

摘要

耦合馈电是从二十世纪八十年代兴起的一种非接触式馈电方式，主要分为口径耦合馈电和临近耦合馈电等两种方式。耦合馈电具有方便调节输入阻抗，扩展天线带宽等特点，在目前微带天线朝着小型化和宽带化发展的趋势下，耦合馈电正逐渐成为流行的馈电方式。

本文围绕着耦合馈电和耦合寄生贴片的应用，进行了以下几方面内容的讨论：1) 介绍了耦合馈电的特点和发展过程，阐述了微带贴片和耦合的相关理论；2) 设计了一个工作在 5GHz 的耦合串行馈电微带贴片天线阵，对天线参数进行优化分析，并进行了实物测量，显示天线具有较宽的带宽且主波束指向偏离度较小；3) 设计了一个工作在 5GHz 的圆极化耦合串行馈电微带贴片天线阵。对天线进行了仿真，显示具有较宽的阻抗带宽和轴比带宽；4) 利用 L 形地面实现单层直接馈电，并在方形切角贴片天线旁加矩形耦合寄生贴片扩展带宽的方式，设计了一个宽带圆极化 RFID 读写器天线。天线进过实测和仿真，增益达到设计要求，带宽能够完全覆盖超高频 RFID 频段；5) 通过利用微带-缝隙耦合结构，设计了一个宽带全向水平极化天线及其天线阵。该天线进过仿真设计，工作在 1.7 -2.2 GHz，覆盖了目前工作在 2 GHz 附近的 2G/3G 系统所需频段，并且该天线具有很好的全向性。

关键字： 耦合馈电；寄生贴片；耦合串馈天线阵；读写器天线；全向水平极化天线。

Abstract

Coupling feed is an electrically non-contacting feed configuration proposed since 1980s, which can be categorized as two topologies: an aperture-coupled feed and a proximity-coupled feed. The coupling feed is very convenient to be adjusted for impedance matching and bandwidth enhancement of antennas. In recent years, coupling feed is becoming a popular feeding technique as the growing research of miniaturized and broadband microstrip antennas,

For different applications of coupling feed, we design two coupling series-feed microstrip patch antenna arrays, a broadband omnidirectional horizontally polarized antenna and its array. For applications of coupling parasitic patch, we design a broadband circularly polarized RFID reader antenna. This thesis includes the following aspects:

A brief introduction and comparison of feed configurations is given in Chapter 1. We discuss the theory of microstrip patch and coupling in Chapter 2. A coupling series-feed linearly polarized microstrip patch antenna array working at 5GHz is proposed in Chapter 3. The antenna is simulated, fabricated and measured. The prominent characteristic of the antenna is the broad bandwidth and stable radiation pattern. A coupling series-feed circularly polarized microstrip patch antenna array working at 5GHz is proposed in Chapter 4. The simulation shows a wide impedance bandwidth and axial ratio bandwidth. A broadband circularly polarized RFID reader antenna is also developed in this Chapter. An L-shaped ground is used to achieve a single layer direct-feed and a parasitic rectangular patch near the main corner-truncated square patch is introduced to enhance the bandwidth of proposed antenna. A broadband omnidirectional horizontally polarized antenna and its array is proposed in Chapter 5 with a microstripline-slot coupling structure. The antenna is simulated and measured in 1.7-2.2 GHz which covers the GSM/PCS/UMTS band. Both of the antenna element and its array have good omnidirectivity.

Keywords: coupling feed; coupling parasitic patch; coupling series-feed array; RFID reader antenna; omnidirectional horizontally polarized antenna.

目录

摘要.....	I
ABSTRACT.....	II
第一章 绪论.....	1
1.1 选题背景及意义.....	1
1.2 微带天线技术的概况.....	3
1.3 天线阵及阵列馈电技术.....	3
1.4 本文主要完成的工作以及内容安排.....	5
第二章 微带天线及耦合理论.....	7
2.1 天线理论.....	7
2.1.1 天线作用	7
2.1.2 天线主要电参数	7
2.2 微带天线的分析理论.....	9
2.3 耦合.....	11
2.4 本章小结.....	12
第三章 耦合串行馈电微带贴片天线阵的设计.....	13
3.1 串馈微带线阵理论.....	13
3.1.1 均匀激励等间距直线阵	13
3.1.2 串馈阵列	14
3.2 设计步骤.....	16
3.2.1 介质基板材料的选择	16
3.2.2 阵元的设计	17
3.2.3 组阵方案的选择	17
3.2.4 馈电网络设计	18
3.3 阵列构造.....	18
3.4 阵列的测量及结果分析.....	20
3.4.1 电路特性测试	21
3.4.2 辐射特性测试	22
3.4.3 参数分析	24

3.5 不同阵元数目的阵列对比.....	25
3.6 本章小结.....	30
第四章 圆极化微带天线的设计.....	31
4.1 圆极化微带贴片天线.....	31
4.1.1 圆极化天线基本概念	31
4.1.2 圆极化技术	32
4.2 圆极化串行耦合馈电微带贴片天线阵设计.....	34
4.2.1 天线结构	34
4.2.2 仿真结果与分析	35
4.2.3 参数分析	39
4.3 宽带 RFID 读写器天线设计.....	40
4.3.1 天线结构	41
4.3.2 结果与参数分析	42
4.4 本章小结.....	44
第五章 宽带全向水平极化天线及其天线阵.....	46
5.1 全向水平极化天线.....	46
5.2 天线结构.....	47
5.3 仿真结果及分析.....	49
5.3.1 天线单元的仿真结果及分析	49
5.3.2 阵列天线的仿真结果及分析	50
5.4 本章小结.....	54
结论.....	55
参考文献.....	57
攻读硕士学位期间取得的研究成果.....	62
致谢.....	63

第一章 绪论

1.1 选题背景及意义

微带天线的馈电技术分为直接法和非接触法^[1]，其中直接法包括边沿馈电、探针馈电等。非接触法包括口径耦合、临近耦合等。也有一些激励方法如 L 形探针，其实是探针和临近耦合的混合形式。

微带线馈电技术是最早出现的微带天线的馈电方式^[2]。因为馈电单元和贴片可以蚀刻在同一块基板上，所以微带线馈电的制造工艺比较简单，所以大多数平面阵采用微带线方式。这种馈电技术很容易控制输入阻抗水平，当馈线与贴片的接触点位于贴片的辐射边时，谐振阻抗可以高达 150Ω 以上，而当接触点位于贴片中心时下降为只有几个欧姆。但是由于馈电网络没有与天线分开，因此微带线馈电微带天线具有较窄的带宽和相对较高的寄生馈电辐射；另外如果基板介电常数较高，则表面波的效率很低。

探针馈电是二十世纪七十年代中期提出的一种馈电方式^[2]。同轴线的内导体即探针与辐射贴片连接，外导体与地相连。探针馈电有几个优点：首先是馈电网络通过接地面与辐射部分分离，这样就可以分别对每一层进行优化；其次，探针直接与天线接触，且馈电网络的大部分与贴片隔离，从而使杂散辐射最小。但是探针馈电连接复杂，带宽也相对较窄，探针容易产生较高的交叉极化场，制造也比较复杂。

从上面可以看出，直接接触式馈电有着内在的窄带宽和不利的表面波效应等因素，所以就发展了非接触激励机制——耦合馈电。口径耦合馈电是上世纪八十年代提出的一种馈电方式^[3]，如图 1-1(c)，叠层之间通过地面分开，馈线与微带贴片之间通过接地面的窄缝进行耦合。口径耦合馈电天线的各部分之间是分离的，可以分别进行优化，制作工艺也相对简单；口径耦合贴片具有更多的设计参数，方便设计；采用这种馈电方式的天线上没有剧烈的电流不连续点，相对较容易建模和分析；此外，口径耦合天线的阻抗匹配很容易调节，所以通常具有显著的阻抗带宽。

除了口径耦合馈电，还有一种非接触式馈电方式，即临近耦合馈电^[4]，如图 1-1(d)所示。馈线在地与微带贴片之间，馈电网络和贴片通过电磁作用进行功率耦合。临近耦合馈电的关键特性在于它的耦合机制本质上是电容性的，而直接接触法主要是感性的。耦合机制的差异使得临近耦合馈电方法可以获得较宽的阻抗带宽。同口径耦合一样，临

近耦合馈电天线上没有电流的不连续点，所以易于分析。但是临近耦合同样会产生相对较高的寄生辐射。图 1-1 是上述四种馈电方式的示意图，表 1-1 是这四种馈电方式之间的对比。

综上所述，耦合馈电方式相较于其他馈电方式能够获得较宽的阻抗带宽，并且能有效抑制表面波的产生。基于耦合馈电的这种特性，本文将着重研究耦合馈电以及耦合寄生贴片在实际天线设计中的应用。

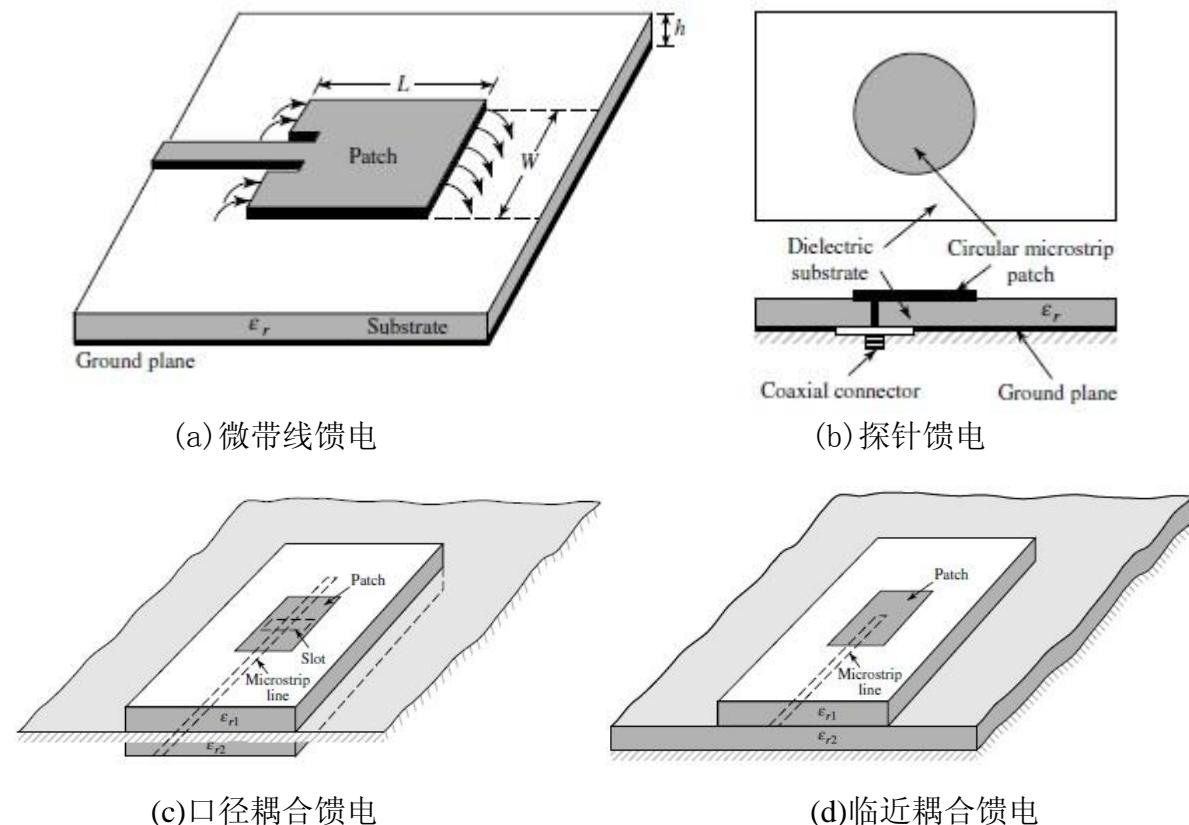


图 1-1 几种常见的馈电方式

表 1-1 几种馈电方式的对比^[5]

馈电方式 性能	同轴探针馈电	微带线馈电	临近耦合	口径耦合
极化纯度	差	差	差	极其好
构造难易	焊接和挖孔	容易	需要校准	需要校准
可靠性	差	很好	好	好
带宽	2-5%	2-5%	13%	21%

1.2 微带天线技术的概况

通常的微带天线是在薄介质基片的一面敷有金属薄层作为接地板，另一面做出一定形状的金属贴片的方法构成的，可以用微带线或者同轴探针对其馈电。微带天线按照结构特征可以分为微带贴片天线和微带缝隙天线；按照工作原理可以分为谐振（驻波）型和非谐振（行波）型。与其他类型的天线相比，微带天线具有剖面薄、重量轻、体积小、便于和有源器件集成、适合构成天线阵等诸多优点。微带天线是在 1953 年就已经提出的一种天线类型，虽然微带天线在发现之初没有获得工程界的重视，但自二十年后第一批实用的微带天线制成功^[6]，新型及新性能的微带天线不断出现在学术论文和研究报告中。并且随着无线电技术向越来越高的频率发展时，对天线的小型化、轻便等要求也越来越高。所以，微带天线自然而然的受到研究者的关注。直到目前，微带天线的研究仍然是天线研究的一个重要课题。但是，微带天线在拥有如此多优点的同时，也有很多不足，比如频带窄、增益低、介质基板对性能影响大、功率容量低、辐射效率低等。这些缺点极大地限制了微带天线在实际中的应用。目前，微带天线应用的场合主要有：无线通信技术，包括无线局域网（WLAN）、手机天线、蓝牙等；小型卫星通信；多普勒及其它制式的雷达；无线电测高计；导弹遥测；GPS 卫星导航接收机等。

微带天线技术随着应用范围的扩大得到飞速的发展，目前对微带天线技术的研究方向主要有以下几个方面：高增益、低副瓣设计；小型化、宽带化设计；多极化；多频段；分形微带天线；光子带隙（PBG）技术在微带天线设计上的应用等。

1.3 天线阵及阵列馈电技术

天线阵是由多个形式相同并按照一定规律布置的辐射单元组成的辐射系统^[7]。阵列中的单个辐射单元叫做阵元或者单元天线。天线阵中的单个阵元在空间中形成的辐射场在某些方向上互相叠加而在某些方向上互相抵消，可以产生出特定的方向图，从而提高方向性并且改善增益。阵列天线的辐射特性一般由阵元的性质、数量、排列方式和其上的电流幅度及相位等因素决定。天线阵按照阵元的排列方式可以分为线阵、面阵、立体阵等。阵元的排布可以为等间距和不等间距排列，阵元的结构可以是相同也可以是不同的。研究阵列天线的方法有两种，一种叫做天线分析法，是指对于给定基本参数的阵列，求其辐射特性的方法。第二种叫做天线综合法，是指在实际应用中，根据具体要求的辐

射特性或者性能指标，求出相应的天线参数再进行布阵。可见两种方法是相反的过程。

阵列天线有较长的应用历史，早在 1920 年短波远距离通信中就用到了阵列天线。而真正使阵列天线得到广泛应用的是在上世纪三十年代出现的雷达^[8]。紧接着，由于需要跟踪高速移动的飞行器，所以要求天线波束能在较大的空间区域内能够灵活高速地扫描，这使得阵列天线发展出电扫描技术，形成了相控阵。现在阵列天线的应用面非常广泛，如在军事中用于军事通信、预警技术等，在卫星通信，无线通信等领域都能看到阵列天线的影子。

为了保证天线阵中的每个阵元得到所要求的激励振幅和相位，我们需要给天线阵设计馈电网络。馈电网络设计的原则是阻抗匹配，结构简单和损耗小。有适当的匹配网络，天线阵才能形成所要求的方向图，或者让天线的某项性能指标达到最佳。天线阵的主要馈电方式为串行馈电和并行馈电，也有使用两种馈电方式的组合^[9]。

并馈线阵的传输线在输入端进行馈电后，沿线的每个阵元都耦合一部分的功率，剩余的小部分功率被终端负载吸收。并馈线阵的阵元间隔不是 $\lambda_g/2$ 的整数倍以避免反射波同相叠加。并馈线阵的波束不是指向边射方向，而是倾斜的。并联馈电的设计比较简单，每个阵元需要的激励振幅和相位通过设计馈电网络来实现。当馈线的长度相等时，波束的指向与频率无关，所以阻抗匹配的带宽决定了频带宽度，因此比较容易形成宽频带。这种形式的馈电网络适用于固定波束阵，或者电移相器进行波束扫描的相控阵。但是，并联馈电阵列需要大量的功分器，馈线的长度也较长，不仅降低了空间利用率，也大大增加了传输线的损耗，馈电网络的复杂度也较高。

串馈线阵是辐射单元沿着传输线的方向排列的天线阵，传输线可以有两种：驻波（谐振式）馈源和行波（非谐振式）馈源。谐振式串行馈电线阵的相邻阵元之间的距离为 $\lambda_g/2$ ，或者 λ_g （ λ_g 代表介质波长），这样做可以保证波束指向边射方向而且阵元都是同相馈电。传输线的终端短路或者开路，沿线形成驻波分布，这种馈源可以使用周期性的加载的传输线来表示，但频带范围比较窄。从等效网络的角度看，串馈形式可以说是一种级联形式的馈电。每一个天线阵元都可以等效成一个四端网络。串联馈电阵列中的各阵元所需要的激励幅度和相位是通过改变阵元的尺寸来达到的。将阵元尺寸设计成各不相同时可以得到具有幅度和相位加权的串联馈电阵列。当串馈阵列的频率发生变化时，阵元激励相位也相应地发生改变，从而使波束指向发生改变。与并馈阵列相比，串馈阵列的设计要更复杂一些，特别需要考虑各阵元间的互耦影响。但串馈阵列效率较高，传输线的损

耗也较小，馈电网络的结构也比较紧凑和简单。

下表是这些馈电方式的比较^[6]。

表 1-2 阵列天线馈电技术对比

馈电方式			波束指向	带宽	效率	带宽限制	空间利用
串行 馈电	驻波式	端点馈电	边射	很窄	中-高	驻波比	好
	行波式	中心馈电	边射	很窄	中-高	驻波比	好
串联补偿馈电		端点馈电	倾斜，频率敏感	宽	中-高	方向图	好
并联馈电		中心馈电	边射	窄	中-高，比端馈好	方向图	好
串联补偿馈电			边射，频率无关	宽	中-高	方向图或单元匹配	中
并联馈电			边射，频率无关	宽	中-高	方向图或单元匹配	差

1.4 本文主要完成的工作以及内容安排

本文的主要工作是在现有的基本理论以及方法的基础上，结合作者所作的工作，分析总结了耦合馈电以及耦合寄生贴片在实际天线设计中对天线带宽等性能的影响，并且根据总结出来的研究方法设计出一种耦合串行馈电微带贴片天线阵。通过对天线参数进行分析优化，最后制作出一款 8 单元的耦合串馈贴片天线阵。天线经过测量后得出的性能结果与仿真结果有较好的吻合。随后，改变了贴片的形状，并且利用方形切角贴片实现了圆极化耦合串馈贴片天线阵。本文还介绍了一种利用耦合寄生贴片扩展带宽的 RFID 读写器天线。最后提到一款宽带全向水平极化天线。以上天线均采用了耦合的方式，相较于其他同类型的天线具有更宽的带宽。本文采用理论研究、电磁软件仿真、以及实测分析相结合的研究方法，从而达到对耦合馈电微带天线有一个比较全面的认识。

本文具体章节安排如下：

第一章绪论主要介绍了几种常见的微带天线馈电方式，并对这几种馈电方式进行对比，总结了耦合馈电的优势，接着介绍了微带天线的发展概况和发展趋势，最后阐述了天线阵的发展历史、研究现状以及对天线阵的馈电技术做了说明和类比。

第二章讲述了介绍了微带贴片天线及耦合机理等相关理论，包括天线的辐射机理，天线的基本电参数，几种分析微带贴片天线的理论。最后介绍了微带贴片之间耦合的一些相关的理论。

第三章首先介绍了串馈微带线阵的一些理论知识，包括串馈直线阵理论、举例讨论了一个N元等幅馈电边射直线阵的方向图、计算阵列输入阻抗和馈电幅度及相位的方法。然后详细阐述了构造串馈线阵的步骤。接着提出了一个八单元耦合串馈微带贴片天线阵，通过电路参数和辐射参数的测量说明了该阵列天线的性能，并且给出了相应的四单元、十二单元、十六单元的仿真结果，并对这些结果进行了对比。

第四章按照第三章的思路首先介绍了圆极化天线的基本概念及圆极化微带天线的实现方法，然后按照第三章中提到的设计步骤提出了一种圆极化耦合串行馈电阵列天线，接着给出了阵列天线的仿真性能并且对一些重要的参数进行优化分析。该天线阵依然采用临近耦合馈电的方式，具有较宽的阻抗带宽和轴比带宽。另外本章还提出了一种直接馈电的单层RFID圆极化读写器天线，这种天线覆盖了UHF RFID频段。利用耦合寄生贴片扩展了天线的阻抗带宽和圆极化带宽。最后对出现的问题作出总结。

第五章介绍了一种宽带全向水平极化天线并且利用其作为阵元组成了一个八单元阵列天线。该天线利用一种微带-缝隙耦合的结构实现了较宽的带宽，并具有很好的水平面全向性。相应的天线阵采用了并联馈电的方式，利用功分器对各阵元均匀馈电。本章重点分析了阵元构造和天线阵的性能结果。

最后是对全篇论文的总结，归纳了本文所作的工作，并针对本文的设计提出了尚待改进的地方。

第二章 微带天线及耦合理论

2.1 天线理论

2.1.1 天线作用

天线是无线通信系统的重要组成部分，处于系统的末端，是无线系统之间进行通信的桥梁，为辐射和接收无线电波提供了手段，其性能的好坏将直接影响整个移动通信系统的性能。大多数天线是互易器件，发射时的行为与接收时相同。它发射信号时将传输线上的导波转换成自由空间波，接收时再将空间中的电磁波转换成传输线上的导波。可见，天线是发射和接收电磁波的重要的无线电设备，没有天线也就无法完成无线通信。为了区别天线的工作频率、用途、应用场合及其它要求的不同，我们需要对天线进行分类。按照工作频率可以分为短波天线、超短波天线、微波天线等；按照用途可以分为通信天线、电视天线、雷达天线等；按照方向图可以分为全向天线和定向天线；按照外形可以分为线状天线和面状天线等等。

