

一种新型 共面波导馈电单极子天线的 设计与仿真

摘要：设计了一种简单的共面波导馈电单极子天线，给出了实验设计与仿真结果。结果表明，该天线具有良好的辐射特性，可覆盖 GSM900、DCS1800、IEEE802.11.a、IEEE802.11.b 和 Hiper LAN-2 带宽。该天线体积小，尺寸仅为 32 mm x 31 mm x 1.6mm，基板的介电常数为 4.4。

关键词：小型平面天线；CPW 馈电天线

中图分类号：TN821+.3

文献标识码：A

文章编号：1006-883X (2012) 02-0021-04

收稿日期：2011-12-06

范睿 鄂春明

一、前言

现代无线通信中的多系统应用要求天线符合多频段的协议要求，其中包括 GSM900 (870-960MHz)，DCS-1800 (1710-1880MHz)，IEEE 802.11.b (2400-2484MHz)，5-GHz WLAN (在欧洲，HiperLAN-2:5150-5350/5470-5725MHz；在美国，IEEE 802.11.a : 5150-5350/5725-5825MHz)等频段。多频段天线以其良好的辐射性能，能够满足人们研究无线系统通信的要求。

平面天线特别是共面波导 (CPW) 馈电天线由于制作简单、费用低廉、具有良好的带宽、多频段操作灵活，偏差小等特性，近年来受到了人们广泛的关注。文献^[1]中报道的CPW馈电单极子天线产生了与两种单极长度对应的工作模式^[1]，使用矩形曲率的单极子可以实现双频操作模式^[2]。开槽单极子天线采用了非对称的CPW辐射接地，具有三带的特点，但其极化度有所降低。以泡沫塑料为基板的四频段平面倒F天线 (PDFA)，应用三个尺寸不等的U型缝隙以便获得其他三个频段，其缺点是天线体积较大^[3]。文献^[4]报道的平面倒F天线，具有-6dB的回波损耗。研究人员开发了许多T型结构的天线，应用于多带和宽带天线研究。文献^[5]使用了两个非对称的水平臂获得了与其谐振长度相应的谐振模式。但上述天线设计的接地面是非对称的，且天线的尺寸较大。不同尺寸堆叠T型单极子天线可在2.5GHz和5.2GHz两个频点产生独立的谐振模式^[6]，通过在顶端加载一个单极子的CPW馈电T型天线实现了两种谐振模式^[7,8]。

本文设计了一个 CPW 馈电四频段平面天线，具有紧凑、体积小的特点；和以往 CPW 单极平面天线比较，尺寸大约减少了 60%。天线可在下述四个频段工作：840~970MHz (GSM900)，1.56~1.92GHz (DCS 1800)，2.39~2.49GHz (IEEE802.11.b) 和 5.07~6.23GHz (IEEE802.11.a/ HiperLAN/2)。该天线在改进的 T 型辐射单元上产生不同的电流路径，从而具有良好的辐射性能；文中通过 HP8510C 网络分析仪对天线进行了试验，通过 HFSS 软件进行了仿真；并对天线的设计细节，辐射性能和参数分析进行了较为详细的说明。

二、天线的几何构型

图 1 为设计的天线的大小尺寸和几何参数，在介电常数(ϵ_r)4.4，厚度 (H) 为 1.6mm 的基板上加工制成。

为了激励附加的电流路径,在 T 型结构 ($L_1+L_{2L/R}+L_3+L_4$) 中加开了缝隙 (a-g)。其条带宽度(W_s) 和间隙(G) 根据标准设计方程给出 (输入阻抗为 50Ω)。

图 1 中所涉及参数为: $L_1=18\text{ mm}$, $L_{2R}=L_{2L}=11\text{mm}$, $L_3=4\text{mm}$, $L_4=8\text{mm}$, $L_5=31\text{mm}$, $W_{gR}=14\text{mm}$, $W_{gL}=14\text{mm}$, $L_g=10\text{mm}$, $W_s=3\text{mm}$, $cd=10\text{mm}$, $bc=29\text{mm}$, $de=ha=1\text{mm}$, $H=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$, $G=0.35\text{mm}$ 。

