

# 双层介质周期漏波天线的辐射特性分析\*

林 洁,万国宾,万 伟,周卫来

(西北工业大学电子信息学院, 西安 710072)

【摘要】 利用互易性和谱域矩量法研究了具有双层介质衬底的平面二维周期性漏波天线的远区辐射场特性。首先根据互易原理,给出了周期漏波天线辐射远场的计算公式;然后采用整域基函数谱域矩量法计算贴片阵列的散射场,利用反射系数考虑了接地介质板的贡献;最后通过实际算例验证该方法的正确性,并分析介质衬底的介电常数、厚度及频率等参数对远区辐射场特性的影响,给出数值结果。

【关键词】 漏波天线;周期阵列;互易;矩量法

中图分类号:TN882+.6 文献标识码:A

## Radiation Characteristics Analysis of Periodic Leaky-wave Antennas with Double-layer Substrates

LIN Jie, WAN Guo-bin, WAN Wei, ZHOU Wei-lai

(School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University Xi'an 710072, China)

【Abstract】 The far-field radiation characteristics of a two-dimensional (2-D) periodic leaky-wave antennas (LWA) which consists of a periodic array of metal patch on a grounded double-layer dielectric substrate are studied. Reciprocity principle of calculation of the far-field pattern is used to avoid the calculation of the exact near field. Then we use a periodic spectral-domain method of moments (MoM) to determine the scattering field excited by the current induced on the metal patches and consider the influence of the grounded substrate. Finally, the validity of the method is demonstrated by using a practical example, and the influence of changing the parameters of the antenna (e.g., the substrate dielectric constant, the substrate thickness, and frequency) are analyzed.

【Key words】 leaky-wave antenna (LWA); periodic array; reciprocity; method of moments

### 0 引言

漏波天线是一种行波天线,具有结构简单和窄波束频扫的特点,已广泛应用于波导通信系统、雷达系统、卫星通信系统、芯片之间的无线连接以及作为其他天线的馈源等。普通的漏波天线难以实现侧射和前后端射,而周期性漏波天线可以弥补这一缺点,因此人们对周期性漏波天线做了较多的研究。文献[1]中用等效网络方法分析了一维周期性漏波天线的辐射特性。文献[2-3]对单层介质的二维周期性漏波天线的电磁特性和设计方法进行了研究。

实际工程中,在单层介质中放置一个激励源而不改变其单层介质的特点很难实现;而双层介质结构较单层介质结构在衬底选择中有更大的自由度,便于天线的设计和电磁性能优化。因此,本文针对具有双

层介质衬底的平面二维周期性漏波天线进行研究。

### 1 理论分析

平面二维周期性漏波天线的几何模型与坐标系如图1所示。两层介质的介电常数和厚度分别为 $(\epsilon_1, h_1)$ 和 $(\epsilon_2, h_2)$ ,介质层下方是理想导体板。贴片阵列位于介质与空气界面(界面1)并按矩形栅格排布,贴片单元是尺寸为 $L, w$ 的印刷振子, $a$ 和 $b$ 分别为单元沿 $x, y$ 向的排布周期。激励源为沿 $x$ 方向(可以是任意方向)水平放置的无穷小电偶极子,可以仿效微带天线的贴片设置将其置于两层介质界面(界面2),电偶极子的中心坐标为 $(x_0, y_0, z_0 = -h_1)$ 。

考虑到以漏波形式辐射的大多数能量在还没有达到阵列边缘的时候就已经辐射出去了,因此在分析过程中将实际天线视为沿 $x, y$ 向无限微带阵列结构。

\* 收稿日期:2008-01-24 修订日期:2008-04-12  
基金项目:航空基础科学基金资助课题(98F53028)

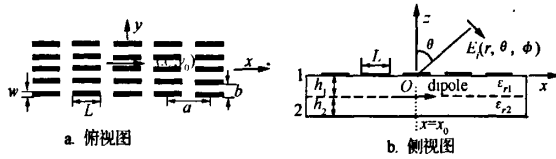


图1 二维周期性漏波天线的结构

### 1.1 辐射场计算的互易关系

根据互易定理,天线在远区任意观察点 $(r, \theta, \Phi)$ 的 $\hat{l}$ 向辐射场

$$E_l(r, \theta, \Phi) = E_x^l(x_0, y_0, -h_1) \quad (1)$$

式中 $E_x^l(x_0, y_0, -h_1)$ 为观察点放置 $\hat{l}$ 向检验电偶极子时在 $(x_0, y_0, -h_1)$ 点产生的 $x$ 向电场,且要求检验电偶极子的激励幅度与天线激励源相同。

