

一种微型化超宽频微带天线的设计

余文胜

摘要: 本论文介绍了一种新型微型化超宽频微带天线, 由于现代科学通讯技术的不断进步, 为了配合日渐微缩的通讯设备, 天线的微型化成为设计主流。现代通信要求能够通讯复杂的多媒体信息, 传统 2.4GHz 通信频段已不能满足现有要求, 于是超高频通信应运而生。微带天线是由导体薄片粘贴在背面有导体接地板的介质基质上形成的天线, 具有许多新的优势。

关键词: 微型化; 超宽频; 微带天线; HFSS

Abstract: This paper introduces a new type of miniaturized ultra wide band microstrip antenna, due to the continuous progress of modern science and technology communication, in order to meet the increasingly miniaturized communications equipment, miniaturization of antenna design has become the mainstream. Modern communication requirements of multimedia information and communication can be complex, the traditional 2.4GHz communication frequency can not meet the current requirements.

Key words: Miniaturized; Ultra frequency band; Microstrip antenna; HFSS

1. 引言

1940 年代到 1960 年代, 为了满足通信系统的传输要求, 人们开始研究天线宽带匹配网络来实现宽带要求。期间, Lindenblad 提出了共轴喇叭天线, Schelkunoff 提出了球形偶极子天线, P.S.Carter 提出了双圆锥天线。而自从 1980 年代以来, 在超宽频电磁学在理论上和关键技术上有了关键突破以后, 超宽频天线研究开始兴起, 2002 年, 美国联邦通信委员会将超高频段对民用开放, 更是让超宽频天线迅速发展。

现在, 由于超宽频天线的越来越广泛的应用, 超宽频逐渐成为天线方面研究重点。而国内目前也有几所大学和研究所在研究超宽频天线, 但总体来说还是落后于国外的研究。

近些年, UWB 技术的实际应用由军用转为民用, 极大促进了 UWB 技术的发展^[1], 国外通信公司如英特尔、摩托罗拉、飞利浦等著名设备制造商开始了对 UWB 技术的开发, 并且实现了许多具有实际应用的通讯收发设备。

超宽频天线的总体目标是超宽带, 高性能, 小型化, 集成化, 易于大量生产, 成本低, 然而实现这些目前仍然是个艰巨的挑战, 大量国内外学者正在为之努力。

2. 天线的基本理论及特性分析

2.1 天线的基本理论

研究天线时可以将其简化为一个简单、明了的模型—电、磁基本振子。下面首先介绍这种基本模型。

电基本振子最简化模型是电流元。可以看做是一段理想的高频电流直导线, 同时振子沿线的电流 I 处处等幅相同。要求其长度 l 远小于波长 λ , 其半径 a 远小于 l , 实际生活中的各种复杂的天线都是用这样的电流元可以构成的^[2]。通过电基本振子的数值场强表达式可以得知各分量都与距离 r 有关, 所以我们研究电基本振子时可以分为近区场和远区场来加以区别。

分析得知, 近区场的能量在电场和磁场间交换而没有辐射, 而远区场有能量沿 r 方向向外辐射, 所以近区场也称为准静态场, 远区场称为辐射场。

其次关于磁基本振子的辐射, 可以类比电基本振子的推导。通过与电基本振子的辐射场相比较, 可以得出它们除了辐射场的极化方式相互正交以外, 其他特性完全相同^[3]。而在实际学习磁基本振子时, 我们可以将其比作为一个电流环模型。如下图 2-1 所示。