三、结果和讨论

图2是本文设计的四频段天线回波损耗的测定与模拟结果。GSM900频段 (840~970 MHz) 驻波比为 2.5:1, 仿真的结果好于文献[5,6]中对 GSM900 频段全部覆盖的效果。天线在 DC S1800 频段中的驻波比为 2:1。

图 2 中所涉及参数为: $L_1=18\text{mm}$, $L_{2R}=L_{2L}=11\text{mm}$, $L_3=4\text{mm}$, $L_4=8\text{mm}$, $L_5=31\text{mm}$, $W_{gR}=14\text{ mm}$, $W_{gL}=14\text{ mm}$, $L_g=10\text{ mm}$, $W_s=3\text{mm}$, $cd=10\text{mm}$, $bc=29\text{mm}$, $de=ha=1\text{mm}$, $H=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$ and $G=0.35\text{ mm}$ 。

本文详细研究了各种参数变化对天线性能的影响。

缝隙长度 (abcdefgh) 变化 (改变 cd 长度) 对天线回波损耗的影响见图 3。缝隙总长度增加, 900MHz 低端的谐振向下偏移, 天线的阻抗匹配变差, 因此可以通过调整缝隙长度调整低端的谐振性能。

图3中所涉及参数为: $L_1=18\text{mm}$, $L_{2R}=L_{2L}=11\text{mm}$, $L_3=4\text{mm}$, $L_4=8\text{mm}$, $L_5=31\text{mm}$, $W_{gR}=14\text{mm}$, $W_{gL}=14\text{mm}$, $L_g=10\text{mm}$, $W_s=3\text{mm}$, $bc=29\text{mm}$, $de=ha=1\text{mm}$, $H=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$, $G=0.35\text{ mm}$ 。

天线左臂上 L_3+L_4 的长度的变化对回波损耗的影响如图 4 所示。 L_3+L_4 的长度主要影响第二谐振点。为覆盖所需带宽, 对 L_3+L_4 的长度进行了优化, 最后确定最佳长度为 12 mm。长度增加, 第三谐振点的感抗也增加, 阻抗匹配随之发生改变。

图4中所涉及参数为: $L_1=18\text{mm}$, $L_{2R}=L_{2L}=11\text{mm}$, $L_3=4\text{mm}$, $L_4=8\text{mm}$, $L_5=31\text{mm}$, $W_{gR}=W_{gL}=14\text{ mm}$, $L_g=10\text{mm}$, $W_s=3\text{mm}$, $bc=29\text{mm}$, $de=ha=1\text{mm}$, $H=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$, $G=0.35\text{mm}$ 。

图5显示, L_3 (天线右臂) 长度的改变对第三和第四谐振点的显著的影响, 这是因为 L_3 长度变化使缝隙的有效长度发生改变, 900MHz 的谐振也受到影响。但第二谐振点并没有受到影响, 这是因为 L_3+L_4 总长度保持不变的缘故。

图 5 中所涉及参数为: $L_1=18\text{mm}$, $L_{2R}=L_{2L}=11\text{mm}$, $L_3+L_4=12\text{mm}$, $L_5=31\text{mm}$, $W_{gR}=14\text{mm}$, $W_{gL}=14\text{mm}$, $L_g=10\text{mm}$, $W_s=3\text{mm}$, $cd=10\text{mm}$, $bc=29\text{mm}$, $de=ha=1\text{mm}$, $H=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$, $G=0.35\text{mm}$ 。

L_1 长度变化对天线回波损耗的影响见图6。结果表明, L_1 对于第四谐振点影响较大, 第三谐振点的阻抗匹配亦受其影响。接地的长度和宽度的改变对回波损耗亦有影响。考虑到天线的应用带宽和体积要尽量的小, 优化后的天线接地面长度为 $0.27\lambda_g$, 宽度为 $0.38\lambda_{go}$ 。

