

同心径向线缝隙天线的共面波导馈电

金荣洪¹, 诸鸿文¹, 安藤真²

(1. 上海交通大学电子工程系, 上海 200030; 2. 东京工业大学电气电子工程系, 日本东京 152-8552)

摘要: 本文介绍了一种能在平行板波导中产生旋转模式的共面波导馈电方式. 用这一馈电方式馈电的同心径向线缝隙天线可以产生前向波束. 该馈电方式具有平面结构、易于集成化等优点, 还可用于毫米波段. 对馈电点位置及幅度相位的适当调整, 也可用于空心锥形波束的馈电. 计算机仿真和实验结果说明了本文的设计思路和设计方法可以满足工程需要.

关键词: 馈电结构; 同心径向线缝隙天线; 共面波导; 环形槽; 腔体

中图分类号: TN82 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 09-1233-03

The Excitation of CA-RLSA by a Co-Planar Waveguide Circuit

JIN Rong-hong¹, ZHU Hong-wen¹, ANDO Makoto²

(1. Dept. of Electronic Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200030, China;

2. Dept. of Electrical and Electronic Eng., Tokyo Institute of Technology, Tokyo 152-8552, Japan)

Abstract: A planar feeding circuit is proposed in this paper, which is structured by co-planar waveguide and excites a rotating mode in parallel plate waveguide. A CA-RLSA fed by this circuit has a foresite beam. The structure is planar and available to integration and minimization even in millimeter wave band. It is also suitable to excite a CA-RLSA with a conical beam if parameters are properly changed. It is proved by the simulation and experiments that the mechanism and principle are reasonable.

Key words: feeding circuit; CA-RLSA; CPW; ring slot; cavity

1 引言

径向线缝隙天线(RLSA)是平面天线中的一种典型结构. 由于其效率高、结构简单、易于批量生产等优点, 已在卫星广播电视(DBS)领域应用. 而且在高速无线接入系统、无线局域网(LAN)、汽车防撞雷达等领域引起了广泛、深入的研究.

经典的 RLSA 天线口面上的缝隙对按螺旋状分布^[1], 如图 1(a)所示. 这些缝隙对由平行板波导中的旋转对称模式激励, 并产生前向波束. 其馈电结构可以用位于中心的同轴线实现. 但对于低增益等小口径的应用场合, 随着缝隙对与波导间耦合的增强, RLSA 的结构不对称性将破坏模式的对称性, 从而导致天线效率的下降, 并影响天线的其它电性能指标. 为此, 研究者提出了一种新的 RLSA 天线形式: 同心径向线缝隙天线(CA-RLSA)^[2], 如图 1(b)所示. 图中可以看出, CA-RLSA 的口面缝隙对分布完全对称, 即使在小口径、低增益的应用场合仍具有很高的效率. CA-RLSA 仍采用同轴线中心馈电, 它将产生圆锥喇叭状波束, 且通过调节口面缝隙对的参数(如同间距等), 可以改变圆锥的张角. 这一特性在高速无线 LAN 等场合有着广泛的应用前景. 但如要实现前向笔形波束, 必须在平行板波导中激励旋转模式(其相位分布为 $e^{j\varphi}$).

已有多种馈电结构用于平行板波导中旋转模式的激励. 介质移相器可以在平行板波导中激励旋转模式的场分布^[3], 但介质几何形状的较大的突变带来了实现的困难, 并影响其

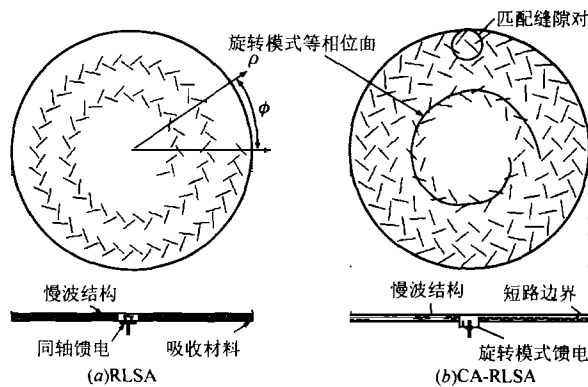


图1 RLSA 和 CA-RLSA 结构示意图

电性能的准确实现. 电壁谐振腔则具有很好的电特性^[4], 已成功地用于 CA-RLSA 的馈电, 并实现了前向波束. 但其三维结构破坏了 CA-RLSA 天线的平面特性, 并且不利于天线的小型化和集成化. 为此, M. Ando^[5]等又提出了一种平面结构的微带线-环形槽耦合结构的馈电方式. 但这一结构存在着原理上的缺陷, 即环形槽的双向辐射特性, 使得天线具有较大的后向辐射, 降低了天线的效率.