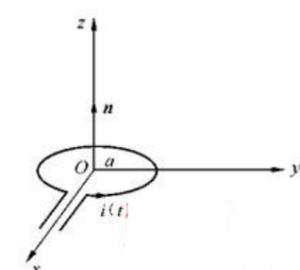


图 2-1 电流环模型图

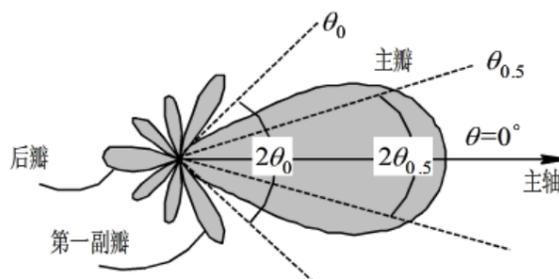


图 2-2 天线方向图的一般形状

2.2 天线的性能参数

在实际工程应用中, 设计天线要综合考虑天线的各项指标, 要符合设计要求。天线电参数是说明天线工作性能的指标, 用天线电参数可以清晰的衡量一个天线性能的好坏优劣。

方向图: 与天线等距离处, 天线辐射场大小在空间中的相对分布随时间方向变化的图形。实际中, 工程上采用最多的是 E 面和 H 面方向图; 方向图可以用不同的坐标表示, 不同的表示方法各有优劣。直角坐标系表示方向图, 由于横坐标可按任意标尺扩展, 所以图形比较清晰。用极坐标系表示方向图时, 不易分清零点或最小值。

电基本振子的方向图相对简单, 而实际工程中天线的方向图会分为主瓣、负瓣和后瓣, 相对比较复杂。如图 2-2 所示。

方向系数: 在同一距离及相同辐射功率的条件下, 某天线在最大辐射方向上的辐射功率密度 S_{max} 和无方向性天线的辐射功率密度 S_0 之比, 记为 D 。

天线效率: 由于天线导体及其绝缘介质会不可避免地产生传输损耗, 导致输入天线的实功率并不能全部转换成电磁波能量。故定义天线的效率为天线辐射功率 P_r 与输入功率 P_{in} 之比, 记为 η_A 。

增益系数: 在同一距离及相同输入功率的条件下, 某天线在最大辐射方向上的辐射功率密度 S_{max} 和理想无方向性天线的辐射功率密度 S_0 之比, 记为 G 。

天线极化: 天线在给定方向上远区场辐射电场的空间取向, 一般特指为该天线在最大辐射方向上的电场的空间取向。当极化偏离最大辐射方向上, 天线极化会发生改变, 所以天线的极化不是不变的, 不同的辐射方向, 极化也会不同。并且根据电矢量端点运动的轨迹不同可以划分为线极化、圆极化和椭圆极化, 其中圆极化还可以细分为左旋圆极化和右旋圆极化^[4]。

输入阻抗与辐射阻抗: 天线工作时, 可以将天线看作是传输线的负载, 根据传输线理论, 天线与传输线之间存在阻抗匹配问题。定义天线的输入阻抗 Z_{in} 为天线的输入端电压与电流之比:

天线的结构、工作频率以及周围的环境都会对天线的输入阻抗造成影响。在天线的相关概念中，天线的辐射阻抗是一个假想的等效阻抗，并且定义其数值大小与归算电流有关。

2.3 超宽频微带天线设计的影响因素

微带天线之所以呈现窄频带特性，根本原因是它本质上是一种谐振式天线，其谐振特性就像一个高 Q 并联谐振电路。同时正是由于这一特性，为我们提供了拓展频带的基本思路，就是降低谐振电路的 Q 值。

查阅相关资料可知，影响带宽的因素主要有介质基板厚度、介质基板相对介电常数、矩形贴片的长宽比以及介质基板损耗角等因素。所以相对的拓展频带就有几种常用的方法，一是增加微带介质的厚度。二是降低微带介质的介电常数。三是改变天线结构^[5]。

对于增加基板厚度，导致频带变宽的原理是增加厚度，辐射电导也会增加，相应的 Q 值也会下降。对于降低相对介电常数导致频带变宽的原理是 ϵ_r 变小，介质对场的束缚变小，易于辐射，使辐射对应的 Q 值变小。上述两种方法对于拓展带宽潜力有限。

由于相关设备条件的限制，本论文在介质基板厚度以及基板的相对介电常数等方面未进行过多探索，采取的拓展频带的方法是改变天线的结构来拓展天线频带。具体做法是改变矩形贴片的结构以及在矩形贴片上开槽。这种举措相当于引入了阻抗匹配元件^[6]。然后通过不断调整开槽的大小以及开槽位置便可以达到拓展带宽的目的。

3. 超宽频微带天线的设计

3.1 天线的模型设计

设计天线时，天线的馈电方式选取很重要。对于微带线馈电、同轴线馈电、耦合馈电和缝隙馈电等微带天线馈电方式而言，通常选用最多的就是微带线馈电和同轴线馈电两种。相对于不断探索同轴线馈电点而言，微带线馈电相对简单，故本论文采用的是微带线馈电方式。