图 6 中所涉及参数为: $L_{2R}=L_{2L}=11\text{mm}$, $L_3+L_4=12\text{mm}$, $L_5=31\text{mm}$, $W_{gR}=14\text{mm}$, $W_{gL}=14\text{mm}$, $L_g=10\text{mm}$, $W_s=3\text{mm}$, $cd=10\text{mm}$, $bc=29\text{mm}$, $de=ha=1\text{mm}$, $H=1.6\text{mm}$, $\epsilon_r=4.4$, $G=0.35\text{mm}$ 。

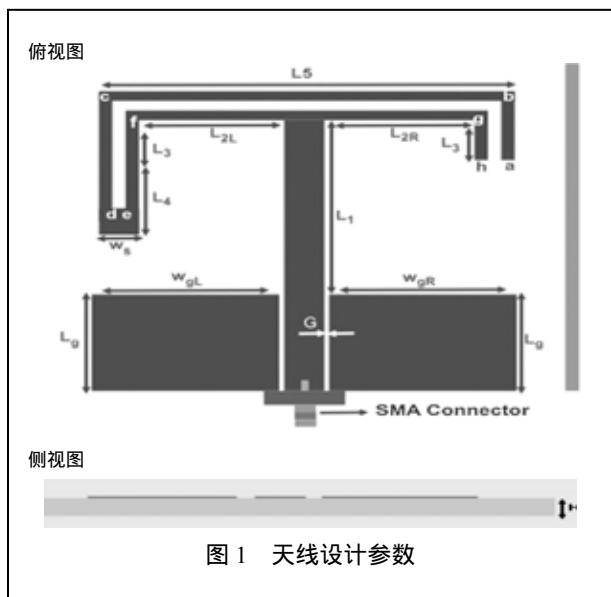
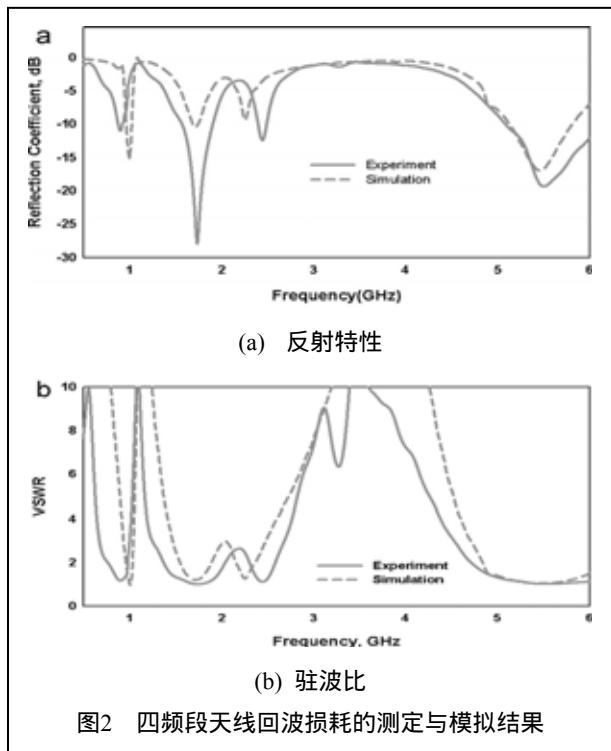


图 1 天线设计参数



(a) 反射特性

(b) 驻波比

图 2 四频段天线回波损耗的测定与模拟结果

四、四频段天线设计

根据上述的测试和对各个参数的分析,该天线设计原则是:中心为900MHz的第一谐振值取决于缝隙总长度,由下式计算:

$$\text{缝隙长} = \frac{0.4 \times \lambda_1}{\epsilon_{\text{reff}}} \quad (1)$$

其中: ϵ_{reff} —基片的有效介电常数;

