

文章编号:1005-6122(2003)04-0058-04

# 共面波导(CPW)馈电单极子天线的设计与研究\*

程崇虎 吕文俊 程勇 曹伟

(南京邮电学院通信工程系,南京 210003)

**摘要:** 给出一种工作于900MHz的共面波导(CPW)馈电单极子天线的设计。该单极子天线以共面波导的中心导带为辐射单极子,以中心导带两边的金属导体作反射板,结构简单紧凑。但是由于天线与共面波导之间缺少有效的隔离,造成天线性能受共面波导尺寸的影响较严重。本文通过模拟计算和实验测量详细分析了共面波导尺寸的变化对天线性能的影响,给出了结合共面波导尺寸设计的工作在900MHz的单极子天线结构数据。

**关键词:** 单极子天线、共面波导、模拟计算、设计制作

## Study and Design of Monopole Antenna Fed with Coplanar Waveguide (CPW)

Cheng Chonghu, Lv Wenjun, Cheng Yong, Cao Wei

(Dept. of Communication Engineering, Nanjing University of Posts & Telecommunications, Nanjing 210003)

**Abstract:** A monopole antenna fed with a coplanar waveguide (CPW) operating at 900MHz is presented in the paper, in which the central conductor strip of the CPW is used as the monopole to transmit power and the conductor ground of the CPW is used as a reflector. The monopole antenna has a very simple and compact configuration. However, the dimension of the CPW impacts strongly on the performance of the antenna because they are not in effective isolation. The antenna fed by a CPW with different dimensions is investigated numerically and experimentally. And the design of the antenna with a given dimension of a CPW operating at 900 MHz is demonstrated.

**Key words:** Monopole antennas, Coplanar waveguide (CPW), Simulation, Design and fabrication

### 1 引言

单极子天线由于尺寸小、结构紧凑而在当今各类通信设备中被广泛应用,其研究设计也因此受到广泛关注。近几年随着移动通信技术的飞速发展,新的技术要求产生了多种新的单极子天线设计方案,如文献[1]提出一种通过附加两个开路单极子实现双频工作的天线结构;文献[2]给出了一种可较大幅度缩小单极子天线尺寸的设计方案;文献[3]介绍了一种采用高介电常数介质材料来缩小天线尺寸的设计方案;文献[4]提出了一种弯曲折叠单极子天线结构。

典型的单极子天线通常由同轴线馈电,以同轴线的内导体作为辐射体,置于金属反射板之上,同轴线的内导体则与反射板相接<sup>[5,6]</sup>。实际应用中通常借用设备的金属外壳作为反射板,因此同轴线馈电

的单极子天线通常适用于带金属外壳的通信设备<sup>[7]</sup>。对于不带金属外壳的通信设备,通常采用的单极子天线可有两种设计方案,其一是为天线设计专用金属反射板;其二是借用设备中的其他金属体,如微带线、共面波导、带状线等传输线的金属底板。两种方案相比,后者由于省去了一块附加金属板,可使结构更加紧凑,因而更具实用价值。实际应用中具体采用哪一种馈电结构则取决于天线的前置电路采用的传输线结构<sup>[8-10]</sup>。该设计方案存在的问题是天线与前置电路之间缺少有效的隔离,相互影响较为严重,尤其制作电路的传输线的金属底板尺寸直接影响天线的工作频率,因此设计这类单极子天线时须结合制作电路的传输线的尺寸作整体设计。

本文给出了一种共面波导(CPW)馈电单极子天线的设计,该单极子天线以共面波导的中心导带

\* 收稿日期:2003-06-12;定稿日期:2003-08-11

为辐射单极子,以中心导带两边的金属导体作反射板,结构简单紧凑。文献[10]中研究的天线结构虽然也由 CPW 馈电,但它采用的是带金属底板的 CPW,这种 CPW 的性能类似于微带线,而且文献[10]只给出了一种特定尺寸 CPW 馈电时的天线结构及其性能参数。本文结合馈电结构研究了该单极子天线的性能参数与设计,为充分考察 CPW 的尺寸对天线性能的影响,对 CPW 取多种不同尺寸时的天线结构进行了模拟计算、样品制作和实验测量,据此总结出了 CPW 尺寸的变化对天线性能影响的规律。本文工作主要针对 900MHz 移动通信系统,因此文中天线与 CPW 的尺寸都是考虑了通信设备的实际要求而选择的。