设计微带天线的主要步骤是首先选取合适的介质基片，然后去粗略算出辐射贴片的尺寸。假设介质的介电常数为 ϵ_r ，对于工作频率 f 的矩形微带天线，可以用下面公式设计出高效率辐射贴片的宽度 w ，即

$$w = \frac{c}{2f} \left(\frac{\epsilon_r + 1}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3-1)$$

辐射贴片的长度一般取为 $\lambda_e/2$ ，而 λ_e 是介质内的导波波长，即

$$\lambda_e = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-2)$$

考虑到边缘缩短效应后，实际上辐射单元长度 L 为

$$L = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_e}} - 2\Delta L \quad (3-3)$$

其中 ϵ_e 是有效介电长度， ΔL 是等效辐射缝隙长度^[13]，可以分别用下列公式计算

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3-4)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_r + 0.3)(w/h + 0.264)}{(\epsilon_r - 0.258)(w/h + 0.8)}$$

本论文设计天线工作在超高频 SHF 频段，主要是在 3.1GHz-10.6GHz 频段，中心频率 f_0 一般选取反射系数在 -10dB 的上下频率之和的一半，则在本论文中其中心频率为 6.85GHz。介质基片采用 FR4 环氧树脂板，规模为 30mm×30mm×1.6mm 规模。其相对介电常数 $\epsilon_r=4.4$ ，天线采用 50 欧姆微带线馈电。有上述公式可以简单算出微带天线的尺寸。

矩形贴片的宽度 W

把 $C=3.0 \times 10^8$ m/s, $f_0=6.85$ GHz, $\epsilon_r=4.4$, 可计算出宽度为 $W=13.32$ mm

有效介电常数 ϵ_e

把 $h=1.6$ mm, $W=13.32$ mm, $\epsilon_r=4.4$, 可计算出有效介电常数为 $\epsilon_e=3.83$

辐射缝隙的长度 ΔL

把 $h=1.6$ mm, $W=15$ mm, $\epsilon_e=3.83$, 可计算出微带天线辐射缝隙的长度 $\Delta L=0.7185$ mm

矩形贴片的长度 L

把 $C=3.0 \times 10^8$ m/s, $f_0=6$ GHz, $\epsilon_e=3.83$, $\Delta L=0.72$ mm, 可计算出贴片的长度为 $L=9.81$ mm

数据后处理：S 参数扫频曲线、VSWR、Smith 圆图、天线方向图、天线参数。

3.2 天线的初步设计

通过天线模型的设计与计算，得出了天线的相关尺寸系数，并且讨论得出了天线的相关运行环境，通过 HFSS 软件设计出了天线的结构模型，如下图 3-1 所示。而模拟结果如下图 3-2 所示。

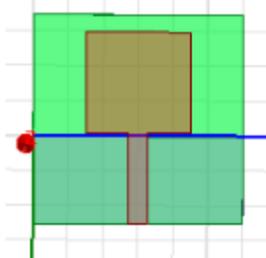


图 3-1 目标天线初始模型设计图

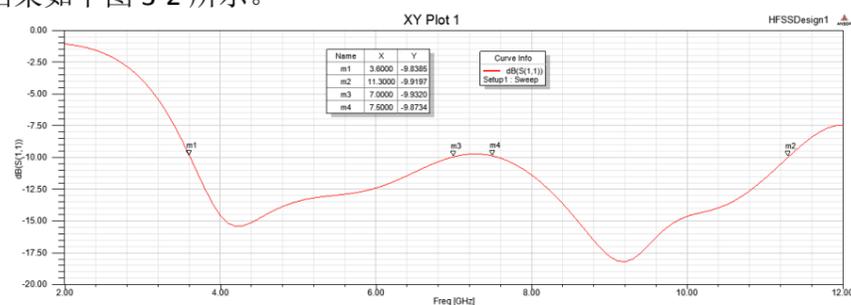


图 3-2 初始模型的 S₁₁ 扫频结果

上图为反射损耗 S_{11} 图，由上图可知，对于所要求的性能参数 -10dB，符合要求的频段是 3.6GHz-7GHz 以及 7.5GHz-11.3GHz。对照设计要求，不能很好的满足设计任务。所以必须对天线进行优化升级。