2.1.2 天线主要电参数

天线的主要电参数包括辐射方向图、方向性、极化、增益，输入阻抗、带宽、效率等。这些电参数还可以分为辐射特性参数和电路特性参数。下面介绍一下辐射特性参数：

(1) 辐射方向图

电磁波经天线辐射到自由空间后，其能量分布是不均匀的，辐射方向图表述了天线发射电磁波时距离天线固定的距离上辐射随角度变化的情况。辐射用距离天线 r 处的功率密度 S 来表示。

对于天线的方向图，有的天线的需要对准性很强，所以就需要主瓣尽可能窄；而有的天线却需要各个方向都能给予等量的辐射强度，这就需要方向图是一个球形，即假想中的各向同性点源。

(2) 方向性与增益

天线的本质就是电磁波的空间放大器，方向性则表示一个天线辐射的功率密度的峰值与各向均匀辐射的天线的功率密度的比值，是天线集中能量程度的表示，即

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{ave}} \quad (2-1)$$

也可以表示为：

$$D(\theta, \phi) = \frac{4\pi}{\Omega_A} |F(\theta, \phi)|^2 \quad (2-2)$$

其中 Ω_A 是波束立体角。

方向性是由辐射方向图单一决定的。而增益是一个与方向性息息相关的参数。天线增益是指在输入功率一样的情况下，实际天线与理想的各向同性点源在空间同一点处所产生的信号的功率密度之比。增益定量地描述了一个天线把输入功率集中辐射的程度。同时，方向图主瓣越窄，副瓣越小，增益越高。用公式可以表示为：

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2-3)$$

方向性系数表示天线辐射电磁能量的集中程度，效率表示天线能量的转化率，而增益与方向性的关系则可以表示为：

$$G = e_r D \quad (2-4)$$

即天线的增益等于它的方向性与辐射效率的乘积。一般说来，天线的方向性越好，增益越大，反之亦然。

(3) 极化方式

极化是指电磁波在自由空间传播时，电场强度矢量在空间运动的轨迹或者变化的状态。一般说来，电场强度矢量在空间运动的轨迹是一个椭圆。我们定义这种极化方式为椭圆极化，如图 2-1 所示。沿着波的传播方向看，当电场强度矢量 $E(t)$ 的轨迹是沿着逆时针旋转时，我们把这样的电磁波叫做右旋椭圆极化，反之叫做左旋椭圆极化。椭圆极化在一些情况下可以转换成圆极化和线极化。当振幅 E_{x0} 和 E_{y0} 相等并且它们的相位 ϕ_x 和 ϕ_y 之间相差 $\pi/2$ 时，电场强度矢量的轨迹则会由椭圆演变成圆形，我们称此时的电磁波为圆极化波。相应的也有左旋和右旋的分别。当电场矢量的相位 ϕ_x 和 ϕ_y 之间相差 $n\pi$ 时，椭圆轨迹就会演变成一条直线，这时我们称之为线极化。当线极化方向与水平面平行时，叫做水平线极化；当线极化的方向与水平面垂直时，叫做垂直线极化。

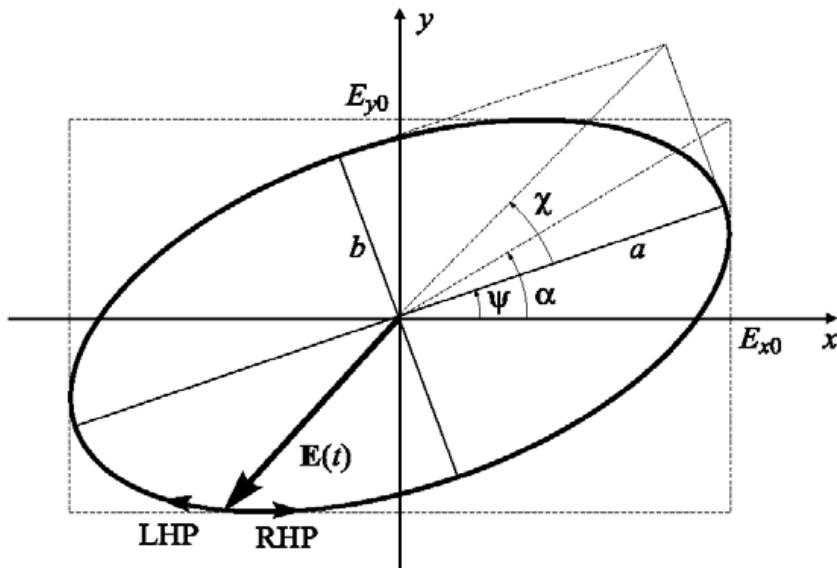


图 2-1 极化椭圆图

天线的接收具有极化正交性。当接收天线的极化方式与来波的极化方式不一致时，接收到的信号强度就会变小，也就是产生了极化损耗。例如，当水平极化波或者垂直极化波被 $\pm 45^\circ$ 双极化天线接收时，或者用水平或垂直极化天线接收 $\pm 45^\circ$ 的极化波等等情况时，都会产生一定的极化损耗。圆极化天线在接收线极化来波时，或者相反，线极化天线接收圆极化来波时，接收到的能量只有来波能量的一般。而当来波与天线的极化方式完全正交时，接收天线将无法接收来波的能量，即发生了极化完全隔离。这一性质被广泛应用于天线的极化分集技术中。

设计天线时预定的极化方式叫做主极化，形成的方向图叫做主极化方向图。对于线极化而言，在与主极化垂直的方向上可能会产生极化分量，我们叫做交叉极化或者正交极化。比如，让主极化为垂直极化时，可能在水平极化方向产生的极化分量就是交叉极化。交叉极化是我们在设计天线时应该加以避免或抑制的。

2.2 微带天线的分析理论

微带贴片天线是敷于介质基片上的导体贴片和接地板构成的天线。它可以利用同轴线或者微带线馈电，从而在接地板和金属贴片之间激励起电磁场，并且通过贴片周围与接地板间的缝隙将电磁场向外辐射。导体贴片一般是形状规则的几何体，如矩形、圆形或圆环形金属薄片。

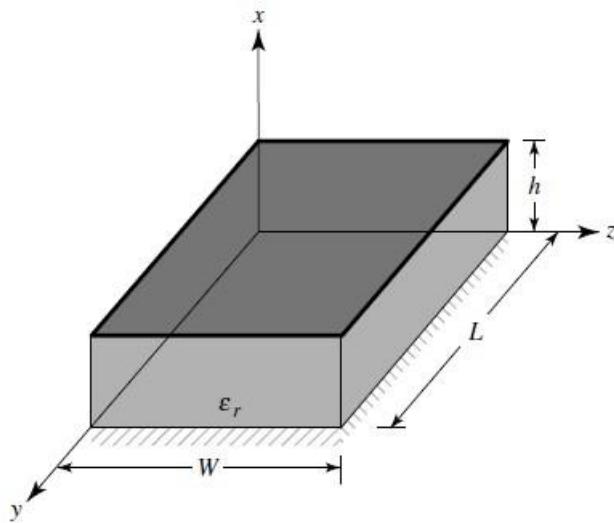


图 2-2 微带贴片天线结构图

分析微带天线的基本理论可以分为三类：第一类是传输线模型理论，这是最早出现的最简单的分析模型，适用于各种矩形贴片^[10]。该理论将微带矩形贴片看成是电场沿横向方向不变的谐振器并等效为一段传输线，辐射缝隙的等效导纳加载在传输线的两端。第二类为空腔模型理论，该理论于 1979 年提出^[11]。它将微带贴片下面的空间看做是上下为电壁，垂直贴片的四周为磁壁而围成的谐振空腔。天线的远场辐射电场是通过空腔四周的等效磁流计算得出。而天线的输入阻抗及工作频率可以通过空腔内的电磁场及边界条件求解。空腔模理论是对传输线模型的发展，该理论能应用于范围更加广泛的微带天线。又由于涉及了高次模，所以可以计算得到更准确的阻抗曲线并且计算量不大，很适合工程设计的需求。但是要想得到较为准确的结果还需要对基本空腔模型理论进行修正。在空腔模型中，认为空腔内的电磁场为二维函数，所以要求介质基片为薄基片，对于厚基片将引入误差。该方法可以比较精确地计算厚度在 0.005 到 0.02 个介质波长的微带天线的输入阻抗。第三类为积分方程法，即全波理论。传输线模型和空腔模型比较简单，但也受到较多的限制，比如对介质的厚度，微带贴片的宽度等都有适当的要求。而全波理论则不需要受到这些要求的限制。该方法的典型做法是：先导出贴片上单位电流元满足边界条件的并矢格林函数， \mathbf{r} 处场点的电场可以用下式表示：

$$\mathbf{E}(\mathbf{r}) = -j\omega\mu_0 \int \mathbf{G}(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \cdot \mathbf{J}(\mathbf{r}') d\mathbf{v} \quad (2-5)$$

$\mathbf{G}(\mathbf{r}, \mathbf{r}')$ 为格林函数， $\mathbf{J}(\mathbf{r}')$ 为源点点处的电流密度。令贴片表面的电场的切向分量为零，从而得到对 $\mathbf{J}(\mathbf{r}')$ 的积分方程。选择合适的基函数展开式和实验函数，则可将积分方程转化为矩阵方程，进而解出贴片电流再计算天线的特性。该方法复杂且计算时间长，适用于各种结构、任意厚度的微带天线求解。

2.3 耦合

耦合是指微带贴片之间不通过直接接触而进行功率能量传递的一种方式。虽然有过利用传输线模型和空腔模型成功分析微带天线单元之间耦合的例子^{[14]-[16]}，但是相对于全波分析法而言，这两种模型还是太过困难了。两个微带贴片之间，或者口径天线，又或者线天线之间的耦合，是一个天线相对于另一个天线的位置的函数。当两个微带贴片沿 E 面摆放时，这种摆放方式叫做 E 面摆放；当两个贴片沿 H 面摆放时，摆放方式称为 H 面摆放，如图 2-5 所示。当贴片之间的距离 S 较小时 ($S < 0.10\lambda_0$)，E 面摆放表现出较小的耦合隔离度；当贴片之间的距离 S 较大时 ($S > 0.10\lambda_0$)，H 面摆放表现出很小的耦合。固定摆放方式后，一个贴片相对于另一个贴片的距离对耦合的影响取决于电气特性和微带贴片的集合形状。图 2-6 是距离对耦合影响的一种典型的变化趋势。

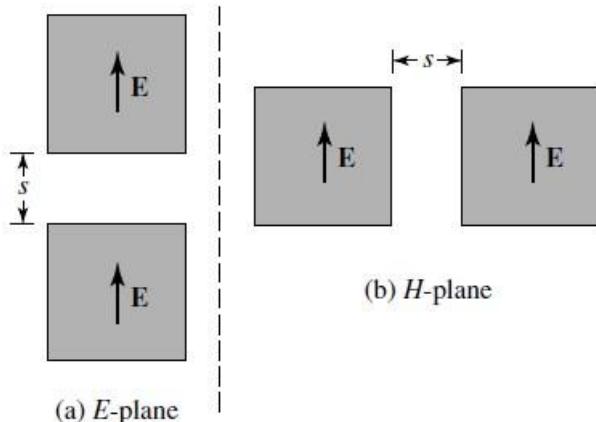


图 2-5 微带贴片的 E 面和 H 面摆放

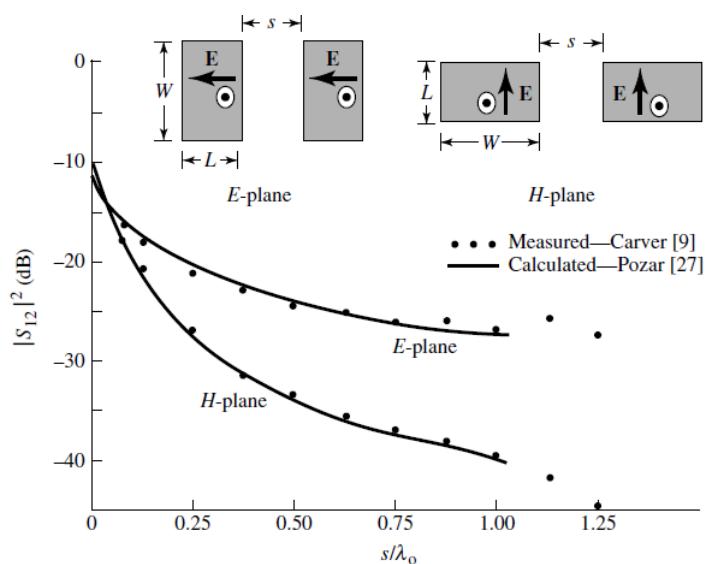


图 2-6 E 面和 H 面摆放时，两同轴馈电微带天线之间互耦的计算和测量值^[7]

一般说来，互耦主要是由空气和介质交界处的场产生的。这种场可以分解为自由空间波（ $1/\rho$ 的径向变化率）、高次模波（ $1/\rho^2$ 的径向变化率）、表面波（ $1/\rho^{1/2}$ 的径向变化率）、漏波（ $\exp(-\lambda\rho)/\rho^{1/2}$ 的径向变化率）^{[17][18]}。当贴片间距离较小时，自由空间波和高次模波发挥主要作用，当贴片间距离较大时，表面波占据主要作用。表面波在电介质内存在和传播，它的辐射是关于介质厚度的函数^[13]。在给定方向上，最低次模的表面波是截止频率为零的 TM 波。对于矩形微带贴片而言，这种场就是沿 E 面传播方向上的 TM 波和沿 H 面传播方向上的 TE 波。E 面摆放时，两贴片间缝隙内的场主要为 TM 模，单元之间的表面波激励也比较强，所以耦合也较大。然而，图 2-5 中 H 面摆放时，贴片之间的场为 TE 模，缝隙间没有较强的主模表面波激励，所以贴片之间的耦合也较小。当介质厚度增加后，高阶 TE 模表面波被激励，则上述情况会发生改变。

2.4 本章小结

本章主要介绍了天线、微带贴片以及耦合的相关理论。首先介绍了表征天线性能的基本电参数，然后介绍了微带贴片天线的几种分析理论。最后介绍了关于耦合的一些理论。

第三章 耦合串行馈电微带贴片天线阵的设计

3.1 串馈微带线阵理论

3.1.1 均匀激励等间距直线阵^[10]

直线阵是指阵元放置在同一条直线上，并且每个阵元的电流都沿着该直线流动的天线阵。一个天线阵的方向图可以分解为阵元方向图和阵因子的乘积，即方向图乘积原理。也可以表述为一个与原天线阵具有同样位置、同样的激励幅度和相位的各向同性点源阵的方向图与原天线阵中其中一个阵元的方向图的乘积即为该天线阵的方向图。

下面讨论一个由 N 个阵元组成的边射直线阵的方向图。 N 个阵元沿着阵轴依次排列，设阵元间距为 d ，各阵元等幅馈电，电流幅度为 I_0 ，相位按照等差数列递变，这里我们只考虑由阵元间相移 α 引起的线性形式的阵元相位。则均匀激励等间距直线阵的阵因子为：

$$AF = I_0 \sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi} = I_0 (1 + e^{j\psi} + \dots + e^{j(N-1)\psi}) \quad (3-1)$$

接下来我们将上式两边都乘以 $e^{j\psi}$ 得到

$$AFe^{j\psi} = I_0 (e^{j\psi} + e^{j2\psi} + \dots + e^{jN\psi}) \quad (3-2)$$

将上面两个公式相减得到

$$\begin{aligned} AF &= I_0 \frac{(1 - e^{jN\psi})}{(1 - e^{j\psi})} = I_0 \frac{(e^{jN\psi} - 1)}{(e^{j\psi} - 1)} = I_0 \frac{e^{\frac{jN\psi}{2}} \left(e^{\frac{jN\psi}{2}} - e^{-\frac{jN\psi}{2}} \right)}{e^{\frac{j\psi}{2}} \left(e^{\frac{j\psi}{2}} - e^{-\frac{j\psi}{2}} \right)} \\ &= I_0 e^{j(N-1)\psi/2} \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \end{aligned} \quad (3-3)$$

相位因子 $e^{j(N-1)\psi/2}$ 代表阵的相位中心相对于原点的相移，如果阵中心在原点附近，相位因子就不会出现，除非天线阵的输出信号与其他天线的输出信号产生叠加。在省略了阵因子之后，上式可以简化为

$$AF = I_0 \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \quad (3-4)$$

当阵元间的相位差为 0 时，即 $\psi = 0$ 时，上式有最大值，为

$$AF(\psi = 0) = I_0(1 + 1 + \dots + 1) = I_0 N \quad (3-5)$$

用公式 3-5 除公式 3-4 得到归一化的阵因子为

$$f(\psi) = \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{N\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (3-6)$$

上式即为阵中心在原点附近，等间距且均匀激励的 N 元线阵的归一化阵因子。这是一个以 2π 为周期的函数，形式类似于函数 $\sin(u)/u$ ，但是旁瓣却不会随着变量的增加而减小。对该阵因子进行分析可以得出以下结果：

- (1) 阵元数目 N 增加时，主瓣的宽度会变窄；
- (2) 当阵元数目 N 增加时，阵因子一个周期中会出现更多的波瓣，总的波瓣数目为 N-1，也就是说每个周期会出现一个主瓣和 N-2 个旁瓣；
- (3) 以 ψ 为变量的副瓣的宽度为 $2\pi/N$ ，而主瓣和栅瓣的宽度为 $4\pi/N$ 。
- (4) 随着阵元数目的增加，旁瓣的峰值会相应地减小。旁瓣峰值可以用旁瓣电平衡量，即 $SLL = (|\text{最大旁瓣的最大值}|) / (|\text{主瓣的最大值}|)$ 。当 N=5 时，阵因子的旁瓣电平为 -12dB，当 N=20 时，旁瓣电平为 -13dB，当 N 持续增加时，旁瓣电平趋于一个稳定的值，为 -13.3 dB。

3.1.2 串馈阵列

图3-1是一个串馈微带贴片线阵。该阵列天线由八个阵元构成，阵元之间用高阻抗传输线连接，馈点在天线阵左边。线阵经常使用串行馈电，工作模式为谐振式或者非谐振式。串馈线阵性能最大的局限在于在一定的频率范围内，天线阻抗会发生大幅度的变化，并且主波束的指向也会发生偏移。主波束的指向和扫描灵敏度可由下面公式计算^[5]：

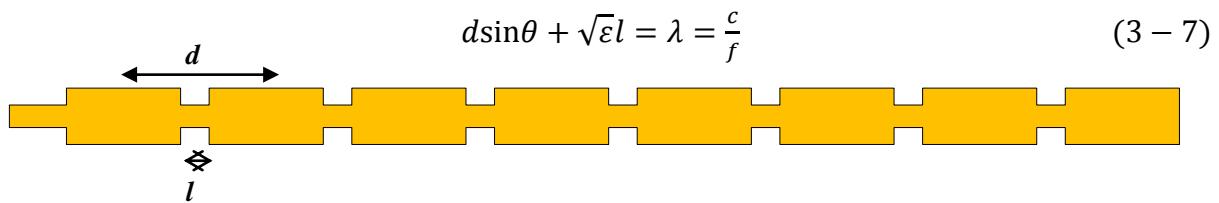


图 3-1 串馈微带贴片线阵

其中， d 代表阵元间距， l 代表连接相邻单元的传输线的长度， f 代表工作频率， θ 代表波束指向偏离边射方向的角度。

为了使天线阵具有较小的旁瓣，需要根据所需的电流幅度分布确定每个贴片单元的辐射阻抗，并且可以通过变化矩形贴片阵元的非谐振宽度来达到要求。利用贴片的空腔

模型可以精确设计出一系列的串行馈电天线阵，阵参数如电压驻波比、带宽等均可以利用此模型计算得出。设计谐振式和非谐振式串馈天线阵需要围绕以下两方面展开：

(1) 计算工作频段内线阵的输入阻抗（即输入特性）

图3-1中天线阵的每个阵元都可以看做是双端口微带线，端口位于矩形单元的非谐振边上。假设负载为 Z_L ，则馈电处的输入阻抗为^[19]

$$Z_{in} = Z_{11} - \frac{Z_{12}^2}{Z_{22} + Z_L} \quad (3-8)$$

其中 Z_{ij} 为双端口网络阻抗矩阵的参数。在确定损耗因数之后，根据阵元两端的端口位置就可以确定双端口微带贴片的Z参数矩阵。从上一章我们得知每一个阵元可以看做是等效尺寸为 $a \times b$ 的空腔，空腔的上下面为电壁，四周为磁壁，利用贴片的有效尺寸可以计算出阻抗矩阵。对于串行馈电阵列来说，首先计算出最后一个阵元的输入阻抗，然后将该阵元的输入阻抗看做是负载 Z_L ，进而计算倒数第二个阵元的输入阻抗，如此反复，直到得出线阵的输入阻抗为止。

(2) 测算每个阵元的激励幅度和相位（即辐射特性）

阵元的激励由每个阵元的辐射功率决定。在计算有效功率时，传输线与阵元连接处的反射也需要考虑在内。阵元激励幅度的大小取决于它的辐射功率。首先确定归一化辐射电导为

$$g_r = \frac{Z_0}{R_{rad}} \quad (3-9)$$

其中 R_{rad} 为贴片阵元的辐射阻抗， Z_0 为馈线的特性阻抗。利用前面估算的每个阵元的输入阻抗，可以得到第 n 个连接处的反射系数

$$\Gamma_n = \frac{Z_{inn} - Z_{fl}}{Z_{inn} + Z_{fl}} \quad (3-10)$$

Z_{inn} 是第 n 个链接处的输入阻抗， Z_{fl} 代表馈电线的阻抗。则串馈线阵中第 n 个阵元的辐射功率可由下面的一般表达式计算：

$$V_{rn}^2 = P_{rn} = g_n (1 - g_n) (1 - g_{n-1}) \dots (1 - g_1) (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2) \dots (1 - |\Gamma_n|^2) \quad (3-11)$$

上式中的 g_r 和 Γ 可以分别从式 3-9 和式 3-10 中求得。由于采用的是串联馈电，所以激励的幅度以自然指数的形式依次递减，从最后一个阵元处反射并且指向激励源的反向波与

入射波相比相对较小，在计算阵元功率辐射时可以假设为很小。

串馈阵列的相位分布可由贴片和连接线的插入相位获得。根据贴片和馈线的电长度可以估算出每个阵元处的相对相位。一旦清楚了每个阵元的激励幅度和相位，便可以计算出阵列的阵因子。如果阵元的辐射场也是已知的，则能够通过方向图乘积原理获得阵列的辐射方向图。