## 2 模拟设计与分析

本文研究的 CPW 馈电单极子天线的结构如图 1 所示,图中的 CPW 不带金属底板,由 CPW 延伸出来的金属条带即起辐射作用的单极子。

该结构简单紧凑,其中天线与馈电的 CPW 实际上已形成了一个整体。一般 CPW 馈电或微带线馈电的天线通常都存在天线对馈线的影响问题,如典型的 CPW 馈电的环天线或微带线馈电的贴片天线,天线的影响使得天线附近的馈线都不能看作只

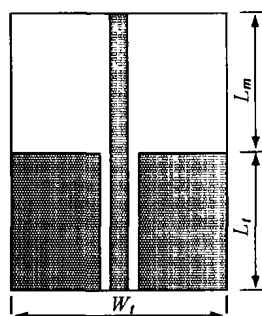


图1 CPW 馈电的单极子天线

存在传输模式的通常的传输线,但馈线结构通常对天线并不存在决定性的影响,而图 1 所示天线结构不仅天线对馈电的 CPW 存在影响,不同的 CPW 结构显然对天线也有着决定性的影响,因为 CPW 的金属导体对天线还有着反射板的作用。

不难看出,该天线结构中影响天线性能指标的参数应包括单极子金属条带的长和宽、CPW 的长和宽,以及所用介质基板的参数。本文所用介质基板的相对介电常数  $\epsilon_r$  为 16.0,厚度为 1mm。选用高介电常数的介质基板是为了缩短单极子金属条带的长度,从而减小整个天线的尺寸。为方便测量 CPW 的特性阻抗设计为  $50\Omega$ ,这时 CPW 中心导带的宽度可取 2.0mm,中心导带与两边金属导体的间隔则应为 1.0mm。为简化设计,图 1 中单极子金属条带的宽度未作改变也取为 2.0mm,其长度则取决于天线

的工作频率。

天线的分析计算借助于商用模拟计算软件 IE3D 来进行,该软件采用矩量法结合谱域分析方法来处理分层介质结构中的场问题。实际计算时以 CPW 的起始端作为输入端,将图 1 所示结构作为一个整体来做三维场分析。这样,图 1 中的 CPW 就不仅有 CPW 的传输模式场,而且存在辐射场,因此天线与 CPW 的交界面实际上并不作为分界面来处理。

图 2 给出了一组单极子金属条带长度  $L_m$  取不同数值时天线输入端反射系数的频率特性曲线,图中 CPW 的长  $L_f$  和宽  $W_f$  分别取 50mm 和 46mm。由图可见该单极子天线有着良好的宽带特性, $L_m$  取不同数值时,该天线都具有超过 10% 的带宽, $L_m$  的变化改变的仅仅是工作频率。3 种尺寸中  $L_m$  取 58mm 时天线的中心频率约为 900MHz,满足  $VSWR \leq 2.0$  的频率范围为 860MHz ~ 960MHz,该频率范围即 900MHz 移动通信通常的工作频率。由于介质基板的作用,使该天线金属条带的长度  $L_m$  仅有 1/4 波长的 2/3 左右。

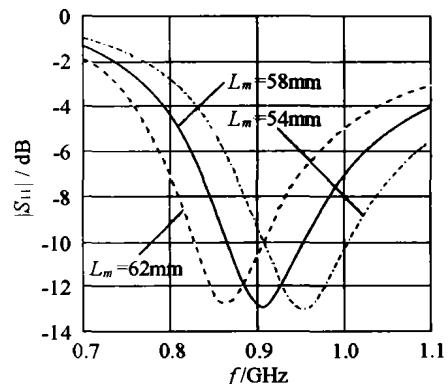


图2 CPW 馈电单极子天线的工作频率随单极子长度  $L_m$  的变化 ( $L_f = 50\text{mm}$ ,  $W_f = 46\text{mm}$ )