3.3 天线的优化仿真

查阅相关资料得知，为了获取更好的阻抗匹配，让设计目标天线有更好的 S_{11} 反射系数参数，可以在金属贴片的边沿进行切角操作。因为对微带天线金属辐射体进行切角，则金属辐射体与接地面会产生更多的耦合效应，在微带天线当中可以改变天线内的电流分布，从而达到阻抗匹配效果。

在初始结构上，改变导体薄片的边角，如下图 3-3 所示。其模拟结果如下图 3-4 所示。

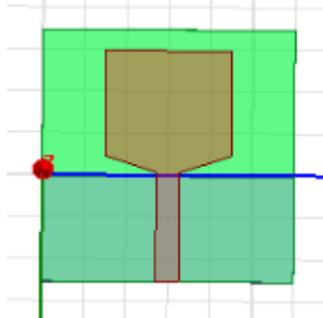


图 3-3 天线优化模型 1 切角模型

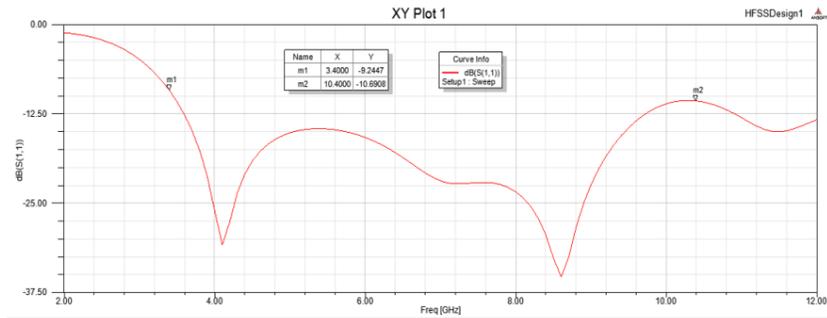


图 3-4 优化模型 1 的 S_{11} 扫频结果图

通过与初始设计的 S_{11} 扫频结果图对比可以发现，对导体薄片下缘切角，确实改变了阻抗匹配，对于反射系数 S_{11} 的改善起到了很好的作用。使目标天线更加具有实用性。

查阅相关资料，在导体贴片内部开槽，相当于引入了阻抗匹配元件。这种做法会改变导体薄片的内部电流方向，加长了内部电流的路径，从而可以生成型的不同频率的谐振点，这样在不改变天线参数的情况下，将可能会拓展了天线带宽。

在天线导体薄片上开槽，模型如下图 3-5 所示。其模拟结果如下图 3-6 所示。

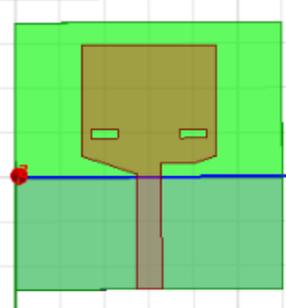


图 3-5 天线优化模型 2 方槽模型

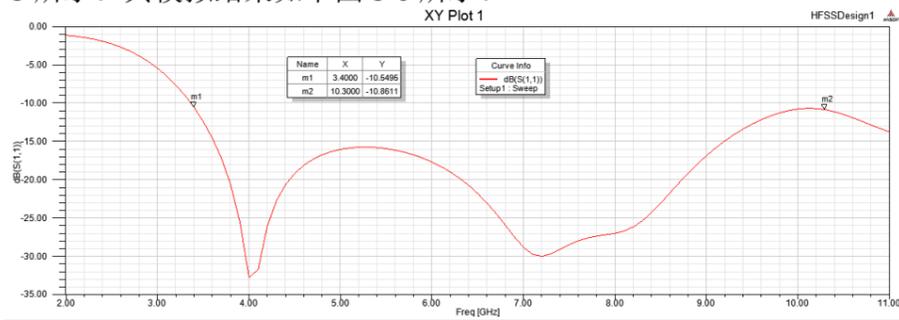


图 3-6 优化模型 2 的 S_{11} 扫频结果图

通过比较图 3-4 和图 3-6，我们可以发现，两者在可工作带宽范围上，差别不大，均在 3.4GHz-10.45GHz 上。但是，就反射系数 S_{11} 的整体反应上，开槽天线模型优于不开槽模型，反射系数在 -15dB 以下的带宽，开槽模型要比不开槽好。这就是开槽模型具有更好的实用性，在实际应用中，工作更加稳定。