根据叠加原理, $E_x^l(x_0, y_0, -h_1)$ 来源于2部分:一部分是贴片阵列不存在时由接地板和介质层的作用所产生的场 $E_x^{l, \text{layer}}$ ;另一部分是贴片阵列的散射场 $E_x^{l, \text{array}}$ ,即

$$E_x^l(x_0, y_0, -h_1) = E_x^{l, \text{layer}}(x_0, y_0, -h_1) + E_x^{l, \text{array}}(x_0, y_0, -h_1) \quad (2)$$

考虑到天线的辐射总场

$$E(r, \theta, \Phi) = \hat{\theta} E_x^\theta(x_0, y_0, -h_1) + \hat{\Phi} E_x^\Phi(x_0, y_0, -h_1) \quad (3)$$

将式(2)代入式(3)可得

$$E(r, \theta, \Phi) = \hat{\theta} E_x^{\theta, \text{layer}}(x_0, y_0, -h_1) + \hat{\theta} E_x^{\theta, \text{array}}(x_0, y_0, -h_1) + \hat{\Phi} E_x^{\Phi, \text{layer}}(x_0, y_0, -h_1) + \hat{\Phi} E_x^{\Phi, \text{array}}(x_0, y_0, -h_1) \quad (4)$$

显然,天线辐射场计算的关键就在于 $E_x^{l, \text{layer}}$ 和 $E_x^{l, \text{array}}$  ( $l = \theta, \Phi$ )的计算。

### 1.2 根据反射系数确定 $E_x^{l, \text{layer}}$

若检验电偶极子在 $(r, \theta, \Phi)$ 点沿 $\hat{l}$ 向放置,则在介质层表面 $\mathbf{r} = \hat{x}x + \hat{y}y$ 点的人射电场为

$$E^{\text{inc}}(x, y) = \hat{l} \left( -\frac{j\omega\mu_0}{4\pi r} e^{jk \cdot (\mathbf{r} - \mathbf{r}_s)} \right) \quad (5)$$

式中 $\mathbf{k} = -r2\pi/\lambda$ 为人射波的矢量波数; $\mathbf{r}$ 为观察点的位置矢量。

考虑接地板与介质衬底的作用可得

$$E_x^{l, \text{layer}}(x_0, y_0, -h_1) = E^{\text{inc}}(x_0, y_0) \cdot \hat{x} \cdot (1 + \Gamma_1^{\text{pw}})(1 + \Gamma_2^{\text{pw}}) \quad (6)$$

式中 $\Gamma_1^{\text{pw}}, \Gamma_2^{\text{pw}}$ 分别为在相应极化时界面1和界面2

上的反射系数,且有

$$pw = \begin{cases} \text{TE 极化, 若 } l = \Phi \\ \text{TM 极化, 若 } l = \theta \end{cases} \quad (7)$$

### 1.3 采用谱域矩量法计算 $E_x^{l, \text{array}}$

贴片阵面在 $(x_0, y_0, -h_1)$ 点的 $x$ 向散射场为

$$E_x^{l, \text{array}}(x_0, y_0, -h_1) = \frac{1}{ab} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{xx}^2(k_{xp}, k_{yp}) \cdot J_{xx}(k_{xp}, k_{yp}) \cdot e^{-j(k_{xp}x_0 + k_{yp}y_0)} \quad (8)$$

式中 $\tilde{G}_{xx}^2$ 为界面2上的谱域格林函数;

$$J_{xx}(k_{xp}, k_{yp}) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot B_n(k_x, k_y) = \sum_{n=1}^N A_n \cdot J_0(k_y \frac{w}{2}) \cdot \frac{e^{-j(k_x L/2)} \{ -n\pi L + e^{jk_x L} L(n\pi \cos(n\pi)) \}}{(k_x L)^2 - (n\pi)^2} \quad (9)$$