我们知道常规单极子天线与偶极子天线都属于窄带天线,工作频带一般不超过 5%,要实现 10% 以上的工作带宽则需要对天线结构作进一步的改进,如当单极子为同轴线的内导体时则需要加大内导体的半径。文献[10]中采用的方法是将单极子金属条带设计为三角形的结构。图 1 所示单极子天线起辐射作用的金属条带仅 2mm 宽,但已可实现 10% 以上的工作带宽,这说明 CPW 馈电的单极子天线结构并不需要作展宽频带的努力即可应用于 900MHz 移动通信设备,因为 10% 的工作带宽正是 900MHz 移动通信设备的带宽要求。

图 3 所示天线输入端反射系数和增益的频率特

性曲线是在  $L_m$  保持 58mm 不变, CPW 的宽度  $W_l$  也保持 46mm 不变而其长度  $L_l$  取不同数值时的结果。如图所示, CPW 长度  $L_l$  的变化对天线工作频率的影响十分明显, 这说明对应于不同尺寸的 CPW, 要使天线设计工作在同一频段, 所需单极子金属条带的长度是不同的, 并且  $L_l$  的变化对天线增益也有一定的影响。

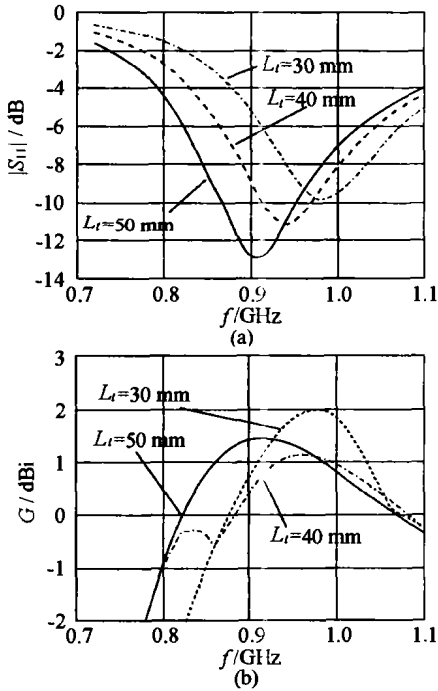


图3 CPW 馈电单极子天线的频率特性随 CPW 长度  $L_l$  的变化 ( $L_m = 58\text{mm}, W_l = 46\text{mm}$ )

图 4 中的曲线是在  $L_m$  保持 58mm 不变, CPW 的长度  $L_l$  也保持 50mm 不变而其宽度  $W_l$  取不同数值时的结果。通常  $W_l$  的变化会引起 CPW 特性阻抗的变化, 这时为使 CPW 保持  $50\Omega$  的特性阻抗, 需要改变中心金属条带或中心金属条带与两边金属板之间间隔的尺寸, 为不使变动太大, 图中不同曲线  $W_l$  的变化限制在了一个较小的范围内, 在该范围内由  $W_l$  的变化而引起的 CPW 特性阻抗的变化可以忽略。由图可见  $W_l$  的变化对天线性能的影响相对较小,  $W_l$  的变化基本不影响天线的工作频率, 但对天线的工作带宽有着一定的影响, 比较图中的 3 条曲线可以看出, 该单极子天线的工作带宽随着  $W_l$  的减小而增加, 主要是改善了天线工作频带的高端, 天线工作频带的低端则基本保持不变。

