June 15, 1966.
- [3] Bailey M C. The impedance properties of dielectric-covered narrow radiating slots in the broad face of a rectangular waveguide[J]. IEEE Trans. Antennas Propagat, 1970, AP - 18:596 - 603 .
- [4] Lyon R W, A Hizal. A moment method analysis of narrow dielectric covered slots in rectangular waveguide [C]//Proc. Third Int. Conf. Antennas Propagat, Norwich, UK, 1983.
- [5] Rexberg L. Vector Fourier transform analysis of dielectric

- covered slot in the broad wall of a waveguide[J]. *Microwave Opt. Technol. Lett*, 1, 1988;360-363.
- [6] Katehi P B. Dielectric-covered Waveguide Longitudinal Slots with Finite Wall Thickness [J]. *IEEE Trans. Antennas Propagat*, 1990, AP-38;1039-1045.
- [7] 夏克金, 杨弃疾. 敷介质波导缝隙特性的研究[J]. *应用科学学报*, 1989, 7(2):115-122.
XIA Kejin, YANG Qiji. On the characteristics of Dielectric Covered Waveguide Slots [J]. *Journal of Applied Sciences*, 1989, 7(2):115-122. (in Chinese)
- [8] Mazzarella G, Montisci G. A rigorous analysis of dielectric-covered narrow longitudinal shunt slots with finite wall thickness[J]. *Electromagn*, 1999, 19;407-418.
- [9] Manuilov M B, Lerer A M, Sinyavsky G P. Numerical-Analytical Implementation of Galerkin Technique for Analysis of Waveguide and Slotted Waveguide Antenna Arrays[C]. 2011 VIII International Conference on Antenna Theory and Techniques, September, Kyiv, Ukraine, 2011.
- [10] Hirokawa J, Ando M. Single-layer feed waveguide consisting of posts for plane TEM wave excitation in parallel plates[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1998, 46(5): 625-633.
- [11] Uchimura H, Takenoshita T, Fujii M. Development of a laminated waveguide[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1998, 46(12): 2438-2443.
- [12] Wu K, deslandes D, Cassivi Y. The substrate integrated circuits-A new concept for high-frequency electronics and optoelectronics[C]. 6th Int. Conf. on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Service, Oct. 2003.
- [13] Hong W. Development of Microwave Antennas, Components and Subsystems Based on SIW Technology. *IEEE Microwave [C]*. Antenna, Propagation and Electromagnetics Conference, Beijing, China, Aug. 8-12, 2005.
- [14] Bozzi M, Georgiadis A, Wu K. Review of substrate-integrated waveguide circuits and antennas[J]. *IET Microw. Antennas Propag.*, 2011, 5(8):909-920.
- [15] Xu F, Zhang Y, Hong W, et al. Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide [J]. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, 2003, MTT-51(11):2221-2227.
- [16] Arneri E, Amendola G. Analysis of substrate integrated waveguide structures based on the parallel-plate waveguide green's function[J]. *IEEE Trans on MTT*, 2008, 56(7): 1615-1623.
- [17] Xu F, Wu K. Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide [J]. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, 2005, 53(1):66-73.
- [18] Che W, Deng K, Wang D, Chow Y L. Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide [J]. *IET Microw. Antennas Propag*, 2008, 2(1):35-41.
- [19] Lyon R W, Sangster A J. Efficient moment method analysis of radiating slots in a thick-walled rectangular waveguide[C]// *IEE Proc. H, Microw. Opt. Antennas*, 1981, 128: 197-205.
- [20] Dural G, Aksun M I. Closed-form Green's functions for general sources and stratified media [J]. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, 1995, 43(7):1545-1552.
- [21] Elliott R S. An improved design procedure for small arrays of shunt slots [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1983, AP-31(1):48-53.
- [22] Stern G J, Elliott R S. Resonant length of longitudinal slots and validity of circuit representation: Theory and experiment [J]. *IEEE Trans. Antennas Propagat*, 1985, AP-33(11): 1264-1271.
- [23] Montisci G, Mazzarella G. Full wave analysis of a waveguide printed Slot [J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2004, 52:2168-2171.
- [24] 郑秋容. 微波光子晶体带隙特性及其在天线中的应用[D]. 国防科学技术大学博士学位论文, 2007.
ZHENG Qiurong. Characteristics of microwave photonic crystals and their applications in antennas [D]. P. H. D, National University of Defense Technology, 2007. (in Chinese)

(上接第 86 页)

- [10] 卢毅, 姜永华, 范照盛. 一种基于点集匹配的反舰导弹目标选择方法[J]. *宇航学报*, 2011, 32(9): 2037-2044.
LU Yi, JIANG Yonghua, FAN Zhaosheng. A point set matching based on target selection method for anti-ship missile [J]. *Journal of Astronautics*, 2011, 32(9): 2037-2044. (in Chinese)
- [11] Bustos J P, Donoso F, Guesalaga A, et al. Matching radar and satellite images for ship trajectory estimation using the Hausdorff distance[J]. *IET Radar Sonar Navig*, 2007, 1(1): 50-58.
- [12] Huttenlocher D P, Klanderman G A, Rucklidge W J. Comparing images using the Hausdorff distance[J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 1993, 15(9):850-863.
- [13] Dubuisson M P, Jain A K. A modified Hausdorff distance for object matching [C]//*Proc. 12th Int. Conf. Pattern Recognition*, Jerusalem, Israel, Oct. 1994: 556-568.
- [14] Sim D, Kwon O, Park R. Object matching algorithms using robust Hausdorff distance measures[J]. *IEEE Transactions on Image Processing*, 1999, 8(3): 425-429.
- [15] Gao Y. Efficiently comparing face images using a modified Hausdorff distance [J]. *IEE Proc. - Vis. Image Signal Process*, 2003, 150(6): 346-350.
- [16] Zheng Y, Doermann D. Robust point matching for nonrigid shapes by preserving local neighborhood structures[J]. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2006, 28(4): 643-649.
- [17] 吴俊伟. 惯性技术基础[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学出版社, 2002.
WU Junwei. Fundamentals of inertia technology [M]. Harbin: Harbin Engineering University Press, 2003. (in Chinese)