λ_1 —和第一谐振频率对应的波长。

假定缝隙abcd和efgh之间的电容耦合增加了整个天线的长度,使其物理长度减少到制导波长的0.4倍。中心在1.74GHz处的第二谐振,是 $L_1+L_{2L}+L_3+L_4$ 长度和abcd共同作用的结果。

abcd长度根据 $L_1+L_{2L}+L_3+L_4$

调节,按公式(2)计算得出:

$$(L_1+L_{2L}+L_3+L_4) = \frac{0.35 \times \lambda_2}{\epsilon_{\text{reff}}} \quad (2)$$

选取 $L_{2L}=2.75$ 是为了使 L_1 和 L_3 之间电容耦合最小,顶端加载所形成的附加电容耦合使天线的物理长度增加,从而保证了天线的紧凑性。

第三谐振点取决于 $L_1+L_{2R}+L_3$ 的长度(图5)。值得注意的是, L_1 (图6)和 L_3+L_4 (图4)严重地影响着阻抗匹配,但没有影响谐振频率。增加 L_1 长度可减少实际阻抗,使相应的阻抗匹配变差。当 L_3+L_4 增大时,感抗增加,实际阻抗增加,从而使阻抗匹配更好。第三谐振点设计根据公式(3)计算得出:

$$L_1+L_{2R}+L_3 = \frac{0.4 \times \lambda_3}{\epsilon_{\text{reff}}} \quad (3)$$

L_1 (图6)、 L_3 (图5)、 L_3+L_4 (图4)的长度变化影响中心频率5.5GHz的第四谐振。接地的大小尺寸也对谐振产生明显影响。接地面和辐射体之间耦合的变化使阻抗改变,而后者又引起谐振变化。因此第四谐振是由两个平行对称的路径 $L_1+L_{2R}+L_3$ 和 $L_1+L_{2L}+L_3+L_4$ 产生,这两个谐振共同作用,在5.5GHz处产生一个宽带。在相应的谐振频率处,路径长度等于3/4波长。由于 L_1 变化产生的影响最大,故应按式(4)选择所需路径长度,使天线可以覆盖工作带宽。