### 3 制作与测量

围绕以上模拟计算的结构数据可以制作出多个

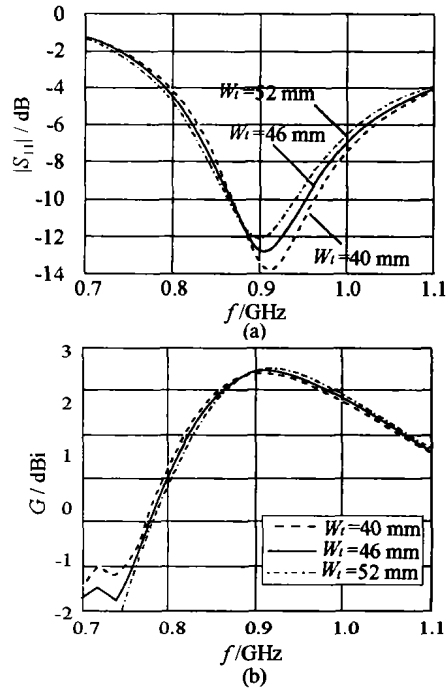


图4 CPW 馈电单极子天线的频率特性随 CPW 宽度  $W_l$  的变化 ( $L_m = 58\text{mm}, L_l = 50\text{mm}$ )

CPW 馈电的单极子天线实验样品。实际制作的 antenna 结构与模拟计算的 antenna 结构之间主要差距在于介质基板, 模拟计算时介质基板的横向尺寸是假设为无限大的, 实际制作时显然不可能将天线制作在无限大的介质基板上, 并且从实际使用的角度出发, 介质基板通常即取与金属导体相同的尺寸, 根据经验, 这样制作出来的天线的性能指标与模拟计算的 antenna 的性能指标之间存在一定的偏差, 但偏差一般不会太大。测量时在 CPW 的输入端接上 SMA 接头, 测量工作便可以在网络分析仪上进行。

图 5 为单极子金属条带长度  $L_m$  分别取 70mm 和 65mm 时天线输入端反射系数频率特性的测量数据, 被测天线 CPW 的长  $L_l$  和宽  $W_l$  都取 50mm。由图可见  $L_m$  取 65mm 时的单极子天线可在 855MHz ~ 970MHz 范围内满足  $VSWR \leq 2.0$  的工作条件。显然, 天线的频率特性与模拟计算的结果基本一致, 但具体尺寸上存在一定的偏差, 关于单极子长度  $L_l$  的误差约为 10%, 考虑到介质基板的差异, 这样的误差应在预计范围之内。

图 6 为  $L_m$  保持 65mm 不变, CPW 的宽度  $W_l$  也保持 50mm 不变而其长度  $L_l$  分别取不同数值时的测量结果。如图所示,  $L_l$  取 40mm 时, 满足  $VSWR \leq 2.0$  的频率范围为 860MHz ~ 975 MHz;  $L_l$  取 30mm 时该频率范围为 880MHz ~ 1000MHz。显然该结果

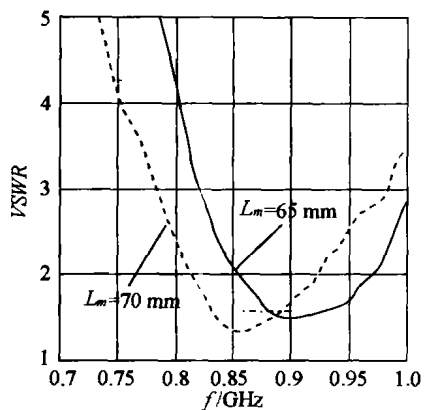


图 5 CPW 馈电单极子天线的工作频率随单极子长度  $L_m$  变化的测量数据 ( $L_i = 50\text{mm}$ ,  $W_i = 50\text{mm}$ )

验证了图 3 中模拟计算的结论。

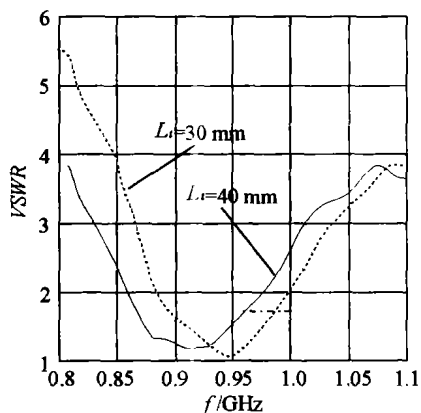
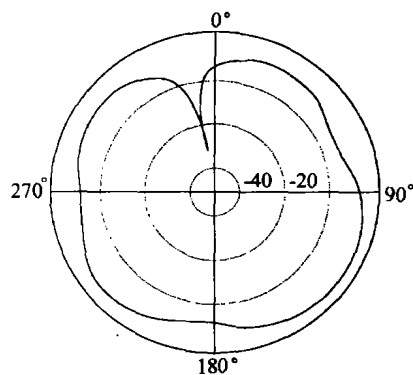