3.2 设计步骤

阵列的馈电方式主要分为串行馈电和并行馈电。直接串行馈电的例子有很多：文献[20]提出一种周期性结构的串馈阵列，具有较宽的带宽；文献[21][22]通过设计不同形状大小的阵元来优化方向图；文献[23]通过在地板上开大缝隙扩展带宽。但是这些方法不仅结构复杂，设计困难，带宽也相对较窄。为了克服直接馈电的不足，不少文献在设计串行馈电阵列时采用了耦合馈电的方式。文献[24]提出了一种在带状线上挖方形环缝隙的全向串行耦合馈电天线阵；文献[25]提出了一种口径耦合馈电的串行全向微带天线阵，阵元之间采用了间隙耦合的方式。文献[26]设计了一个临近耦合馈电的印刷偶极子阵。与直接馈电方式相比，这些耦合馈电串行阵列通常结构较简单，带宽也较宽。

3.2.1 介质基板材料的选择

前面说过介质基板的材料和厚度对微带天线的影响很大，所以在设计微带天线时首先要选择合适厚度和介电常数的基板。一般说来，介电常数比较小的基板材料可增强辐射缝隙处的边缘场，同时能在一定程度上增加天线带宽。对于介质厚度而言，经过试验验证，天线带宽会随着 h/λ 的增加而增加，但是相应的耗损也会增加，使得效率降低。所以在确定介质厚度时要综合考虑带宽和效率这两个因素。在微波波段，微带天线选择基板时可依据的准则有：是否会激励表面波；铜耗和介质损耗的大小；色散对损耗角正切以及介电常数的影响；环境对基板材料的影响；机械加工对基板的要求；成本等。

当基板的厚度 h 满足下式时，一般不会出现表面波，

$$h \leq \frac{c}{4f\sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (3-12)$$

其中 f 是谐振频率， ϵ_r 为相对介电常数。当 h 很小时会影响天线带宽和辐射效率，所以介质基板的厚度应该在满足上式的情况下尽可能取大。介电常数相对可以取小一点的值。

基于以上的设计原则考虑，并结合实际天线阵的具体结构，最终的天线阵的介质基板一共由两层厚度分别为 1.5mm 的介电常数为 3.48 的 Rogers 4350 组成，该材料的介质损耗正切为 0.004。天线介质基板的总厚度为 3mm，下层为接地饭，馈电线夹在两层基板中间，矩形微带贴片在基板的最上层。

3.2.2 阵元的设计

矩形、圆形、环形、三角形是常见的微带天线贴片的形状，它们各有不同的特点，但在设计阵列天线时，需要考虑馈电、匹配和制版的难易程度等因素，所以一般采用矩形贴片作为阵列的阵元。

通常对矩形贴片阵元都是采用在矩形的一边进行馈电的方式^[27]。由于馈电点所在的边和辐射边是平行的，而辐射边电场分布是均匀的，所以贴片激励起TM₀₁模。本设计同样采用微带矩形贴片作为天线阵元，在矩形贴片的窄的一边使用耦合馈电的方式对贴片进行馈电，天线激励的模式为TM₀₁模。根据空腔理论^[12]，可以估算出矩形贴片的宽边的长度为

$$L = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-13)$$

上式中 c 是光在自由空间中的速度， f 是天线的工作频率， ϵ_r 为相对介电常数。

设计中我们采用的介质基板的介电常数为 3.5，设计天线阵的中心工作频率为 5GHz，根据上式可以计算得到微带贴片阵元的理论长度为 15.4mm。最后实际中设计的贴片阵元的长度为 14.5mm。这之间的差距是在理论分析矩形贴片的辐射场时采用的假设有关。在之前的分析中，需要假设微带贴片下方的介质的横截面与贴片相同。然而在实际中介质的表面积通常比微带贴片大得多，所以会导致边缘辐射场分布的差别，最终使得计算的理论值与实际设计时采用的数值不符。

3.2.3 组阵方案的选择

本设计采用的馈电方式为耦合串行馈电，在组成阵列时采用了比较简单的直线阵，微带矩形贴片依次沿着细长形微带馈线分布，阵元之间的间距相等。本设计采用了端点馈电的方式，会影响波束的指向。天线的波束指向对频率的变化比较敏感，随着频率的改变，波束的指向也随之改变。式 3-7 给出了波束偏离的角度与阵元间距、连接阵元之间的微带线的长度和工作频率之间的关系。我们在设计端点馈电的串馈线阵时一般规定

主波束偏离边射方向的角度在 $\pm 3^0$ 以内。并且由于我们采用的是等间距的串馈线阵，所以连接相邻两个阵元之间的传输线的长度 l 与阵元间距 d 之间的关系为

$$l = d - L \quad (3-14)$$

上式中的 L 为微带矩形贴片的长度。所以由式3-7变化可以估算出阵元间距 d 的大小为：

$$d = \frac{\lambda + \sqrt{\epsilon_r}}{\sin \theta + \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{c + f\sqrt{\epsilon_r}}{f(\sin \theta + \sqrt{\epsilon_r})} \quad (3-15)$$

式中 λ 为介质波长， f 为工作频率， ϵ_r 为基板介电常数， θ 为方向图主波束偏离边射方向的角度，这里规定 $-3^0 \leq \theta \leq 3^0$ 。最终的天线阵的中心频率设计在 5GHz，使用的介质基板的介电常数为 3.48，将这些数值代入后可求得阵元间距 d 的大小为 18mm，这与最终的优化后的阵元间距相近。

3.2.4 馈电网络设计

工作在微波及毫米波波段的微带天线阵列对加工公差的要求较高。馈线过窄会增大天线的损耗，馈线的杂散辐射和表面波对天线性能也有较大的影响。这些情况对天线馈电网络的设计带来新的要求。馈电网络的形式有很多种，在第一章第三节我们已经给出了对比和分析。其中串馈阵的特点是结构简单，同时又是行波阵，但串馈阵的幅相控制比较难，一个单元如果出现问题将影响整个阵列的性能。并馈阵的馈电网络需要占用很大的空间，网络也相对复杂，相应的损耗也比较大。

保证各阵元所需求的激励振幅和相位是设计馈电网络的基本原则。这样做的目的是为了形成设计所要求的方向图或者使阵列的某项性能指标达到最佳值。所以馈电网络需要良好的阻抗匹配、尽可能小的馈电损耗、简单的结构和尽量宽的频带。为了满足上述要求，本设计选用了比较简单的串联馈电的形式。馈线的特性阻抗为 50Ω ，能与同轴馈电线达到很好的匹配。另外，串馈微带线的结构很简单，没有弯折，馈电损耗也比较小。同时，为了保证阵列有足够的带宽，这里没有选择对阵元进行直接馈电而是采用了耦合馈电的形式。此外，在馈线的末端有一小段开路线，对阵列带宽的增强也提供重要的作用。

3.3 阵列构造

根据前面所述的设计步骤，已经确定了天线阵的介质材料及其大小，阵元的形状及

其大小，组阵方案和馈电方式。最终形成的阵列如下图所示：

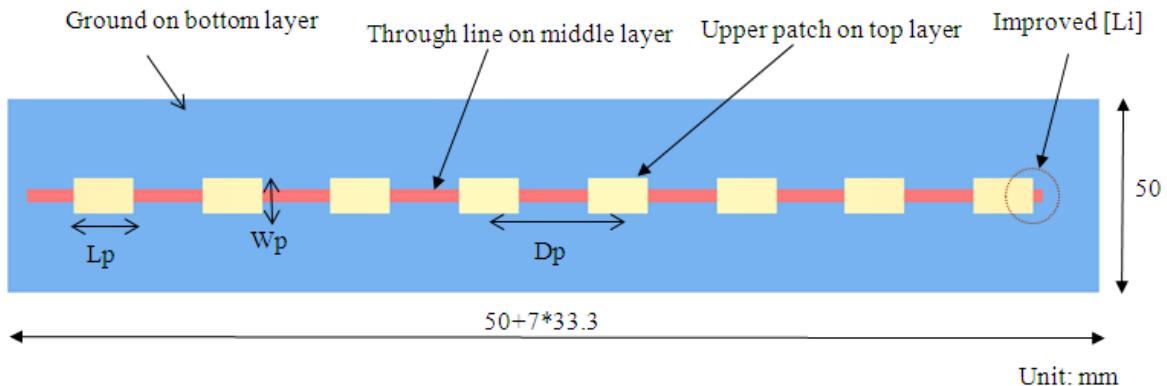


图 3-2 八单元耦合串馈微带贴片线阵

图中位于上层的八个黄色的方形贴片是天线的阵元，位于介质层的最上方；位于线阵轴向的贯穿阵元中央位置的红色细长微带线是阵列的馈线，馈线位于两层介质的中间，通过耦合馈电的方式对阵元进行馈电，馈电端口在馈线最左边，微带线的特性阻抗设计为 50 欧姆，通过 50 欧姆的同轴线与地相连，馈线最右端有一小段伸出来的开路线，起到增加带宽的作用；蓝色部分是阵列天线的接地板，位于介质层的最下方，地板的大小为 $50\text{mm} \times 280\text{mm}$ 。整个阵列天线结构简单，构造容易，馈电方便。

由于之前计算的理论值并不能使天线阵的性能达到最优化，所以还需要借助电磁仿真软件进行优化仿真。这里采用的电磁仿真软件是 Ansoft HFSS 13，经过仿真，得到的部分重要参数的优化结果如表 3-1 所示：

表 3-1 八单元阵列参数优化结果

变量	优化值 (mm)
Dp	30.5
Lp	14.5
Wp	7
Li	5.5

根据仿真结果，最终加工将该阵列天线加工出来，由于制作方法和精度的限制，使得加工出的成品与仿真的参数有些出入。天线的实物图如下：

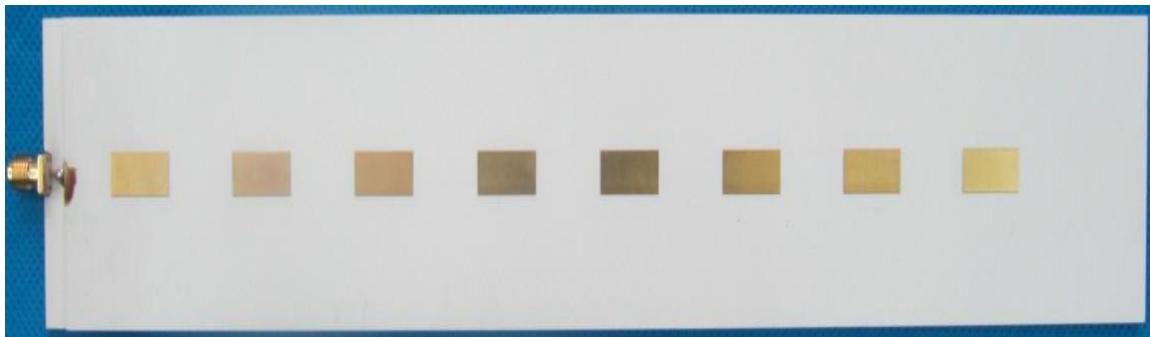


图 3-3 八单元耦合串馈微带贴片线阵实物图

在节 3.1.1 中，我们讨论过 N 单元均匀激励等间距直线阵的阵因子的求解方法。但是本设计为一个端点馈电的行波式串行直线阵，阵元间距约为 $0.9\lambda_0$ ， λ_0 为介质波长，微带线馈线的电流随着远离馈点的距离发生衰减，第一个单元的电流幅度最大，阵末端的阵元电流激励幅度最小。但是，由于该天线阵是一个等间距线阵，阵元形状及大小相同，所以可以假定该线阵阵元激励幅度从左至右按等比数列的形式衰减，激励相位按照等差数列的形式依次变化。设线阵阵元激励幅度的衰减因子为 e^α ，这里同样只考虑由阵元间相移引起的线性形式的阵元相位，如果第一个阵元的激励幅度为 I_0 ，相位为零。则该八元阵的阵因子可以表示为：

$$AF = I_0 \sum_{n=0}^7 e^{n\alpha+jn\psi} = I_0 \left(1 + e^{\alpha+j\psi} + \dots + e^{7(\alpha+j\psi)} \right) \quad (3-16)$$

按照节 3.1.1 的方法，将等式两边同乘以 $e^{\alpha+j\psi}$ 得到

$$AFe^{\alpha+j\psi} = I_0 \left(e^{(\alpha+j\psi)} + e^{2(\alpha+j\psi)} + \dots + e^{7(\alpha+j\psi)} \right) \quad (3-17)$$

将两式相减得

$$AF = I_0 \frac{(1 - e^{7(\alpha+j\psi)})}{(1 - e^{(\alpha+j\psi)})} = I_0 \frac{(e^{7(\alpha+j\psi)} - 1)}{(e^{(\alpha+j\psi)} - 1)} \quad (3-18)$$

上式即为该八元直线阵的阵因子。

3.4 阵列的测量及结果分析

天线测量时需要考察的特性包括两个方面，即电路特性和辐射特性。天线测量的主要任务是用实验的方法检验和测量这些参数的特性。其测量的结果不仅是验证理论的手段，并且是研制新天线的重要手段。

3.4.1 电路特性测试

电路特性测试主要依靠矢量网络分析仪完成。该设计测试使用的网络分析仪为 Agilent N5320A-420。电路特性测试的结果包括带宽、回波损耗等。下面给出该阵列天线的 S11 参数的仿真和测试结果。

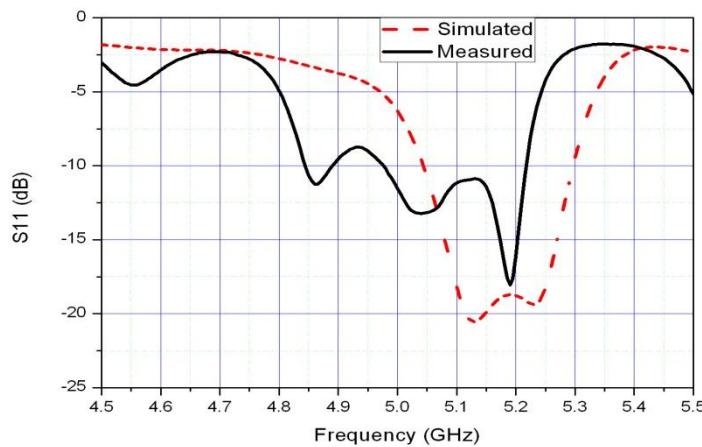


图 3-4 S11 的仿真及测试结果

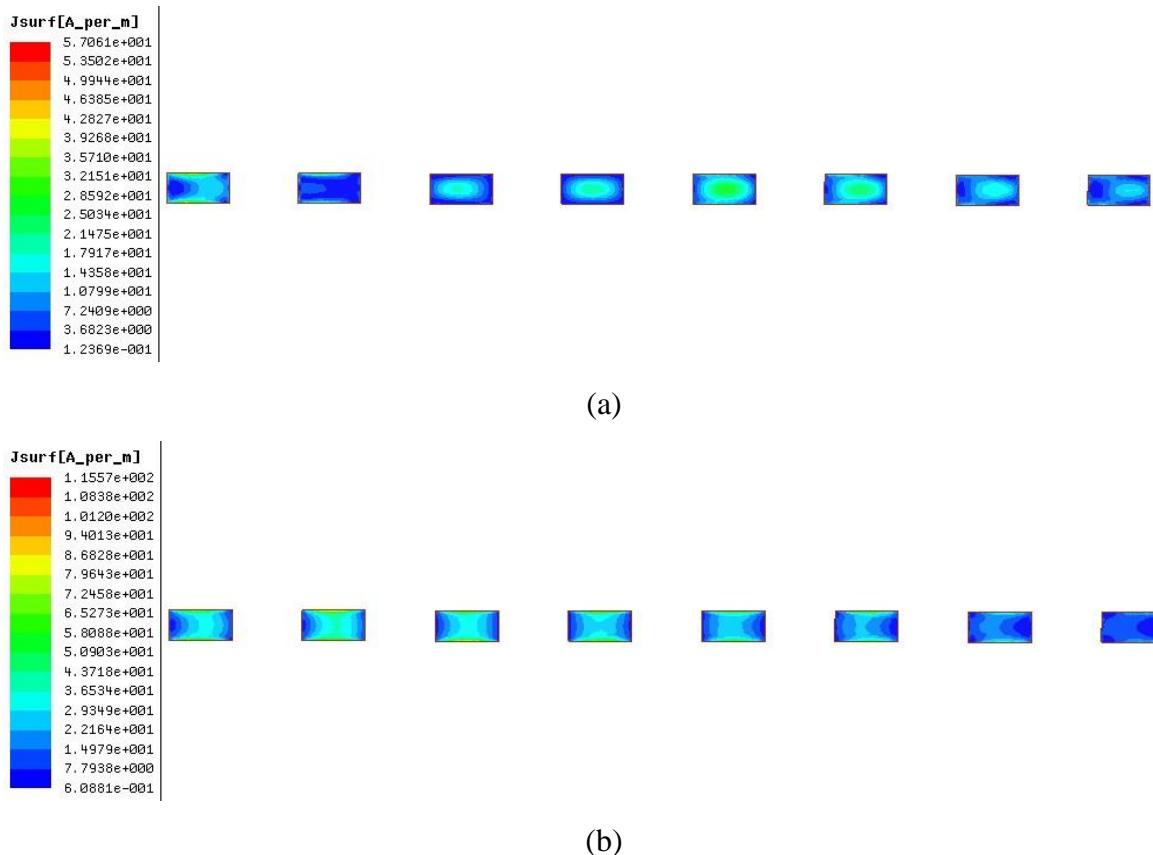


图 3-5 仿真的电流幅度分布图 (a) 5.13GHz (b) 5.23GHz

从图 3-4 可以看到，天线的仿真带宽为 5.05GHz-5.3GHz，为 250MHz，共有两个谐振点分别在 5.13GHz 和 5.23GHz，呈现宽频特性。实测结果的带宽为 4.97GHz-5.22GHz，共 250MHz，两个谐振点分别为 5.04GHz 和 5.19GHz。实测带宽宽度与仿真结果基本吻合，但是谐振的频率点相较于仿真结果向低频方向有大幅度偏移。可能的结果为该阵列为双层板，在制作过程中需要使用厚度约为 0.1mm 胶水将两块介质基板粘合起来，由于胶水的介电常数与基板的介电常数相差较大，并且由于制作过程中引入的各种误差使得天线厚度比仿真厚度大，从而造成的测试结果与仿真结果的差异。

图 3-5 是仿真结果中两个谐振点处的电流分布图，由图中可以看出阵列天线谐振时的电流幅度从左到右依次衰减。从左端第一个单元开始，后面的阵列单元从馈线处获得的激励幅度以自然指数为底的指数衰减。

3.4.2 辐射特性测试

天线的辐射特性主要依靠天线方向图远场测试系统来完成，下面是阵列天线增益与方向图的测试结果。

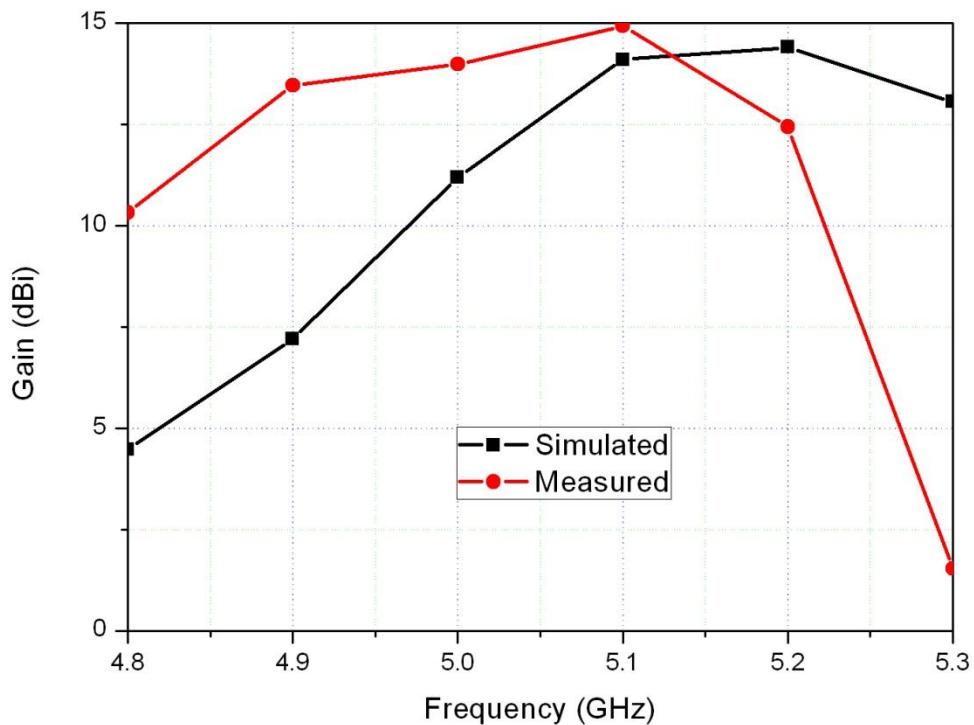


图 3-6 仿真和实测增益示意图

由图 3-6 可以看出实测增益的幅值和仿真结果吻合较好，实测增益在工作频带内大

于 13dBi。天线阵的增益测试为先增大后减小的趋势。这是由于随着频率的增大，阵元间距所对应的电长度增加，阵元激励的相位发生改变，导致方向图主辐射波束的指向发生改变，并由一开始的偏离测试方向变为正对测试方向，再到偏离辐射方向。最后由于电长度增大到超过一个波长，造成大副瓣的形成，最终使得测试方向上的增益急剧下降。图中实测结果与仿真结果趋势比较吻合，但是由于频率偏移，造成两种结果相差较大。

