摘要

本文的主要工作是对移动通信终端天线的研究。近年来,随着个人通信和移动 通信技术的迅速发展,对手机天线的性能提出了小型化、多频段、宽频带和高增益 的要求。而微带天线具有结构紧凑、体积小、重量轻等优点,能够满足移动通信 系统对于手机天线性能的要求,因而在移动通信系统中得到了广泛的应用。但是, 低增益、窄带宽等缺点也限制了微带天线的使用。因此,本文对微带天线,尤其 是对单极天线及平面倒F结构(PIFA)天线的特性做了详细研究。

本文采用 ANSOFT 公司的电磁仿真软件——基于有限元法的 HFSS 软件对手机 内置天线进行了理论求解和仿真计算。分别设计了单频单极(GPS)内置天线、双 频 PIFA (GSM/DCS 和 GSM/PCS)内置天线及 2. 4GWLAN 内置天线,得到了令人满意的 仿真结果。

螺旋天线满足人们追求外置天线小型化的要求,近年来得到迅速普及。本文对 基于螺旋天线原理的对讲机外置天线做了细致的研究,并使用 HFSS 软件对该天线 进行了仿真优化设计。设计了工作于 420MHz—460MHz 频段的对讲机外置天线,加 工天线实物并进行了测量,测试结果与仿真结果吻合较好,令人满意。测试结果 表明,该天线具有尺寸小、一致性好、成本低等优点。

关键词:小型化; 宽频带; PIFA 天线; 单极天线; 螺旋天线

ABSTRACT

The main work of this paper is the study of the mobile communication terminal antenna. In recent years, the demand for miniaturization, multi-band, broadband and high gain has been presented with rapid development of mobile communications. Microstrip antennas feature compact in total size, small volume and light weight. They are able to meet the requirements of the mobile communication system to the antennas of mobile phones. Hence, they are widely used in the mobile communication system. However, some shortcomings of microstrip antennas such as low gain, narrow bandwidth, etc, make them unfit for practical application. Thus, the microstrip antenna, especially the monopole antenna and PIFA antenna are studied in detail in this paper.

An emulator, HFSS of Ansoft, is used to calculate and simulate the internal handset antennas. In this paper, a monopole antenna(GPS), two dual-band PIFA antennas(GSM/DCS and GSM/PCS) and a 2.4GWLAN antenna are designed, and satisfying simulate results are got.

Helical antenna satisfies the demand for the stubby antenna miniaturization. It has a rapid development in recent years. Hence, a stubby antennas of interphone, based on the theory of helical antenna and can operate at 420MHz~460MHz, is simulated and optimum designed by using HFSS. Then the antenna is made and measured. The experimental results are found to be in good agreement with the simulated results. Besides, the experimental results shows that the antenna has many advantages, such as small size, good consistency and low cost and so on.

Keywords: miniaturization; broadband; planar iverted-F antenna (PIFA) ;monopole antenna; helical antenna

创新性声明

本人声明所呈交的论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究 成果。尽我所知,除了文中特别加以标注和致谢中所罗列的内容以外,论文中不 包含其他人已经发表或撰写过的研究成果;也不包含为获得西安电子科技大学或 其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做 的任何贡献均已在论文中做了明确的说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处,本人承担一切相关责任。 本人签名: **友** m 日期 **57.3**

关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定,即:研究生 在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属西安电子科技大学。本人保证毕业 离校后,发表论文或使用论文工作成果时署名单位仍然为西安电子科技大学。学 校有权保留送交论文的复印件,允许查阅和借阅论文;学校可以公布论文的全部 或部分内容,可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。(保密的论文在 解密后遵守此规定)

本学位论文属于保密在____年解密后适用本授权书。

本人签名: **麦 mo** 导师签名: 乙克子 日期<u>07.3</u> 日期 97,3

第一章 绪论

1.1 移动通信的发展概况

随着现代通信技术的不断进步,移动通信业务以前所未有的速度向前发展。

移动通信从上世纪二十年代起步,至今大致经历了五个发展阶段。第一阶段^[1] 从上世纪二十年代中期至四十年代,当时美国底特律警察局首先使用了车载无线 电系统,工作频率为 2MHz,到四十年代提高到 30——40MHz,电台既庞大、笨重 且有很大功耗,并使用尺寸较大的天线。此阶段特点为专用系统开发,工作频率 较低。

第二阶段是从四十年代中期至六十年代初期。公用移动通信业务开始问世。 此阶段特点是从专用网向公用网过渡,接入方式为人工,网的容量较小。

第三阶段从六十年代中期至七十年代中期。是现代移动通信系统改进与完善的阶段,美国和德国相继推出了改进型的现代移动通信系统,使用150MHz和450MHz 频段。本阶段特点是采用大区制,中小容量,实现了自动选频和自动接入。

第四阶段是现代移动通信系统进入蓬勃发展的阶段。七十年代,美国贝尔实 验室提出了蜂窝网,即小区制的概念。由于实现了频率再用,系统容量大大提高。 此期间有贝尔实验室于 1978 年底研制成功的移动电话系统(AMPS)、日本的 800MHz 汽车电话系统、西德的 C 网(频段为 450MHz)、英国的全地址通信系统(900MHz)、 加拿大的 450MHz 移动电话系统、以及瑞典等北欧国家的 450MHz 移动通信网投入 使用。

第五个阶段是从八十年代中期开始,进入了数字移动通信系统发展和成熟时 期^[2]。第一代移动通信网是模拟系统,由于用户需求急速发展,其容量已经不够, 因此八十年代欧洲首先推出了数字移动通信网 GSM (Global System For Mobile), 随后美国和日本也制订了各自的数字移动通信体制。

如今,蜂窝状移动通信系统是世界上最迅猛的工业,用户数量激增。目前, GSM 系统已经在除美国、日本和韩国等几个国家外的世界范围内得到广泛应用。其 它数字式蜂窝移动通信网也在许多国家和地区使用,如 DCS1800 (Digital Communication System)数字通信网等。

我国从八十年代初开始建成模拟蜂窝移动通信系统,九十年代以来,第二代 数字式移动通信系统出现,我国嘉兴地区在1992年引入第二代数字式移动通信 GSM 系统,目前 GSM 系统已经覆盖了全国大部分城市和农村地区。上海、深圳等地开 通了 DCS1800 数字式移动通信贷资金网,实现 GSM900 网和 DCS1800 网之间的自由

1

切换,扩展了 GSM 系统的信道资源。北京地区开通了 CDMA(Code Division Multiple Access) 实验网。移动通信在中国有着巨大的市场。

1.2 移动通信系统的天线系统

由于移动通信具有广阔的前途,移动通信用户要求的不断提高,这对移动通 信设备的设计来说就需要考虑更多的因素。研制小型乃至电小天线,以适应于现 代技术,使天线能在很小的手持基面上工作,而且还要使天线满足电性能指标, 特别是带宽和效率指标^[3],这也就对天线设计提出了更高的要求。

移动天线的设计不再局限于在一个轮廓分明的平坦的基面上实现小型化、轻 重量、薄剖面或平嵌安装的全向天线,而是建立一个复杂的电磁结构,使其在信 号处理中发挥重要作用,并通常在不确定的时间变化环境中工作。在小型化便携 设备中,天线和发射机 / 接收机的射频 (RF) 前置电路通常一体化为一个系统, 作为辐射器。也就是说是做为天线系统这样一个整体来研究的,而不是对单个天 线进行研究。

移动天线系统的要求[4]主要有:

1. 天线应作为一个系统, 而不是孤立的接收/发射终端;

 2. 天线要适应环境条件,方向图与区域要求相一致,并且允许在天线附近有 障碍物存在;

3. 天线要与车辆或平台综合考虑,设计天线时要考虑人手和身体的影响,以 及可能存在的干扰;

4. 要研究新的制作技术,要开发新材料和集成电子新技术;

5. 具有使用户使用方便和可靠的性能,要有最少的可动部件和开关部件,要 有高可靠度的机械性能等。

1.3 移动天线系统的设计

在移动通信系统天线设计时,一般要求移动终端尺寸小、重量轻、低剖面, 具有全向辐射方向图,此外,天线还必须要牢固可靠,经得起运动时机械撞击和 环境的影响。

众所周知,天线尺寸越小,天线效率越低,带宽越窄。并且个人终端便携设 备的设计概念是必须把设备壳体作为辐射器的一部分进行处理。这样天线的辐射 特性大大不同于在自由空间只有天线本身时的辐射特性。辐射方向图随着便携设 备的尺寸、形状和天线本身在便携设备中的位置不同而变化。

下表是实际移动通信系统用的典型天线:

Ŧŀċ	移动站			
系统 	天线类型	要求		
寻呼机 150MHz 280MHz	小型方环天线 多环天线 铁氧体线圈天线	有限空间内安装天线本体,内 装型,重量轻。通过合成天线 系统产生的磁场和电场分量		
450MHz 900MHz	平行板天线(磁流环)	实现全方向性灵敏度。利用镜 像环提高灵敏度,降低成本。		
移动电话、车载: 800MHz	λ/4単极天线 λ/2 套筒振子 印刷振子 两单极天线:水平、垂直	水平面全向性方向图 垂直面低仰角空间分集		
蜂窝电话 900MHz 1800MHz	λ/4 単极天线 λ/4 鞭状天线 螺旋天线 PIFA	有限空间内安装天线本体 天线系统包含人体或便携设 备,空间分集		
无绳电话 280/400MHz	短振子 小型环天线 ん/4単极天线	内装形式安装在电话机壳上		

分析和设计移动天线和其他类型天线常用的方法是:

1. 矩量法:适用于单极天线或便携设备使用的 F 型天线以及 VHF 频段的汽车 单极天线;

2. 几何绕射理论 (GTD): 适用 UHF 频段的汽车单极天线;

3. 混合方法:

4. FDTD 法: 适用于便携设备使用的倒 F 型天线以及螺旋天线等其它简单天线:5. 空间网络法: 适用于无限大基面上的倒 F 型天线的阻抗特性计算。

1.4 本文的结构与安排

第一章: 绪论

本章阐述了移动通信的发展概况。介绍了移动通信系统的天线系统,移动天 线系统的设计及本文大纲。

第二章:移动通信终端天线的基本理论

本章简单介绍了移动通信终端天线的两种基本形式——微带天线及螺旋天线

的基本理论。微带天线的理论包括:微带天线的辐射机理、分析模型以及理论分析 方法,对天线的基本电参数也做了简要介绍。螺旋天线的理论包括:四分之一波 长鞭状天线及螺旋天线。

第三章: ANSOFT HFSS 软件介绍

本章首先对 Ansoft HFSS 进行了简单介绍, 然后对 Ansoft HFSS 9.2 软件特点、 Ansoft HFSS 应用方向及 Ansoft HFSS 使用方法做了简要介绍。

第四章:手机内置天线的设计与仿真

本章通过用 Ansoft HFSS 软件仿真设计了几种手机的内置天线,包括用单极形 式设计的单频(GPS)天线、PIFA 形式设计的双频(GSM/PCS)天线和双频 (GSM/DCS)天线,最后设计了 2.4G 的 WLAN 天线。

第五章:对讲机天线的设计仿真和实现

本章通过用 Ansoft HFSS 软件仿真设计并实现了 420MHz—460MHz 的对讲机 天线,得到了令人满意的仿真及测试结果。

第六章:结束语

总结全文,对移动通信天线技术进行了展望,提出了今后有待解决的一些问题。

第二章 移动通信终端天线的基本理论

2.1 微带天线的基本理论

2.1.1 微带天线的辐射机理

微带天线的辐射是通过金属贴片和接地平面之间的场分布来确定的,换句话 说,辐射可以由金属贴片上的表面电流分布来描述。由于贴片的场分布或电流分 布的精确计算非常复杂,因此一般采用简单的近似理论来建立一个微带天线的工 作模型。下面简单介绍一种分析方法^{[5][6]}:

假设微带天线贴片已接通微波信号,贴片的信号将在上、下表面以及地平面 上建立一个电荷分布。由于贴片振荡在主模时大约为半波长,从而引起--V_e和+V_e特 性的电荷分布,这样贴片下表面电荷之间的排斥力将一些电荷从下表面沿其边缘 推到其上表面。这种电荷运动在贴片的下表面和上表面产生了相应的电流密度 j_e 和 j_e,如图 2.1 所示:



图 2.1 微带天线上的电荷分布和电流分布

对于多数微带天线而言, *h*/*W* 比值很小,因此电荷间的引力占主导地位。而 且多数电荷和电流仍然在贴片的下层,只有少量的电流围绕贴片边缘流到上表面, 产生一个与边缘正切的弱磁场。因此,我们可以作一个简单的近似:即正切磁场 为 0,让磁壁围绕贴片的四周。这种假设对于高*ε*,的薄介质基片来说是成立的。由 于使用的基片厚度与介质中的波长相比很薄(*h*≪λ),因此沿厚度的场可以认为是 恒定的,电场几乎与贴片表面垂直。这样贴片可以近似为如下模型:顶部和底部 有电场壁,沿4个



图 2.2 微带腔中 TM₁₀模式的电场分布

矩形贴片边缘有磁场壁的一个空腔。在这种空腔中,只可能存在*TM* 模式,图 2.2 所示为空腔 TM_{10} 模式的电场分布。腔体的 4 个侧壁代表 4 个窄孔径或裂缝,通过 它们产生辐射。根据惠更斯(Huygens)场等效原理,微带贴片用上表面的等效电流 密度 j_i 来表示,4 个裂缝用等效电流密度 j_i 和磁流密度 M_i 表示,其对应电磁场分 别为 H_a 和 E_a ,等效电流如图 2.3(a)所示。用式子表示为:

$$\vec{J}_s = \vec{n} \times \vec{H}_a \tag{2.1}$$

$$\vec{M}_s = -\vec{n} \times \vec{E}_a \tag{2.2}$$

对于薄基片,顶部贴片电流 j_i ,远远小于底部贴片电流 j_b ,因此贴片电流 j_i 的辐射可以忽略不计。类似地,沿贴片边缘的正切磁场和相应的电流密度 j_i 也 可忽略不计,如图 2.3(b)所示。根据镜像理论可知,地平面的存在将使式(2.2) 的等效电流密度加倍。因此,贴片的辐射可以看作是沿外围的 4 条磁电流在自由 空间辐射而产生的,如图 2.3(c)所示。对于长度为 W、高度为 h 的裂缝(见图 2.2), 主模式时的裂缝电场 \vec{E}_i 定义为:

$$\bar{E}_a = E_0 \hat{z} \tag{2.3}$$



类似地,对于长度为L、高度为h的另外两个裂缝电场 E_a定义为:

$$\overline{E_a} = -z\overline{E_0}\sin(\pi x/L)y \qquad (2.4)$$



(a) 辐射裂缝上的电流分布



- (b) 非辐射裂缝上的电流分布
- 图 2.4 辐射裂缝上 TM10模式时具有磁电流密度分布的矩形微带贴片

裂缝的等效磁流密度如图 2.4 所示。利用等效原理,每个裂缝的辐射场与电流密度为 M,的磁偶极子相同。由于裂缝上的电流大小相等、方向相反,因此沿 X 轴分布的裂缝产生的辐射几乎为 0 。但沿 Y 轴的裂缝却构成了一个两单元的阵列, 其电流密度的幅度相等且相位相同,相隔距离为贴片长度 L。因此,贴片辐射等效为两个垂直裂缝的辐射。其它微带天线结构也可以用类似的方法通过等效裂缝来分析。 2.1.2 微带天线的分析方法[7][8][9]

2.1.2.1 概述

和其它天线一样,对微带天线进行工程设计时,需要对天线的性能参数(如 方向图、方向性系数、效率、输入阻抗、极化和频带等)预先估算,这将大大提 高天线研制的质量和效率,降低研制的成本。

微带天线分析的目的是要预测天线的辐射特性及近场特性,通过分析与设计 相结合,减少高耗费的边做边试的循环次数,弄清天线的优点和局限性,帮助了 解新的设计方法、现有设计的改进以及对新的天线结构研发来说可能有用的工作 原理。天线分析的基本方法是通过 Maxwell 方程求解天线周围空间建立的电磁场, 进而得出其方向图、增益和输入阻抗等特性指标。

微带天线分析的基本理论大致可分为以下几类:(1)、最早出现也是最简单的 理论——传输线模型(TLM——Transmission Line Model)理论,主要用于矩形贴 片;(2)、更严格、更有效的理论——空腔模型(CM——Cavity Model)理论,主 要用于各种形状规则贴片,但基本上限于天线厚度远小于波长的情况;(3)、空腔 模型的扩展理论——多端网络模型(MNM——Multiport Network Model)理论; (4)、最严格而且计算最复杂的理论——积分方程法(IEM——Integral Equation Method),即全波(FW——Full Wave)理论,从原理上讲积分方程法可用于各种 结构、任意厚度的微带天线,但在实际应用时会受到计算模型的精度限制。从数 学角度看,TLM 理论把微带天线的分析简化为一维的传输线问题,CM 和 MNM 理论则扩展到基于二维边值问题的求解,而 FW 理论又进了一步,可以分析第三 维的变化。没有特别说明,我们所讨论的微带天线的数值分析方法主要是指全波 分析中的数值分析方法,主要包括矩量法、有限元法、时域有限差分法等。

2.1.2.2 传输线模型理论

传输线模型是分析微带天线的比较早期、也是最简单的方法。其物理模型如 图 2 . 5 所示。在该模型中,假设:(1) 微带贴片和接地板构成一段微带传输线, 传输准 TEM 波,而波的传播方向则取决于馈电点,传输线的特性阻抗 Z₀和传播 常数 β 由贴片的尺寸和介质基片参数决定;传输线长度 L ≈ λ_g /2 (λ_g 为波导波长), 场沿 X 方向为驻波分布,而沿横向为常数。(2) 传输线的两个开口端等效为两个辐 射缝,长为 W,宽为 h,缝口径场即为传输线开口端场强,缝平面看作位于微 带贴片两端的延伸面上,即是将开口面向上折转 90°,而开口场强也随之折转。



图 2.5 简单传输线模型

由上述假设可以看出,当L= λ_g /2时,两个缝隙的切向电场均为 \hat{x} 方向,振幅相等,等效为磁流。而接地板的作用则相当于两倍上半空间的磁流,辐射缝上的等效磁流密度为:

$$M = \hat{y} \frac{2V}{h} \tag{2.5}$$

V 为传输线开口端电压。

图 2.6 是按传输线法建立的微带天线等效电路。图(a)为微带线馈电方式, Y_s为缝辐射导纳,Y_o为微带片特性导纳。图(b)为同轴线馈电方式,探针从接地 板穿孔伸出,探针的感抗为Y_o。

利用传输线理论可求出微带线的输入导纳。对于图(a)所示微带端馈电的情况,等效输入导纳为:

$$Y_{in} = G + jB + Y_0 \frac{G + j(B + Y_0 \tan(\sqrt{\varepsilon_e} k_0 L))}{Y_0 + j(G + jB) \tan(\sqrt{\varepsilon_e} k_0 L)}$$
(2.6)

式中
$$B = Y_0 \tan \sqrt{\varepsilon_e} k_0 \Delta l \approx Y_0 \sqrt{\varepsilon_e} k_0 \Delta l$$
 (2.7)

$$G = \frac{2p_r}{V^2} = \frac{\int \left[\left| E_{\theta} \right|^2 + \left| E_{\phi} \right|^2 \right] ds}{120\pi V^2}$$
(2.8)

 ε_{c} 为传输线的等效介电常数, Y_{o} 为传输线特性导纳。



(b) 同轴线馈电方式图 2.6 微带天线等效电路

谐振时,

$$Y_m = 2G$$
 (2.9)

因此式(2.6)中的电纳为零,得:

$$\tan\sqrt{\varepsilon_e}k_0 l = \frac{2Y_0 B}{B^2 + G^2 - Y_0^2}$$
(2.10)

由此可求出长或谐振频率,同轴馈电的情况在这里不再详细叙述。

众所周知,只有填充均匀媒质的传输线才能传输单一的纯横向场 TEM 模。由 于空气——介质分界面的存在,微带线的场空间由两个不同介电常数的区域构成, 微带中的传输模是具有电场和磁场所有三个分量(包括纵向分量)的混合模,因 此不能传输单一的横电磁波——TEM 模。不过,在频率不太高的情况下(如 12GHz 以下),当满足基片厚度远小于工作波长时,能量大部分都集中在导体带下面的介 质基片内,且此区域的纵向场分量很弱,因此沿微带传输的主模与 TEM 模分布非 常接近,此时传播的是准 TEM 模,相应的模型就是传输线模型。传输线分析方法 简明、直观性强,计算量也小,但难于应用在矩形微带天线及微带振子以外的情况。

2.1.2.3 空腔模型理论

腔模理论是 1979 由罗远祉 (Y.T.Lo)等提出的经典分析理论。该理论基于薄微带天线 (h < \u03bb) 的假设,在贴片的内层区将微带贴片与接地板之间的空间看成是四周为磁壁、上下为电壁的谐振空腔 (确切地说是漏波空腔)。分析空腔四周的等效磁流得到天线辐射场,而天线输入阻抗可根据空腔内场和馈源边界条件来求得。图 2.7 画出了微带贴片天线的磁场壁模型的示意图。



图 2.7 微带贴片天线的磁场壁模型

腔模理论是对传输线法的发展,己成功地应用于精确计算厚度不超过介质中 波长的百分之几的微带天线的特性,而且这一模型使得对微带天线的工作特性有 更深入的物理解释,出现了许多新的设计与应用。腔模理论不但可以用于矩形贴 片,也适用于圆形、等边三角形、圆环以及圆扇环形等形状的贴片。由于考虑了 高次模,计算得到的阻抗曲线较准确,且计算量不算大,比较适合工程设计的需 要。但是,基本的腔模理论也要经过修正,才能得到准确的结果。特别值得注意 的是边界导纳的引入,把腔内外的电磁问题分成独立的两个问题,理论上是严格 的,但边界导纳较难确定,因此计算只能是近似的。在腔模理论中,认为腔内场 是二维函数,这在薄基片时是合理的,但对于厚基片将引入误差。



图 2.8 矩形贴片天线的多端口无互耦网络模型

2.1.2.4 多端口网络模型理论

多端口网络模型是空腔模型的延伸。该模型包含四周的阻抗边界条件,还利 用平面电路方法和贴片的边缘导纳分析各种边缘之间的互耦。在多端口网络模型 中,内层区和外层区的场分别建模:内层区域等效为一个多端口平面电路,端口 位置全部沿四周;外层区域的场包括散射场、辐射场和表面波场,用负载导纳表 示。

在多端口网络模型中,所有的边缘,不管是辐射的还是非辐射的,都可表示 成负载导纳。一个给定边缘的负载导纳被均分到多个端口,然后这些负载再与平 面电路上相应的端口相接,因此对于一个给定的边缘,多端口网络和负载网络的 端口数量相等。矩形贴片天线(由探头电流馈电)的多端口网络模型如图 2.8 所 示。

多端口网络模型己广泛用于分析各种微带天线,包括矩形贴片、圆极化截断 方形贴片、具有对角线裂缝的方形贴片、五角形贴片、宽带间隙耦合式多谐振器 矩形贴片等。近年来,多端口网络模型又用来对临近耦合式矩形微带天线建模。 多端口网络模型的一个最重要优点就是在分析中包括贴片的任何不连续性。

2.1.2.5 全波分析理论

全波分析方法又称积分方程法,它不但可用于分析规则形状的薄微带天线, 而且更适用于分析各种厚基片微带天线及微带天线元间的互耦等问题。它通常先 求出在特定的边界条件下单位点源所产生的场即源函数或格林函数,然后根据叠 加原理,把它乘以源分布后,在源所在的区域进行积分而得出总场。因为源通常 未知,因而要先利用边界条件得出源分布后的积分方程,在解出源分布后再由积 分算式来求出场。

积分方程法是以开放空间中的格林函数为基础的,其基本方程是严格的。但 是,由于严格的格林函数要在谱域中展开,求解积分方程有较大的难度和计算量。 因此根据具体问题,在积分方程法中采用了一种简化的处理方法:不是通过求解 积分方程来得出场源(或等效场源)分布,而是基于先验性知识来假定场源分布, 例如利用空腔模型或传输线模型或者多端口网络模型的已有结果来给出等效磁流 分布或贴片电流分布,然后把格林函数与源分布相乘,在源所在区域积分而得出 总场。这种方法的优点是省却了积分方程的求解,而又能获得较严格的包括微带 基片效应的结果,只是其应用受到场源分布先验假设条件的限制。