图 6 CPW 馈电单极子天线的频率特性随 CPW 长度  $L_i$  变化的测量数据 ( $L_m = 65\text{mm}$ ,  $W_i = 50\text{mm}$ )

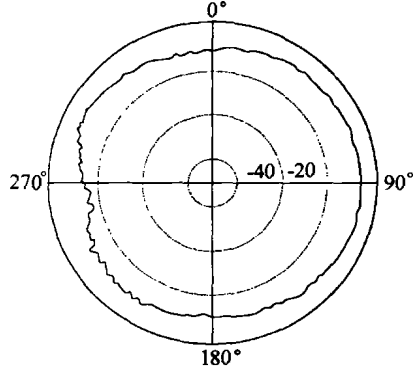
图 7 为测量获得的 CPW 馈电单极子天线工作于 900MHz 时的辐射方向图,被测天线的尺寸为  $L_m = 65\text{mm}$ 、 $W_i = 50\text{mm}$ 、 $L_i = 40\text{mm}$ ,方向图测量在微波暗室中进行。如图所示该单极子天线在 H 面具有良好的全向特性,轻微的不对称主要源于介质基板的影响;其 E 面方向图则类似于通常的偶极子天线,不同的是该方向图在馈线方向的零点不是十分明显,由于该方向的测量数据受到同轴馈线的影响,因而测量数据存在一定的误差。

### 4 结论

根据以上模拟计算和实验测量的结果可知,CPW 馈电的单极子天线的特性与带反射板的典型单极子天线基本类似,该天线设计工作在 900MHz 时可实现超过 10% 的工作带宽,因此可以用作工作于该频段的小型移动通信设备如手提电话等的收发



(a) E面方向图



(b) H面方向图

图 7 CPW 馈电单极子天线工作于 900MHz 时的辐射方向图 ( $L_m = 65\text{mm}$ ,  $W_i = 50\text{mm}$ ,  $L_i = 40\text{mm}$ )

天线,但是设计该天线必须将天线与 CPW 作为一个整体来考虑,否则无法正确设计天线的工作频率,而且在可能的情况下选择合适的 CPW 的尺寸还可以达到改善天线工作性能的目的。

### 参 考 文 献

- [1] M Rahman, M A Stuchly, M Okoniewski. Dual-band strip sleeve monopole for handheld telephone. *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 1999, 21(2): 79 ~ 82
- [2] T Williams, M Rahman, M A Stuchly. Dual-band meander antenna for wireless telephone. *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 1999, 24(2): 81 ~ 85
- [3] F S Chang, S H Yeh, K L Wong. Planar monopole in wrapped structure for low-profile GSM/DCS mobile phone antenna. *Electron. Lett.*, 2002, 38(11): 499 ~ 500
- [4] E Lee, P S Hall, P Gardner. Dual band folded monopole/loop antenna for terrestrial communication system. *Electron. Lett.*, 2000, 36(24): 1990 ~ 1991
- [5] A S Meier, W P Summers. Measured impedance of vertical antennas over finite ground plane. *Proc. IEEE*, 1949, 37(6): 609 ~ 616

(下转第 78 页)

## 5 结论

本文计算了 NEMP 对人体模型的作用,并在此基础上分析了 NEMP 对人体的潜在危害,得出如下结论:

1) 在宽频带 HPEMP 对人体的作用中,色散效应非常严重,不同波形产生的效果差别显著,色散明显加强了人体对电磁能量的吸收。

2) NEMP 对人体有很强的穿透能力,体内脉冲峰值保持了入射脉冲的 40% 以上,进入体内的强电场对生物分子的作用一般远大于分子的热运动,其潜在的生物效应值得重视。