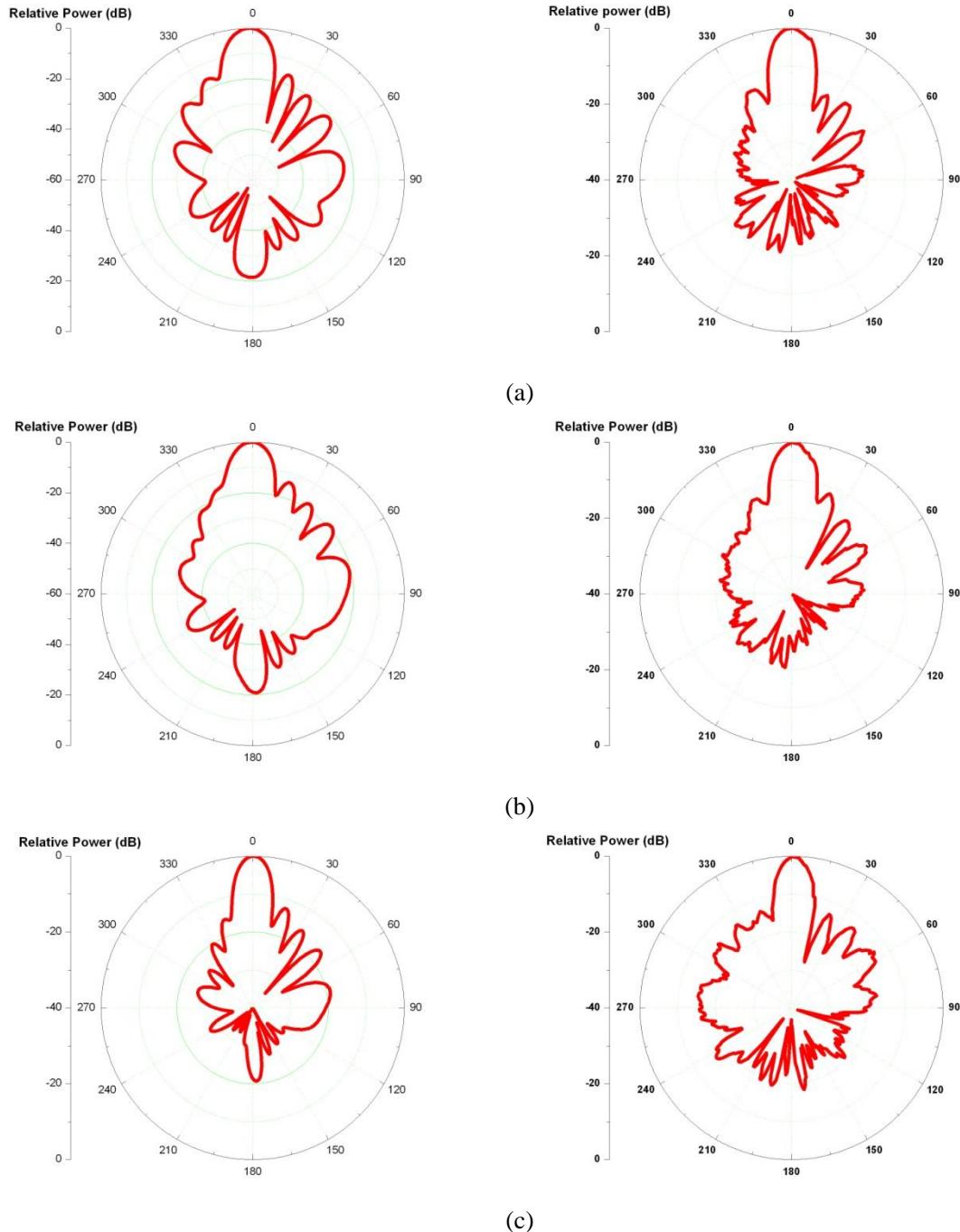


图 3-7 不同频率点仿真和实测结果对比，左侧一列为仿真结果，右侧一列为实测结果 (a) 仿真 5.1GHz，实测 5.0GHz (b) 仿真 5.2GHz，实测 5.1GHz (c) 仿真 5.3GHz，实测 5.2GHz

由于频率的偏移，所以同频的仿真和实测方向图无可对比性。所以这里分别选取了

仿真结果的低频、中心频率、高频和相应的测试结果的低频、中心频率、高频进行对比。从上图的对比结果可以看出，相应的仿真和实测低频、中频、高频方向图吻合较好，最大旁瓣电平和主瓣电平的差值在 13dB 以上，表明天线符合设计要求。

3.4.3 参数分析

下面通过仿真计算，分析了几个重要参数的尺寸对天线回波损耗的影响，从而便于后文天线的性能优化。

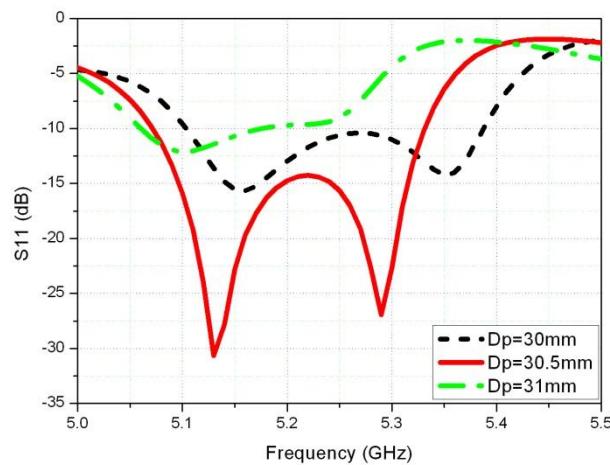


图 3-8 不同阵元间距对 S11 的影响

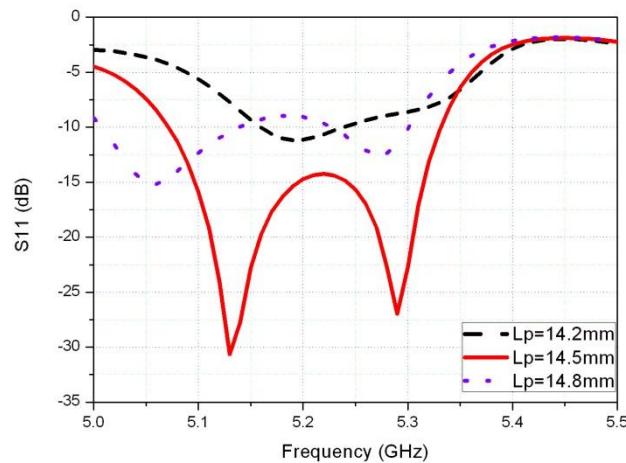


图 3-9 不同的微带贴片长度对 S11 的影响

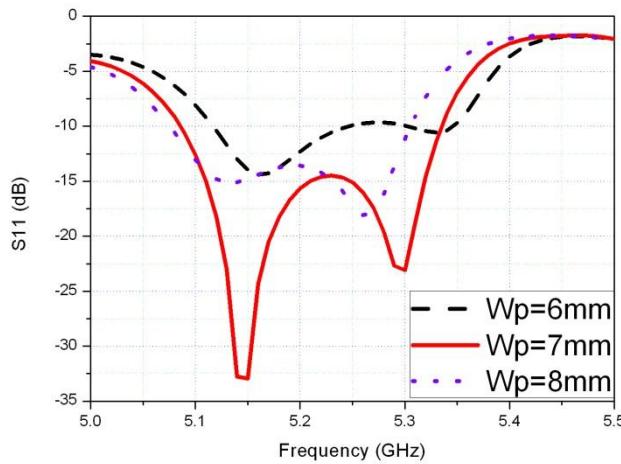


图 3-10 不同的微带贴片宽度对 S11 的影响

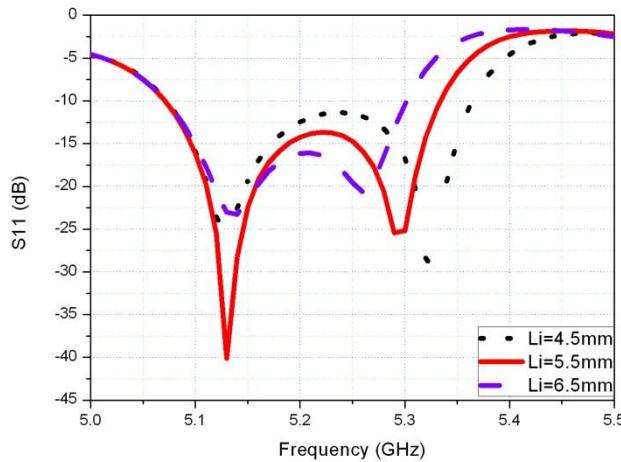


图 3-11 不同的馈线长度对 S11 的影响

图 3-8 反应了阵元间距对 S11 的影响规律。可以看出，随着阵元间距的增大，阵列谐振点也相应地向低频方向移动。图 3-9 反应了贴片长度对 S11 的影响规律，图中表明，贴片长度的增减主要影响的是低频谐振点的位置，长度越长，左侧谐振点对应的频率越低。图 3-10 显示了阵元宽度对 S11 的影响结果，可以看出，贴片宽度主要影响的是高频谐振点的位置。图 3-11 显示了馈电线末端伸出来的部分的长度对 S11 的影响结果，前面说过，这一部分的主要作用是增强带宽，图中显示的结果是它的长短能改变高频谐振点的位置，从而调整阵列带宽宽度。

3.5 不同阵元数目的阵列对比

为了对比阵元数目的不同对天线阵增益、S11 参数、方向图、波瓣宽度等参数带来

的影响，本设计还另外仿真了四单元、十二单元、十六单元的阵列天线。下表是不同单元数目的阵列的参数优化值。

表 3-2 不同阵元数目的阵列的参数优化值 (mm)

参数 \ 阵元数目	四单元	八单元	十二单元	十六单元
wp	5	7	8	9
Lp	14.5	14.5	14	14
Dp	29.5	30.5	31	32
Li	2	5.5	6	8

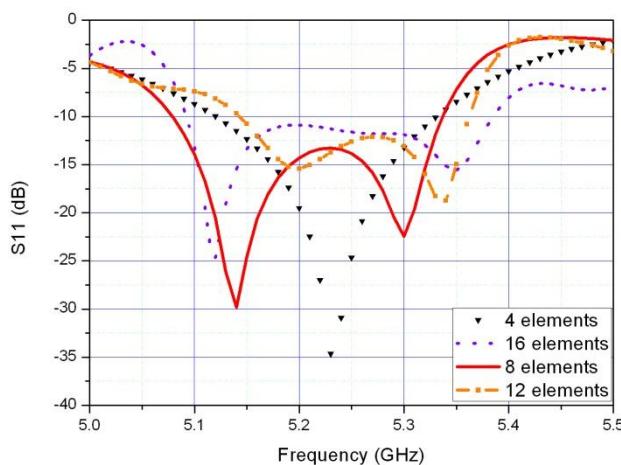


图 3-12 不同单元数的阵列 S11 的对比

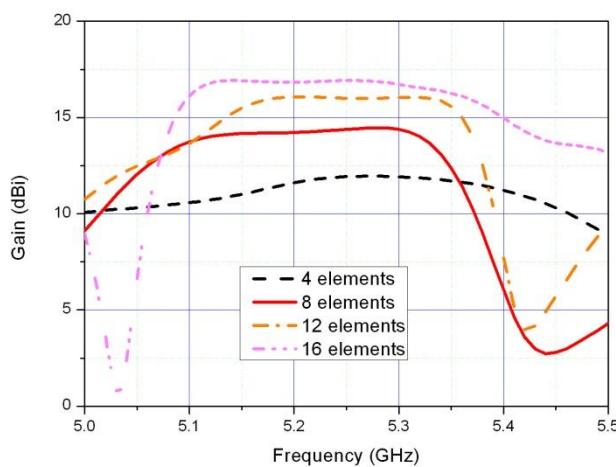
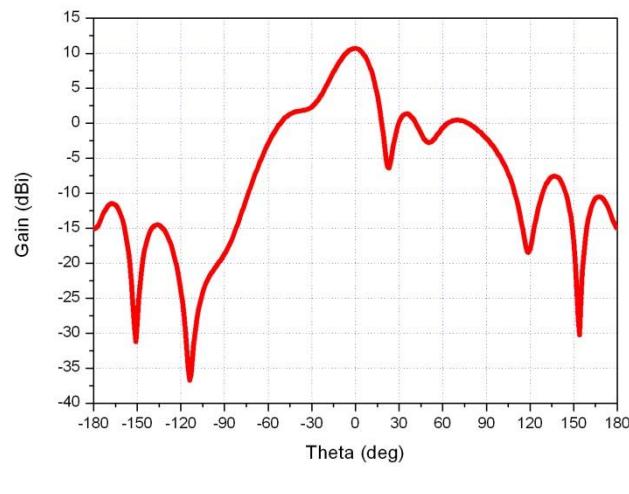


图 3-13 阵元数目对天线增益的影响

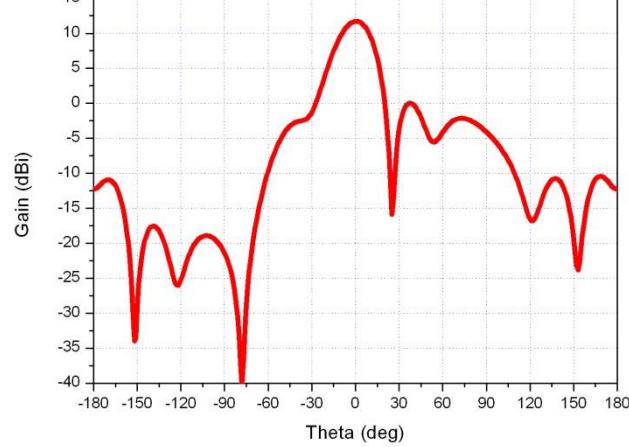
图 3-12 是不同阵元数的阵列的 S11 对比结果，该设计的四、八、十二、十六单元阵列的中心频率均设计在 5.25GHz 附近。仿真结果中均表现出大于 200MHz 的带宽。图

3-13 反应的是阵元数目对天线增益的影响结果。四单元阵列的增益在 11dBi 左右，八单元阵列的阵元数目增多一倍，相应的天线增益也增多 3dBi，为 14dBi 左右；同样十二单元阵列的增益达到 15.8dBi，十六单元的增益为 17dBi 左右。

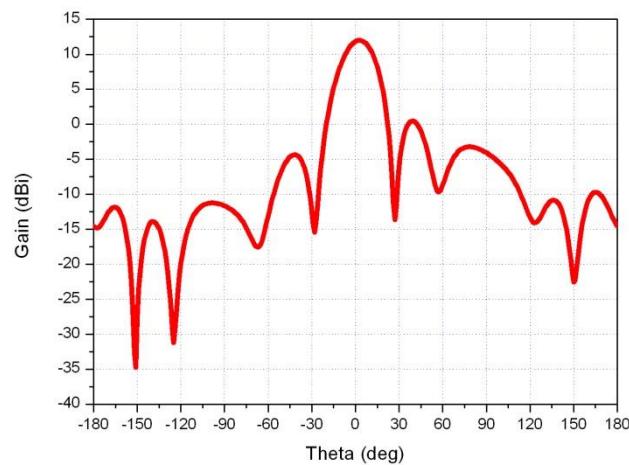
下面给出四单元、十二单元、十六单元阵列分别在低频、中心频率、高频时的垂直面的方向图。由图 3-14、3-15、3-16 可以看出随着阵元数目的增加，主瓣幅值也随之增加，主瓣宽度逐渐变窄，副瓣数目随之增。主波束偏离边射方向的角度均在 3 度以内。最大副瓣电平与主瓣电平的差值在 10dB 以上。



(a)

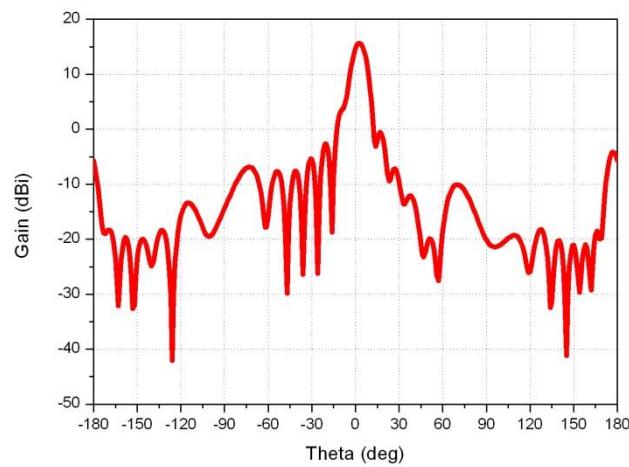


(b)

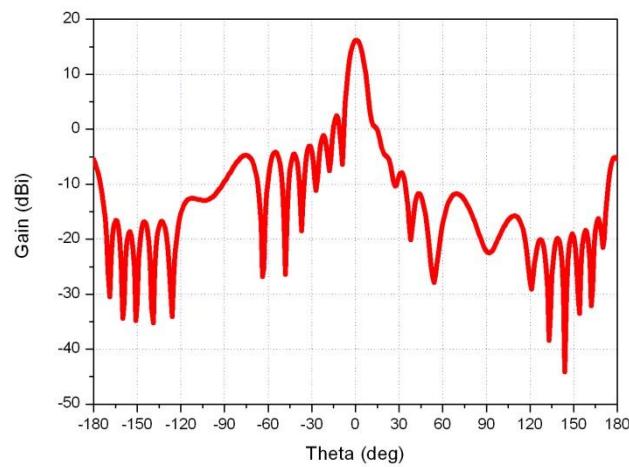


(c)

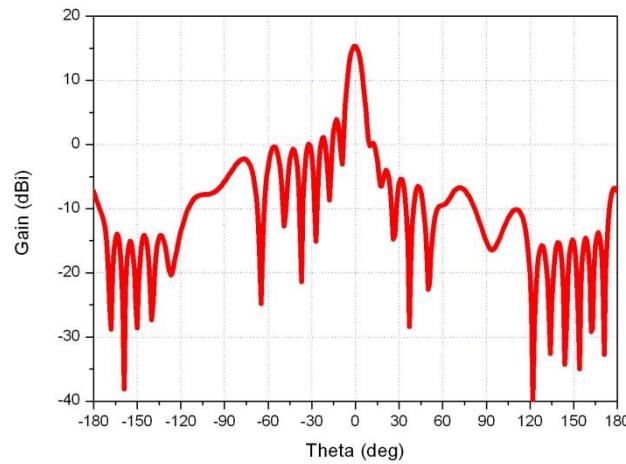
图 3-14 四单元阵列垂直面仿真方向图 (a) 5.12GHz (b) 5.2GHz (c) 5.33GHz



(a)

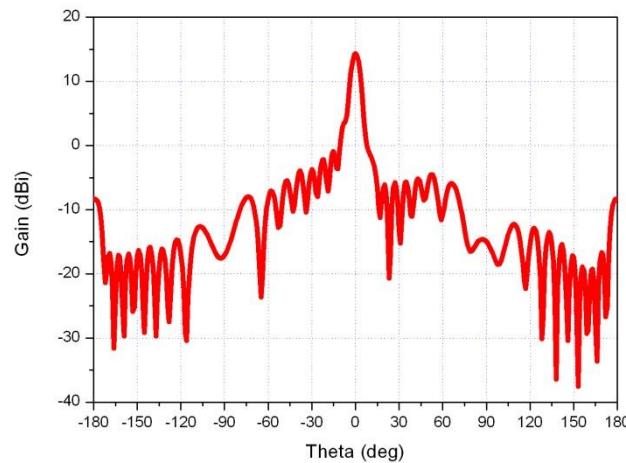


(b)

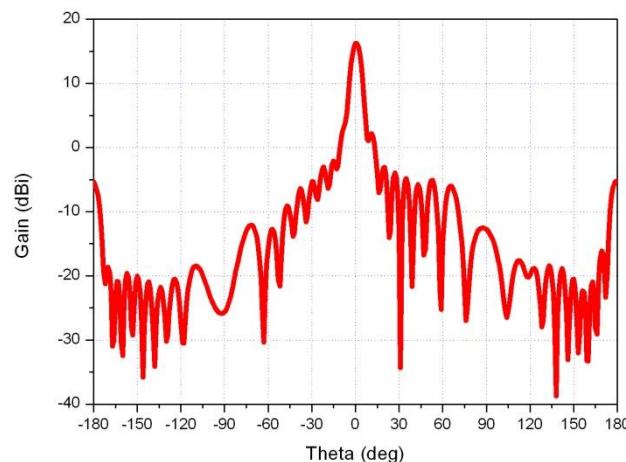


(c)

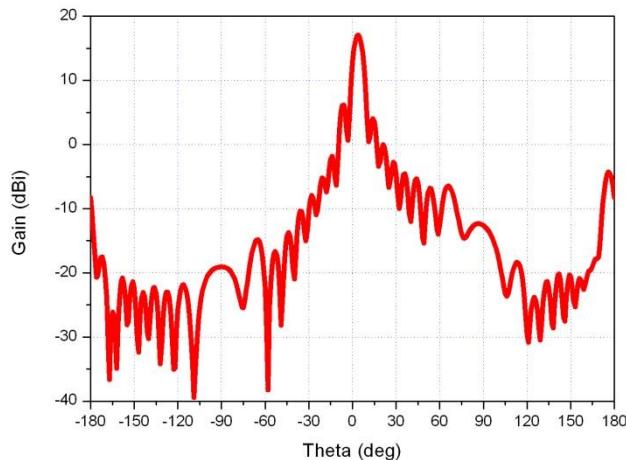
图 3-15 十二单元阵列垂直面仿真方向图 (a) 5.14GHz (b) 5.3GHz (c) 5.36GHz



(a)



(b)



(c)

图 3-16 十六单元阵列垂直面仿真方向图 (a) 5.07GHz (b) 5.1GHz (c) 5.29GHz

3.6 本章小结

本章提出了一种耦合串联馈电微带贴片天线阵。首先介绍了串馈直线阵的一些理论知识，接下来阐述了该设计的组阵步骤。最后根据组阵方案，设计并仿真了四、八、十二、十六单元阵列，并对这四个阵列进行了对比。最终根据设计优化后的结果制作了八单元阵列，并进行了实际测试。该阵列设计的工作频率为 5.25GHz，使用了耦合串联馈电的方式，使得天线阵获得较宽的带宽。由于制作的误差，测试的结果与仿真结果对比时出现了频率偏移，但是无论是回波损耗还是增益，方向图等，两种结果的趋势基本吻合。最后还对八单元天线阵的一些重要参数进行了仿真分析。总体而言，天线的仿真结果表现良好，但是实物制作不够精确，导致天线的总体性能与仿真结果对比存在偏差，不过基本符合了设计的要求。