相对于经典的传输线模型、空腔模型以及多端口网络模型理论而言,全波分 析理论有以下几个特性:(1)、准确性:全波技术给阻抗和辐射特性提供最精确的 解决办法和最准确的结果;(2)、完整性:全波技术对大多数效应的分析是完整的, 包括介质、导体损耗、空间波辐射、表面波效应及单元间的互耦现象等;(3)、通 用性:全波技术可用于分析任意形状的微带天线单元和阵列,各种类型的馈电技 术、多层几何图形、各向异性的基板及有源天线;(4)、计算复杂性:全波方法需 要进行大量仔细的计算。

为满足日益发展的不同应用的需求(如宽频带、圆极化、高增益等),出现了 各种各样的微带天线结构,如电磁耦合微带天线、多层结构等。对于这些负载的 边界情况,往往只能借助于全波分析方法进行数值分析。随着计算机技术的发展, 全波分析方法得到了广泛的应用,而且随着计算条件的不断改善,新的方法也不 断涌现,以下将介绍三种最普及的全波数值分析方法:矩量法、有限元法和时域 有限差分法。

2.1.2.5.1 矩量法

矩量法是目前微带天线分析中应用最为广泛的方法。矩量法所处理的问题可 概括为解线性非齐次方程,可统一表示为:

$$Lf = g \tag{2.11}$$

14

其中: L 为线性算子, g 为己知函数, f 为待求解函数。 矩量法对式(2.11)的求解过程如下:

在 f 的定义域内将 f 展开为一组线性无关的已知函数 $f_n(x)$ 的组合:

$$f = \sum_{n=1}^{N} a_n f_n(x)$$
 (2.12)

其中*a*_n称为展开系数, *f*_n(x)称为基函数或展开函数。将(2.12)代入(2.11)得 离散形式的算子方程:

$$\sum_{n=1}^{N} a_n L f_n(x) = g$$
 (2.13)

在 L 的值域内取权函数集合 $\varpi_m(x)$,对适当定义的内积<f,g>,用每一个 $\varpi_m(x)$ 对式(2.13)两边取内积,表示成矩阵形式如下:

$$[l_{mn}][a_n] = [g_m] \tag{2.14}$$

其中 $l_{mn} = \langle \sigma_m, Lf_n \rangle, g_m = \langle \sigma_m, g \rangle$

解矩阵方程式(2.14)可得 a_n ,代入到式(2.12)即可得原问题的近似解。解的精度取决于基函数和权函数的选取及展开式的项数。当 $\varpi_n(x) = f_n(x)$ 时,该方法通常称为 Galerkin 方法。

在一个特定的问题中,矩量法的关键是基函数和权函数的选取。基函数和权 函数的选取必须是线性无关的,并使其线性组合能得到很好逼近的求解函数。选 ,择基函数时,应尽量应用有关未知函数的先验知识,使所选择的基函数尽可能接 近未知量的真解,并且满足边界条件,这样方程的收敛较快,广义阻抗矩阵也易 于出现良态情况。

使用矩量法作为内核的商用电磁仿真软件主要有 Zeland 公司的 IE3D , 安捷 伦(Agilent)公司的 ADS Momentum。

2.1.2.5.2 有限元法

有限元法是建立在变分法基础上的。它把整个求解区域划分为若干个单元, 在每个单元内规定一个基函数。这些基函数在各自的单元内解析,在其他区域内 为零,这样就可以用分片解析函数代替全域解析函数。对于二维问题,单元的划 分可以取为三角形、矩形等,其中三角形单元适应性最广;对于三维问题,单元 可取作四面体、六面体。每个单元的形状都可视具体问题灵活规定。 通过规定每个单元中合适的基函数,就可以在每个顶点得到一个基函数。分 片解析函数通过这些单元间的公共顶点连接起来,拼成一个整体,代替全域解析 函数,通过相应的代数等价化为代数方程来求解。

由于基函数的定义域限于本单元,在其余区域为零,因此在所建立的矩阵方 程中,矩阵元素大多为零,即是稀疏矩阵。采用稀疏矩阵程序计算该矩阵,可以 节省 90%的计算机内存,而在用矩量法求解时,矩阵是满秩矩阵。有限元法最突 出的优点是其不受所讨论物理模型形状的限制,而主要不足之处是只能得到标量 解。

使用有限元法作为内核的商用电磁仿真软件主要有 ANSOFT 公司的 HFSS。

2.1.2.5.3 时域有限差分法

时域有限差分法简称为 FDTD 方法(Finite-Difference Time-Domain Method),是Yee在1966年第一个提出来的。它是一种时域(宽带)、全波、一体化的分析方法,在微带天线的分析和设计领域正崭露头角。其基本思想是先将Maxwell方程在直角坐标系中展成为六个标量场的分量方程,然后将问题空间沿三个轴向分成很多网格单元,每个单元长度作为空间变元,相应得出时间变元,用有限差分式表示关于场分量对时间和空间变量的微分,即可得到FDTD 基本方程。选取合适的场初值和计算空间的边界条件,可以得到包括时间变量的 Maxwell 方程四维数值解,通过傅立叶变换可得到三维空间的谱域解。

时域有限差分法与矩量法相比,更广泛适用于各种微带结构,以及分层、不 均匀、有耗、色散等媒质的问题,而且时域有限差分法易于得到计算空间场的暂 态分布情况,有助于深刻理解天线的瞬态辐射特性及其物理过程,利于改进天线 的性能。此外,时域有限差分法选用适当的激励源,通过一次时域计算便可获得 天线的宽频带辐射特性,避免了传统频域方法繁琐的逐点计算。

2.1.3 微带天线的基本电参数[7][8][9][10]

2.1.3.1 概述

天线是无线电设备的重要组成部分,天线性能的好坏直接影响无线电设备的 性能。人们用天线的电参数,衡量天线性能的好坏。对于无源天线,它是一种互 易结构。按互易定理,不论作为发射天线还是接收天线,天线的电参数是相同的, 只是含义有所不同。

天线的电参数大致分为两种类型:电路特性参数和辐射特性参数。电路特性参数主要包括输入阻抗、效率、带宽、匹配程度等,辐射特性参数主要包括方向

图、增益、极化等。以下仅从发射天线出发讨论天线的基本电参数。由于对微带 天线电路特性参数和辐射特性参数的测量都是建立在对天线输入端口 S 参数的测 量基础上的,因此有必要在本节中将 S 参数及二端口网络作为独立的部分进行简 要介绍。

2.1.3.2 微带天线的辐射参数[7][8][10][11]

2.1.3.2.1 方向图与方向性系数

天线辐射的电磁波能量在空间的分布是不均匀的,天线的辐射方向性图(简称方向图)是用来表示天线的辐射参量随空间方位变化的图形。这里的辐射参量 可以是辐射的功率通量密度、场强、相位或者极化。若不特别说明,辐射方向图 是指功率通量密度的空间分布或场强振幅的空间分布,即功率方向图或场强方向 图。

在三维坐标中,方向图描绘的一个三维曲面称为立体方向图或者空间方向图。 立体方向图形象、直观,但画起来复杂,实际中常采用平面方向图(用E面和H面 方向图)来描述天线的空间辐射特性。

方向性系数,也叫方向性增益,是说明天线将能量集中辐射的程度的,它定 义为在辐射总功率相等的情况下,天线在某个方向(θ , ϕ)辐射的功率密度 $S(\theta$, ϕ)与 完全无方向性的天线(理想点源)辐射的功率密度 S_0 之比。天线的方向性系数表 征了该天线在其最大辐射方向上比起无方向性天线来说辐射功率放大的倍数,也 可以理解为,在同一点产生相同的辐射场时,无方向性天线所需要的辐射功率与 方向性天线所需要的辐射功率之比。

一般来说,天线的方向性系数 *D*(θ, φ) 是方向的函数,不同方向的数值不同。 但人们主要关心的是最大辐射方向的方向性系数,在没有特别说明的情况下,所 说的方向性系数都是指最大辐射方向的方向性系数。

2.1.3.2.2 极化

极化是天线的一项重要指标,天线在某方向的极化是该方向辐射电磁波的极 化(对发射天线),或者为天线在该方向接收获得最大接收功率(极化匹配)时入 射平面波的极化(对接收天线)。天线的极化与所讨论的空间方向有关,通常所说 的天线极化是指最大辐射方向或者最大接收方向的极化。

在空间某点电磁波的电场定义为该电磁波在这一点的极化。电场的指向就是 该电磁波的极化方向。电场矢量的指向不随时间变化的电磁波称为线极化波。电 场矢量随时间变化的矢量轨迹为一个圆或者椭圆的电磁波称为圆极化波或椭圆极

17

化波。圆极化波和椭圆极化波还有旋向的不同,若大拇指代表传播方向,电场旋 向满足右手关系,称为右旋极化波,满足左手关系则成为左旋极化波。

2.1.3.2.3 增益

增益是天线的又一个重要参数,它与方向性系数有密切的关系,其定义为: 在输入功率相等的条件下,天线在(θ,φ)方向的功率密度*S*(θ,φ)与无方向性、无损 耗天线的功率密度*S*₀之比。天线的增益还可以理解为:在天线的最大辐射方向某 一点,该天线的电场强度与理想点源天线在同一处产生的电场强度相同的情况下, 理想点源天线的输入功率与该天线的输入功率之比。

通常所说的天线增益是指天线的线性增益,通过简单的公式推导可以得到增益的表达式:

$$G = D * \eta \tag{2.15}$$

其中η为天线效率。也就是说,天线的增益等于天线的方向性系数与天线效率 的乘积。方向性系数表征天线辐射电磁能量的集束程度,效率表征天线能量的转 换效能,而天线的增益就可理解为标称天线辐射能量集束程度和能量转换效率的 总效益。

2.1.3.3 微带天线的电路参数^{[7][8]}

2.1.3.3.1 输入阻抗

在天线输入端呈现的阻抗称为天线的输入阻抗,其数值上等于天线输入端的 电压*U*"与电流*I*"之比。天线输入阻抗除了取决于天线自身的结构外,还与工作频 率和周围环境有关。除少数天线可以获得输入阻抗的严格理论解外,大多数天线 只能采用近似求解或者实验测定。

由传输线理论可知, 微波能量要想最大程度地得到传输, 天线与传输线之间 必须有良好的阻抗匹配, 阻抗匹配的好坏将影响功率传输的效率、整个系统的性 能指标及稳定性程度等。对绝大多数微带天线而言, 由于其固有的窄频特性, 输 入阻抗随频率的变化最敏感, 因此阻抗匹配是天线设计中一个需特别注意的问题。

2.1.3.3.2 效率

效率有辐射效率与天线效率之分。由于入射波反射的存在,天线不可能把入 射功率全部提供到天线的输入端口作为天线的输入功率。同时,天线也不可能把 从馈线输入给它的输入功率全部辐射出去,总有一部分要损耗掉,如天线导线中 的热损耗、介质中的介质损耗、地电流的损耗以及天线近旁物体吸收电磁波引起 的损耗等等。

为了便于对概念的理解,先将天线有关的基本功率定义如下:

入射功率 P_x:指发射机等提供给天线的功率:

反射功率 Pr: 指天线反射回来的功率;

输入功率 P_m: 指收发机等提供给天线的功率;

损耗功率 Pa: 指由于导线、介质或者地电流等存在而损耗的功率;

辐射功率 P_z: 指天线把发射机提供的功率扣除损耗辐射出去的功率;

根据以上定义,很容易得到:

$$P_{in} = P_{\lambda} - P_{\bar{k}} = P_{\Sigma} + P_d \tag{2.16}$$

定义天线的辐射效率 η_r 为天线的辐射功率 P_r 与输入功率 P_m 的比值,即: $\eta_r = \frac{P_r}{P_m}$ (2.17)

定义天线效率 η_{A} 为天线的辐射功率 P_{A} 与入射功率 P_{A} 比值,即:

$$\eta_A = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\lambda}} \tag{2.18}$$

