

文章编号: 1001-2486(2003)02-0076-03

平面微波光子晶体的表面波带隙*

付云起¹, 童创明², 张国华¹, 袁乃昌¹

(1. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073; 2. 空军工程大学导弹学院, 陕西三原 713800)

摘要: 光子晶体在微波毫米波领域已经有了广泛的应用, 适合于微波集成电路结构的光子晶体结构将具有很大的应用前景。在微带介质层上周期加载矩形金属贴片, 可以获得平面微波光子晶体, 并且在特定频段内禁止表面波传播。利用格林函数和矩量法对这种平面微波光子晶体结构进行了计算, 通过求解特征方程, 得到在这种微带结构中表面波的传播常数, 并通过参数设计得到所需要的表面波带隙。这种结构对于微波集成电路和相控阵天线具有很大的应用价值。

关键词: 光子晶体; 表面波; 微带电路; 矩量法

中图分类号: TN45 文献标识码: B

Surface Wave Bandgap in Planar Microwave Photonic Crystals

FU Yun-qi¹, TONG Chuang-ming², ZHANG Guo-hua¹, YUAN Nai-chang¹

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

2. Missile Institute of Air Force Engineering Univ., Sanyuan 713800, China)

Abstract: Photonic crystals have been extensively used in microwave and millimeter wave application, and that kind of photonic crystal whose structure is integrated into microstrip circuits have a good future. Microstrip structure periodically loaded with rectangular metal patches can be designed to be an excellent photonic crystal with a planar topology. Surface wave in certain frequency band will not be permitted to propagate. In this paper, Green's function plus method of moments is introduced to analyze this kind of photonic crystal. The propagation constant of surface wave for this microstrip structure is obtained by solving the characteristic equation. Proper parameters are chosen to get expected surface wave bandgap. This microstrip structure is valuable to microwave circuits and phased array antennas.

Key words: photonic crystal; surface wave; microstrip circuit; method of moment

光子晶体(Photonic Crystal, PC)^[1]是具有频率禁带特性的周期结构, 可以采用金属、介质、铁磁或铁电物质植入基质材料, 或者直接由各种材料周期性排列而成。微波、毫米波中, 光子晶体已用来改善天线性能^[2], 增加功率放大器的效率和输出功率^[3], 宽带吸收器以及频率选择表面等。国内外所提出的光子晶体结构多种多样, 如在介质接地板上蚀刻出光子晶体结构等。这对于目前微波电路的集成化发展来说, 能很好相互融合。微带结构具有重量轻、体积小、价格低廉、可集成生产的众多优点, 微带天线和电路在多个领域具有广泛的应用, 尤其是微带相控阵天线, 更是具有其他形式的天线所无法替代的优势。众所周知, 微带电路可能会激励起表面波的传播, 这将使天线性能变坏, 微带集成电路组件之间耦合严重。在微带相控阵天线的设计中, 表面波的存在将直接导致天线阵的扫描盲点^[4, 5]。所以深入分析微带结构, 尤其是具有周期加载时的表面波特性, 对于设计高性能微带天线、天线阵和集成电路系统具有重要意义。对于无加载的微带结构, 其 TM_z 模的色散关系为^[6]

$$\begin{cases} \frac{\epsilon_0}{\epsilon} h d \tan h d = p d \\ (h d)^2 + (p d)^2 = (\omega d)^2 (\mu \epsilon - \mu_0 \epsilon_0) \end{cases}$$

* 收稿日期: 2002-08-26

基金项目: 国家安全重大基础研究项目(51307)

作者简介: 付云起(1975-), 男, 博士生。

而 $\beta^2 = k^2 - h^2$ 。但是对于具有周期加载的微带结构,得不到解析表达式,需要通过数值方法来求解。

1 求解方法

矩量法已被广泛应用于微带阵列天线的分析^[4,5],也用来分析周期加载微带结构的本征模式^[7]。图1是无限大周期加载微带结构的示意图,其中加载的金属贴片可以是任意形状的,这里主要对矩形贴片加载的情况进行分析。阵列周期间隔在 x 和 y 方向上分别是 a 和 b 。介质层的厚度为 h ,相对介电常数为 ϵ_r 。矩形贴片的长度是 L ,宽度是 W 。

对应于此结构的并矢格林函数可以写成:

$$\overline{\overline{G}} = \frac{-jZ_0}{k_0 ab} \sum_m \sum_n \overline{\overline{Q}}(k_x, k_y) e^{jk_x(x-x_0)} e^{jk_y(y-y_0)}$$

其中 k_x, k_y 对应 Floquet 谐波,并且

$$k_{xm} = k_{x0} + \frac{2\pi m}{a}, \quad k_{yn} = k_{y0} + \frac{2\pi n}{b}$$

k_{x0} 和 k_{y0} 分别是 x 和 y 方向的 0 阶 Floquet 谐波。

$$\overline{\overline{Q}} = \begin{matrix} \leftarrow & \leftarrow & \leftarrow & \leftarrow & \leftarrow & \leftarrow & \leftarrow \\ x Q_{xx}x + x Q_{xy}y + y Q_{yx}x + y Q_{yy}y \end{matrix}$$