展开系数 $A_n$ 可通过谱域伽略金法求解。由阵面电场积分方程得到的矩阵方程为

$$[Z_{mn}] \cdot [A_n] = [R_m]$$

其中

$$Z_{mn} = \frac{1}{ab} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sum_{q=-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{xx}^1(k_{xp}, k_{yp}) \cdot \hat{B}_n(k_{xp}, k_{yp}) \cdot \hat{B}_m(-k_{xp}, -k_{yp}) \quad (10)$$

$$R_m = -E^{\text{inc}}(0, 0, 0) \cdot \hat{x} (1 + \Gamma_1^{\text{pw}}) \cdot \hat{B}_n(-k_{x0}, -k_{y0}) \quad (11)$$

式中 $pw$ 由式(7)确定; $\tilde{G}_{xx}^1$ 为界面1上的谱域格林函数。 $\tilde{G}_{xx}^1, \tilde{G}_{xx}^2$ 可采用谱域导抗法得到<sup>[4]</sup>。

## 2 数值结果

为验证上述方法的有效性,分析天线结构参数对其辐射性能的影响,本节对图1的模型计算了天线的辐射方向图。取 $L = 1.30 \text{ cm}$ ,  $a = 1.35 \text{ cm}$ ,  $w = 0.1 \text{ cm}$ ,  $b = 0.3 \text{ cm}$ ,  $x_0 = y_0 = 0$ ,并引入参数 $h = h_1 + h_2$ 。这里的结果都是针对最大值进行归一化后的结果。

图2是本文结果与文献[2]中单层介质漏波天线的结果比较。令双层介质的介电常数一致即 $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2}$ ,则双层介质退化为单层介质,源偶极子位于该介质层的中间。取 $f = 12 \text{ GHz}$ ,  $h_1 : h_2 = 1 : 1$ ,  $h = 0.9587 \text{ cm}$ ,  $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2.2$  (退化为单层介质)。可以看出本文的方法对于解决双层介质的二维周期性漏波天线的辐射场问题是正确有效的。

图3所示为改变第2层介质的介电常数 $\epsilon_{r2}$ 对扫

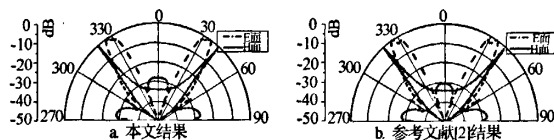


图2 E面和H面方向图结果比较

描角的影响,取 $f=12\text{ GHz}$ , $\epsilon_{r1}=2.2$ , $h=0.919\text{ cm}$ , $h_1:h_2=1:1$ 。可以看出,随着 $\epsilon_{r2}$ 的增大,扫描角会逐渐变大直至接近 $90^\circ$ ,即可以扫描到水平位置。事实上,扫描角随 $\epsilon_{r1}$ 变化的规律也是一样的。

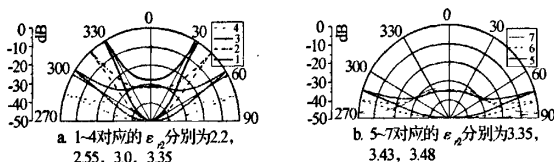
图3 随介电常数 $\epsilon_{r2}$ 变化的H面方向图

图4所示为两层介质的厚度比对扫描角的影响,取 $f=12\text{ GHz}$ , $h=0.8154\text{ cm}$ , $\epsilon_{r1}=2.2$ , $\epsilon_{r2}=3.0$ 。2层介质的厚度比不同,实质上是介质层的等效介电常数发生了变化。可以看出,当 $h_1:h_2=2:1$ 时,出现了最窄的侧面波束。随着介电常数较大的介质层厚度变大即等效介电常数变大,扫描角相应变大。

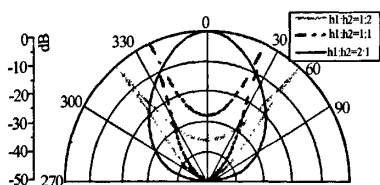
图4 随 $h_1$ 和 $h_2$ 的比值变化的H面方向图

图5所示为介质层的厚度变化对扫描角的影响,取 $f=12\text{ GHz}$ , $\epsilon_{r1}=2.2$ , $\epsilon_{r2}=3.0$ , $h_1:h_2=1:1$ 。可以看出,当 $h=0.7752\text{ cm}$ 时,产生了最窄的侧面波,并且随着 $h$ 的增大,扫描角逐渐变大。