由上文得知，开槽会对天线的内部电流产生影响，而对于开槽的形状以及开槽的数量是否影响反射系数，可以对天线模型再次进行仿真，将导体薄片上的方槽改为三角槽以及将导体薄片上的方槽数量由两个增加至四个。通过对比与在导体薄片上开两个方槽的模型的反射系数进行对比，得出结果。

三角槽模型如图 3-7 所示以及四槽模型如图 3-8 所示。

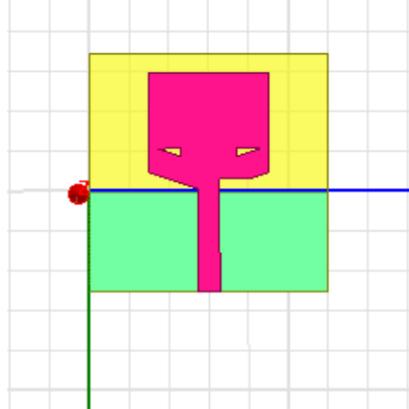


图 3-7 天线优化模型 3 三角槽模型

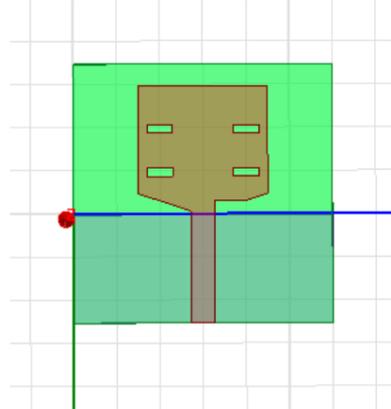


图 3-8 天线优化模型 4 四槽模型

其模拟结果如下图 3-9 和图 3-10 所示。

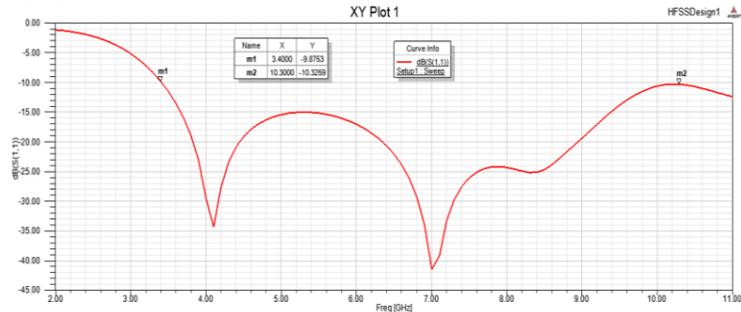


图 3-9 优化模型 3 的 S_{11} 扫频结果图

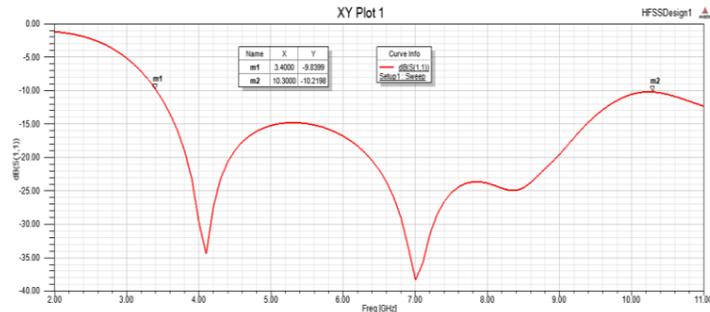


图 3-10 优化模型 4 的 S_{11} 扫频结果图

通过对比导体薄片上开三角槽图 3-10 和开四孔方槽的反射系数图 3-11，可以发现两者接近，并无多大变化。说明开槽方式对于改变导体薄片内部电流方向并无多大区别，两者对于增加导体与接地面之间的耦合效果大致相同。同样对比开方槽反射系数图与开四槽反射系数图，发现两者对于改变 S_{11} 参数并无影响，两者效果大致相同。

由上文得知，开槽数量和开槽形状对于反射系数的影响区别不大，而改变导体薄片上缘，进行切角操作，同样会影响会改变导体内部电流分布，从而影响天线的反射系数。上切角结构模型如下图 3-11 所示。其模拟结果如下图 3-12 所示。