2.1.3.3.3 带宽

天线的电参量几乎都与频率有关,电参量随频率的变化而变化就是天线的频率特性。频率特性可以用带宽表示,满足天线电参数一定要求的频率范围称为天线带宽。对微带贴片天线而言,其辐射方向图类似于偶极子的辐射方向图。因此, 其辐射方向图带宽、波瓣宽度、副瓣电平和增益不随频率发生明显的变化。而微带贴片天线的输入阻抗却随频率的变化很快,限制了天线单元与其馈线相匹配的频率范围,所以一般用阻抗带宽来定义微带天线的带宽。在许多场合,经常用天线的电压驻波比(VSWR)表示天线的带宽,即:

$$BW = \frac{VSWR - 1}{Q\sqrt{VSWR}}$$
(2.19)

其中:Q为贴片天线总的品质因素。对于微带传输线有:

$$\tan \delta_{eff} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{SW}}$$
(2.20)

其中: $\tan \delta_{eff}$ 为微带线的有效损耗角正切: $Q_{f} \, \cdot \, Q_{f} \, \cdot \, Q_{sw}$ 分别为辐射损

耗、导体损耗、介质损耗以及表面波损耗引起的品质因素。

谐振器的 Q 值可以定义为谐振器存贮的能量与损耗的功率之比。微带贴片天 线的窄频特性是由其高 Q 的谐振本性决定的,高的 Q 值说明储存在天线谐振器中 的能量比辐射和耗散的能量大得多。

2.1.3.4 微带天线的 S 参量^{[8][9]}

自从 Guillemin 和 Feldkellerz 在工程领域中引入单端口及多端口网络模型 以来,在重组和简化复杂电路以及深入研究有源、无源器件的特性方面,这些网 络模型已经成为不可缺少的工具。网络模型的优点包括可以大量减少有源、无源 器件数量;避开电路的复杂性和非线性效应;简化网络输入、输出特性的关系, 最重要的是不必了解系统内部的结构就可以通过实验确定网络输入、输出参数。

一般常用网络的阻抗参量 Z、导纳参量 Y 以及 ABCD 参量来表示网络的输入、 输出关系。然而这些参数的测量是建立在对网络终端开路、短路的基础之上的, 在实际的射频和微波系统之中己经不太适用。而 S 参量(散射参量)可以在避开 不现实的终端条件以及避免造成待测器件的损坏的前提下,用二端口网络的分析 方法确定所有的射频器件特征。

S 参量表达的是功率波,可以用入射功率波和反射功率波的方式定义网络的 输入输出关系。S 参量的两端口网络模型示意图如图 2.9 所示。



图 2.9 两端口网络 S 参数示意图

在线性微波网络中,由于归一化电压和电流之间呈线性关系,所以归一化入 射波与反射波之间也呈线性关系。设端口1上的归一化入射波和反射波为*a*₁,*b*₁, 端口2上的归一化入射波和反射波为*a*₁,*b*₂,则

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$
(2.21)

或者写成矢量形式:

$$[b] = [S][a]$$
 (2.22)

其中,列矩阵[b]是归一化反射波矩阵,列矩阵[a]是归一化入射波矩阵,方 阵[S]是两端口网络的散射矩阵(Scattering matrix),简称S矩阵。各矩阵元素称 散射参数,简称S参数,物理意义如下:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} ,$$
 为端口 2 匹配时端口 1 的反射系数;

.

$$S_{22} = \frac{b_2}{a_2} |_{a_1=0}$$
, 为端口1 匹配时端口2 的反射系数;

 $S_{12} = \frac{b_2}{a_1}\Big|_{a_1=0}$, 为端口2 匹配时端口1 至端口2 的反向传输系数;

$$S_{21} = \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0}$$
,为端口1匹配时端口2 至端口1的反向传输系数;

S 参数是最能代表微波网络特性的参数,它可以很容易转换为 Z 参数、Y 参数、A 参数、T 参数等其他网络参数,同时 S 参数也是用网络分析仪最容易测定的参数,因此在微波器件的设计测试中 S 参数是最常用的。

使用网络分析仪测量天线输入阻抗实质上就是测量天线输入端口的 Z 参数。 由于 Z 参数有实部和虚部,是矢量形式,因此只有矢量网络分析仪才能测量天线 的输入阻抗。标量网络分析仪可以直接测量出天线输入端的电压驻波比(VSWR), 其定义如下:

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} = \frac{1+|S_{11}|}{1-|S_{11}|}$$
(2.23)

对于天线而言,当输出端口匹配时,输入端口反射系数 S_{11} 即为反射系数 Γ 。

2.2 手持机螺旋天线设计理论基础

2.2.1 手持机螺旋天线类型

面对便携电话重量和体积的令人注目的改进促使电话机天线的迅速发展,设 ·计者的重点是在降低尺寸的同时,要保持差不多相同的天线性能,如增益、覆盖 区和频带等。

在400—500MHz频带内,便携蜂窝移动电话设计的主要要求:(1)相当大的带宽(约10%);(2)小尺寸;3)在整个方位平面上提供均匀覆盖,增益为0dBi或更高些。

综合这些因素,移动电话天线通常考虑以下几种类型:(1)套筒振子;(2)螺 旋天线;(3)四分之一波长鞭状天线。

我们这里主要讨论的是四分之一波长鞭状天线和螺旋天线。

2.2.2 四分之一波长鞭状天线

2.2.2.1 对称振子

对称振子可用于短波、超短波甚至微波。[12]

1. 其电流分布与辐射场:

取对称振子中心为坐标原点^[13],振子轴沿Z轴。半径 $a \ll \lambda$,如图2.10所示,设 I_m 为波幅电流, β 为对称振子电流传输的相移常数。当无耗时 $\beta = k = \frac{2\pi}{\lambda}$,则电流分布为



图 2.10 对称阵子及其电流分布

理论与实践证明无限细的对称振子($l'_a = \infty$)上的电流分布和无耗开路传输线上 正弦电流分布相当一致。粗的圆柱形对称振子($l'_a = 75)上电流稍有差异,只在$ 波节点附近差别稍大。有

$$E_{\theta} = j \frac{60I_m \left[\cos(kl\cos\theta) - \cos kl\right]}{r\sin\theta} e^{-jkr}$$
(2.25)

场强大小为:

$$\left|E_{\theta}\right| = \frac{60I_m}{r} f(\theta, \varphi) \tag{2.26}$$

式中
$$f(\theta, \varphi) = \left| \frac{\cos(kl\cos\theta) - \cos kl}{\sin \theta} \right|$$
 (2.27)

电场的极化方向在 φ =常数的子午面内,取向为 θ 方向,与电基本振子极化方向一致。

显然可得对称振子磁场:

$$H_{\varphi} = \frac{E_{\theta}}{\eta_0} = j \frac{I_m}{2\pi r} \cdot \frac{\cos(kl\cos\theta) - \cos kl}{\sin\theta} e^{-jkl}$$
(2.28)

2. 方向图:

由式 (2.27) 知, 当 $l_{\lambda}^{\prime} \leq 0.65, \theta = 90^{\circ}$ 时,

$$E = E_{\max} = \frac{60I_m}{r} f_{\max}$$
(2.29)

$$f_{\max} = 1 - \cos kl \tag{2.30}$$

归一化场强方向性函数:

$$F(\theta, \varphi) = F(\theta) = \frac{\cos(kl\cos\theta) - \cos kl}{1 - \cos(kl\sin\theta)}$$
(2.31)

归一化功率方向性函数为 $F^2(\theta, \varphi)$,根据式(2.31)可绘出对称振子的归一化场强方向图和功率方向图。

L/X	0. 25	0.375	0.5	0.625	0. 75	0.875	1.0	1.125	1.375
方向性 (dBi)	2. 15	2. 75	3. 82	5.16	3. 47	3. 74	4.03	4.87	4. 91

表 2.1 对称振子天线长度 L 为不同值时天线的方向性系数

半波振子的方向性是2.15dBi(dBi表示相对于各向同性天线增益的分贝数), 图2.11和表2.1是对称振子天线长度L为不同值时天线方向图与方向性系数。

从图2.11和表2.1知,L为5/8波长的振子天线在水平方向的方向性达到最大



图 2.11 对称振子天线长度 L 为不同值时天线方向图

2.2.2.2 四分之一波长单极天线(鞭状天线)

单极天线是振子臂(或轴)垂直地面架设的天线,其原理结构如图2.12所示。 设地为理想导体,地的影响用镜像代替,且仅在地面上半空间存在电磁场,图2.12 (a)中的单极天线可等效为图(b)所示的直立对称振子。

1. 鞭天线的辐射场

图2.13为鞭天线坐标,鞭天线的辐射场^[14]就是等效对称振子在上半空间的辐射场。由式(2.26)、(2.27),并考虑到 $\Delta = 90^{\circ} - \theta, h \rightarrow 1$,得



图 2.12 单极大线原理结构及其等效

图 2.13 鞭天线坐标

2. 鞭天线的特性参数

当单极底馈天线的激励电压是等效的双极天线的一半时,存在于上半空间的 辐射场相等,根据这样的事实,可知单极天线与等效的双极天线有如下关系:

方向性函数和方向图相同(上半空间),主瓣宽度、极化特性、频率特性等 参数均相同,然而单极天线的输入阻抗是双极天线的一半,这是因为激励电压减 半而激励电流不变引起的。单极天线的方向性系数是双极天线的两倍,这是因为 场强不变而辐射功率减半(半空间辐射)的缘故。也就是说理论上四分之一波长 鞭状天线的输入阻抗只是半波振子的一半(即约36Ω),而方向性比半波振子天 线大3dB,但是由于实际地面的大小和传导损耗,实际方向性不可能改善这么多。

图2.14表示安装在半径为r的圆盘上的四分之一波长单极天线的辐射图。实际 应用中,地平面大小是有限的,最大辐射方向由地面稍微上翘,因此,四分之一 波长单极天线的有效增益通常低于半波振子天线的增益。



图 2.14 安装在半径为 r 的圆盘上的四分之一波长单极天线的辐射图

2.2.3 螺旋天线

2.2.3.1 螺旋天线的辐射模式

螺旋天线是由金属导线或金属管绕制成螺旋形,并正确馈电而构成,螺旋天 线通常由同轴线馈电。同轴线内导体与螺旋线的一端相接,外导体与地板相接。

 D ------ 螺旋天线的直径
 C ------ 螺旋天线的周长

 S ------ 螺距
 α ------ 螺距角

 L ------ 一圈的长度
 N ------ 圈数

 A ------ 轴长
 d ------- 螺旋导线直径

 由图2.15,以上参数有以下关系:
 S = *C* · *t*gα

 $L = \sqrt{C^2 + S^2} \qquad A = NS$ 若 S $\rightarrow 0 \ (\alpha = 0^0)$,螺旋天线蜕化成环天线; 若 D $\rightarrow 0 \ (\alpha = 90^0)$,螺旋天线蜕化成线天线。





(b) 一圈展开图

图 2.15 螺旋天线的几何图形和一圈展开图

螺旋天线根据 D/A 值范围的不同,分为三种辐射模式^[15]:

- 1. 法向模式: D ≪ λ 其最大辐射垂直于螺旋天线的轴线;
- 2. 轴向模式: 0.25≤D/λ≤0.4轴向有最大辐射;
- 3. 圆锥形: D/λ进一步增大。

2.2.3.2 轴向模螺旋天线

16] 轴向模螺旋天线 有以下主要特点:

- 1. 最大辐射方向与螺旋轴一致;
- 无线辐射的电磁波在轴向是圆极化波,或接近圆极化波,其它方向是椭圆极 化波;
- 3. 天线的输入阻抗是纯电阻性;
- 4. 天线中是行波电流;
- 5. 天线有较宽的工作频带(±30%)。
 由于轴向模螺旋天线辐射的不是全向模,我们不再讨论它。

2.2.3.3 法向模螺旋天线

1. 对小环天线的分析

 $D \ll \lambda \left(D_{\lambda}^{\prime} \leq 0.18 \right)$ 时产生法向模^[17],由于法向模螺旋天线与波长相比很小, 假设在其全长电流的幅度和相位均匀,远场方向图与圈数无关,因而仅通过一圈 的研究即可得出远场方向图。



图 2.16 螺旋天线一圈的展开图

以法向模螺旋天线的一圈为参考,半径为a,螺距为S,如图2.16所示。线上 一段ds的坐标为:

 $\begin{cases} x = a \cos u \\ y = a \sin u \\ z = \frac{S}{2\pi} \cdot u \end{cases} \qquad -\pi \le u \le \pi \qquad (2.33)$