3) 人体对 NEMP 的吸收比较均匀,在本文的计算中没有看到吸收相对加强的区域。在脉冲频率较低的情况下,NEMP 产生的热效应很小。

4) NEMP 在体内产生了峰值很高的瞬变电流,其潜在效应值得进一步研究。

下一步的工作有望将计算模型推广到三维真实人体模型。

## 参 考 文 献

[1] 高本庆. 时域有限差分法. 北京:国防工业出版社, 1995

(上接第 61 页)

- [6] K H Awadalla, T S M Macleun. Input impedance of a monopole antenna at the center of a finite ground plane. *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, 1978, 26(3): 244 ~ 248
- [7] A W C Chu, S A Long, D R Wilton. The radiation pattern of a monopole antenna attached to a conducting box. *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, 1990, 38(12): 1907 ~ 1912
- [8] C T P Song, *et al.* Sierpinski monopole antenna with controlled band spacing and input impedance. *Electron. Lett.*, 1999, 35(13): 1036 ~ 1037
- [9] K L Wong, Y F Lin. Stripline-fed printed triangular monopole. *Electron. Lett.*, 1997, 33(17): 1428 ~ 1429

(上接第 69 页)

- [4] C Luxey, *et al.* Dual-beam array of microstrip leaky-wave antennas. *Electronics Letters*. 1998, 34(11): 1041 ~ 1042
- [5] C J Hu, *et al.* A two-dimensional beam-scanning linear active leaky-wave antenna array. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 1999, 9(3): 102 ~ 104

- [2] Hurt W D. Multiterm Debye dispersion relations for permittivity of muscle. *IEEE Trans. on BME*, 1985, 32(1): 60 ~ 64
- [3] Luebbers R J, Hunsberger F P, Kunz K S, *et al.* A frequency-dependent finite-difference time-domain formulation for dispersive materials. *IEEE Trans. on EMC*, 1990, 32(3): 222 ~ 227
- [4] J A Roden, S D Gedney. Convolutional PML (CPML): an efficient FDTD implementation of the CFS-PML for arbitrary media. *Microwave Opt. Technol. Lett.*, 2000, 27: 334 ~ 339
- [5] Yee K S. Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media. *IEEE Trans. on AP*, 1996, 14(5): 302 ~ 307
- [6] 乔登江. 核爆炸物理概论. 北京:原子能出版社, 1990
- [7] 金钦汉, 等. 微波化学. 北京:科学出版社, 1999

**齐红星** 华东师范大学物理系光谱学与波谱学教育部重点实验室在读博士生, 主要研究方向为人体电磁辐射防护及电磁计算。

E-mail: drowsily@sohu.com

**乔登江** 中国工程院院士, 主要研究领域为核爆炸现象学、核辐射加固、生物电磁效应等。

[10] J M Johnson, Y Rahmat-Samii. The tab monopole. *IEEE Trans. Antennas and Propag.*, 1997, 45(1): 187 ~ 188

**程崇虎** 1962 年生, 博士, 毕业于东南大学无线电工程系, 主要从事电磁散射与逆散射、天线理论与设计等方面的研究工作。

**吕文俊** 1978 年生, 南京邮电学院通信工程系博士生, 现从事微波有源与无源器件、天线设计等方面的研究工作。

**程 勇** 1970 年生, 南京邮电学院通信工程系博士生, 现从事电磁理论计算方法、天线理论与设计等方面的研究工作。

**曹 伟** 1939 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事电磁理论计算方法、天线理论等方面的研究工作

**李元新** 男, 1979 年生。现正在中山大学无线电物理专业攻读博士学位。

E-mail: lipbn@163.net

**龙文亮** 男, 1963 年生, 中山大学电子与通信工程系教授, 博士生导师, IEEE 高级会员, 中国电子学会微波学会委员会委员。研究方向为天线理论与设计、复杂环境中的电波传播理论和电磁数值计算等。