第四章 圆极化微带天线的设计

一般说来，在无线通信过程中，通信的双方都可能在不断地移动。如果通信系统中的天线采用的是线极化方式，这种移动就可能使得在通信过程中发生极化失配，严重时可能无法进行通信。所以我们可以看到越来越多的场合看到圆极化天线的身影。相对于线极化，圆极化天线的优势在于：圆极化天线可以接收任意的线极化波，并且相应地圆极化波可以被任何线极化天线接收；圆极化波入射到对称的物体如平面、球面等时旋向会发生逆转，因此在抑制雨雾干扰和抗多径反射等方面具有优势。另外，和线极化天线一样，圆极化天线也具有极化正交性，发射天线如果辐射的是左旋圆极化波，则接收天线只能接收左旋圆极化波而不能接收右旋圆极化波；反之亦然。所以圆极化天线可以在通信领域中的极化分集和电子对抗中得到应用。圆极化天线的实现形式有多种，其中主要形式为：微带圆极化天线、交叉振子/缝隙天线、螺旋天线。

4.1 圆极化微带贴片天线

4.1.1 圆极化天线基本概念

辐射线极化波的天线称为线极化天线，相应地，辐射圆极化波的天线我们称之为圆极化天线。与线极化波不同，圆极化波主要有以下几个重要的性质^[5]：

(1)圆极化波是等幅瞬时的旋转场。即沿波的传播方向看去，波的瞬时电场矢量的端点轨迹是一个圆。若瞬时电场矢量沿波传播方向按左手螺旋方向旋转，称之为左旋圆极化波，即 LHCP(Left Hand Circular Polarization)；反之，若沿传播方向按右手螺旋方向旋转，称之为右旋圆极化波，即 RHCP(Right Hand Circular Polarization)。

(2)圆极化波可分解为两个在空间上和在时间上均等幅且正交的线极化波。由此可知，如果一个天线能产生两个线极化的电场分量，并且这两个分量在空间上是正交且振幅相等，相位相差九十度，则该天线便能辐射圆极化波。

(3)任意的极化波都可以分解为两个旋向相反的圆极化波。特别地，一个线极化波可分解为两个振幅相等、旋向相反的圆极化波，所以，圆极化天线可以接收任意极化的来波；反之，任意极化的天线都可以收到圆极化天线辐射的圆极化波，所以在电子侦察和干扰等应用中普遍采用圆极化天线。

(4)圆极化天线具有极化正交性，即辐射左旋圆极化波的天线只接受左旋圆极化波而

不接收右旋圆极化波；反之辐射右旋圆极化波天线只接收右旋圆极化波。这一性质就是发射和接收天线之间的互易定理，在通信和雷达的极化分集工作以及电子对抗中普遍应用到这个性质。

(5)圆极化波入射到对称目标(如平面、球面等)时，反射波的旋向会发生变化，即左旋圆极化波变为右旋圆极化波，右旋圆极化波变为左旋圆极化。圆极化波的这个性质在抑制雨雾和对抗多径反射方面具有重要的作用。因为水滴是呈球形，对圆极化波的反射是反旋的；而产生多径反射时，圆极化波入射到的物体一般是非简单对称体，反射后的得到的反射波是椭圆极化波，与原来的入射波具有相同旋向的圆极化成分。

基于上述圆极化天线的特性，且由于微带天线能比较容易实现圆极化，所以圆极化已经获得了广泛的应用，并且从进一步推动了圆极化技术的发展。在设计圆极化天线时需要考虑的主要参数有：

1、输入阻抗

同普通微带天线一样，圆极化天线的输入阻抗是指输入端信号电压与电流之比，可以用馈线端驻波比(或回波损耗)来规定。圆极化天线的阻抗带宽定义为驻波比(或回波损耗)低于某一规定值的频带宽度。它不仅能反映圆极化天线的阻抗频率特性，也指示出圆极化天线与馈线之间的匹配程度。一般圆极化天线对回波损耗的要求为小于-10dB 或者要求天线的驻波比小于 2。

2、轴比

一般电磁波的远场电场矢量的运动轨迹是一个椭圆，叫做椭圆极化波，即任意极化波的瞬时电场矢量的末端的轨迹为椭圆。椭圆极化的长轴和短轴的比定义为椭圆极化的轴比 AR(Axial Ratio)，用 r 表示，用分贝来表示轴比为 $AR = 20\lg(r)$ 。而线极化波和圆极化波是椭圆极化的两种特殊形式。当 $r=1$ 或 $AR=0\text{dB}$ 时，椭圆极化波变成为圆极化波。同时可以规定轴比 r 有正负之分以此来反映极化波的旋向，对于左旋圆极化波， r 的符号位正，反之对于右旋圆极化波， r 的符号为负；当 r 为无穷大时轨迹的末端为一条直线，为线极化波。一般地，定义圆极化天线的圆极化带宽为轴比小于 3dB 的频带范围。

4.1.2 圆极化技术

微带天线的一个优点就是能比较容易实现双极化或者圆极化。这是卫星天线采用微带天线的一个原因。产生圆极化一般有三种方式^[1]：单馈电法，双馈电法和同步子阵列法。

单馈电法可以不需要外部电路来产生圆极化。其原理是对两个相同的模式加上九十度的相移，使其正交，然后激励得到圆极化。为了使两个模式之间有九十度相位差，需让其中一种模式相对于另一种模式有轻微扰动。通过调整谐振长度稍长于另一个，或者切去一组边角，或者在贴片上开缝即可。这种方法实现圆极化比较容易，但是圆极化带宽非常窄，一般只有阻抗带宽的几分之一。主要是由于微带天线在临近谐振时阻抗特性变化相当快，所以扩展这种天线的圆极化带宽的关键在于减小每种模式下阻抗关于频率的变化。

在微带贴片天线中产生圆极化的一种最简单最常用的方式就是采用分开馈电激励出两个正交模式，并且通过将九十度相移加入其中一条馈线来确保两者间有合适的相位差。它需要一个额外的能量分配网络，双馈电使得天线激励起两个幅度相等相位正交的模，虽然尺寸相对较大，但即使只用单个单元结构依然可以实现天线的宽带圆极化性能。相比单馈电法，双馈电法可以得到与阻抗带宽相当的圆极化带宽。

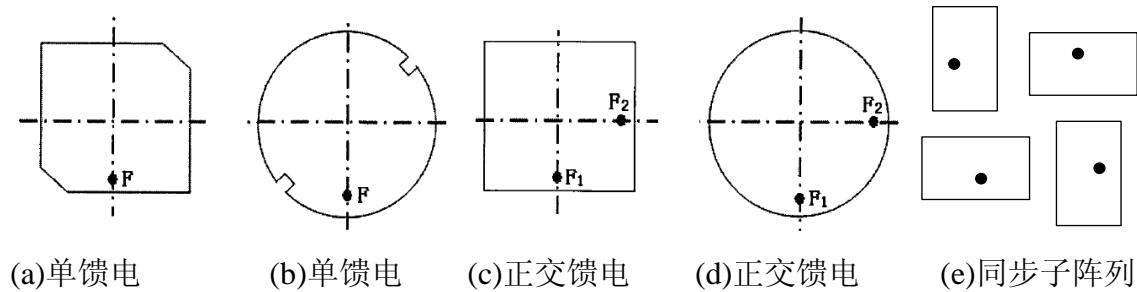


图 4-1 圆极化天线馈电方式^[31]

同步子阵列法又分为微带线阵和贴片天线阵。微带线阵，也即利用微带行波天线阵来实现圆极化辐射。通常，一个微带行波节上可能有几个不同极化的辐射单元，如果它们之间有适当的相位差，就有可能合成圆极化辐射。此类天线比较常见的有壁垒线阵、周期耦合圆极化微带天线阵、方形环圆极化微带线阵、由微带和缝隙组成的圆极化微带线阵等。贴片天线阵，也即利用功率分配器馈电电路，将单个贴片圆极化微带天线组合起来构成。相较于前两种实现圆极化的技术，同步子阵列法的圆极化特性能够较明显地改善，轴比带宽可以显著地增加，增益也可以得到提高，这种结构的缺点是天线所需要的空间大，电长度较长，而且具有较严重的栅瓣效应，如果能解决这些问题，同步子阵列天线无疑比单个天线有更大的优势。

4.2 圆极化串行耦合馈电微带贴片天线阵设计

关于串馈圆极化微带天线的研究有很多，文献[32]-[37]介绍了几种串馈圆极化阵列天线。这些研究通过方形切角贴片或者两个垂直的缝隙或者切缝的扇形单元等方式实现圆极化，从而实现较大的圆极化角度或者低旁瓣等性能。但总体而言，这些文献提到的天线的阻抗带宽或者轴比带宽较不理想。

同上一章的过程相同，设计圆极化耦合馈电微带贴片的过程也可以从确定介质基板，选择阵元形状及尺寸，设计阵结构和馈电网络开始考虑。本章中采用的介质基板的材料及厚度等均与上一章相同；众所周知，一边馈电的切角方形微带贴片天线能够辐射圆极化波，所以这里将阵元设计成切角方形贴片；阵结构与上一章相同，均为等间距直线阵；而馈电方式也采用了行波式耦合端点串馈的馈电形式，只是将馈线的某几段位置的微带线一分为二，进行了弯折。

4.2.1 天线结构

天线结构如下图所示，该天线为一个四元天线阵，由两层厚度为 1.5mm 的 Rogers 4350（介电常数为 3.5，介质损耗因子为 0.004）构成。天线上层为四个切角方形贴片，两层介质板中间的金属是馈线。最下层为 $60\text{mm} \times 125\text{mm}$ 的金属地板。整个天线的尺寸为 $60\text{mm} \times 125\text{mm} \times 3\text{mm}$ 。同上一章一样，该圆极化贴片天线阵的馈电方式为耦合串行馈电，馈电点位于馈线的最左边。天线阵的设计频率为 5.24GHz-5.58GHz，通过优化后的天线参数如表 4-1 所示：

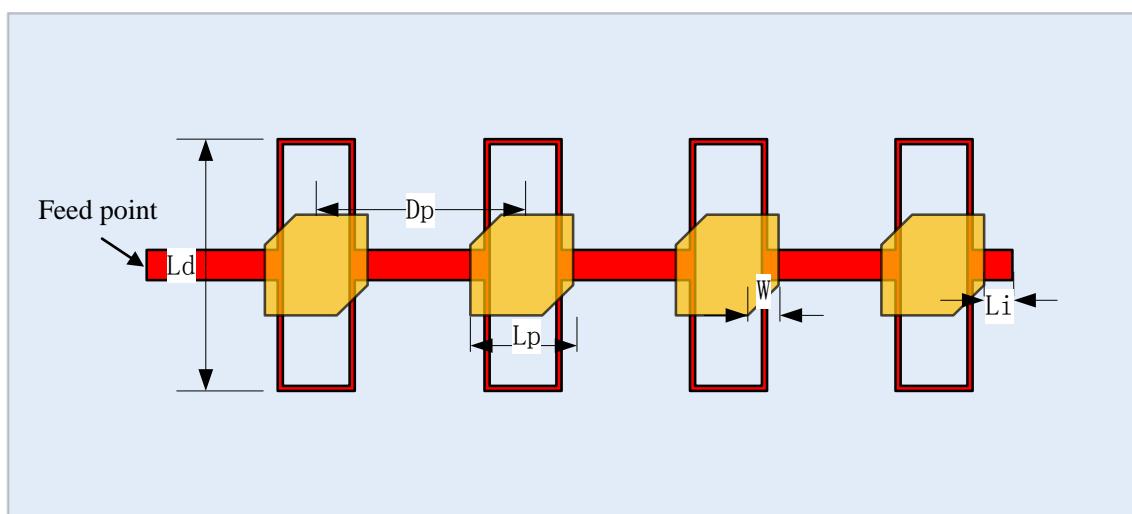


图 4-2 四单元圆极化耦合串馈微带贴片天线阵结构图

表 4-1 阵列天线的相关变量及优化值

变量	优化值
lp	13.5mm
wc	3.5mm
dp	28.5mm
wf	3.8mm
li	5mm
ws	0.8mm
lf	2.5mm
ld	35mm

该圆极化耦合串行微带贴片天线阵的馈电线与上一章中的馈线有所不同。在该阵列天线的馈线设计中，连接同轴线的微带线的特性阻抗为 50 欧姆。微带线延伸至切角贴片下方时一分为二，50 欧姆的微带线分成两条并联的 100 欧姆的微带线。每条细微带线的长度约为 1.25 个介质波长，其中垂直于 50 欧姆的微带线长度（即 ld 的长度）为一个介质波长。平行于 50 欧姆微带线的长度（即 lc 的长度）约为四分之一个介质波长。这样做的目的是可以通过调整 ld 的长度控制各阵元的激励相位，以便形成所要求的天线方向图。

4.2.2 仿真结果与分析

该设计依旧从天线的电路特性和辐射特性两方面来分析，由于阵列仍然处于优化设计的过程中，所以这里的分析结果均采用的是仿真数值。仿真时使用的软件是 Ansoft HFSS 13。下面首先分析阵列天线的电路特性：

(一) 电路特性

(1) S11 参数

阵列天线的 S11 参数如图 4-3 所示，可以看到在以-10dB 为标准的频带范围为 5.18GHz-5.58GHz，带宽为 400MHz。在工作频段内，可以看到天线有两个谐振波模，分别谐振在 5.34GHz 和 5.53GHz，呈现宽频特性。

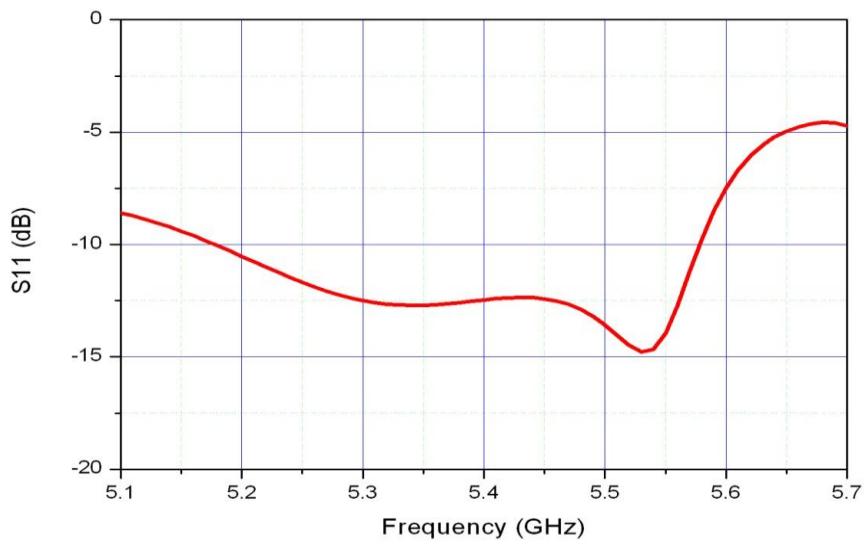


图 4-3 S11 参数仿真结果

(2) 输入阻抗

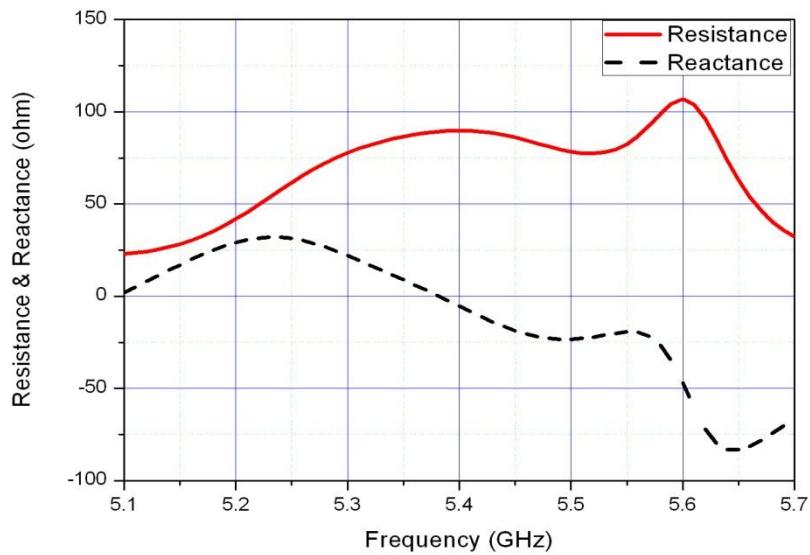


图 4-4 输入阻抗仿真结果

阵列采用了耦合馈电的方式，能较为方便地调节阵列的输入阻抗。由上图中可以看到，仿真的输入阻抗的实部平均值在 80 欧姆左右，输入电阻偏大。输入电抗在较大的频率范围内处于 0 欧姆附近，从而保证了天线的带宽。

(二) 辐射参数

(1) 轴比

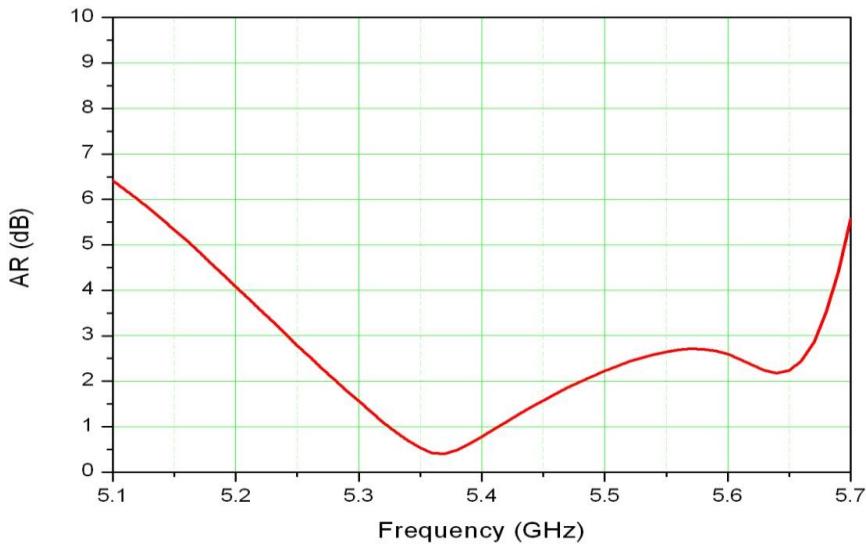


图 4-5 轴比 (AR) 仿真结果

该阵列天线实现圆极化的方式是采用单馈电方形切角微带贴片。图 4-5 是天线的轴比仿真结果。由图中可看出，天线轴比小于 3dB 的频率范围为 5.24GHz-5.67GHz，轴比带宽为 430MHz。为了展宽天线的轴比带宽，天线的耦合馈电点并不是方形贴片一边的正中间，而是向切角的一边偏移了一小段距离。从而获得了较宽的轴比带宽。

(2) 增益

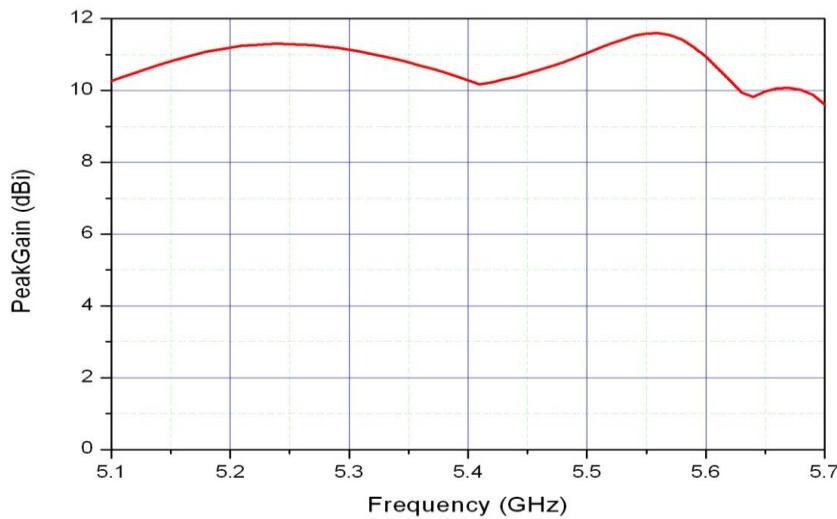
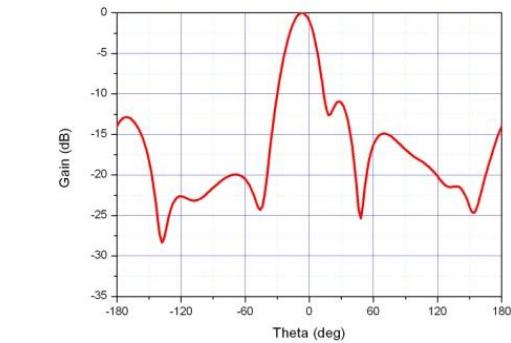
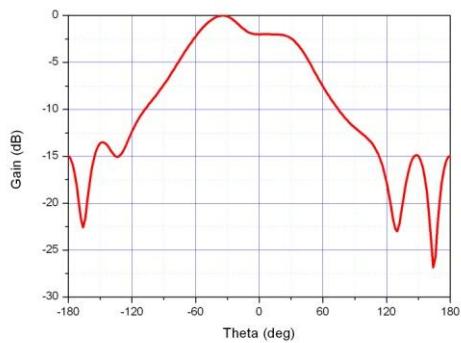


图 4-6 阵列天线增益的仿真结果

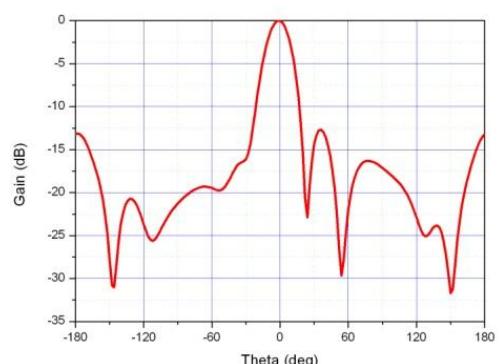
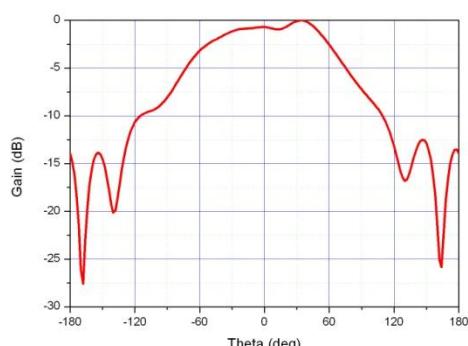
图 4-6 是天线的增益的仿真结果。一般地，单个微带贴片的增益为 6dBi 左右，贴片数目增加一倍时，天线的增益增加约为 3dB。所以四单元的微带贴片阵列天线的增益应