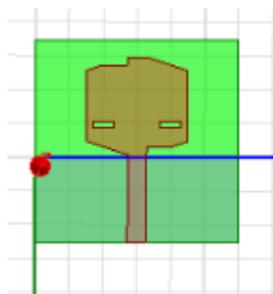


图 3-11 天线优化模型 5 上切角模型

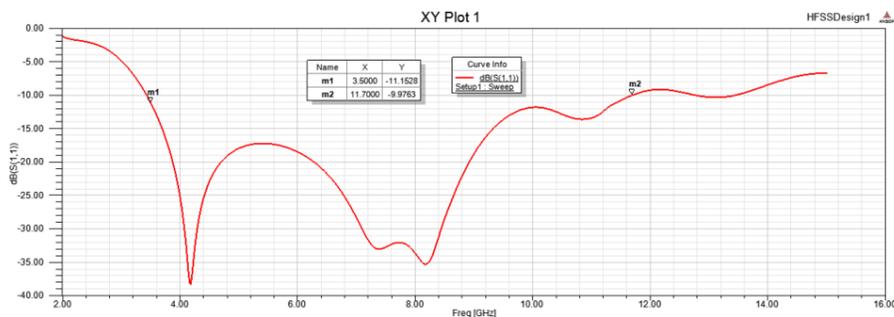


图 3-12 优化模型 5 的 S_{11} 扫频结果图

分析上图 3-12 可以得知，对于微带天线增加上切角之后，可以发现在低频部分与没有上切角的天线模型 S_{11} 系数变化不大。但是，在高频部分，在 9.5GHz-11GHz 频段间有较大差异。增加上切角之后，反射系数更小，这就在实际应用中后者更加稳定，有更好的实用性。

在天线模型选定增加上切角部分后，需要对天线的尺寸进行优化，用 HFSS 软件得出最优化结果。天线模型采用开槽以及增加上、下缘切角之后，天线效能得到明显改善。则选取导体薄片开槽的长和宽度，以及上、下缘切角的长和宽度作为优化点，可得出天线的最佳尺寸。

将方槽的长（沿 X 轴）设为一个变量 I_0 ，大小为 1mm。定义变量和添加变量之后，运行 HSSS 软件，可以得出反射系数 S_{11} 在不同长度时值大小。如下图 3-13。

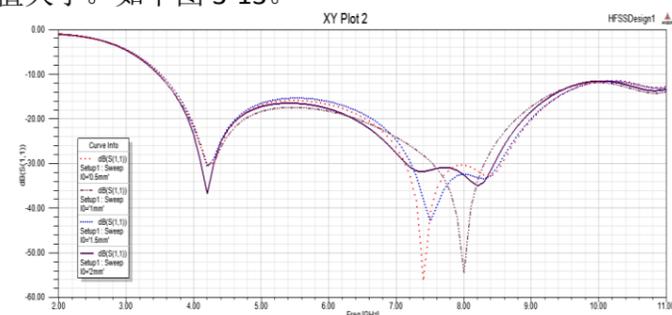


图 3-13 天线优化尺寸 1

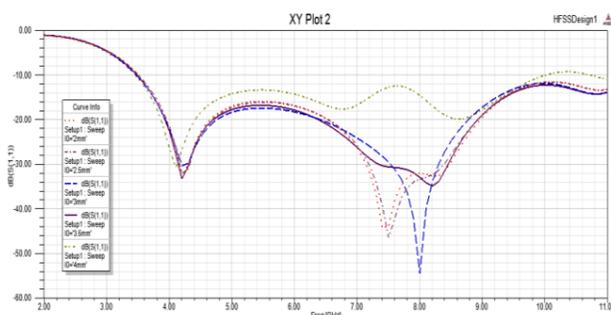


图 3-14 天线尺寸优化 2

由上面的优化结果可得开槽长度（沿 X 轴）为 1mm，仿真结果最好。

将方槽的宽（沿 Y 轴）设为一个变量 I_0 ，大小为 3mm。定义变量和添加变量之后，运行 HSSS 软件，可以得出反射系数 S_{11} 在不同长度时值大小，如图 3-14。

由上面的优化结果可得开槽宽度（沿 Y 轴）为 3mm，仿真结果最好。

将上、下切角梯度的长（沿 X 轴）设为一个变量 I_0 ，大小为 1.2mm。定义变量和添加变量之后，运行 HSSS 软件，可以得出反射系数 S_{11} 在不同长度时值大小。如下图 3-15。