本文给出了一种新的平面结构馈电方式. 这一馈电结构由环形槽、背腔和共面波导(CPW)组成. 本文介绍了这一馈电结构的形式、设计方法、场分布的计算结果和实验结果以及由其馈电的 CA-RLSA 天线的性能.

收稿日期: 2000-06-26; 修回日期: 2000-11-08

2 馈电结构及其工作原理

带有馈电结构的 CA-RLSA 天线如图 2(a)所示,图中上部为平行板波导,平行板波导中填充介电常数为 ϵ_1 的介质,其顶面为 CA-RLSA 的口面,底面导体板中心位置开有环形槽.平行板波导中的旋转模式通过该环形槽耦合激励.下部为馈电部分,包括介质介电常数为 ϵ_2 的 CPW 和覆盖在 CPW 上的厚度为 h_3 、介电常数为 ϵ_3 的介质板.平行板波导和 CPW 的厚度分别为 h_1 和 h_2 .在平行板波导的底面导体板和共面波导的接地导体板之间有几个金属销钉构成一个金属腔.

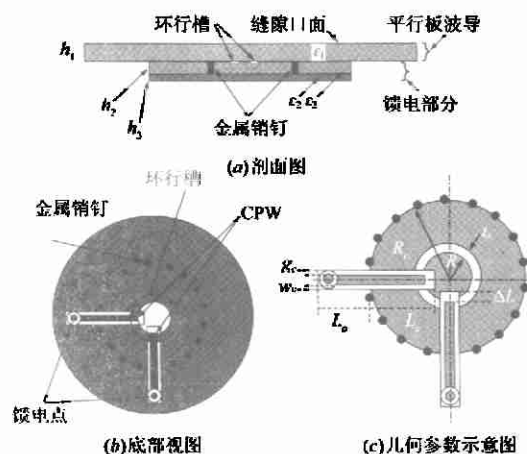


图 2 馈电回路结构示意图

环形槽环绕的圆形金属片可以看作是 CPW 接地板共同构成的圆形微带贴片天线.由微带天线的谐振腔模型,该贴片天线可以工作在 TM_{11} 模.由微带天线的辐射机理和 TM_{11} 模的场分布形式,此时在环形槽上的等效磁流是余弦分布.如果在微带贴片中激励两个幅度相等、空间上互相正交、相位相差 90° 的 TM_{11} 模,就可以在环形槽上形成 $Ae^{j\varphi}$ 分布的等效磁流,从而在平行板波导中激励起旋转模式.图 2 中两根互相垂直的 CPW 就是为了在微带贴片天线的腔体中激励起两个 TM_{11} 模.因此,它们的激励电流应具有等幅、相位相差 90° 的条件.

为了增强腔体效应,在环形槽之外再构造一个金属壁的腔体,该腔体的另一个作用是限制耦合到环形槽及其周围的能量使其不再扩散,进一步提高耦合效率.腔体的金属壁由连接在平行板波导底面导体板和 CPW 接地板之间的几十个销钉组成,保证了这一结构的可实现性.腔体的半径由一阶贝塞尔函数的第一个零点位置决定.因此,环形槽就位于 TM_{11} 模中电场 E_z 的最大值处,而腔体的金属壁就位于 E_z 的零点处.

如上所述,两根 CPW 在空间和相位上是互相垂直的.在金属腔之外的 CPW 部分可能存在平行板波导模,这一模式将引起能量的损失,降低馈电结构和天线的效率.为了抑制 CPW 中的平行板波导模,CPW 的等效介电常数必须大于其填充介质的介电常数^[6],这可以通过选择合适的覆盖介质 ϵ_3 来实现^[7].同时,金属腔内的 CPW 的长度原则上按照波导中中场分布的半个周期来确定.

环形槽外部的金属板和上部平行板波导部分对模式分布的影响可以通过调节环形槽半径、金属腔体的半径和 CPW 的

参数,从而对上述模型进行修正和微扰予以克服.

3 优化设计

先按上一节介绍的原理对各部分的参数进行初步设计.

环形槽的半径 R 按照微带贴片天线的腔体模型估算.金属腔的半径 R_c 由 $k_{11}R_c = X_{11}$ 计算,其中 X_{11} 是一阶贝塞尔函数的第一个零点, k_{11} 是微带天线腔体模型中 TM_{11} 模的传播常数.