为 12dBi 左右。由上图可以看到，该四单元阵列天线增益的仿真结果在 11dBi 附近，基本符合增益要求。

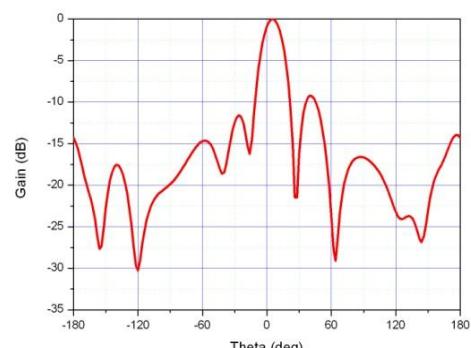
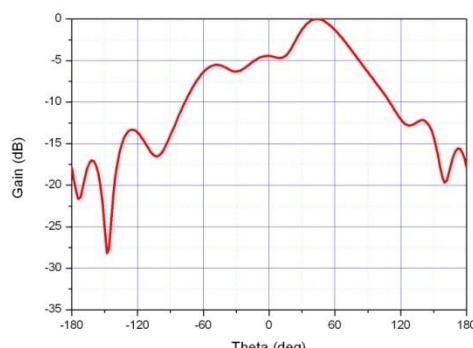
(3) 方向图



(a)



(b)



(c)

图 4-7 不同频率点 Φ 等于 0 和 90 度时的方向图仿真结果 (a) 5.24 GHz (b) 5.45GHz
(c) 5.58GHz

从归一化的仿真方向图中可以看出由于阵列采用了串行馈电的方式，所以在工作频段内会出现波束指向偏离的现象。馈线在每个阵元下面都会一分为二，而且馈电点也不

是在方形贴片的中心位置，这样就增加了杂散辐射，使得阵列的最大辐射方向与阵轴之间并非严格垂直，而是偏离了一定的角度。下一步还需要尝试其他的馈电方式，以优化阵列的方向图。

4.2.3 参数分析

接下来对该天线阵进行参数分析。图 4-8 是阵元间距对天线阵 S11 参数和轴比的影响。图 4-9 显示 S11 和轴比随馈线长度变化的示意图。图 4-10 表示馈线伸进贴片阵元的长度对回波损耗和轴比的影响，图 4-11 为阵元贴片上的切角对 S11 和轴比的影响。

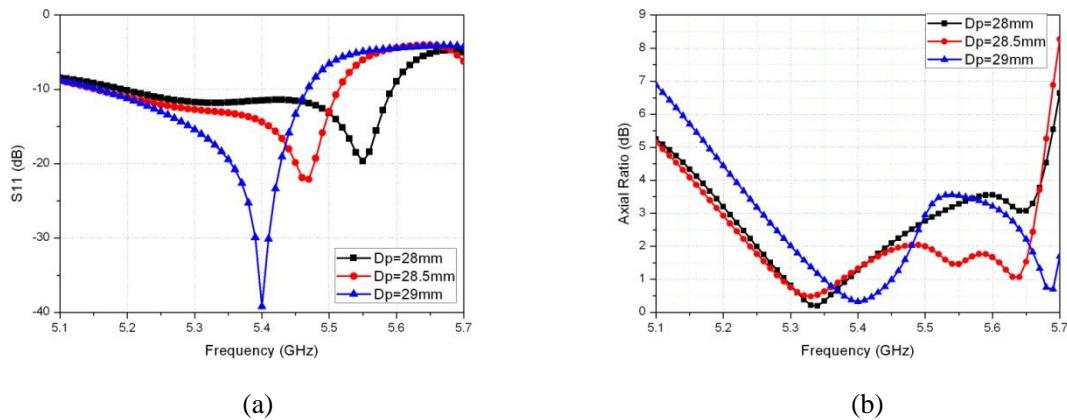


图 4-8 阵元间距对 S11 和轴比的影响

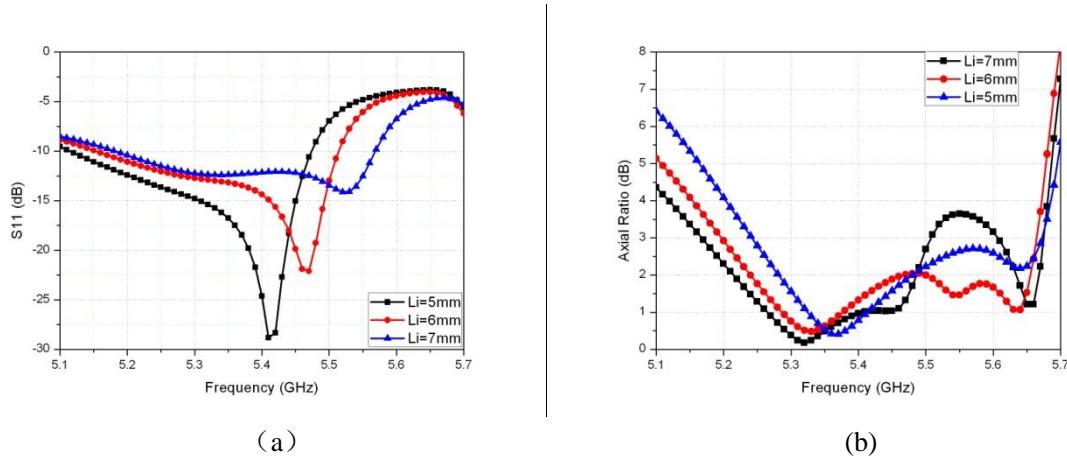


图 4-9 馈线长度对 S11 和轴比的影响

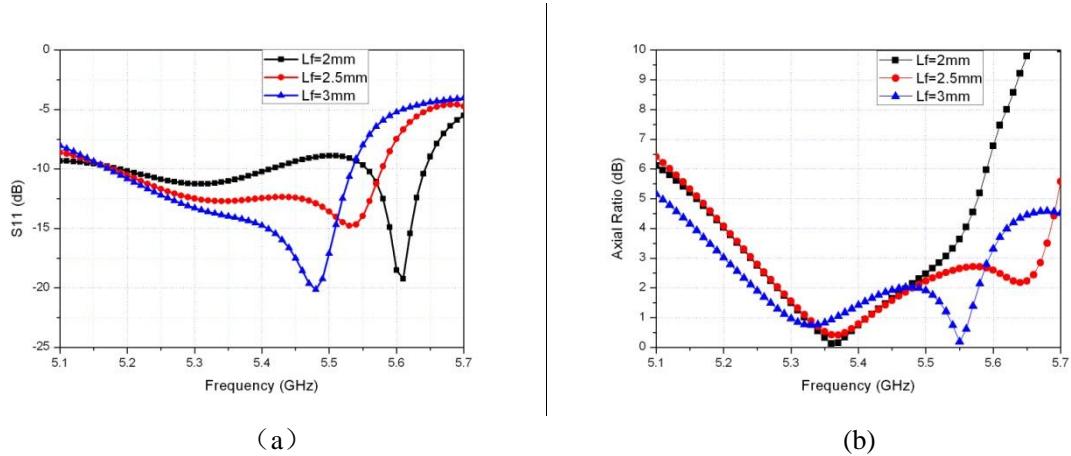


图 4-10 馈线伸进贴片的长度对 S11 和轴比的影响

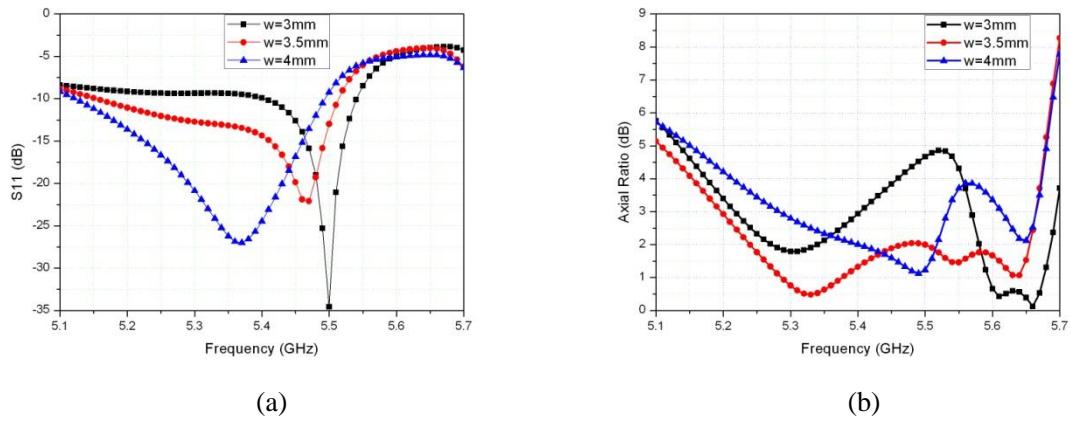


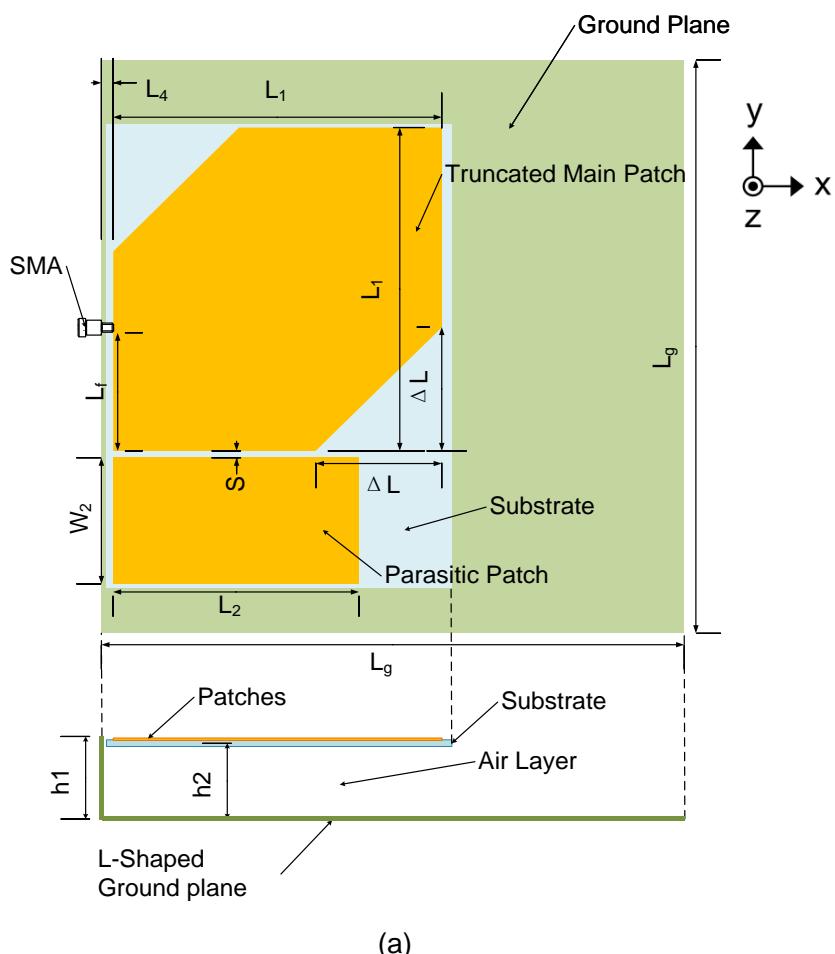
图 4-11 切角的大小对 S11 和轴比的影响

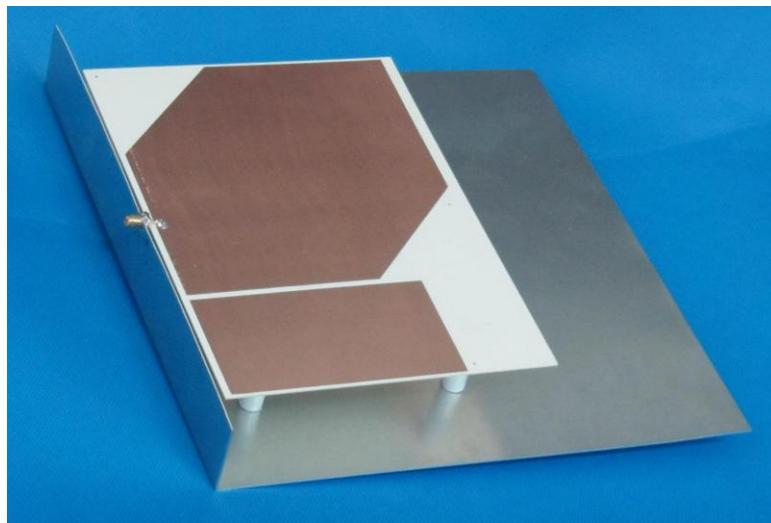
4.3 宽带 RFID 读写器天线设计

在 RFID 系统中，标签上的信息需要被读写器读取。由于标签天线放置的位置，极化方式，工作频率等不同，需要读写器天线具有圆极化，宽带，高增益等性能。读写器通常以微带天线和螺旋天线最为常见。文献[42]中 ZhongBao Wang 等提出了一种利用在切角贴片上挖正方形的缝隙来实现小型化 RFID 读写器天线的设计。文献[41]中 Jong Moon Lee 等人根据传统的切角圆极化微带天线，利用空气介质来提高天线的带宽，但是圆极化轴比带宽比较窄。文献[39]中 Zhi Ning Chen 等人介绍了一个利用寄生贴片和多个探针馈电实现完全覆盖超高频段的宽带读写器天线。文献[40]中 ZhongBao Wang 等人则通过利用寄生贴片和水平弯折带状线来实现单馈的宽带读写器天线。但是相比而言，以上设计有的馈电复杂，有的带宽不足，有的结构复杂层数较多。本节将提出一种单层直接馈电的宽带 RFID 读写器天线。

4.3.1 天线结构

该读写器天线的结构如图 4-12 所示，天线由切角方形贴片、矩形寄生贴片和 L 形金属地构成。切角方形贴片和寄生贴片构造在一块厚度为 0.8mm 的 FR4 介质板上（介电常数为 4.4，损耗因子为 0.02）。介质板与下层地之间为 33mm 厚度的空气介质。地的一边向上弯折成 L 形。跟文献[33]-[36]不一样，我们不需要额外设计馈线网络，也不需要任何探针馈电，大大降低了馈电的复杂性。文献[35][36]利用多层的切角方形贴片拓展读写器天线的带宽，本设计为了减小复杂度，实现单层结构，故而在方形切角贴片旁边增加一个寄生的矩形贴片，通过耦合来拓展天线带宽。包括地面在内，整个天线的尺寸为 $250\text{mm} \times 250\text{mm} \times 36\text{mm}$ 。读写器天线部分参数的优化结果见表 4-2 所示。最终根据优化后的结果制作了天线实物，如图 4-12(b)。





(b)

图 4-12 RFID 读写器天线(a)结构图(b)实物图

表 4-2 读写器天线参数

参数	L_g	L_1	L_2	W_2	ΔL	L_f	h_1	h_2	L_4	S
优化值 (mm)	250	141	105.5	55	54	51.5	36	33	5	3

4.3.2 结果与参数分析

读写器天线经过了仿真优化和实物测试，仿真使用的软件为 Ansoft HFSS 13，实物测试使用了矢量网络分析仪和天线远场测试系统。图 4-13 是 S11 仿真和实测的结果对比，仿真结果和实测结果相当吻合。从该天线实测的结果看出，S11 小于 -14dB 的频率范围为 797-1039MHz，带宽为 242MHz，表现出很好的阻抗匹配特性。而且带宽完全覆盖了 840-960MHz 的整个 UHF RFID 频段。图 4-14 是读写器天线增益和轴比的仿真与实测结果对比，两种结果吻合较好。从图中可以看出，在工作频段内，天线的增益基本在 8dBi 左右，满足了读写器天线多增益的要求。实测的小于 3dB 轴比频率范围为 837-963MHz，带宽为 126MHz (14.1%)，同样完全覆盖了整个 UHF RFID 频段。该天线依靠切角方形贴片实现圆极化，矩形寄生贴片可以通过耦合来拓展轴比和阻抗带宽。

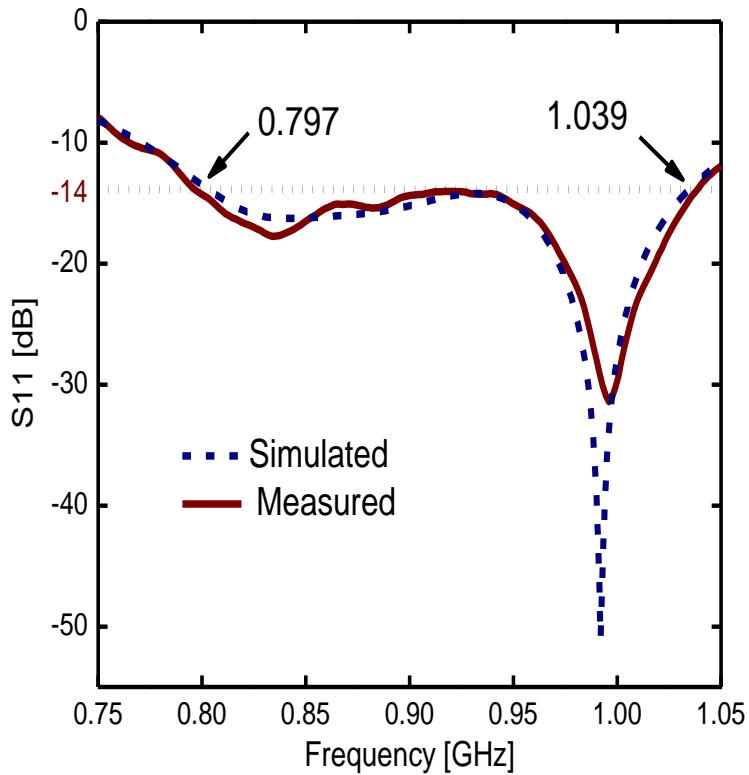


图 4-13 S11 的仿真与实测结果

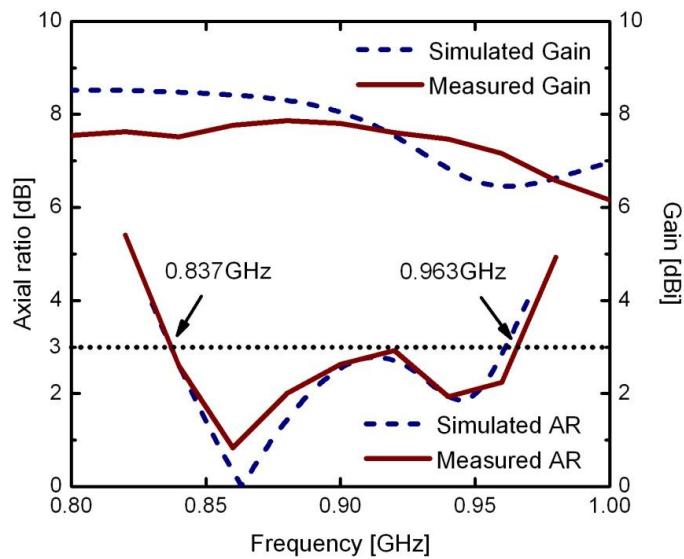


图 4-14 读写器天线的增益和轴比的仿真与实测结果

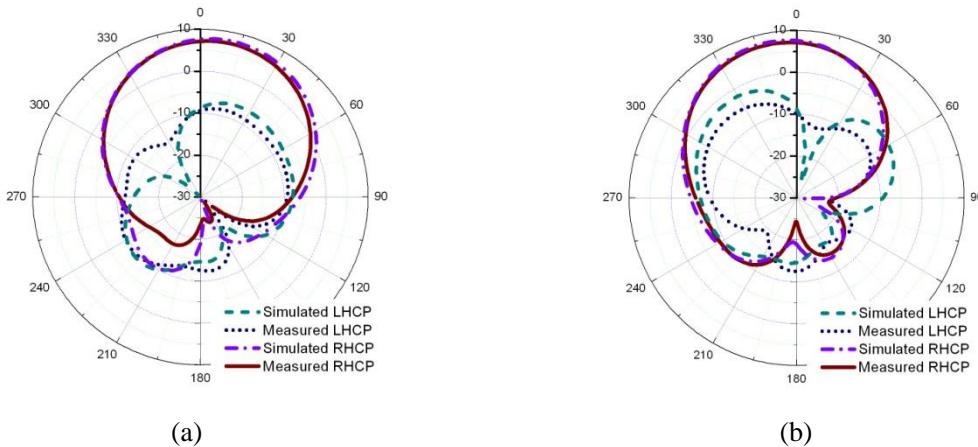


图 4-15 900MHz 时天线的方向图 (a) xoz 面 (b) yoz 面

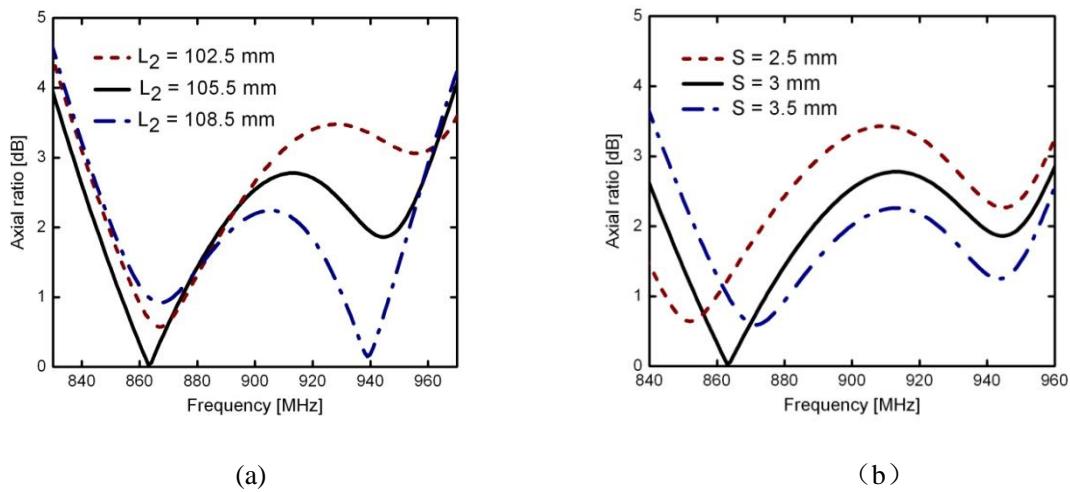


图 4-16 矩形寄生贴片的长度和缝隙宽度对天线轴比的影响

图 4-15 显示的是 900MHz 时天线 xoz 面和 yoz 面的仿真与实测方向图。由于 L 形地面的存在，天线的 yoz 面方向图的最大辐射方向略微偏离 z 轴。该天线为右旋圆极化天线，在一定角度内的交叉极化电平较低。图 4-16 讨论了寄生贴片的尺寸对天线轴比的影响。寄生贴片可以通过耦合的方式调整天线的阻抗，从而改善天线的性能。图 4-16(a) 为寄生贴片的长度对天线轴比的影响，增加其长度可以使轴比向低频方向转移。图 4-16(b) 显示寄生贴片与方形切角贴片之间的缝隙对天线轴比的影响。