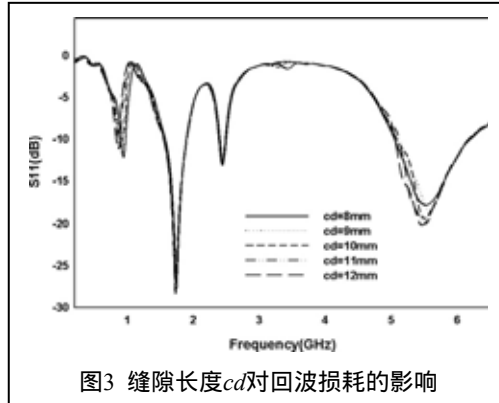


图3 缝隙长度 cd 对回波损耗的影响

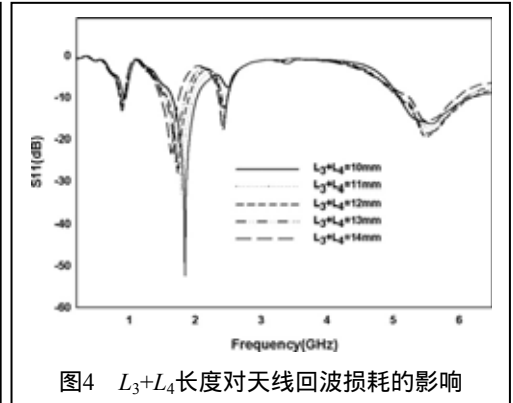


图4 L_3+L_4 长度对天线回波损耗的影响

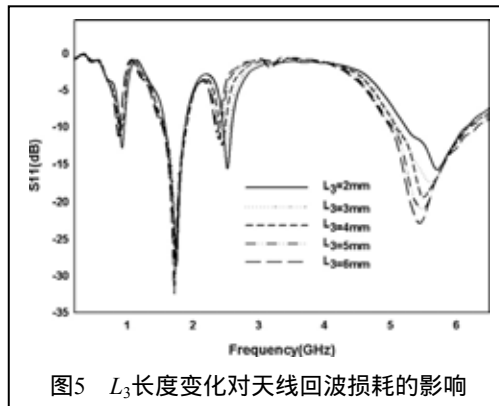


图5 L_3 长度变化对天线回波损耗的影响

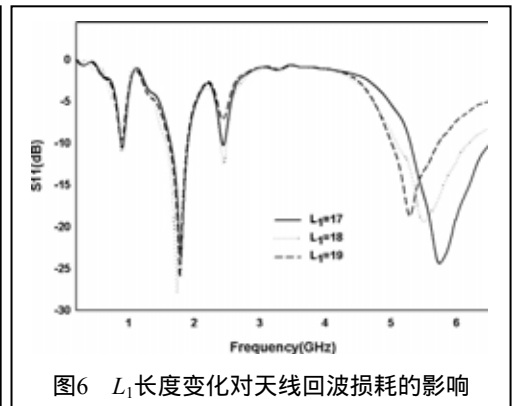


图6 L_1 长度变化对天线回波损耗的影响

$$L_1 = \frac{0.49 \times \lambda_4}{\epsilon_{\text{reff}}} \quad (4)$$

不同谐振频率下的天线物理长度减少是由顶端加载作用引起。基于此,小型天线可显示出电大天线的性能。从参数的研究中,可以推断出接地面影响到谐振模式的阻抗匹配,因此任何附加电路在接地面的位置都会影响天线性能^[6]。考虑到天线的性能和紧凑性,接地面的长度和宽度按公式(5)(6)优化:

$$L_g = \frac{0.27 \times \lambda_4}{\epsilon_{\text{reff}}} \quad (5)$$

$$L_{gL} = L_{gR} = \frac{0.38 \times \lambda_4}{\epsilon_{\text{reff}}} \quad (6)$$

图7给出了天线的共极化和交叉极化及回波损耗的结果。可以看出,在所有四个频段中,X分量受Y分量制约,所以天线的极化是沿着Y方向进行的。天线在第一和第四频段表现出非常好的极化特性,在第二和第三频段表现出较好的极化特性。在900MHz的第一谐振点由缝隙abcdefgh长度制约。在远场区由于极化方向沿Y方向,所以X方向的分量消失,因为电流方向与其平行臂的方向相反;在谐振中心为1.74GHz的第二频段,X分量受Y分量制约,所以天线的极化是沿着Y方向进行的;但是在中心为2.44GHz的第三频段中,极化变糟的

情况比较严重,这是由于X分量(因 L_{2R} 作用)没有消失,与Y分量(因 L_1+L_3 作用)都对天线产生了影响。在5.54GHz时,由于两边的水平臂产生对称作用,所以在远场区由于极化沿Y方向,X方向的分量消失。四个谐振带天线的辐射如图7所示,可以看出天线在整个频段上的辐射性能都比较好,天线的最大增益分别为-1.25dBi,1.94dBi,1.11dBi和3.71dBi(图8)。

五、结论

本文设计的天线覆盖了GSM、DCS、IEEE802.11.a、IEEE802.11.b和HiperLAN-2频段,天线在上述频段上的增益分别为-1.25dBi,1.94dBi,1.11dBi和3.71dBi,具有良好的辐射性能。

参考文献

[1] Chen H D, Chen H T. A CPW-fed dual-frequency monopole antenna, [J] IEEE Trans Antennas Propag, 2004, (52): 978-982.
 [2] Chen H D. Compact CPW-fed dual-frequency monopole antenna, [J] Electron Lett, 2002, (38):1622-1624.
 [3] Nashaat D M, Elsadek H A, Ghali H. Single feed compact quad-band PIFA antenna for wireless communication applications, [J] IEEE Trans Antennas Propag, 2005, (53):2631-2635.
 [4] Guo Y X, Chia M Y W, Chen Z N. Miniature built-in quad-band antennas for mobile handsets, [J] IEEE Antennas Wireless Propag Lett, 2003, (2):30-32.
 [5] Chen S B, Jiao Y C, Wang W, et al. Modified T-shaped planar monopole antennas for multi-band operation, [J] IEEE Trans Micro Theory Tech, 2006, (54):3267-3270.
 [6] Kuo Y L, Wong K L. Printed Double-T Monopole Antenna for 2.4/5.2GHz dual-band WLAN operations, [J] IEEE Trans Antennas Propag, 2003, (51): 2187-2192.
 [7] Sujith R, Deepu V, Laila D, et al. A compact dual-band modified T-shaped CPW-fed monopole antenna, [J] Micro Opt Technol Lett, 2009, (51):937-939.
 [8] Hwang R B. A broadband CPW-fed T-shaped antenna for wireless communications, [J] IEEE Proc Micro Antennas Propag, 2004, (151):537-543.