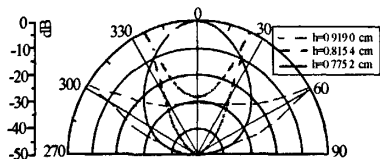
图5 随介质层厚度 $h$ 变化的H面方向图

图6所示为频率变化对扫描角的影响,取 $h=0.8154\text{ cm}$ , $\epsilon_{r1}=2.2$ , $\epsilon_{r2}=3.0$ , $h_1:h_2=1:1$ 。当 $f=11.41\text{ GHz}$ 时,产生了最窄的侧面波,随着频率的增大,扫描角相应增大。

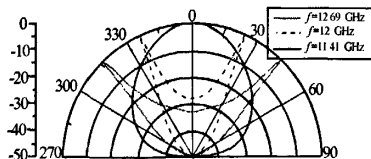


图6 随频率变化的H面方向图

实际上E面方向图的扫描角随介电常数、介质层的厚度以及频率变化的规律,与H面方向图的规律基本一致。但E面方向图又稍有不同,即不能扫描到水平方向。这是因为对于TM入射波,当扫描角接近 $90^\circ$ 时,空气层相当于一个短路线,贴片阵列的存在与否并不会造成什么影响。因此对于E面方向图而言是不可能扫描到水平位置的。而对于TE入射波,当扫描角接近 $90^\circ$ 时,空气层相当于一个开路线,贴片阵列的存在有着明显影响,因此H面方向图是可以扫描到水平位置的。

### 3 结束语

本文主要对双层介质的平面二维周期性漏波天线的辐射特性进行研究,通过实际算例验证了该方法的正确性,并分析了介质衬底的介电常数、厚度以及频率等参数对远区辐射场特性的影响规律。结论如下:

- (1) 互易性结合谱域矩量法是一种有效的周期性漏波天线分析方法;
- (2) 双层介质的二维周期性漏波天线不仅可以产生一个侧面的笔形波束,而且可以在任意期望的扫描角得到锥形波束;
- (3) 天线的扫描角会随着介质衬底厚度、等效介电常数或是频率的变大而变大。通过改变这些参数,可以实现从侧射到端射之间的频扫而保持波束宽度基本不变,从而实现天线在波导通信系统、雷达系统、卫星通信系统、芯片之间的无线连接以及作为其他天线的馈源等方面的应用。

### 参考文献

- [1] Majumder S, Jacson D R. Radiation characteristics of one-dimensional periodic leaky-wave antennas[J]. IEEE Trans. Antennas Propag, 1997, (1): 452-455.
- [2] Zhao T, Jackson D R, Williams J T, et al. 2-D periodic leaky-wave antennas-part I: Metal patch design[J]. IEEE Trans. Antennas Propag, 2005, 53(11): 3505-3514.
- [3] Zhao T, Jackson D R, Williams J T. 2-D periodic leaky-wave antennas-part II: Slot design[J]. IEEE Trans. Antennas Propag, 2005, 53(11): 3515-3524.

(下转第102页)

1) 大规模 COMS 集成电路:  $\lambda_1 = \sum_{i=1}^n \lambda_{1i}$ , 其中,  $i = 1, 2, \dots, n$ , 是器件个数, 下同;

2) 中小规模数字集成电路:  $\lambda_2 = \sum_{i=1}^n \lambda_{2i}$ ;

3) 电可擦可编程存储器:  $\lambda_3 = \sum_{i=1}^n \lambda_{3i}$ ;

4) 电阻器: 工作失效率模型:  $\lambda_4 = \sum_{i=1}^n \lambda_{4i}$ ;

5) 电容器: 工作失效率模型:  $\lambda_5 = \sum_{i=1}^n \lambda_{5i}$ ;

6) 连接器: 工作失效率模型:  $\lambda_6 = \sum_{i=1}^n \lambda_{6i}$ 。

总失效率为:  $\lambda = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4 + \lambda_5 + \lambda_6$