4.4 本章小结

本章首先介绍了圆极化的基本概念以及使用微带贴片天线实现圆极化的方法。接着根据第三章的方法利用方形切角贴片阵元构造了一个圆极化耦合馈电的微带贴片天线阵。该天线阵经过了仿真分析，无论在阻抗带宽和轴比带宽上都有比较满意的结果，显示了耦合馈电在匹配上的优势。但是由于馈线设计的问题，使得杂散辐射对天线方向图

有较大影响，通过进一步改进将能够获得优化的结果。然后本章介绍了一款作者和赖铭银师兄共同合作出来的天线，针对目前 UHF 频段 RFID 应用设计出的一款圆极化读写器天线。该天线使用单层直接馈电的结构，L 形地面的设计使得天线的复杂性大大降低，省去了设计馈电网络的步骤；利用在方形切角贴片旁加寄生贴片耦合的方法扩展了天线阻抗带宽和轴比带宽，从而变复杂的多层结构为单层机构。同时读写器天线的增益较高，带宽能够完全覆盖 UHF RFID 频段，而且易于制造。可以将其固定在墙壁或栏杆上作为读取标签信息的天线使用。

第五章 宽带全向水平极化天线及其天线阵

5.1 全向水平极化天线

天线按照辐射方向的不同可以分为定向天线和全向天线。在无线通讯中，全向天线发挥着重要的作用。水平极化全向天线指的是一种在水平面内 360 度都均匀辐射的天线，也就是说在水平方向上无方向性，在垂直方向图上表现为有一定宽度的波束，波瓣宽度越小，增益越大。在移动通信系统中一般用于作为郊区的基站，覆盖范围广。与机械扫面天线和相控阵天线相比，全向天线有其突出的优点：结构简单、制作成本低。

常见的全向天线一般为垂直极化天线，例如锥形振子、单极子等，水平极化的不多。然而水平极化全向天线却有着独特的应用。如在无线通信系统中，利用全向天线可实现 360° 范围内较好的全向辐射特性，或者在电视广播领域中，电视的发射信号大部分是采用的水平极化。在城市或者室内无线环境中，虽然基站发射的都是特定的极化信号，比如常见的垂直极化信号，但是很难直接传播到移动终端，一般要经过多径传播才能到达移动终端。在传播的过程中，极化要发生旋转，可能既有水平极化信号，又有垂直极化信号。可以考虑在移动终端安装一个水平极化天线和一个垂直极化天线，从而获得较好的接收信号。或者在发射端和接收端分别安装两个天线，一个水平极化天线和一个垂直极化天线，以得到两个不相关的信号，这就是极化分集，它正是利用了空中水平路径和垂直路径的不相关性来实现抗快衰落的。据研究，发射端和接收端都采用水平极化天线的系统比发射端和接收端都采用垂直极化天线的系统可以多获得平均 10dB 的功率^[43]。因此研究水平极化全向天线有着重要的现实意义。

目前针对水平极化全向天线也做了大量研究。常见的形式有圆柱缝隙阵^{[44]-[46]}、圆柱微带阵^{[47],[48]}、Alford 环^{[49]-[53]}等形式。众所周知，垂直放置的缝隙天线和振子天线具有相同的辐射方向图，但极化方式为水平极化，因此通过在圆柱上沿圆周开多个轴向缝隙可实现水平极化全向辐射。此类天线可在较宽频带内实现阻抗匹配，但轴向方向上尺寸较大（大于两个波长）。圆柱微带阵将多个相同的水平极化微带天线绕成一圈，共形于圆柱表面，这类天线体积小、重量轻，但微带天线固有的窄带特性限制了此类天线的广泛应用。Alford 环天线利用同向电流环实现水平极化全向辐射。此类天线具有平面结构，尺寸小，当利用 Alford 环来实现水平极化全向辐射时，要得到近似均匀电流环的辐

射，振子需要按圆环排布，且振子长度需要小于半个波长来保证电流的同相分布。振子个数越多，电流分布越均匀，但这样会在阻抗并联的时候带来困难。以上几种实现全向水平极化的方式大多表现在带宽的限制上，或者即使有足够的阻抗带宽却不能同时获得很好的水平面全向性。接下来我们将提出一种利用微带-缝隙耦合结构增加天线带宽的方式实现宽带全向水平极化天线。

5.2 天线结构

本节将提出一种新型的宽带全向水平极化天线及其阵列。天线结构如图 5-1(a)所示，图中上层橙色部分是一个宽带馈电网络。馈电网络是由四个宽带巴伦和一个阻抗匹配电路组成的。天线的下层黄色部分是四个弧形偶极子。天线的原始结构如图 5-2 所示，这是一个改进的带有集成巴伦结构的印刷振子。馈线为 50Ω 且终端开路，另一端接同轴线馈电，等效馈电点在馈线与振子缝隙的交叉处，实现了微带-缝隙耦合结构。每个宽带巴伦由印制在介质板正反两面的微带线和槽线组成，这种微带-缝隙耦合结构可以保证在较宽的频带内实现阻抗匹配。图 5-1(a)中的天线是由四个图 5-2 中的天线组成的，同时将印刷偶极子的臂改造成弧形，从而组成一个圆环，单个弧形印刷振子长度约为半个波长。接下来需要对天线的馈电网络进行重新设计。图 5-1(a)中的天线，馈线的中心位置需要接 50Ω 同轴线，所以中心位置的输入阻抗需要设计为 50Ω 。馈线网络由四个支路并联组成，故每个支路应该具有 200Ω 的输入阻抗。振子的等效馈点在缝隙与馈线的交叉处，所以此处的输入阻抗应为 50Ω 。因此，在天线中心点与交叉点之间需要一段特征阻抗为 100Ω ($\sqrt{50\Omega \times 200\Omega} = 100\Omega$) 四分之一波长变换线来实现阻抗变换。天线采用的介质材料为 Rogers 4003，介电常数为 3.55，介质板直径为 100mm，厚度为 0.8mm。图 5-1 (b) 给出了 2 GHz 时环天线上的电流分布，可看到为一个近似等幅同相电流环分布，保证了良好的水平极化全向辐射特性。

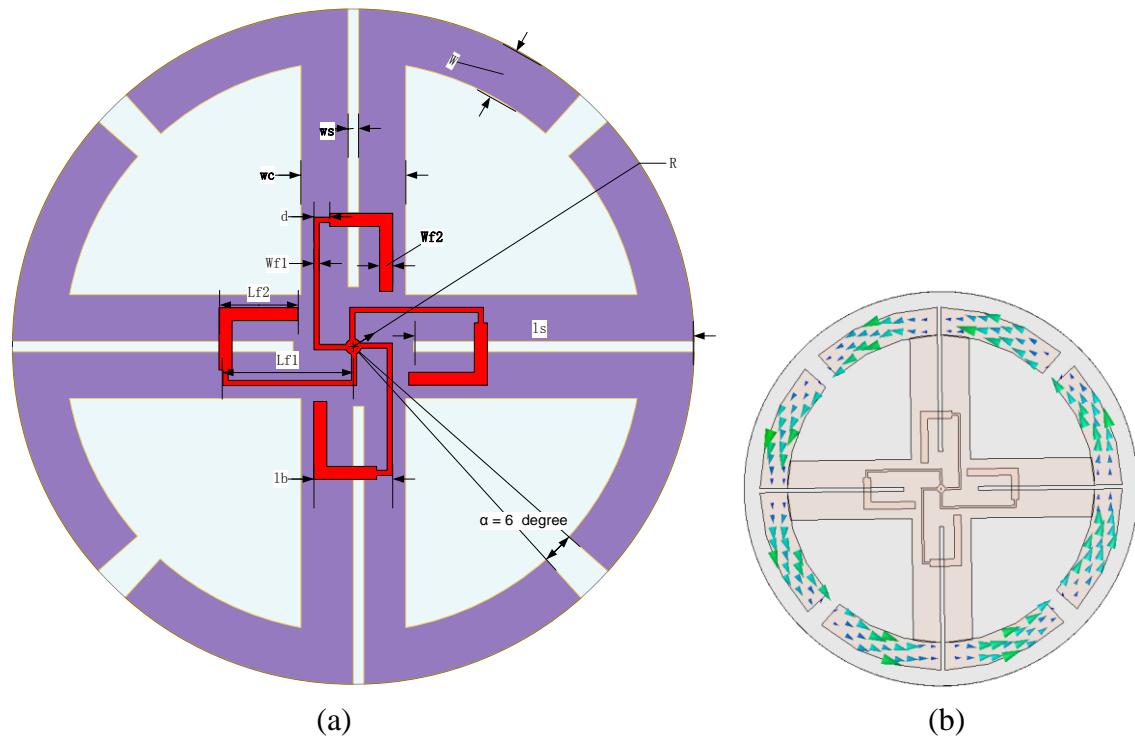
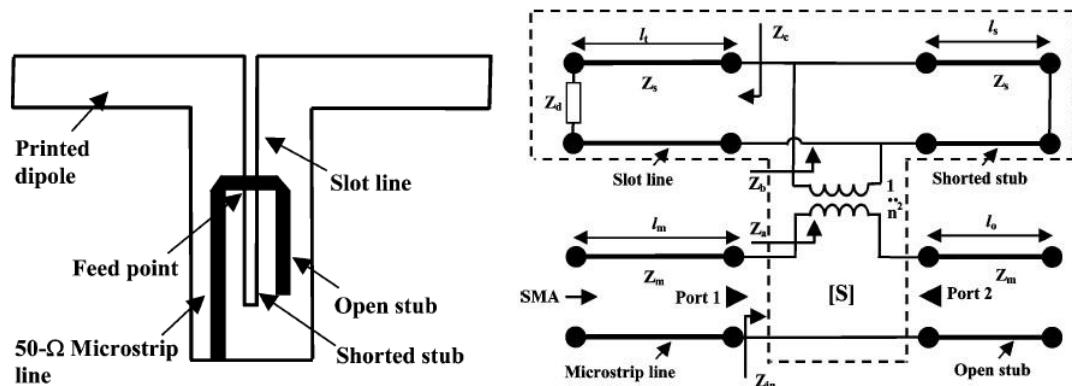


图 5-1 宽带水平极化全向天线 (a) 俯视图, (b) 2 GHz 时电流分布图

图 5-2 带有巴伦结构的印刷偶极子天线及其等效电路图^[54]

在设计了宽带全向水平极化天线单元之后,为了扩展其实际应用,将该天线单元作为阵元设计出一个八单元的阵列天线。如图 5.3(a)所示,八个天线单元沿直线依次排列,天线单元所在平面与阵轴垂直,阵元间距设计为 E_s ,为了提高阵列的增益,在天线的两端加装两个圆形金属反射板,反射板与天线的距离为 S_r ,直径为 D_r 。此阵列通过一个一分八的功分器进行馈电,如图 5.3(b)所示,功分器和天线单元间通过同轴线进行连接。

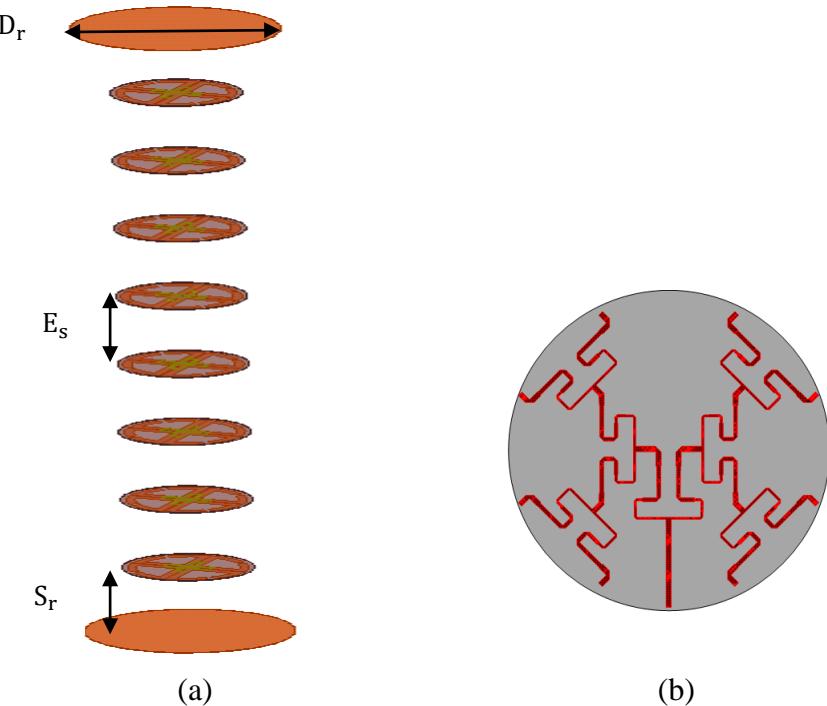


图 5-3 阵列天线及馈电网络模型

5.3 仿真结果及分析

5.3.1 天线单元的仿真结果及分析

本节将讨论在上节中提到的宽带全向水平极化天线及其天线阵通过软件仿真优化的结果。与其他全向水平极化天线相比，本设计的优势在于天线的频带宽度和全向性都得到了很好的满足。

图 5-4 是天线单元的 S11 仿真结果，此天线工作在 1.69 - 2.22 GHz，-10dB 频带宽度为 31%，覆盖了目前工作在 2 GHz 附近的 2G/3G 系统所需频段，例如，DCS1800 (1710-1880 MHz), PCS1900 (1850-1990 MHz), and UMTS (1920-2170 MHz)。天线由于其微带-缝隙耦合结构的设计，使得在较宽的频带内实现阻抗匹配。图中显示天线出现两个谐振点，而且在较宽的频段内天线的回波损耗在 15dB 以上。

图 5-5 给出了该天线单元的增益的仿真结果，天线的增益在工作频带范围内大于 0.5dBi，并且随着频率的增大而减小^[55]。

图 5-6 给出了测试得到的在 2GHz 时候的辐射方向图的仿真结果，可以看出，此天线的辐射方向图类似于偶极子的辐射方向图，但是辐射方式为水平极化。在水平面上，此天线在整个工作频带内 (1.7-2.2 GHz) 的不圆度均小于 0.5dB，极化隔离度大于 20dB。

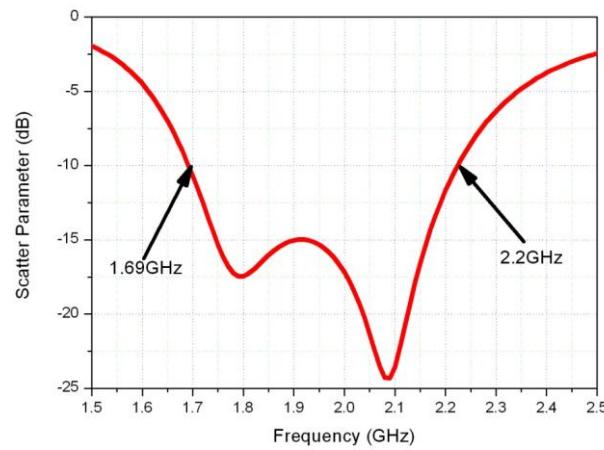


图 5-4 回波损耗的仿真结果

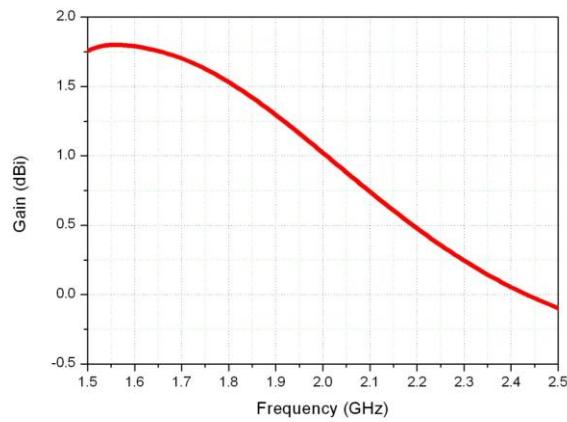


图 5-5 天线单元增益的仿真结果

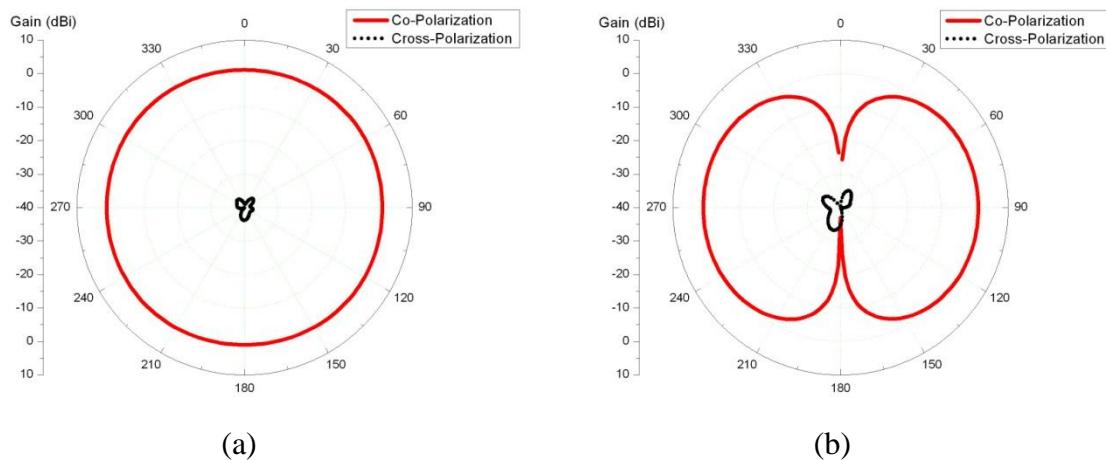


图 5-6 2GHz 时天线方向图（仿真结果）(a) E 面 (b) H 面

5.3.2 阵列天线的仿真结果及分析

图 5-7 是天线阵的 S11 参数的仿真结果, 图中天线阵的工作频段为 1.65GHz-2.23GHz,

频段内的回波损耗较单个单元大。图 5-8 是天线增益的仿真结果，八单元阵列的增益在 10dBi 以上，增益随频率增大而增大。图 5-9 和图 5-10 是阵列天线在低频、中心频率、高频处的方向图仿真结果，图 5-9 显示的是 E 面，图 5-10 显示的是 H 面。从图中可以看出，水平面表现出很好的全向性，垂直面主瓣与旁瓣的电平差均在 13dBi 以上，交叉极化电平也较小。

阵列间距增大可以增大阵列的增益，但是过大的阵元间距可能会导致方向图出现栅瓣。图 5-11 给出了阵元间距 E_s 对增益和垂直面方向图的影响，间距越大则增益也越大，副瓣电平也随之增大，为了在不出现栅瓣的情况下使得阵列获得较大的增益，这里选取的阵元间距 $E_s=0.8\lambda_0$ (λ_0 为中频所对应的自由空间波长)。

另外，为了继续增加阵列天线的增益，在阵列天线的阵轴的两端加装了两个圆形金属反射板，其中一端的反射板可由功分器的金属地来代替。图 5-12 给出了反射板直径 (Dr) 和与天线单元间距 (Sr) 对增益的影响。此处选取 $Dr=1.1\lambda_0$ ， $Sr=.75\lambda_0$ 。

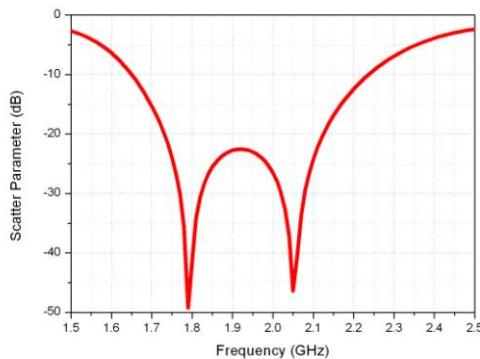


图 5-7 阵列天线 S11 的仿真结果

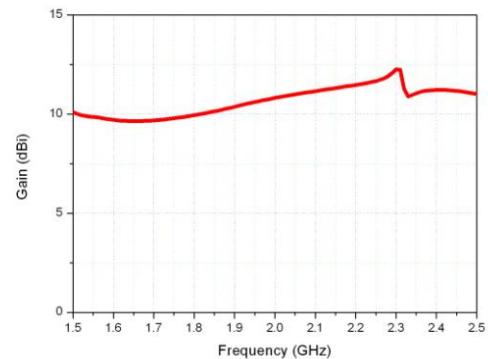
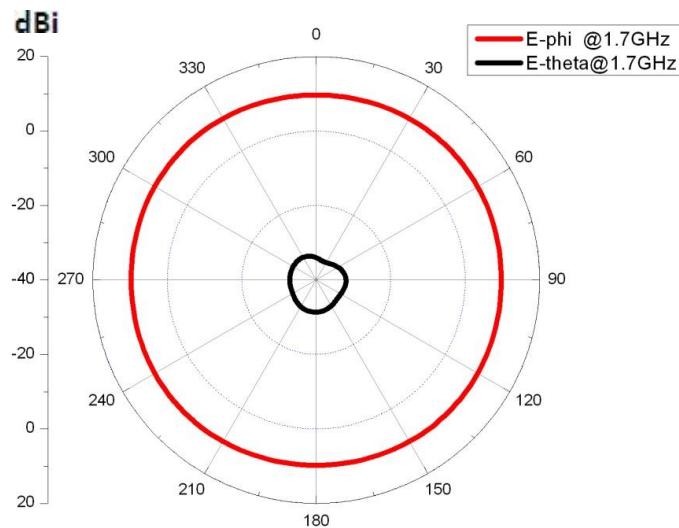
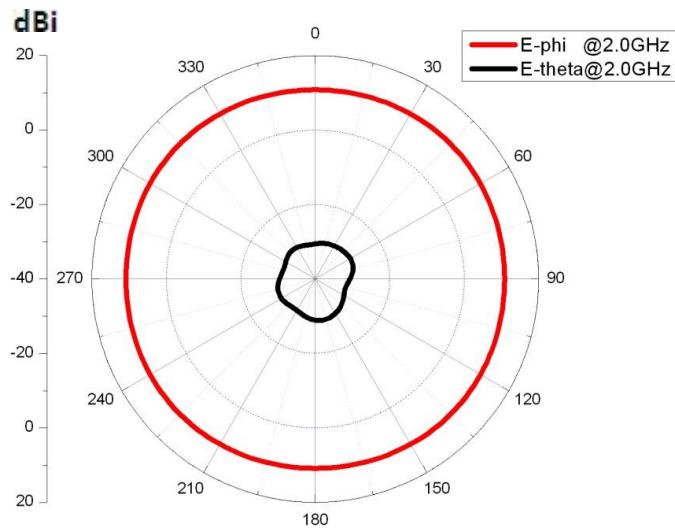