图 2 中的馈电部分可以看作是带背面接地板的多层 CPW 结构.在这一结构中,除了 CPW 模之外,还存在两种会引起能量泄漏或损耗的模式:平行板波导模和表面波模.平行板波导模存在于金属腔体之外的 CPW 中,主模为 TEM 模,其等效介电常数为 ϵ_2 .表面波存在于 CPW 的覆盖介质层中,是高频时引起 CPW 能量泄漏的典型模式^[8].在图 2 的结构中,主要模式是 LSM₀.

如果覆盖介质层的厚度 h_3 不太大,CPW 中的表面波可以忽略不计.为了抑制 CPW 中的平行板波导模,必须仔细选择 CPW 的参数.在图 2 所示的结构中,CPW 主模的等效介电常数与 CPW 填充介质和覆盖介质的介电常数(分别为 ϵ_2 和 ϵ_3)有关,而平行板波导主模的等效介电常数仅与 ϵ_2 有关.因此,如果选择 ϵ_3 足够大,使 ϵ_e 大于 ϵ_2 ,则 CPW 的主模将比平行板波导的主模慢而成为整个结构中的主导模式,由平行板波导模式引起的能量泄漏将很小或不再存在.

按照上述过程进行结构设计和参数估算后,用商业软件“Ensemble”对这一馈电结构进行了电性能仿真和几何参数的优化计算.表 1 给出了各参数的优化结果.腔体外 CPW 的长度 L_c 是根据馈电连接的方便而定的,表中没有给出.图 3 给出了环形槽上等等效磁流幅度和相位分布的仿真值(图中虚线).由图可以看出,幅度分布的不均匀性和相位分布的线性度都比较理想,达到了设计要求.

表 1 各参数的优化设计结果

介质层 ϵ_1 的厚度 h_1	3.0(mm)
介质层 ϵ_2 的厚度 h_2	0.8(mm)
介质层 ϵ_3 的厚度 h_3	0.6(mm)
ϵ_1	1.17
ϵ_2	2.17
ϵ_3	9.70
共面波导信号线宽度 w_c	1.0(mm)
共面波导缝隙宽度 g_c	0.75(mm)
共面波导长度 L	14.0(mm)
终端开路部分长度 ΔL	0.4(mm)
贴片半径 R	3.95(mm)
腔体半径 R_c	10.05(mm)
销钉半径 R_p	0.25(mm)
环形槽宽度 t_s	1.0(mm)

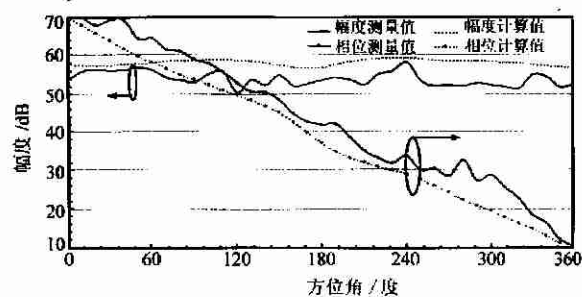


图 3 环形槽上等等效磁

4 结果与讨论

按表 1 所示参数加工了图 2 所示的馈电结构及 CA-RLSA 的实验模型.图 3 还给出了环形槽上等效磁流分布的实测值(图中实线).两者总体趋势完全一致.但实测值的幅、相分布有较大的起伏,相对而言,幅度实测值的起伏更大一些.这是由于两根 CPW 是分别馈电的,实验中两者连接的不一致性和激励信号的不可避免的不均匀性都会引起 CPW 上信号的不均衡,从而导致腔体内两个模式幅度不相等和相位差不准确.这一缺陷将在进一步的工作中予以克服,但这一结果已可以满足工程应用的需要,这从整个天线的实验结果中可以得到验证.图 4 给出了用该馈电结构激励的 CA-RLSA 天线的口面场分布测量值,图 5 给出了该天线辐射方向图的测量值.