平均无故障时间为:  $MTBF = \frac{1}{\lambda}$

通过分析比较, 可以得出以下结论: 1) 减少器件数量有助于降低失效率; 2) 减少器件数量最行之有效的办法是采用大规模 COMS 集成电路代替中小规模数字集成电路; 3) 采用大规模 COMS 集成电路, 电阻器、瓷介电容器、钽电解电容等分离元器件相应地也会有所减少; 4) 减少连接器数量有助于降低失效率。

阵面波控/驱动电路数量多, 所以每块电路板的改进对于系统可靠性的提高作用非常明显。

同样, 对波控运算单元和阵面电源进行小型化模块设计, 如分别把这两个单元设计成 2 个模块, 则可取消波控运算单元和阵面电源 2 个 SRU (参考图 1), 相应地减少了单元之间的互连线极其连接器, 对可靠性的贡献也是显而易见的。

### 3.2 MTTR

如果“完成规定功能”指系统的维修性能, 用系统的平均维修时间  $MTTR$  表示<sup>[4]</sup>。

可见, 测试诊断系统是否完善, 自动化测试程度是否高、故障组件的拆卸是否方便、快捷, 均直接影响系统的  $MTTR$  指标。

在硬件上设计支持故障自动测试的设施和接口电路, 软件设计上采用自动测试和诊断程序, 可以减少故障定位时间, 这是减少  $MTTR$  的基础。

(上接第 98 页)

- [4] Das N K, Pozar D M. A generalized spectral-domain green's function for multilayer dielectric substrates with applications to multilayer transmission lines[J]. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 1987, MTT-35: 326-335.
- [5] Jackson D R, Oliner A A, Ip A. Leaky-wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple-layer dielectric structure[J]. IEEE Trans. Antennas Propag, 1993, AP-41(3): 344-368.

对于需要维修更换的组件, 其更换的可达性和便利性也是维修性设计的一项重要指标。需要考虑人体活动范围及操作空间、人体出力特征及操纵装置安排、人眼视觉特征及指示装置设计等多种因数进行设计, 以便快速、准确地更换组件。

### 3.3 稳态有效度 A

如果“完成规定功能”指系统技术性能和维修性能的综合, 就用稳态有效度  $A$ , 即有效度函数  $A(t)$  的极限来表示<sup>[4]</sup>

$$A = \lim_{t \rightarrow \infty} A(t) = \frac{MTBF}{MTBF + MTTR}$$

要提高系统的广义可靠度  $A$ , 必须设法延长  $MTBF$  (即提高工作可靠度), 或缩短  $MTTR$ , 做好可维修性、可使用性和安全性设计, “三性”设计是系统可靠性的重要保障设计技术。

## 4 结束语

无源相控阵雷达天线系统构成复杂, 机头环境空间狭小, 增加了天线维修性设计的难度。具体采用哪种维修方式, 需要根据电信、结构、调试、生产、测试、维修等多种因素综合考虑, 作出合理、折中的选择。

## 参 考 文 献

- [1] 张光义, 相控阵雷达系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1994
- [2] 邱成悌, 蒋全兴. 电子设备结构设计原理[M]. 南京: 东南大学出版社, 2001.
- [3] 马 莉. 机载相控阵雷达小型化高速波控设计与实现[J]. 现代雷达, 2003, 25(6): 24-25.
- [4] 陈炳生. 电子可靠性工程系统设备的可靠性理论与实践[M]. 北京: 国防工业出版社, 1998.

阮淑芬 女, 1961 年生, 高级工程师。1982 年毕业于西北电讯工程学院计算机工程专业。研究方向为机载雷达电信总体设计。

林 洁 女, 1981 年生, 在读硕士研究生。研究方向为电磁数值分析方法研究和微带天线设计。

万国宾 男, 1967 年生, 教授, 博导。研究方向为雷达罩分析与设计、天线理论及电磁散射数值分析等。

万 伟 男, 1936 年生, 教授。研究方向为天线与电磁散射、频率选择表面的分析与设计、电磁场数值计算方法等。

周卫来 男, 1983 年生, 在读硕士研究生。研究方向为遗传算法、吸波材料及计算机辅助设计等。

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com)),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>