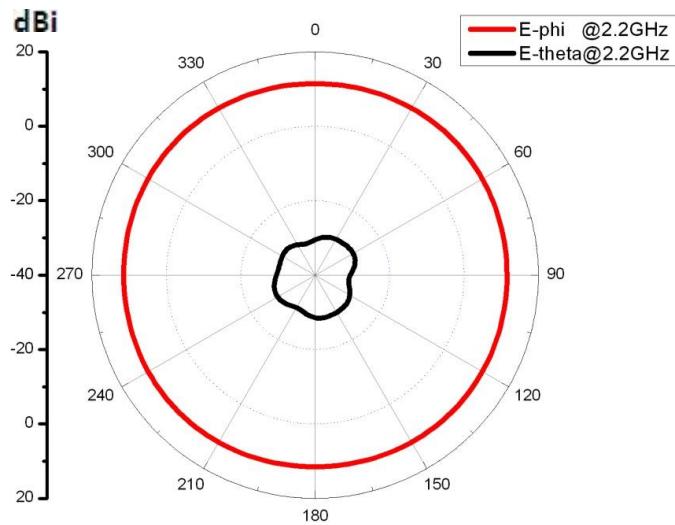
图 5-8 八单元阵列天线的仿真增益



(a)

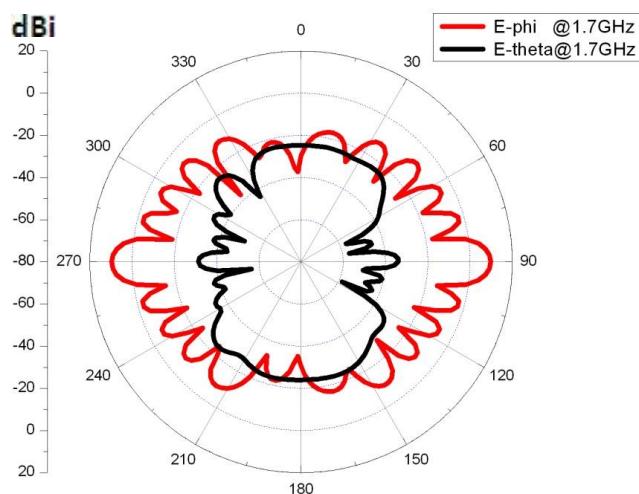


(b)

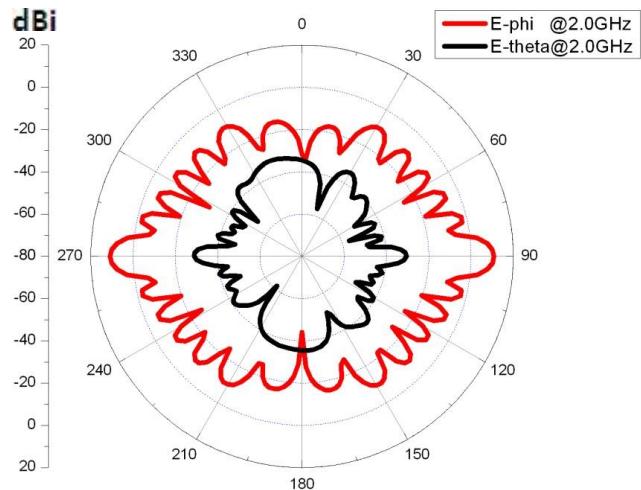


(c)

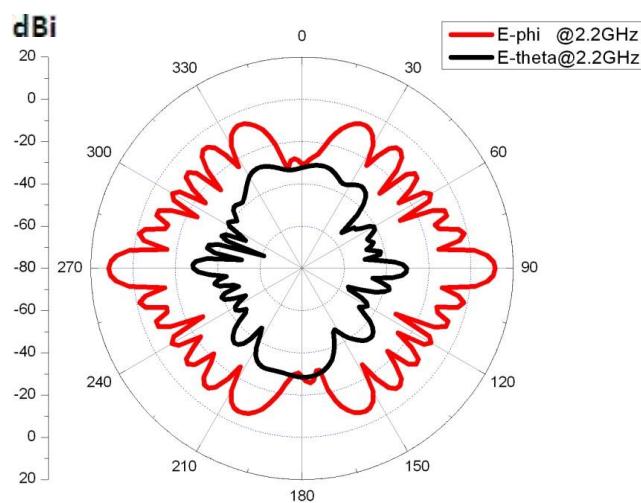
图 5-9 阵列天线不同频率点的 E 面方向图(仿真结果):(a) 1.7GHz (b) 2.0GHz (c) 2.2GHz



(a)



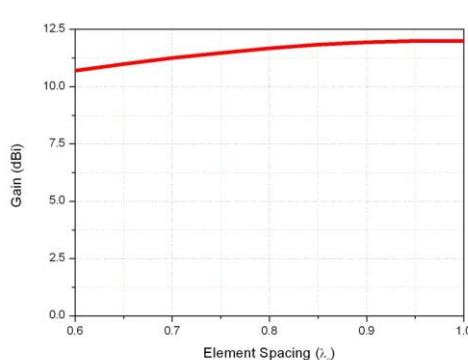
(a)



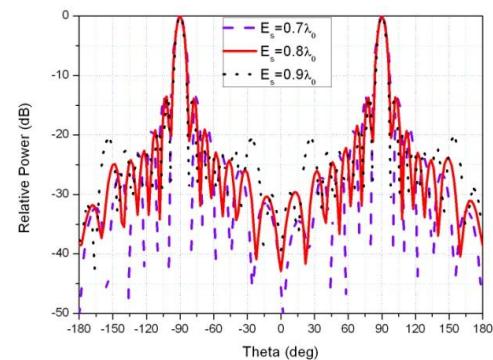
(b)

(c)

图 5-10 阵列天线不同频率点的 H 面方向图(仿真结果):(a) 1.7GHz (b) 2.0GHz (c) 2.2GHz



(a)



(b)

图 5-11 阵列间距对天线阵增益和 H 面方向图的影响

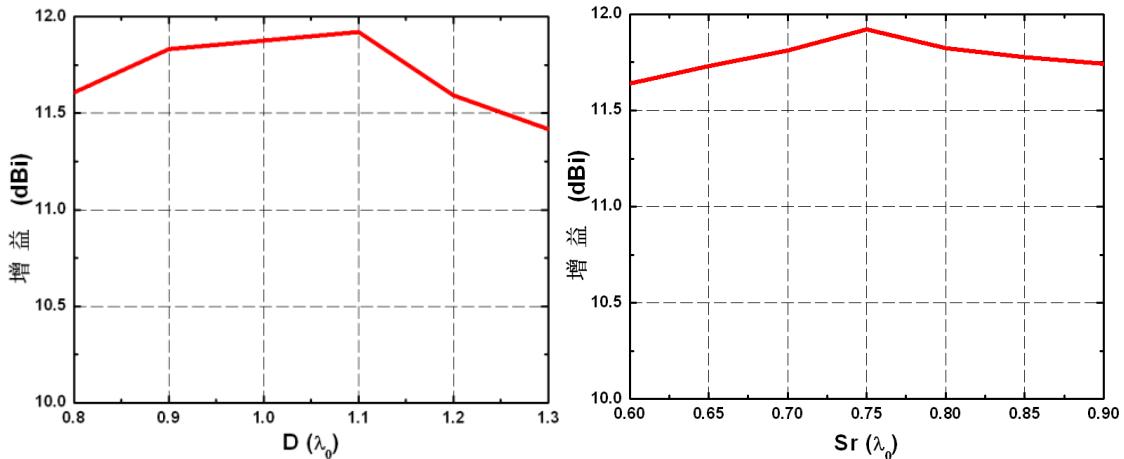


图 5-12 反射板直径和与阵元之间的距离对阵列增益的影响

5.4 本章小结

本章提出了一种宽带全向水平极化天线，并且利用该天线作为阵列单元构造了一个八单元阵列。该天线是由四个集成巴伦的印刷偶极子天线组合而成，应用了微带-缝隙耦合结构，使得该设计具有较宽的带宽。另外，该设计剖面低、外形美观，且有较好的性能。与其他全向水平极化天线相比，该设计同时具备宽带和良好的全向性这两方面的优势。

本章所提到的天线是在全旭林博士的指导下完成的，作为其助手，文中只给出了该天线及其阵列的性能仿真结果。从结果中可以看出，该天线的工作频率为 1.7GHz-2.2GHz，覆盖了目前工作在 2 GHz 附近的 2G/3G 系统所需频段，例如，DCS1800 (1710-1880 MHz), PCS1900 (1850-1990 MHz), and UMTS (1920-2170 MHz)。并且，仿真结果中该天线具有良好的全向性，不圆度仅为 0.5dB。此外还给出了该设计的八单元直线阵列的性能仿真结果，阵列的增益在 10dBi 以上，仍然具有很好的带宽和全向性。接着讨论了阵元间距对天线增益及方向图的影响，并以此为依据选取了阵元间距。最后为了进一步增大天线增益，在天线两端增加了圆形反射板，并根据仿真和优化的结果选取了反射板直径和反射板与阵元的最短距离。

结论

微带天线的馈电方式是从一开始的直接接触馈电，再到后来的耦合馈电，最后衍生出两种方式结合使用的过程。耦合馈电与直接接触馈电相比，不仅易于制造和优化参数，还可以更容易调节天线的输入阻抗，扩展天线带宽，抑制表面波的不利影响，保证较好的极化纯度。在目前微带天线向小型化、宽带化发展的大趋势下，耦合馈电正在成为最为流行的馈电方式。本文围绕耦合馈电和寄生贴片在天线宽带化中的应用作为主题，对此展开系统而深入的研究。

首先，我们介绍了耦合馈电的分类和发展过程，并与直接接触馈电方式做了对比。阐述了微带天线辐射和耦合的相关理论，包括天线的基本电参数、微带天线辐射的分析方法，耦合的机理等。为下一步天线设计打下理论基础。

其次，在介绍了串馈直线阵的一些相关理论之后，提出了一个耦合串行馈电微带贴片天线阵，并且分别设计了四、八、十二、十六元阵。该阵采用临近耦合馈电的方式拓宽了天线的带宽，而且在工作频带内波束指向偏离的角度在 $\pm 1^{\circ}$ 以内。

再次，将前面的阵列天线贴片替换为切角方形贴片，设计了圆极化耦合串行馈电微带贴片天线阵；再利用耦合寄生贴片扩展了一个圆极化 RFID 读写器天线的阻抗带宽和轴比带宽，使之完全覆盖了超高频 RFID 系统工作频段。

最后，我们介绍了全向水平极化天线的概念和应用价值。并且提出了一款宽带全向水平极化微带天线和天线阵，该天线工作在 1.7 -2.2 GHz，覆盖了目前工作在 2 GHz 附近的 2G/3G 系统所需频段。由于天线采用了一种微带-缝隙耦合的结构，是该天线能够实现宽带的主要因素。

本文主要提出了两个耦合串行馈电微带贴片天线阵、一个宽带圆极化 RFID 读写器天线和一个宽带全向水平极化天线及天线阵，取得了一些成果，但由于时间不足和研究理论的缺乏，也有很多缺点和需要改进的地方：

1. 第三章中的天线在实际制作中存在较大误差，导致实测结果和仿真结果相差较大，并不能很好的验证该天线的性能。另外，四单元阵列设计时，没有很好的调节输入阻抗，使其没有像其它几个天线阵一样出现双谐振。
2. 第四章中圆极化耦合串馈阵列由于馈线设计不合理，造成过多的杂散辐射，圆极化角度也相对较小，天线方向图也未满足预期的设计要求。需要进一步完善

设计，并且进行实际测量。

3. 第五章中宽带全向水平极化天线只给出了仿真结果，没有对天线的性能进行实际验证。

虽然文中提到的天线均通过耦合的方式获得比较宽的带宽，但未能针对实际天线进行耦合机理的分析，以后可以在相关方面做进一步的研究。

综上所述，深入研究耦合馈电的方法和技术，采用合理的馈电方式，将有效提高天线的综合性能。馈电方式的研究进展将极大地发展天线的设计方法，对天线的研究也将起到更大的作用。

参考文献

- [1] Lal C.Godara. 无线通信天线手册 [M]. 左群声 译. 北京：国防工业出版社，2004:152-159.
- [2] Munson R.E. Conformal microstrip antennas and microstrip phased array [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Jan 1974, vol.27: 74-78.
- [3] Pozar D.M. Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip-line [J]. Electronics Letters. , Jan 1985, vol. 21: 49-50.
- [4] Pozar D.M. Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling [J]. Electronics Letters. , 1987, vol. 23: 368-369.
- [5] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl. Microstrip Antenna Design Handbook [M]. Boston: Artech House, 2001: 9-32.
- [6] 钟顺时. 微带天线理论与应用 [M]. 西安：西安电子科技大学出版社, 1991:1-3.
- [7] 李斌颖, 天线原理与应用 [M]. 兰州: 兰州大学出版社, 1993.
- [8] 康行健, 天线原理与设计 [M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1993.
- [9] Tarek Fortaki. On the Dual-Frequency Behavior of Stacked Microstrip Patches [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter, 2008, vol.7: 310-313.
- [10] Stutzman W.L, Thiele G.A. 天线理论与设计 [M]. 第二版. 朱守正 译. 北京: 人民邮电出版社, 2006.
- [11] Y.H. Lo, D.Solomon, W.F. Richards, Theory and Experiment on Microstrip Antenna [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Mar 1979, vol.27: 137-145.
- [12] Constantine A.Balanis. Antenna Theory Analysis and Design () [M]. Third Edition. A John Wiley & Sons, INC., Publication. 2005: 856-859.
- [13] C. A. Balanis. Advanced Engineering Electromagnetics [M]. JohnWiley & Sons, New York, 1989.
- [14] E. H. Van Lil and A. R. Van de Capelle, Transmission-Line Model for Mutual Coupling Between Microstrip Antennas [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Aug 1984, Vol. AP-32, No. 8: 816–821.
- [15] K. Malkomes, Mutual Coupling Between Microstrip Patch Antennas [J]. Electronic Letters, June 1982, Vol. 18, No. 122: 520 – 522.

- [16]E. Penard and J.-P. Daniel, Mutual Coupling between Microstrip Antennas [J]. Electronic Letters, July 1982, Vol. 18, No. 4: 605 – 607.
- [17]N. G. Alexopoulos and I. E. Rana. Mutual Impedance Computation between Printed Dipoles [J], IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Jan 1981, Vol.29, No. 1: 106 – 111.
- [18]L. B. Felsen and N. Marcuvitz. Radiation and Scattering of Waves [M]. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1973.
- [19]Richard, W.F., Y.T. Lo, and D.D. Harrison. An Improved Theory for Microstrip Antennas and Application [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1981, vol.29: 38-46.
- [20]Peter C. Strickland. Series-Fed Microstrip Patch Arrays with Periodic Loading [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Dec 1995, vol. 43, no. 12: 1472-1474.
- [21]Tao Yuan, Ning Yuan, and Le-Wei Li. A Novel Series-Fed Taper Antenna Array Design [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2008, vol. 7: 362-365.
- [22]Jiusheng Li. An Omnidirectional Microstrip Antenna for WiMAX Applications [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, vol. 10: 167-169.
- [23]Reza Bayderkhani and Hamid Reza Hassani. Wideband and Low Sidelobe Slot Antenna Fed by Series-Fed Printed Array [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Dec 2010, vol. 58, no. 12: 3898-3904.
- [24]Xing Chen, Kama Huang, and Xiao-Bang Xu. A Novel Planar Slot Array Antenna With Omnidirectional Pattern [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Dec 2011, vol. 59, no. 12: 4853-1857.
- [25]Krzysztof Wincza and Slawomir Gruszczyński. Microstrip Antenna Arrays Fed by a Series-Parallel Slot-Coupled Feeding Network [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2011, vol. 10: 991-994.
- [26]Nirod K.D, David M.P. Analysis and Design of Series-Fed Arrays of Printed-Dipoles Proximity-Coupled to a Perpendicular Microstripline [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Apr 1989, vol. 37, no. 4: 435-444.
- [27]钟顺时, 罗远祉. 微带天线理论和技术的进展 [J]. 电子科学学刊, 1989, vol.11, no.3: 290-298.

- [28] Bevan B.J, Francis M.C, Anthony W.S. The Synthesis of Shaped Patterns with Series-Fed Microstrip Patch Arrays [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Nov 1982, vol.30: 1206-1212.
- [29] K. Wincza, S. Gruszcynski, and J. Borgosz, Microstrip antenna array with series-fed ‘through-element’ coupled patches [J]. Electron. Lett., Apr. 2007, vol. 43, no. 9: 487–489.
- [30] Shinho Kim, Yuanxun Ethan Wang. A Series-Fed Microstrip Receiving Array for Digital Beamforming [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2004, vol. 3: 332-335.
- [31] Kin-Lu Wong. Compact and Broadband Microstrip Antennas [M]. New York: Wiley house, 2002: 120-130.
- [32] Alatan, L. Design of a series-fed circularly polarized microstrip patch array [J]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002, vol.2: 212-215.
- [33] Drewniak, J.L, Mayes, P.E. The Synthesis of Patterns Using a Series-Fed Array of Annular Sector Radiating Line (ANSERLIN) Elements: Low-Profile Circularly Polarized Radiators [J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, Feb 1991, vol.39: 184-189.
- [34] Ito, K. Itoh, K. Kogo, H. Improved design of series-fed circularly polarised printed linear arrays [J]. Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H , 1986, vol.133: 462-466.
- [35] Legay, H. Shafai, L. Analysis and design of circularly polarised series fed planar subarrays [J]. Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings , 1995, vol.142: 173-177.
- [36] H. Legay and L. Shafai, Series Fed Circularly Polarised Planar Arrays [J]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1994, vol.1: 322-325.
- [37] Ito, K. Circularly polarised printed antenna with wide axial-ratio bandwidth using strip dipoles and slots [J]. Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings H , 1983, vol.130: 397-402.
- [38] Xianming Qing, Chean Khan Goh, and Zhi Ning Chen. Impedance Characterization of RFID Tag Antennas and Application in Tag Co-Design [J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2009, vol.57: 1268-1274.

- [39]ZhiNing Chen, Xianming Qing, and Hang Leong Chung. A Universal UHF RFID Reader Antenna [J]. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 2009, vol: 1275-1282.
- [40]Z.B.Wang, S.J.Fang, S.Q.Fu, and M.J.Fan. Single-fed single-patch broadband circularly polarized antenna for UHF RFID reader applications [C]. 2010 2nd International Conferences on Industrial and Information Systems, 2010: 87-89.
- [41]Jong Moon Lee, Nae Soo Kim, and Cheol Sig Pyo. A Circular Polarized Metallic Patch Antenna for RFID Reader [C]. 2005 Asia-Pacific Conference on Communications, 2005: 116-118.
- [42]Z.B.Wang, S.J.Fang, and S.Q.Fu. A low-cost miniaturized CP antenna for UHF radio frequency identification reader application [J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2009, VOL.51: 2382-2384.
- [43]D. Chizhik, J. Ling, R.A. Valenzuela, The effect of electric field polarization on indoor propagation [J]. IEEE International Conference on Universal Personal Communications, 1998, vol. 1, pp. 459 - 462.
- [44]C. Phongcharoenpanich, P. Wounchourn, S. Kosulvit, M. Krainiksh. A horizontally polarized omnidirectional beam antenna using array of axial slot on cylindrical surface [C]. 2002 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology, 2002: 576-579.
- [45]K. Iigusa, M. Tanaka. A horizontally polarized slot-array antenna on a coaxial cylinder [C]. Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific, 2000: 1444-1447.
- [46]Ando, K. Cho, T. Hori. Dielectric-loaded slotted-cylinder antennas offering reduced base station interference for personal communication services [J]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 1998, vol. 3: 1454 - 1457.
- [47]I. Jayakumar, R. Garg, B. Sarap, B. Lal. A conformal cylindrical microstrip array for producing omnidirectional radiation pattern [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1986, vol. 34, no. 10: 1258 - 1261.
- [48]H. Iwasaki. A microstrip array antenna with omnidirectional pattern fed by CPW [J]. Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996, vol. 3: 1912 - 1915.
- [49]H. Nakano, R. Satake, J. Yamauchi. Horizontally polarized, omnidirectional antenna with

- a single feed [C]. IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems (ICWITS), 2010: 1-4.
- [50] H. Nakano, R. Satake, J. Yamauchi, Realization of a horizontally polarized, low-profile, omnidirectional antenna with an EBG reflector [C]. Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2010: 1-5.
- [51] C. Jiang, X.-W. Dai, Y.-C. Jiao. A novel compact horizontally polarized omnidirectional antenna [C]. International Symposium on Signals Systems and Electronics (ISSSE), 2010: 1-3.
- [52] C.C. Lin, L.C. Kuo, H.-R. Chuang. A horizontally polarized omnidirectional printed antenna for WLAN applications [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, vol. 54, no. 11: 3551-3556.
- [53] C.-H. Ahn, S.-W. Oh, K. Chang, A dual-frequency omnidirectional antenna for polarization diversity of MIMO and wireless communication applications [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2009, vol. 8: 966-969.
- [54] RongLin Li, Terence Wu. Equivalent-Circuit Analysis of a Broadband Printed Dipole with Adjusted Integrated Balun and an Array for Base Station Applications [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, July 2009, vol. 57, no. 7: 2180-2184.
- [55] Jonh D.Kraus, Ronald J.Marhefka. 天线 [M]. 第三版. 章文勋 译. 北京: 电子工业出版社, 2007.