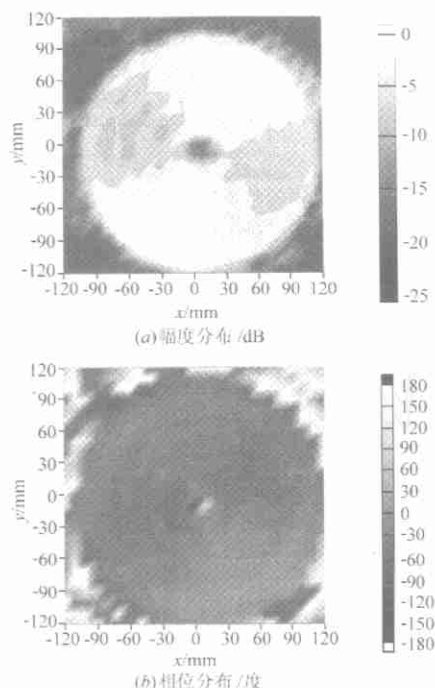


图 4 CA-RLSA 口面场分布测量值
幅度 /dB

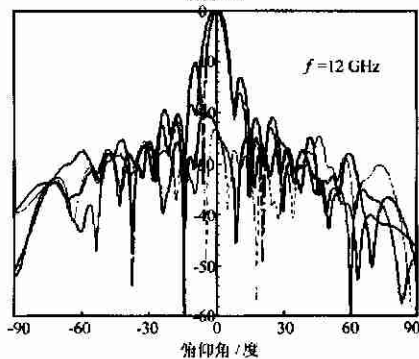


图 5 CA-RLSA 辐射方向图测量结果

——方位角为 0, 主极化 ——方位角为 0, 交叉极化
 - - - -方位角为 90, 主极化 - · - · -方位角为 90, 交叉极化

实验用 CA-RLSA 模型的口面直径为 230mm. CPW 用刚性同轴电缆背向馈电,两根电缆再与具有 90 度相位差的 3dB 功

分器连接,实现两者的等幅、相位差为 90 度的激励.金属销钉之外 CPW 的长度 L_0 约为 2 倍波长.

5 结论

本文介绍了一种能在平行板波导中产生旋转模式的 CPW 馈电结构.这一馈电结构可以用于 CA-RLSA 的馈电并产生前向波束.与已有的馈电结构相比,该馈电结构具有平面结构、易于集成化、易于加工、电特性稳定可靠等优点,还可适用于毫米波波段.环形槽上等效磁流分布的计算值和实测值吻合得较好.对实验过程和手段的改进还可以进一步提高结果的一致性.用这一馈电结构激励的 CA-RLSA 天线的电性能测量结果也进一步说明了这一馈电结构的原理、设计方法是正确的,可以满足工程应用的要求.

参考文献:

- [1] N Goto, M Yamamoto. Circularly polarized radial line slot antenna [A]. IECE Technical Report, AP80-57 [C], August 1980.
- [2] S Hosono, J Hirokawa, M Ando, N Goto, H Arai. A rotating mode radial line slot antenna fed by a cavity resonator [J]. IEICE Trans. Commun., 1995, E78-B(3):407-413.
- [3] Jakapan Lee, K Sakurai, J Hirokawa, M Ando. Excitation of rotational modes in radial line by a cam-shaped dielectric adaptor [R]. IEICE Technical Report, AP96-47, August 1996.
- [4] T Yamamoto, J Hirokawa, T Yanukawa, M Ando. Rotating modes excited by an electric-wall cavity resonator for radial line slot antennas [R]. IEICE Technical Report, AP97-9, April 1997.
- [5] Y Kigure, A Akiyama, J Hirokawa, M Ando. A radial line slot antenna fed by a ring slot coupled planar circuit [A]. KJJC-AP/EMC/EMT'98 [C], 1998:218-221.
- [6] Y Liu, K Cha, T Itoh. Non-leaky coplanar waveguides with conductor backing [J]. IEEE Trans., 1995, MTT-43(5):1067-1072.
- [7] S Gevorgian, L J Peter Liner, E L Kollberg. CAD models for shielded multilayered CPW [J]. IEEE Trans., 1995, MTT-43(4):772-779.
- [8] M Tsuji, H Shigesawa, A A Oliner. New interesting leakage behavior on coplanar waveguides of finite and infinite widths [A]. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp [C]. Digest, 1991:563-566.

作者简介:



金荣洪 男.1963 年 4 月生于江苏江阴.分别于 1986 年和 1993 年在上海交通大学获硕士和博士学位.1997 年至 1999 年在东京工业大学进行博士后研究.现为上海交通大学电子工程系教授,博士生导师.主要从事天线理论和设计、自适应算法、数值分析技术等领域的教学和研究.在国内外发表论文 40 篇左右.

诸鸿文 男.1939 年 11 月生于上海.1963 年毕业于清华大学无线电系.现任上海交通大学电子信息学院通信与信息系统重点学科负责人,教授、博士生导师.目前主要研究领域有:网络安全技术、平流层通信系统及其天线技术、数据通信与计算机通信网、多媒体远程协作通信(CSCW)、宽带综合业务通信网技术、通信网性能分析与优化等.诸鸿文教授是上海市信息化专家委员会主任.