螺旋线上等幅同相位电流I在观察点 $P(r_0, \theta, \varphi)$ 产生的电位矢量为:

$$\vec{A} = \frac{\mu I}{4\pi} \int \frac{e^{-j k r}}{r} d\vec{s}$$
(2.34)

这里r是从ds到P(远场区)的距离,且 $r \approx r_0 - r' \cos \psi$,其中r'是从原点O到ds的距离, $\psi \in \angle COP$,有

$$r \cos \psi = a \cos u \sin \theta \cos \phi + a \sin u \sin \theta \sin \phi + \frac{S}{2\pi} u \cos \theta$$
 (2.35)

电位 Ā的X, Y, Z分量可分别列式:

$$A_{x} = \frac{\mu I}{4\pi r_{0}} e^{-\mu r_{0}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{\mu k (r' \cos \psi)} (-)a \sin u du \qquad (2.36a)$$

$$A_{y} = \frac{\mu I}{4\pi r_{0}} e^{-\mu r_{0}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{\mu (r' \cos \psi)} a \cos u du \qquad (2.36b)$$

$$A_{z} = \frac{\mu I}{4\pi r_{0}} e^{-jkr_{0}} \int_{-\pi}^{\pi} e^{jk(r\cos\psi)} \frac{S}{2\pi} du$$
(2.36c)

考虑到
$$ka \ll 1$$
,取展开级数前两项,有
 $j\mu\pi l_{-itc}, Sa = a_{i}ka^{2} \cdot a \cdot b_{i}$

$$A_x = \frac{\gamma \mu r_0}{2\pi r_0} e^{-\gamma r_0} (\frac{-\tau}{\lambda} \cos\theta + \frac{\pi r_0}{2} \sin\theta \sin\phi)$$
(2.37a)

$$A_{y} = \frac{j\mu\pi I}{4\pi r_{0}} e^{-jkr_{0}} ka^{2} \sin\theta\cos\phi \qquad (2.37b)$$

$$A_{z} = \frac{\mu IS}{4\pi r_{0}} e^{-\mu r_{0}}$$
(2.37c)

$$E_r = 0 \tag{2.38a}$$

$$E_{\theta} = \frac{k^2 Z_0 I}{4\pi r_0} e^{-jk\tau_0} (Sa\cos^2\theta\cos\phi - j\frac{S}{k}\sin\theta)$$
(2.38b)

$$E_{\phi} = \frac{k^2 Z_0 I}{4\pi r_0} e^{-jkr_0} \left(Sa\cos\theta\sin\phi + \pi a^2\sin\theta \right)$$
(2.38c)

由(2.38b)、(2.38c)式知当 $S = \pi ka^2$, xy平面所有点($\theta = \frac{\pi}{2}$),有关系 $E_{\theta} = jE_{\theta}$, 也就是满足圆极化的条件。另外,由于 $ka \ll 1$,除 θ 值极小外(即值靠近Z轴), 辐射场近似圆极化。但在特定辐射方向 $\theta = \tan^{-1}ka$, $\phi = 3\pi/2$, $E_{\theta} = 0$,在这角度小 的方向上线极化。对N(N较小时)圈螺旋来说,辐射场是单圈的N倍。

2. 法向模螺旋的辐射阻抗

法向模螺旋的总辐射功率为:

$$W = \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{\pi} \frac{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2}{2Z_0} r^2 \sin\theta d\theta d\phi$$
(2.39)

这里
$$E_{\theta}$$
 和 E_{θ} 由式 (2.38b), (2.38c) 决定,代入后可得:
 $W = 10k^2 S^2 I^2 \left[1 + k^2 (4a^2/10 + \pi^2 a^4/S^2) \right]$ (2.40)

由于功率 $W = I^2 R_r / 2$,所以法向模螺旋天线的辐射电阻

$R_{r_0} = 20k^2 S$	$S^{2}[1+k^{2}a^{2}(0.4+x)]$	$\pi^2 a^2 / S^2 \big]$	(2.41)

第三章 ANSOFT HFSS 软件介绍

3.1 Ansoft HFSS 简介

目前,国际上主流的三维高频电磁场仿真软件有德国 CST 公司的 MicroWave Studio(微波工作室)、美国 Ansoft 公司的 HFSS(高频电磁场仿真),而诸如 Zeland 等软件则最多只能算作 2.5 维的。

经过二十多年的发展,HFSS 以其无以伦比的仿真精度和可靠性,快捷的仿真 速度,方便易用的操作界面,稳定成熟的自适应网格剖分技术使其成为高频结构 设计的首选工具和行业标准,已经广泛地应用于航空、航天、电子、半导体、计 算机、通信等多个领域,帮助工程师们高效地设计各种高频结构,包括:射频和 微波部件、天线和天线阵及天线罩,高速互连结构、电真空器件,研究目标特性 和系统/部件的电磁兼容/电磁干扰特性,从而降低设计成本,减少设计周期,增 强竞争力。

HFSS 是基于物理原型的 EDA 设计软件。依靠其对电磁场精确分析的性能,使 我们能够轻松建立产品虚拟样机,以便在物理样机制造之前,准确快速地把握产 品特性,从而跨出成功的第一步。

3.2 Ansoft HFSS 9.2 软件特点

Ansoft HFSS 是世界上第一个商业化的三维结构电磁场仿真软件,可分析仿 真任意三维无源结构的高频电磁场,可直接得到特征阻抗、传播常数、S 参数及电 磁场、辐射场、天线方向图等结果。该软件广泛应用于无线和有线通信、计算机、 卫星、雷达、半导体和微波集成电路、航空航天等领域,以帮助客户设计世界一 流的产品。

1. 重新定义高频及高速数位设计标准

基于三维电磁场的自动化设计流程进一步缩短高频设计的周期,匹兹堡 -5/28,2003-Ansoft 公司(NASDAQ:ANST)发布了 HFSS 的最新版本 V9,即基于三维 电磁场设计和分析的电子设计工业标准。

全世界成千上万的工程师利用 HFSS 设计最先进的电子设备,例如射频(RF)和 微波部件、天线和天线阵列、印刷电路板(PCBs)和 IC 封装,值得欣慰的是 HFSS V9 在提高设计性能和减少制造成本的同时,还大大缩短了研制时间。

"HFSS V9 跳跃式的进步是与 Ansoft 超常的工作努力分不开的", BAE 系统公

司的 HFSS V9 测试员 Bernard Schmanski 说,"新增加的功能有助于简化建模和 分析,并且引领你获得更多全方位的技术和经验。"

在今天严酷的经济和激烈的市场竞争环境下,公司必须不断地寻找提高生产 力、缩短产品上市周期的方法,HFSS V9 新增的强大功能将有助于射频/微波和高 速数字部件的工程师增强其设计能力,除了 HFSS 长期以来所特有的精确特征外, V9 在设计流程效率方面新的强大优势更是设计者在以前难以获得的。

"HFSS V9 在强大、直观的环境下为研制微波、射频、高速数字部件及系统, 提供了无可匹敌的精确度"Ansoft HFSS 的产品市场经理 Brad Brim 说,"数据管 理和设计自动化优势使 V9 成为最可行的通用电磁设计解决方案。"

2. Ansoft HFSS v9.2 的特点

在 HFSS 的桌面上,你能找到 HFSS 的全套功能,这是一个可以完全支持基于 三维电磁场设计的界面。除了直观的视窗特性外,图形项目树提供了广为熟知的 HFSS 设计流程的传统风格。利用 Ansoftlinks 接口,设计师可将 HFSS 和现有的 EDA 和 MCAD 设计流结合起来。利用与 Cadence、Mentor Graphics, Synopsys 以 及 Zuken 的接口,还可链接到外部的设计流,从而支持 Hspice、Pspice 及 Maxwell SPICE 实现精确的宽带电路仿真。全参数化的电路模型还可支持在 Ansoft Disigner 和其它电路与系统设计工具中进行精确的高频电路设计。

3. Ansoft HFSS 的优化设计

HFSS 能进行全面的全参数化设计,从几何结构、材料特性到分析、控制及所 有后处理。该软体强大的参数化三维建模能力和高性能的图形能力,大大节省了 工程师 的设计时间。直观的分析设置和高级的分析控制确保在全自动化方式下获 得设计师 所希望的设计结果。利用 Optimetrics 可自动实现最优化和参数化扫描 设计,且很容易在桌面上同一项目树中直接访问进入。在优化设计分析技术中增 强了敏感性分析和统计分析功能,其利用 HFSS 参数化分析能力自动设计分析制造 公差带来的性能变化。

4. Ansoft HFSS 的个性化设计

HFSS 有多个机制允许工程师们根据自己的需要去制作用户特定的设计流程。 视窗、 对话方块、工具栏、甚至菜单均可被用户通过配量缺省来支持个性化参数 定义。 使用者可通过主菜单、工具栏、项目树和文本栏来灵活操作界面命令。另 外,通过脚本语言 VB 和 JavaScript 全面控制 HFSS 和专用化定制。脚本也能支持 强大的宏记录,可以用来定义参数化几何结构,执行用户分析流程或控制从开始 到结束的整个设计流程。

5. Ansoft HFSS v9.2 的新功能

新版本的 HFSS 在原有的基础上进一步增强其设计自动化、集成性等功能,从 而更好地应用于高频、高速设计领域。匹兹堡----2004 年 5 月 3 日----Ansoft 公

32

司宣布 HFSS[™]v9.2 正式发布,应用于从 IC、PCB 板、高频高速设计到微波/射频应 用的广泛领域。 新版本的 HFSS 使用户即使在基于 Microsoft Windows® 操作 系统的 PC 机上,也能够应用 2G 以上内存进行计算,从而使仿真规模加倍。提供 三维电磁、电路、系统协同仿真与 Ansoft Designer[™]/Nexxim[™]的无缝联接。"能 够支持越来越复杂的高速电路的设计和验证是我们许多 SiGe foundry 厂商的需 求,我们发现, HFSS v9.2 的新功能对于支持用户自定义互连建模解决方案极为有 效。" IBM 微波电子高级技术经理 Raminderpal Singh 说,"有了 HFSS,我们可 以分析最具挑战的复杂 IC 互连和封装设计。"

HFSS v9.2 最重要的新功能就是在 PC 机(Windows 系统)上能够利用 3GB 的 内存空间,这极有效地拓展了 HFSS 的仿真计算能力,此外运用 HFSS v9.2 的用户 自定义编程模块(UDP)能方便建立各种模型及元件库。同时,具备与 Ansoft Designer、Nexxim 动态链接的特性:通过动态参数化链接,在 RF/数模混合电路 仿真中实现与三维电磁场的协同仿真。

3.3 Ansoft HFSS 应用方向

1. 射频和微波器件设计

相对于数字电路设计者, 微波设计者很早就明确高频设计需要特殊措施和工 具以正确识别、处理电磁效应,这也是为什么 HFSS 成为微波/RF 器件设计的黄金 标准的原因。对于任意三维高频微波器件,如波导、滤波器、耦合器、连接器、 铁氧体器件和谐振腔等, HFSS 都能提供工具实现 S 参数提取、产品调试及优化, 最终达到制造要求。例如: T 型波导结构内部电磁场显示 HFSS 能够快速精确地计 算各种射频/微波部件的电磁特性,得到 S 参数、传播特性、高功率击穿特性, 优 化部件的性能指标,并进行容差分析,帮助工程师们快速完成设计并把握各类器 件的电磁特性,包括:波导器件、滤波器、转换器、耦合器、功率分配/合成器、 铁氧体环行器和隔离器、腔体等。

2. 天线、阵列天线和馈源设计

HFSS 是设计、优化和预测天线性能的有效工具。从简单的单极子天线到复杂 雷达屏蔽系统及任意馈电网络,HFSS 都能精确地预测其电磁性能,包括辐射方向 图、波瓣宽度、内部电磁场分布等等。例如:HFSS 用于非均匀螺旋天线等复杂模 型分析快捷方便,HFSS 可为天线及其系统设计提供全面的仿真功能,精确针对计 算天线的各种性能,包括二维、三维远场/近场辐射方向图、天线增益、轴比、半 功率波瓣宽度、内部电磁场分布、天线阻抗、电压驻波比、S 参数等。