其中 Q_{pq} 是 q 方向的电流元所激励起的 p 方向的电场分量。

$$\left\{ \begin{array}{l} Q_{xx}(k_x, k_y, h|h) \\ = \frac{(\epsilon k_0^2 - k_x^2) k_2 \cos k_1 h + j k_1 (k_0^2 - k_x^2) \sin k_1 h}{T_e T_m} \sin k_1 h \\ Q_{yy}(k_x, k_y, h|h) \\ = \frac{(\epsilon k_0^2 - k_y^2) k_2 \cos k_1 h + j k_1 (k_0^2 - k_y^2) \sin k_1 h}{T_e T_m} \sin k_1 h \\ Q_{xy}(k_x, k_y, h|h) = Q_{yx}(k_x, k_y, h|h) \\ = \frac{-k_x k_y \sin k_1 h (k_2 \cos k_1 h + j k_1 \sin k_1 h)}{T_e T_m} \end{array} \right. , \text{ 且 } \left\{ \begin{array}{l} T_m = \epsilon k_2 \cos k_1 h + j k_1 \sin k_1 h \\ T_e = k_1 \cos k_1 h + j k_2 \sin k_1 h \\ k_1^2 = \epsilon k_0^2 - \beta^2 \quad (\text{Im} k_1 < 0) \\ k_2^2 = k_0^2 - \beta^2 \quad (\text{Im} k_2 < 0) \\ \beta^2 = k_x^2 + k_y^2 \\ k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = 2\pi / \lambda_0 \\ Z_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0} \end{array} \right.$$

采用矩量法求解金属贴片上的电流。贴片上的电流展开成基函数 $J = \sum_n c_n J_n$, 检验函数取与基函数相同,也就是伽略金法,可以得到矩阵方程 $Z \cdot I = 0$ 。若此方程有非零解,矩阵的行列式必须为零,即 $\det |Z| = 0$ 。由此可以得到一个非线性方程,表面波的传播常数就由此方程的根获得。与文献[7]中不同的是,这里采用分域基函数,以便于扩展到更为复杂的结构。分域基的形式可参考文献[8]。

2 数值仿真结果和分析

图2给出了没有加载时微带结构表面波的传播常数曲线。可以明显看到,这种结构下,表面波的传播只有截止频率,而没有频率带隙的存在,而且主模(TM_0)是没有截止频率的。因此一般的微带天线、微波集成电路中都会激励起表面波,对于微带天线,导致其增益降低,副瓣起伏加大,后向辐射;对于微波电路,各个组件之间的耦合将使系统性能降低。已经有很多方法来抑制微带结构表面波的传播。由于光子晶体具有频率带隙,所以我们寻求一种光子晶体结构,使得在特定频率范围内表面波不能存在,这种结构在天线、微波电路中有广泛的应用。

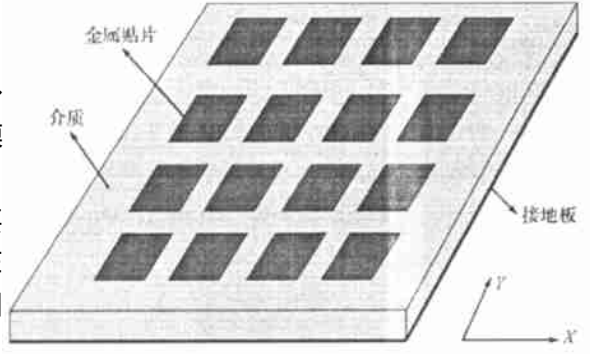


图1 矩形贴片周期加载的微带结构

Fig. 1 Microstrip structure periodically loaded with rectangular metal patches

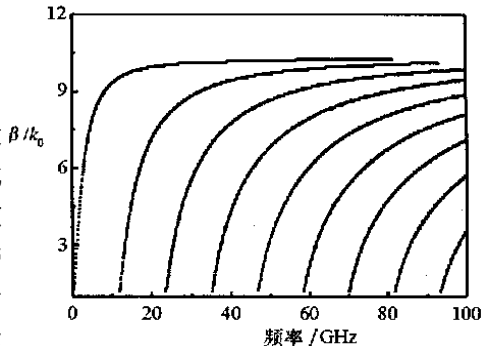


图2 无加载微带结构的表面波传播常数
Fig. 2 Propagation constant of surface wave in unloaded microstrip structure