Design and simulation of a new type of CPW feeder monopoly antenna

FAN Rui WU Chun-ming

(Institute of Information Engineering, Northeast Dianli University, Jilin, 132012, China)

Abstract: In this paper, a new type of plane waveguide feeder monopoly antenna is proposed. The experimental design and simulation results are given. The results show that this antenna

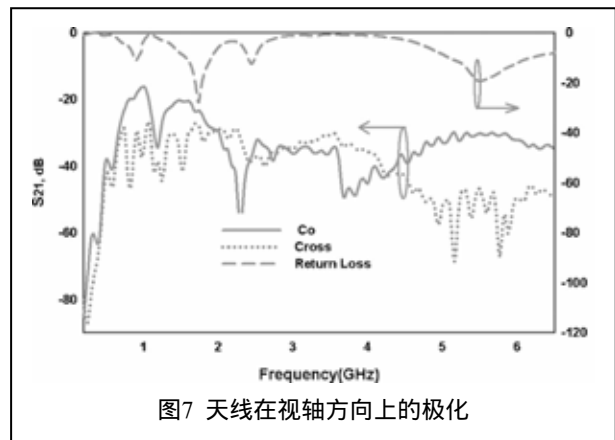


图7 天线在视轴方向上的极化

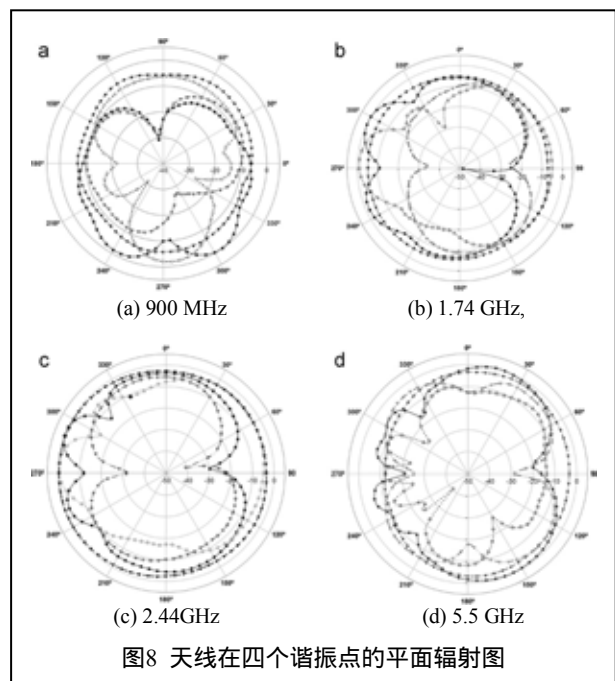


图8 天线在四个谐振点的平面辐射图

has good radiation performance covering the bandwidth of GSM900, DCS1800, IEEE802.11. A, IEEE802.11. B, and HiperLAN-2, and a small size of 32mm×31mm×1.6mm. The dielectric constant of baseplate material is 4.4.

Keywords: smart plane antenna; CPW feeder antenna

作者简介

范睿: 吉林省吉林市东北电力大学信息工程学院, 研究方向为超宽带无线通信。

通讯地址: 吉林省吉林市东北电力大学研究生A29信箱

邮编: 132012

邮箱: paddy0615@foxmail.com

邬春明: 东北电力大学, 研究方向为无线通信

读者服务卡编号 005