3. 高频 IC 设计

随着集成电路芯片进入纳米范围,工作频率增强、尺寸减小都导致片上互连

结构寄生参数对芯片电路性能产生巨大影响。MMIC、 RFIC 和高速数字 IC 的设计 要求准确表征并整合这种影响,这些都要求提取其准确的宽带电磁特性,HFSS 是 唯一能自动、快速实现这一功能的软件。例如:HFSS 精确设计分析高 Q 螺旋电感 器随着频率的不断提高和信息传输速度的不断提高,互连结构的寄生效应对整个 系统的性能影响已经成为制约设计成功的关键因素。MMIC、RFIC 或高速数字系统 需要精确的互联结构特性分析参数抽取,HFSS 能够自动和精确地提取高速互联结 构。

4. 电真空器件设计

在电真空器件如行波管、速调管、回旋管设计中,HFSS 本征模式求解器结合 周期性边界条件,能够准确地针对器件的色散特性,得到归一化相速与频率关系, 以及结构中的电磁场分布,包括 H 场和 E 场,为这类器件的设计提供了强有力的 设计手段。

5. 高速封装设计

快速上升的 IC 引脚伴随着 IC 芯片及封装的微型化发展趋势, IC 封装中的信 号传输路径对整个系统电性能的影响越来越严重,必须有效区分和协调这种高速 封装影响。HFSS 提供的 S 参数和宽带 SPICE 电路模型,使 IC、封装和 PCB 设计者 能在制造和测试之前准确预测系统工作性能。例如: HFSS 用于高速封装的电磁特 性分析。

6. 高速 PCB 板和 RF PCB 板设计

由于 PCB 工作频率及速度的不断提高,致使板上信号线、过孔等结构的等效 电尺寸增加,从而产生更强的耦合、辐射等电磁效应。HFSS 让 PCB 设计者明确、 诊断、排除这些影响,无论是过孔、信号线,还是 PCB 板边缘或者同轴连接器等 各种结构,HFSS 都能确定其电磁效应,完成自动化设计、优化,从而使产品达到 更高性能。例如: HFSS 用于高速 PCB 板及背板设计。

7. 光电器件仿真设计

HFSS 的应用频率能够达到光波波段,精确仿真光电器件的特性。

3.4 Ansoft HFSS 使用方法

HFSS 采用的理论基础是有限元方法,是一种积分方法,其解是频域的,所以 HFSS 是由频域到时域,擅长设计各种辐射器及求本征模问题。由于 Ansoft 进入中 国市场较早,所以目前国内的 HFSS 使用者众多,特别是在各大通信技术研究单位、 公司、高校非常普及。

和大部分的大型数值分析软件相似,以有限元方法为基础的 Ansoft HFSS 并 非是傻瓜软件,对于绝大部分的问题来说,想要得到快速而准确的结果,必须人 工做一定的干预。除了必须十分明了模型细节外,建模者本身也最好具备一定的电磁理论基础。

这里假定大家都使用过 HFSS, 因此对一些属于基本操作方面的内容并不提及。 1. 对称的使用

对于一个具体的高频电磁场仿真问题,首先应该看看它是否可以采用对称面。 这里面的约束主要在几何对称和激励对称要求。如果一个问题的激励并不要求是 可改变的,比如全部同相馈电的阵列,此时最好采用对称,甚至可以采用 2 个对 称(E和H对称),将可以大大节约时间和设备资源。

2. 面的使用

在实际问题中,有很多结构是可以使用 2 维面来代替的,使用 2 维面的好处 是可以极大的减少计算量并且结果与使用 3 维实体相差无几。例如计算一个微带 的分支线耦合器,印制板的微带以及地都可以指定某些面为理想电面代替,这样 可以很快的获得所需要的物理尺寸及其性能。再以计算偶极子为例,如果偶极子 是以理想导体为材质的圆柱,那么相同的其他条件下其计算时间大约是采用等效 面为偶极子的 4~5 倍。

3. Lump Port (集中端口)的使用

在 HFSS 里提供了一种新的激励: Lump Port,这种激励避免了建立一个同轴 或者波导激励,从而在一定程度上减轻了模型量,也减少了计算时间。Lump Port 也可以使用一个面来代表,要注意的是对该 Port 的校准线和阻抗线的设置一定要 准确,端口在空间上一定要与其他金属(或电面)相接,否则结果极易出错。 4. 关于辐射边界的问题

在不需要求解近(远)场问题时,比如密封在金属箱体里面的滤波器等密闭问题,无需设置辐射边界。

在需要求解场分布或者方向图时,必须设置辐射边界。这里有些需要注意的 问题:在计算大带宽周期性结构时,比如3个倍频程,最好分段计算,例如以一 个倍频程为一段,也就是说在不同的频段计算时设置不同大小的辐射边界,否则 在计算的频率边缘难以保证计算精度;其次,辐射边界的大小和问题的具体形状 密切相关,如果物体的外部轮廓可以装在一个球或并不过分的椭球中时,宜采用 立方体边界,简单有效,如果问题的外部轮廓较为复杂或者椭球两轴差距太大, 以采用相似形边界或圆柱边界,对于辐射问题,如果估计问题的增益较低(比如 2dB),那么边界宜采用球形,此时为了得到结果准确也只好牺牲时间了;另在 HFSS 中提供了一种新的吸收边界—PML 边界条件,对于这种边界,我们并不是很满意, 尽管其有效距离为八分之一个中心波长一是老边界的一半,可以减少计算量,然 而这种边界由程序自己生成,为一个立方体的复杂结构,对于一些特殊的复杂问 题,这种边界内部有很多的空间是无用的,此时还不如使用老边界灵活。 5. 关于开孔

有些问题需要在壁上开孔,此时可以采用两种办法,其一是老老实实的在模型上挖空;其二是采用 H/Natrue 边界条件,通常,如果是在面上开孔,将会采用 后者,简单,便于修改。

6. 关于网格划分

当模型建立好了之后,进入计算模块,第一步是给问题划分网格。对于一般 问题,让软件自动划分比较省心,但对大型问题和复杂问题,让软件自己划分可 能需要很好的耐性来等待。根据实际经验,在大型模型的结构密集区域或场敏感 区域使用人工划分可以得到很好的效果。有些问题的计算结果开始表现为收敛, 但进一步提高精度,却又反弹,问题就在于开始时场敏感区域的网格划分不够仔 细,导致计算结果的偏差。

7. 关于所需要的精度

计算问题时,一般需要给定一个收敛精度和计算次数以避免程序"陷入计算 而无法自拔",当对模型熟悉后,可以单单靠给定次数。在问题之初,建议的计 算精度不要太高,实际中曾见到有操作者将问题的 S 参数精度设定为 0.00001,其 实这是完全没有必要的,一般 S 参数的精度设定为 0.02 左右就已经可以满足绝大 部分问题的需要(此时应该注意有无收敛反弹的情况)。如果是计算次数,对于密 闭问题,建议是设定为 8~12 次,对于辐射问题,一般计算 6~8 次左右即可观察 结果,如果不够再决定是否继续计算。

8. 关于扫描

HFSS 提供一个扫描功能, 分 3 种方式: 快速、离散和插值。其中离散扫描只 保留最后一个频点的场结果,其计算时间是单个频点计算时间之和; 对快速扫描, 将可以得到所计算的频率范围内的所有频率场结果, 但是其计算速度和频点多少 关系不大,基本和模型复杂程度成正比,有时扫描计算的时间非常长, 如果不是 特别需要关心所有场的情况, 建议选用离散扫描, 对于特别巨大的问题, 则是以 快速扫描为宜。而插值方式比较少用。

9. 关于问题的规模

HFSS 所能计算的问题规模与计算机硬件关系很大,其次是所使用的操作系统。在 HFSS 里,问题描述矩阵的阶基本和网格数成正比,对于四面体上10万的问题也能游刃有余(只要机器够好),然而这并非是指实际问题的电尺寸,实际上,要精确计算一个计算机网络电缆接头(RJ45)所需要的时间和资源并不比计算一个有一个波长电尺寸的一般辐射问题少多少,所以实际上其计算规模的主要约束是问题的复杂程度,而复杂程度里面包含了电尺寸、结构复杂度等要素。由此提醒我们建模时应该尽量简化模型。一般来说,除了在激励区,当结构电尺寸比二十分之一波长还小时,可以忽略它的存在而不会引入明显的误差,这一点在解决

问题之初很有效,可以迅速发现问题的关键:当问题的主要要求满足后,再将模型细化以获得更加精确的结果。

第四章 手机内置天线的设计与仿真

4.1 手机内置天线的分类

手机内置天线主要分为平面倒 F 天线(Planar inverted-F antenna 或 PIFA)和平 面单极天线(Planar monopole antenna)。

1. PIFA 天线

a. 天线结构

辐射体面积为 550—600mm²,与 PCB 主板 TOP 面的距离(高度)为 6—7mm。 天线与主板有两个馈电点,一个是天线模块输出,另一个是 RF 地。天线的位置在 手机顶部。PIFA 天线如按要求设计,电性能相当优越,包括 SAR 指标,是内置天 线首选方案。

适用于有一定厚度的手机产品,折叠、滑盖、旋盖、直板机。

b. 主板

天线投影区域内有完整的铺地,同时不要在天线侧安排元器件,特别是 SPEAKER、RECEIVER、FPC 排线、LDO 等较大金属结构的元件和低频驱动器件。它 们对天线的电气性能有很大的负面影响.

c. 天线的馈源位置和间距

天线辐射体与地之间的高度尤为重要,它制约着天线的阻抗带宽。一般建议 设计在左上方或右上方;对于 GSM 手机,该高度一般不小于 6.5mm。

2. MONOPOLE 单极天线

a. 天线结构

辐射体面积为 300——350mm², 与 PCB 主板 TOP 面的距离(高度)为 3——4mm, 天线辐射体与 PCB 的相对距离应大于 2mm 以上。天线与主板只有一个馈电点, 是 模块输出。天线的位置在手机顶部或底部。

MONOPOLE 单极天线如按要求设计,电性能可达到较高的水平。缺点是 SAR 稍高。不适用折叠、滑盖机,在直板机和超薄直板机上有优势。

b. 主板

天线投影区域不能有铺地,或无 PCB,同时也不要安排 SPEAKER、RECEIVER 等较大金属结构的元件。

c. 天线的馈源位置(馈电点的位置)

与 PIFA 方式有区别。一般建议设计在天线的四个角上。

3. 手机内置天线形式比较

PIFA 天线与平面单极天线从结构角度相比,在长度方面,PIFA 天线不增加手机长度,且天线下方可适当放置某些电路模块。平面单极天线因占用"纯净"空间增加机身长度。在厚度方面,PIFA 天线增加机身厚度,而平面单极天线不增加机身厚度。PIFA 天线与平面单极天线从性能角度相比,前者带宽较窄,但水平面方向图通常优于后者。

	有效面 积 mm ²	距主板 mm	天线投 影下方	天线 馈源	天线 体积	电性能	SAR
PIFA	600	7	有地	2	大	很好	低
单极	350	4	无地	1	小	好	稍高

	长森切	殆 天 വ	佐美和	早祝名	超薄	超薄
	扒宜仍	1月 111-171。	ルビロクレ	L 且仅们	折叠机	直板机
PIFA	适用	适用	适用	适用	不适用	不适用
单极	不适用	不适用	不适用	适用	适用定制	适用

4.2 单频 (GPS) 单极天线设计

这里所设计的单频(GPS)天线的中心频率为 1555MHz,带宽为 150MHz (1480MHz—1630MHz),要求全频带内驻波比(VSWR) ≤2.0,增益 Gain≥0dBi。使 用商用电磁计算软件 HFSS 设计优化这个结构,可得天线尺寸为 27(L) *7(W) mm², 地板尺寸为 90*40mm²。天线的设计板图如图 4.1, 4.2 所示。



图 4.1 单频 (GPS) 单极天线结构图



图 4.2 单频 (GPS) 天线在 HFSS 中的模型图 4.3 单频 (GPS) 天线的驻波比 (VSWR) 仿真结果 单频 (GPS) 天线的驻波比 (VSWR) 仿真结果如图 4.3 所示,方向图仿真结果 如图 4.4 和 4.5 所示。

仿真结果表明, 天线在 1486MHz—1626MHz 内 S11≤-10dB, 即 VS駅≤2.0, 增益 Gain 为 4.32dB。可以看出, 仿真出的结果能很好的满足设计指标要求。