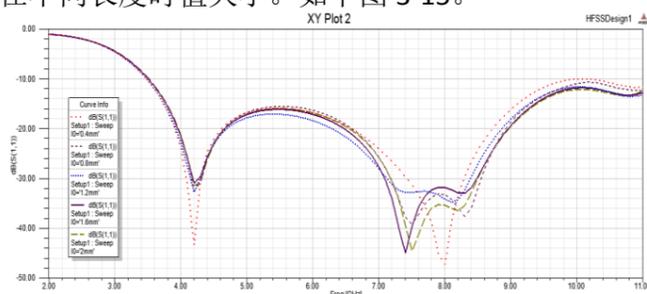


图 3-15 天线优化尺寸 3

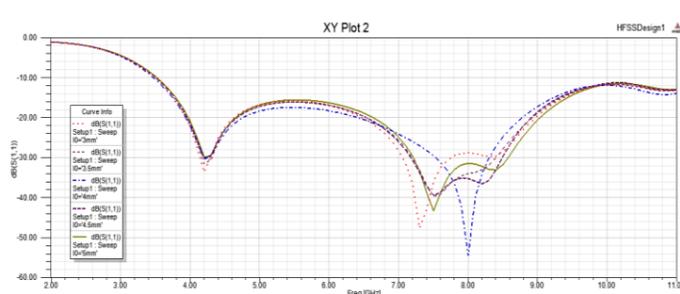


图 3-16 天线优化尺寸 4

由上面的优化结果可得下切角梯度长度（沿 X 轴）为 1.2mm，仿真结果最好。

将上、下切角梯度的宽（沿 Y 轴）设为一个变量 I_0 ，大小为 4mm。定义变量和添加变量之后，运行 HSSS 软件，可以得出反射系数 S_{11} 在不同长度时值大小。如下图 3-16。

由上面的优化结果可得下切角梯度的宽度（沿 Y 轴）为 4mm，仿真结果最好。

综上所述，为了做出符合设计要求的天线，我们对天线的初始模型进行了优化升级，做出了比较大的改动。主要是在导体薄片表面开槽处理以及进行上下切角处理。改动以后，达到了设计要求，也就确定了天线的最终设计版本。

最后，在确定最终设计版本后，通过软件我们可以得出天线的方向图。如下图 3-17, 3-18 所示。

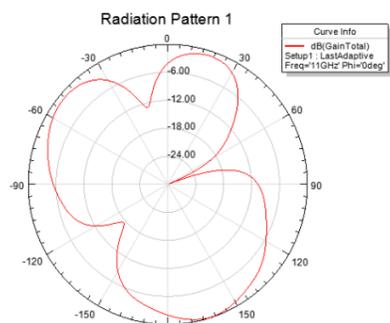


图 3-17 天线 E 面增益方向图

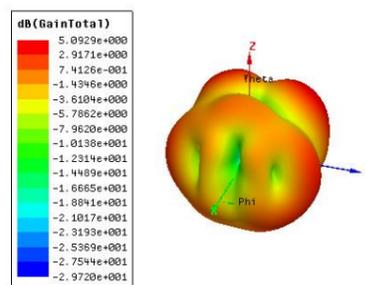


图 3-18 天线三维增益方向图

4. 实物加工与测试

4.1 天线硬件的加工

当天线仿真结果与目标预测结果大致相同的时候，我们就可以对天线进行实物测量研究了。如果实测结果也相符，说明论文设计任务圆满完成。在实验室里导出天线模型，经过专业软件处理，便可以在生产线上做出天线实物了。本毕业论文的天线实物在校实训基地做出。天线实物如下图 4-1。



图 4-1 天线实物正面图

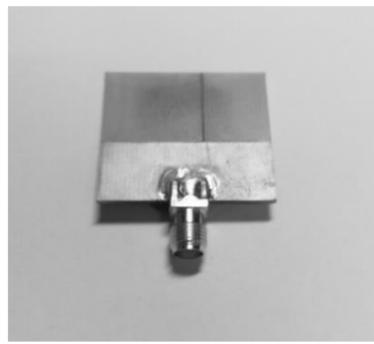


图 4-2 天线实物反面图

天线的实验室做好后，我们还需要焊上天线接口，方便天线测量。

4.2 实物天线的测试

在天线制作好后，我们便可以进行天线的实物测量了。天线的实物测量是整个天线研究中十分核心的部分，通过天线的实物测量，可以得到天线的一些参数，如反射损耗，方向图，天线增益等。这些参数有助于我们验证在天线设计仿真阶段的正确性。测量天线主要会用到一种电磁波能量的测试设备—矢量网络分析仪。下图为天线反射损耗测量结果。