研究图 1 所示的平面光子晶体结构, 从上述的非线性方程中求得表面波的传播常数, 也就是求解方程的实数根 β , 同时对于表面波来说要求 $\beta > k_0^{(y)}$ 。由于考虑的是周期性结构, 所以在简约布里渊区中求方程的根。所谓简约布里渊区, 指的是任何波形都只有唯一的传播常数的相位空间集合。布里渊边界条件满足 $\beta a = \pi$ 。这里对两种不同的平面光子晶体结构进行了计算, 第一种情况: $a = b = 8\text{mm}$, $h = 1.27\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.2$, $L = W = 6\text{mm}$; 第二种情况: $a = b = 6\text{mm}$, $h = 2.5\text{mm}$, $\epsilon_r = 10.2$, $L = W = 4\text{mm}$ 。计算结果分别在图 3 和图 4 中给出, 两种情况均采用了 20 个基函数。可以看到, 对于周期加载的微带结构, 其传播常数特性曲线与非加载的情况相比有很大的改变。第一种情况大约位于 $7.2\text{GHz} \sim 9\text{GHz}$ 的频段内没有找到根, 也就是说在这个频率范围内没有表面波模式的存在, 由此便形成了一个表面波带隙。第二种情况基本上是类似的, 但由于参数的不同, 其传播特性以及表面波带隙的位置、宽度都有所变化, 这也说明影响平面微波光子晶体的特性有很多参数。对于一个特定的结构, 比如介质的厚度和相对介电常数都是确定的, 要想设计出预期的平面光子晶体结构, 就必须充分考虑周期间距, 贴片尺寸等等参数。计算中发现计算量巨大, 在 Pentium 1GHz 的计算机上要运行大约 13h, 而且不能取非常高的精度。所以要想能够快速准确地设计出平面光子晶体, 还必须改善算法, 提高计算速度和效率。

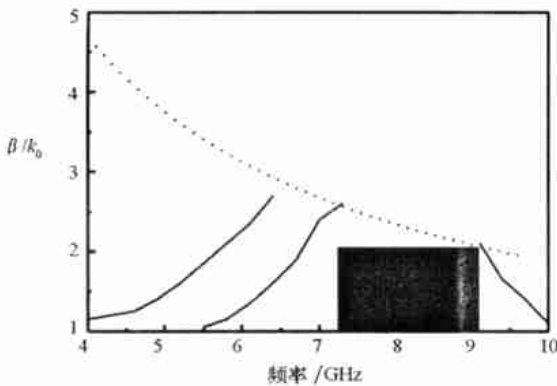


图 3 矩形贴片周期加载微带结构的表面波传播常数: 例子 1

Fig. 3 Propagation constant of surface wave in microstrip structure periodically loaded with rectangular metal patches: case 1

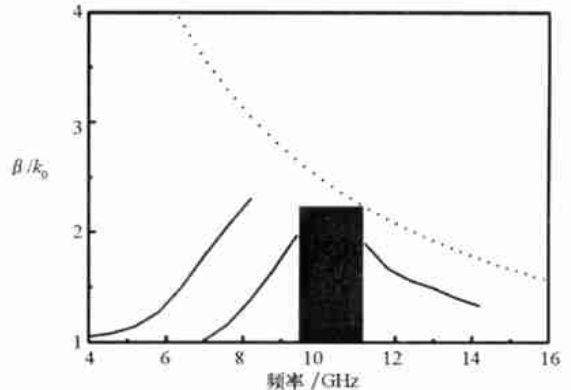


图 4 矩形贴片周期加载微带结构的表面波传播常数: 例子 2

Fig. 4 Propagation constant of surface wave in microstrip structure periodically loaded with rectangular metal patches: case 2

3 结论

利用矩量法计算了其表面波的传播常数特性, 给出了特性曲线, 并对无加载和不同加载情况进行了对比分析, 验证了这种平面光子晶体带隙的存在。这种结构由于能够很好抑制某个特定频段内表面波的传播, 给设计高性能的微波集成电路和相控阵天线提供了很好的选择。

参考文献:

- [1] Yablonovitch E. Photonic Band-gap Structures [J]. J. Opt. Soc. Amer., 1993, 10(2): 283.
- [2] Ellis T J, Rebeiz G M. MM-wave Tapered Slot Antennas on Micromachined Photonic Band-gap Dielectrics [C]. IEEE MTT-S, Int. Microwave Symp. Dig., June 1996: 1157- 1160.
- [3] Radisic V, Qian Y X, Itoh T. Broadband Power Amplifier Using Dielectric Photonic Bandgap Structure [J]. IEEE Microwave Guided Wave Lett., 1998, 8(1): 13- 14.
- [4] Pozar D M, Scharbert D H. Scan Blindness in Infinite Phased Array of Printed Dipoles [J]. IEEE Trans. Antenna Propagation, 1984, 32(6): 602- 610.
- [5] Pozar D M, Scharbert D H. Analysis of an Infinite Array of Rectangular Microstrip Patches with Idealized Probe Feed [J]. IEEE Trans. Antenna Propagation, 1984, 32(10): 1101- 1107.
- [6] 余显焯. 微波集成电路的格林函数计算[M]. 北京: 国防工业出版社, 1996.
- [7] Yu H, Yang D, Kim R, Jackson D R. Design Consideration for Modeless Integrated Circuit Substrates Using Planar Periodic Patches [J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 2000, 48(12): 2233- 2239.
- [8] 哈林登 R F. 计算电磁学的矩量法. 王尔杰等译[M]. 北京: 国防工业出版社, 1981.
- [9] Yu H, Yang D. Characteristics of Guided and Leaky Waves on Multilayer Thin-film Structures with Planar Material Gratings [J]. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 1997, 45(3): 428- 435.