图 4.4 f = 1500MHz 时天线的方向图仿真结果图 4.5 f = 1650MHz 时天线的方向图仿真结果

4.3 双频 PIFA 天线设计

4.3.1 概述

在无线通信中移动终端的需求每年都有很大的成长幅度,移动终端要求轻、 薄、短小,因此移动终端中的天线必须往小型化的方向发展。因此,要将天线放 置在移动电话中,就需从制作的难易度、小型化且低剖面的结构等方面来设计^[18]

在过去的几年里,出现了一种新的天线结构 PIFA,这种结构使现今的移动电

话具备不错的天线效能。本节将在平面倒F 天线的基础上,设计双频内置天线,, 应用于移动通信终端。

4.3.2 平面倒 F 型天线原理

PIFA 的典型结构^{[20][21][22]}包括一个平面的矩形金属片、一个大的接地平面、一 个窄的短路金属板(置于矩形平面金属片长度较短边的边缘),如图 4.6 所示。

一方面, PIFA 可以被认为是一个线性倒 F 型天线(IFA: Inverted-F antenna), 将 IFA 的金属线辐射体替换为金属板后,频宽比原来的 IFA 宽。另一方面,也可 以将 PIFA 视为一个短路的矩形微带天线,这种短路的矩形微带天线其实际共振模 态与矩形微带天线的共振模态是一样的,都是共振在*TM*₁₀基本模态。

将短路金属板置于辐射金属与接地平面之间时,将使矩形辐射金属的长度减 半,





从而达到缩小天线的目的,此时在短路金属板的位置,*TM*₁₀的电场为零^{[23][24]}。当 短路金属板宽度比平面矩形金属片窄时,天线的有效电感增加,共振频率低于传 统的短路微带天线。因此,在相同尺寸的平面矩形金属片下,要得到相同共振频 率,就必须使平面矩形金属片缩小,从而达到原先将天线缩小的目的。 4.3.3 平面倒F型天线特性分析



图 4.7 谐振频率比与短路金属板的关系

4.3.3.1 谐振频率与短路金属板的关系

从图 4.7 可以看出辐射金属片的长宽比对天线的谐振频率比的影响。当其他 参数不变,只改变 *L*1 的宽度时,随着 *L*1/*L*2 的比值增大,天线的谐振频率比下降。 相对地,改变短路金属板的宽度 ₩,天线的谐振频率比下降,而且越窄,天线的 谐振频率比愈低。

在 *L*1-*W* > *L*2 时,辐射金属片的主要电流都流向长边 L1 的开路处,而在 *L*1-*W* < *L*2 时,辐射金属片的主要电流都流向短边 L2 的开路处。图 4.8 中所示的 电流弯曲点位置与谐振特性有关,原因是电流改变而影响到天线的谐振频率。

4.3.3.2 谐振频率与带宽的关系

谐振频率可表示为^[25] $L1+L2=\frac{\lambda}{4}$ (4.1)

这个公式所示的谐振频率没有考虑之前所说的短路金属片宽度,它也会影响 谐振频率。根据表面电流的分析结果,假设谐振时的四分之一波长等于短路时金 属板与辐射金属板的有效电流长度,则当W/L1=1时,谐振频率表示为:



图 4.8 辐射金属片的尺寸与短路金属板的宽度变化时辐射金属板表面电流的变化 $L2 + H = \frac{\lambda}{4}$ (4.2)

当W=0时,谐振频率表示为L1/L2=0.5

$$L1 + L2 + H = \frac{\lambda}{4} \tag{4.3}$$

当天线的高度 H 远小于波长时,那么在天线开路边的边际效应就可以忽略。 当0 < W / L1 < 1,天线的谐振频率可以表示为

$$f_r = \mathbf{r} \cdot f_1 + (1 - \mathbf{r}) \cdot f_2 \qquad \stackrel{\text{tr}}{=} \frac{L1}{L2} \le 1 \tag{4.4}$$

$$f_r = r^k \cdot f_1 + (1 - r^k) \cdot f_2 \quad \stackrel{\text{def}}{=} \frac{L1}{L2} > 1 \tag{4.5}$$

上式中的
$$r = W_{L1}, k = \frac{L1}{L2}$$
 (4.6)

且
$$f_1$$
表示为 $L2+H=\frac{\lambda}{4}$ (4.7)



图 4.9 当短路金属板宽度小于 L1 时与 PIFA 的带宽关系

谐振频率 f,表示为

$$L1 + L2 + H - W = \frac{\lambda}{4}$$
 (4.8)

图 4.9 中虚线表示短路的微带天线带宽,不过从图中可以看出 PIFA 的带宽远 小于短路的微带天线带宽,当短路金属板的宽度愈小,天线所得到的频宽也越窄。 若要得到较大的带宽就要将 PIFA 的高度提高,这样才能接近短路的微带天线带 宽。

4.3.3.3 模拟结果分析



表 4.1 PIFA 的模拟参数

dx=1mm	W=6mm	h=9mm
dy=1mm	L1=30mm	<i>ε</i> _r =4.4
dz=2.25mm	L2=45mm	F=3mm

随着高度增大,天线的谐振频率往下降,从式(4.1)或式(4.2)可以得到相同的结果。不过这种情况有一个缺点,就是不能再忽略边际效应,因为边际效应会影响天线的辐射效率。



图 4.11 PIFA 天线高度与谐振频率的变化关系



图 4.12 短路金属板的宽度对天线谐振频率的影响

当短路金属板的宽度愈来愈窄时,天线的谐振频率会愈来愈低,这是因为天 线上的表面电流回流到地的等效电流长度变长了,这样导致频率下降。天线的高 度愈高,换句话说短路金属板的高度愈高也是一样的道理,所以 PIFA 天线可以达 到缩小天线的目的。

4.3.4 双频 (GSM/PCS) 天线设计

这一节所设计的双频(GSM/PCS)天线的频段为 870MHz—960MHz(GSM)和 1850MHz—1990MHz(PCS),带宽分别为 90MHz 和 140MHz,要求各频段内驻波比(VSWR) ≤2.0,增益 Gain≥0dBi。使用商用电磁计算软件 HFSS 设计优化这个结构,可得天 线尺寸为 35(L)*15(W)mm²,地板尺寸为 130*40mm²。天线的设计板图如图 4.13, 4.14 所示。





图 4.14 双频 (GSM/PCS) 天线在 HFSS 中的模型















仿真结果表明, 天线在 878MHz—934MHz 和 1845MHz—1980MHz 内 S11≤-10dB,

即 VSWR ≤ 2.0, 增益 Gain 分别为 0.556dB 和 3.204dB。可以看出, 仿真出的结果 能很好的满足设计指标要求。

4.3.5 双频 (GSM/DCS) 天线设计

这一节所设计的双频(GSM/DCS)天线的频段为870MHz—960MHz(GSM)和



图 4.20 双频 (GSM/DCS) 天线结构图

1710MHz--1880MHz(DCS),带宽分别为90MHz和170MHz,要求各频段内驻波比(VSWR) ≤2.0,增益 Gain≥0dBi。使用商用电磁计算软件 HFSS 设计优化这个结构,可得天 线尺寸为 35(L)*18(W)mm²,地板尺寸为110*40mm²。天线的设计板图如图 4.20, 4.21 所示。



图 4.21 双频 (GSM/DCS) 天线在 HFSS 中的模型













图 4.25 f=1710MHz 时天线的方向图仿真结果 图 4.26 f=1880MHz 时天线的方向图仿真结果 双频 (GSM/DCS) 天线的驻波比 (VSWR) 仿真结果如图 4.22, 方向图仿真结果 如图 4.23, 图 4.24, 图 4.25 和图 4.26 所示。

仿真结果表明, 天线在 859MHz---946MHz 和 1781MHz---1867MHz 内 S11≤--10dB,

即 VSWR≤2.0, 增益 Gain 分别为 1.231dB 和 3.480dB。可以看出, 仿真出的结果 能很好的满足设计指标要求。

4.4 WLAN 天线设计

4.4.1 WLAN 发展概述

早在第二次世界大战之时,无线网络便成为一项重要的通信工具。当时美军 使用一种经过编码的无线电信号作资料的传输,为了传输这些重要的资料,他们 研发出了一套无线电传输技术,即为最早的无线网络的初级应用。

无线通信产业的蓬勃发展带动了人类新的文明也提升了人类的生活水平,对 人们的日常生活起了深远的影响,无线局域网络就是一例。昔日的有线局域网络 技术已经渐渐无法满足人们高效率的需求,所以无线局域网络乃时势所趋。现今 无线网络的应用已经越来越广,主要应用范围包括石油行业、医护管理、工厂车 间、库存控制、展览会议、金融服务等。可以预见,随着开放办公的流行和手持 设备的普及,人们对移动性访问和存储信息的需求愈来愈多,因而 WLAN 将在办公、 生产和家庭等领域不断获得更广泛的应用。

谈到无线网络,无线网络卡的重要性不言而喻。一张性能优越的无线网络卡 不仅传输速度快、信号判断错误率低,而且体积不能过大,因而无线网络卡的信 号出入口即天线的部分扮演着举足轻重的角色。目前市场上最主流的无线网络卡 天线仍以单极天线^{[26][27]}为主。

在无线局域网路通讯系统中,如何降低多重路径的衰减一直是个很重要的课题。降低多重路径衰减的方法相当多,例如可以使用圆极化波的天线^[28]或者是利用空间分集天线^{[29][30][31]}。

短、小、轻、薄是当今无线通讯产品所追求的一项指标。如今市面上的无线 网络卡大多以单极天线为主流,而单极天线与系统接地面之间需要一定的间距, 如此天线才容易达到阻抗匹配。

4.4.2 WLAN 天线设计

这一节所设计的 WLAN 天线的频段为 2400MHz—2500MHz,带宽为 100MHz,要 求全频带内驻波比 (VSWR) ≤2.0,增益 Gain≥0dBi。使用商用电磁计算软件 HFSS 设计优化这个结构,可得天线尺寸为 15 (L) *9(W) mm²,地板尺寸为 100*40mm²。 天线的设计板图如图 4.27, 4.28 所示。



图 4.27 WLAN 天线结构图 图 4.28 WLAN 天线在 HFSS 中的模型 WLAN 天线的驻波比(VSWR)仿真结果如图 4.29,方向图仿真结果如图 4.30 所示。



图 4.29 WLAN 天线的驻波比(VSWR) 仿真结果图 4.30 f=2.45GHz 时天线的方向图仿真结果 仿真结果表明,天线在 2361MHz-2590MHz 内 S11≤-10dB,即 VSWR≤2.0, 增益 Gain 为 4.288dB。可以看出,仿真出的结果能很好的满足设计指标要求。

第五章 对讲机天线的设计仿真和实现

5.1. 对讲机天线技术指标

目前,市面上的UHF频段对讲机天线一般为160mm或90mm,由于尺寸过大, 携带或使用起来极为不便,并且,天线的增益不高,使得通话效果不理想。因此, UHF频段对讲机天线的设计指标要求对讲机的体积减小,增益提高,对天线的外形 尺寸、电性能以及机械性能提出了非常严格的要求。

1. 外形尺寸: 长 55mm, 外径 6mm 左右;

2. 电性能指标:

① 增益 >0dB;

② 驻波比小于 2.0。

5.2. 天线的设计考虑

首先考虑采用 1/4 波长鞭状天线,我们可以计算出所需辐射元件的实际长度:

λ =c/f=0.68m 取f=440MHz,求出天线长度1=λ/4 =0.17m=170mm。



图5.1 天线结构

可以看出,若采用 1/4 波长鞭状天线设计,外形尺寸将过大。而螺旋天线是 应用在蜂窝式移动电话的尺寸最小的电小天线,所以必须选择螺旋天线。用螺旋 天线,在满足天线电性能指标的前提下,缩小天线尺寸。

5.3. 对讲机天线结构

螺旋天线辐射特性基本上取决于螺旋直径与波长之比*D*/λ,当*D*≪λ (*D*/λ<0.18)时,最大辐射角垂直于螺旋轴向,称为法向模,在蜂窝移动电话 天线应用中螺旋天线均为法向模。法向模螺旋天线是一种慢波结构的行波天线, 由于电磁波沿螺旋天线传播的相速比光速慢,所以谐振长度可以缩短。