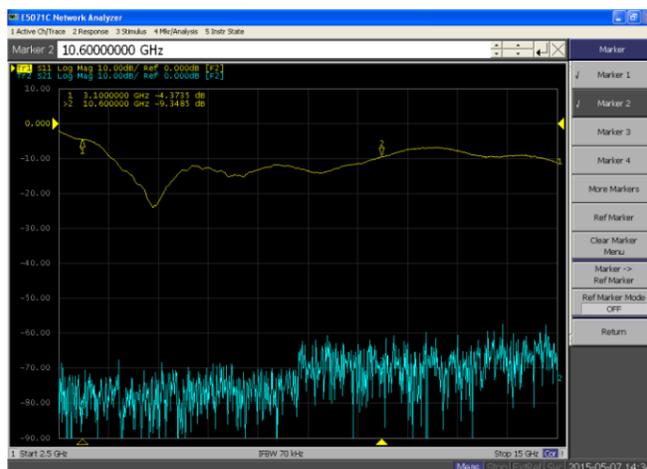


图 4-3 天线实物测试反射损耗图

通过实验测量我们发现，测量结果基本上达到了目标要求，只是在低频部分还有欠缺。

4.3 测试结果与仿真结果的对比分析

通过对比图 3-12 和图 4-3，我们可以发现虽然实测结果基本上完成了目标设计，但是仿真结果明显优于实测结果。

误差分析如下，首先，天线的软件仿真阶段，天线的模型不会有误差，或者说误差极小，而在天线的实物制作过程中，不可避免的会在天线尺寸上会产生误差，这就会造成实测结果的不相符。其次，在天线的仿真阶段，天线的设计环境都是理想化的辐射环境，而实际天线的工作环境达不到理想化的要求，测量时旁边的物体以及人都会影响测试结果。最后，我们在焊天线接口时，焊锡会影响其天线的输入阻抗，导致阻抗不匹配，这也是误差原因之一。

综上所述，天线实测结果与软件仿真结果的差异是不可避免的，只要是在合理的范围内，我们都可以接受。实际上，在发现实测结果符合设计要求的时候，我们应以实测结果为主要标准。接下来要做的便是怎样对实测结果进行再次优化。

5. 总结

本论文主要做的是微型化超宽频微带天线的设计。对于这个设计任务，主要进行了以下几个方面的工作。首先，查阅了相关书籍与论文，了解了超宽频微带天线的发展历史、发展前景与潜力，得知超宽频天线有很大的实际应用价值；其次，本论文的实现载体是微带天线，学习了微带天线的基本知识，了解了微带天线的基本参数与工作原理；再次，由于本论文的工作频带是超宽频上，所以对于如何实现超宽频带进行了研究，提出了拓展频带的相关方法。然后，对于由公式计算出的天线尺寸，用 HFSS 软件进行了仿真，并且，由上文提出了优化方案，对初始模型进行了优化处理。最后，对已优化好的天线模型进行实物制作，并且进行了测量，将测试结果与仿真结果进行对比分析，最终完成了设计目标。

本论文也存在着不足之处，天线的微型化方面只是提及了它的发展前景，对于怎样实现微型化未能清楚说明；天线的宽频拓展仅采取了改变天线结构一种方法，在对于实现天线宽频化方面未能进行深入探究。

参考文献

- [1] H.Schantz.A Brief History of UWB Antennas[J]. Aerospace and Electronic Systems Magazine,IEEE,vol.10,2004: pp.22-26.
- [2] 钟顺时. 微带天线理论与应用[M]. 西安电子科技大学出版社, 1991.
- [3] 谢处方, 邱文杰. 天线原理与设计[M]. 西北电讯工程学院出版社, 1985.
- [4] 陈鑫. 一种新型化超宽带小型化天线[D]. 哈尔滨工业大学硕士论文, 2007.
- [5] 钟顺时. 微带天线理论与应用[M]. 西安电子科技大学出版社, 1991.
- [6] 阮成礼. 双锥天线的普遍模型[J]. 电波科学学报, 2001,16 (1) :30-40.