法向模螺旋天线的设计一般先取定直径D和螺距S,则可计算相应的沿螺旋轴 传播波长み^[32]为:

$$\lambda_{2} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 + 20(D_{S}^{D})^{25}(D_{A}^{D})^{05}}}$$

则谐振于四分之一波长的螺旋天线长度为

$$l = \frac{\lambda_2}{4} = \frac{\lambda}{4\sqrt{1 + 20(ND)^{2.5}(D/\lambda)^{0.5}}}$$

若已知D和1可通过下式求得法向模螺旋天线的总圈数N为

$$N \approx \frac{\lambda}{10D} \left(\frac{l}{D}\right)^{02} \qquad \vec{\mathbb{R}} \qquad N \approx \frac{30}{f_{MHz} D_m} \left(\frac{l}{D}\right)^{02}$$

图5.1为天线的结构示意图。对讲机体用一块矩形金属板来模拟(地板,即实际对讲机的电路板),天线垂直放置在地板上,地板尺寸为40*100 mm², ε_r=2.6。 天线分为上下两部份,上半部分为螺旋形式,下半部分为鞭状形式。通过Ansoft HFSS 9.2 软件的理论仿真优化,得出天线的优化参数为:天线全长52.5mm(约为 7.7%的波长),线材为φ0.98mm。其中,螺旋部分外径为φ5.96mm,内径为φ4mm, 共16圈,总长35.5mm;直线段部分长17mm。

D=5.96mm	S=2.22mm
l ₁ =35.5mm	l ₂ =17mm
a=100mm	b=40mm

通过Ansoft HFSS 9.2软件的理论仿真,我们得出了天线的仿真曲线。图5.2为 天线的仿真驻波比(VSWR),图5.3为天线在f=440MHz时的仿真远场归一化辐 射方向图。



图5.3 f=440MHz时天线的仿真归一化方向图



图5.5 f=440MHz时天线的测试立体方向图



图5.6 天线的测试驻波 (VSWR)

图5.4为天线在f=440MHz时的测试远场辐射方向图。可以看出,天线的增益 值为1.57dB,满足增益大于0dB的要求。并且,天线具有很好的全向辐射性。图5.5 为天线在f=440MHz时的测试立体辐射方向图。图5.6为天线的测试驻波比

(VSWR),可以看出,在全频段内,驻波比为1.66,满足驻波比小于2.0的要求。 该天线的平均效率为54.8%。

第六章 结束语

现代移动通信事业以飞快的速度发展,宽带的应用越来越受到重视,移动通 信系统不断扩展新的频段。作为应用最广泛的数字移动通信网 GSM 系统,在原有 的 GSM900 频段外,扩展了 DCS1800 频段,使系统具有更强的竞争力。并且, CDMA800、GPS、PCS1900、WLAN 等频段也相继出现。同时,随着通信技术的 发展,新的标准相继提出,通信产品越来越小型化,物理空间的限制成为系统设 计必须考虑的重要因素,因此天线的小型化成为天线设计的又一研究热点。如何 设计出同时具有小型化、多频带以及宽频带的移动通信终端天线是当前天线设计 的难点与重点。

微带天线由于具有体积小、重量轻、剖面薄、易与飞行器共形、易于加工、 易与有源器件和电路集成为单一模块等诸多优点,因而自其诞生以来就得到社会 各界的广泛研究与应用。但通常的微带天线主要是一种谐振式天线,相对带宽较 窄。

法向模螺旋天线是一种慢波结构的天线,谐振长度可以缩短,能够达到手机 天线的尺寸要求,在合理选择参数后,在频段内各项指标,如增益、驻波比及方 向性均能符合要求。

本文研究的重点是移动通信终端天线的设计,在以下几个方面进行了研究:

1. 内置式单频段天线是在单极天线结构的基础上实现的。天线在满足系统要求的同时体积小,性能好。

2. 内置式双频段天线是在 PIFA 结构的基础上实现的。天线在各个频带内,都 有相对宽的带宽,满足系统的要求,同时天线占用的空间较小,实现了天线的小 型化,取得了比较好的性能。

3. 内置式 WLAN 天线具有高增益及较宽的带宽(约9.4%)。

4. 采用螺旋形式设计的 UHF 频段天线,测试电性能均达到要求。又由于其生产工艺简单,成本低,适用于大批量生产。

移动通信终端天线的发展正方兴未艾,应用前景非常广泛。由于应用的需要,移动终端天线在许多方面还将得到进一步的发展,如天线介质材料^[33]的更新、天线的多极化技术^[34]、分形技术^[35]、光子带隙 PBG^{[36][37]}技术以及计算机辅助设计技术和计算机辅助制造技术等。随着技术的发展以及人们对微带天线的深入研究和探讨,微带天线将会得到更为广泛的应用。

致谢

在我攻读硕士学位期间,很多人给我提供了热情的帮助,这才使我顺利地度 过了这段美好的时光。在本文即将完成之际,我要感谢那些为本文的工作作出贡 献的人,以及给予我帮助的人。

衷心感谢我的导师张士选教授。张老师渊博的知识、坚实的理论基础、求实 的科研作风以及正直的为人让我倍感敬重。张老师不但在学习科研上给予我细致 的指导,而且在日常生活中也给予我无私的帮助,使我能更加投入地进行研究生 的课题研究。在张老师的悉心指导下,我不仅学到了许多新的知识,而且还学到 了好的治学态度和研究思想方法。我想,这在我以后的工作和学习中,将会是取 之不尽的宝贵财富。

感谢孙保华老师,孙老师有着非常丰富的研发经验,其博大精深的学识造诣 给我留下了非常深刻的印象,使我受益终身。

感谢西安海天天线科技股份有限公司的卜安涛博士、刘英博士,他们有着严 谨求实的作风和一丝不苟的工作态度,对我的工作和学习产生了深刻的影响。

感谢我在西安海天天线所共事的同事们,他们是:崔巧云、雷珍、陈文功、 张晓柯、李恩社、常春、苏学伟、张健、何征宇、王建清、刘贵现、马小莉、豆 蔻英、虎超群等,他们总是毫不吝啬地为我提供力所能及的帮助,我永远都不会 忘记与他们相处的快乐时光。

感谢师兄师姐余文明、刘舰、张勇强,师弟师妹高旭、史宝科、王侠、谢欢 欢对我的帮助与关心。感谢我的同学但小莉、童颖、简琴、王晓飞、文园、朱艳 玲等对我生活、学习各方面的关心与帮助。

最后,我要感谢我的父母,没有他们的支持,我不可能安心学习,顺利的完 成学业。我要向他们表示我深深的谢意。

参考文献

- [1] 蒋同泽,现代移动通信系统,电子工业出版社,1994
- [2] 郭梯云,数字移动通信,人民邮电出版社,1995
- [3] H. 贾西克 [美] 著, 茅于宽译, 国防工业出版社, 1993
- [4] 藤本共荣, J. R. 詹姆斯著,杨可忠,井淑华译,移动天线系统手册,人民邮 电出版社, PP.100-215, 1997
- Kin-Lu Wong, Planar antenna for wireless communication, A John Wiley&Sons, inc, Publication, 2000
- [6] Kin-Lu Wong, Compact and broadband microstrip antennas, A John Wiley&Sons, inc, Publication, 2000
- [7] 张钧, 刘克诚等, 微带天线理论与工程, 国防工业出版社, 1988
- [8] 钟顺时, 微带天线理论与应用, 西安电子科技大学出版社, 1991
- [9] I. J. 鲍尔, P. 布哈提亚著,梁联倬,杨弃疾校,微带天线,第一版,电子工 业出版社,1984
- [10] 林昌禄,近代天线设计,第一版,人民邮电出版社,1990
- [11] 江贤祚,天线原理,第一版,北京航空航天大学出版社,1993
- [12] 叶尚辉,李在贵,天线结构设计,西北电讯工程学院出版社,1986
- [13] 马汉炎,天线技术,哈尔滨工业大学出版社,1997
- [14] 王朴中,石长生,天线原理,清华大学出版社,1993
- [15] 康行健,天线原理与设计,国防工业出版社, 1995
- [16] 谢宗浩,刘雪樵,天线,北京邮电学院出版社,1992
- [17] T.S.M.Maclean, Principles of Antennas Wire and Aperture, Cambridge University Press, 1986
- [18] 李晓辉, 侯建强, 陈常杰, 天线的发展现状及趋势, 通信世界网, 2003, <u>http://www.cww.net.cn/Product/2003/12/8515.htm</u>
- [19] Y.X.Guo, M.Y.W.Chia, and Z.N.Chen, "Miniature built-in quadband antennas for mobile handsets," IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol. 2, PP.30-32,2003
- [20] C.W.Chiu and F.L.Lin, "Compact dual-band PIFA with multi-resonators,"Electron Lett., vol. 38, PP.538-554, 2002
- [21] C.T P. Song, P.S.Hall, H.Ghafouri-Shiraz, and D.Wake, "Triple band planar inverted F antennas for handheld devices," Electron Lett., vol.36, PP.112-114, 2000
- [22] H.T.Chen, K.L.Wong, and T.W.Chio, "PIFA with a meandered and folded patch for

the dual-band mobile phone application," IEEE Trans.Antennas Propagat., vol.51,PP. 2468-2471,Sep.2003.

- [23] G.Dubost, Short-or open circuit dipole parallel to perfect reflector plane and embedded in substrate and acting at resonance, Electron Lett.,vol.17,NO.24,PP.914-916, November 1981
- [24] G.Sanford and L.klein, Increasing the bandwidth of a microstrip radiating element, IEEE AP-S Int.Symp.Digest., Seattle, PP.126-129, June 1979
- [25] H.Haruki and A.Kobayashi, The inverted-F antenna for portable radio units, Conv. Rec. IECE of Japan(in Japanese), PP.613, March 1982
- [26] S.C.Aldous, Retractable antenna system, US. Patent NO.6566017 BI 2001
- [27] YL.Kuo and K.L.Wong, Dual polarized monopole antenna for WLAN application, 2002 IEEE Antennas Propagation, Soc. Int. Symp. Dig., vol.4, PP.80-83, San Antonio, USA.
- [28] K.L.Wong, F.S, Chang and T.WChiou, Low cost broadband circularly polarized probe fed patch antenna for WLAN base station, IEEE Antennas propagate, Soc. Int. Symp., vol.2, PP.526-529, 2002
- [29] T.YWu, S.T.Fang and K.L.Wong, Printed diversity monopole antenna for WLAN operation, Electron Lett., vol.38,pp.1625-1626,2002
- [30] G.R.Kadambi, B.R.Bateman, T.Hebron, G.A.Cumro and S.Witt, Compact dual diversity antenna for RF data and wireless communication devices, U.S. patent NO.6417809 B1 2002
- [31] J.A.Crawford, Card based diversity antenna structure for wireless communications, US, patent NO.6456245 B1 2002
- [32] K.Fujimoto,K.Hirasawa 著,俱新德译,小天线,国防工业出版社,1991
- [33] 林展如等,有机磁性材料的磁损耗与微波电子器件的开发,微波学报,2000,16(1):78-84
- [34] 钟顺时,杨雪霞,等,一种新型极化捷变有源微带天线阵,电子学报, PP.782-784,791,2001
- [35] 高艳华 张广求,一种新颖的天线小型化技术及其应用,现代电子技术,2004 年 17 期
- [36] Y Qian and T.Itoh, "Novel planar photonic bandgap structures for antenna applications," in Proc. AP Congr., Davos, Switzerland, Apr. 2000
- [37] M.Thevenot, C.Cheype, A.Reineix and B.Jecko, "Directive photonic bandgap antennas," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 47, pp.2115-2122, Nov. 1999.

研究成果

- 一.参加科研情况
- [1] 17/21 系列电调天线阵子
- [2] WLAN 内置天线
- [3] CDMA800/GSM/DCS/PCS 频段内置天线
- [4] UHF 频段对讲机天线
- [5] GSM/DCS/PCS 频段内置天线
- [6] 宽带超低副瓣天线测试技术,"十五"国防预研项目,参研人员。
- 二. 发表论文情况
- [1] 袁晶,张士选,UHF 波段对讲机天线,2006 年电院学术年会(硕士论坛)
- [2] 袁晶,张士选,螺旋天线的小型化设计,电子科技(已录待刊)