

分类号： TN917.78  
论文编号： 2007021432

密 级：公开

贵州大学  
2010届硕士研究生学位论文

基于定向多波束智能天线  
的仿真研究

学科专业： 信号与信息处理  
研究方向： 数字信号处理与信息系统  
导 师： 彭亚雄 副教授  
研 究 生： 孔平

中国 · 贵州 · 贵阳  
2010年5月

## 目 录

摘 要.....	I
Abstract.....	II
第一章 绪论.....	1
1.1 研究背景.....	1
1.2 智能天线技术的分类及各自的实现方法.....	2
1.3 定向多波束智能天线优点.....	2
1.4 智能天线的研究现状.....	3
1.5 选择研究定向多波束智能天线的原因.....	5
1.6 论文的主要研究工作和结构.....	6
第二章 无线信道的研究和仿真.....	7
2.1 引言.....	7
2.2 大尺度多径传播.....	7
2.3 小尺度多径传播.....	9
2.3.1 时间选择性衰落.....	9
2.3.2 空间选择性衰落.....	13
2.3.3 频率选择性衰落.....	14
2.4 基于 systemview 的多波束传输信道模型及仿真.....	18
2.4.1 Rummler 波束传输信道模型及仿真.....	18
2.4.2 自定义多波束传输信道模型及仿真.....	22
2.5 小结.....	25
第三章 实验平台的设计和仿真.....	26
3.1 软件无线电概述.....	26
3.2 软件无线电接收机的基本结构.....	27
3.2.1 “零中频” 方案结构.....	28
3.2.2 射频(RF) 数字化方案结构.....	29
3.2.3 中频(IF) 数字化方案结构.....	29
3.3 数字下变频的设计与仿真.....	30
3.3.1 数字下变频的结构.....	30

---

3.3.2 数字下变频的系统仿真.....	32
3.4 小结.....	39
第四章 直接序列码分多址系统的 Systemview 仿真.....	40
4.1 直接序列码分多址简介.....	40
4.2 直接序列码分多址的信号模型.....	41
4.3 直接序列码分多址的空 / 时接收机.....	41
4.4 直接序列码分多址的 Systemview 仿真.....	43
4.5 阵列直接序列码分多址天线的系统仿真.....	45
4.5.1 阵列智能天线的组成和合理选用.....	45
4.5.2 六单元阵列直接序列码分多址天线的 SystemView 仿真.....	45
4.6 小结.....	46
第五章 定向多波束智能天线波束合并方案的研究及其仿真结果分析.....	47
5.1 波束合并方案.....	47
5.1.1 波束合并的性能分析.....	47
5.1.2 基于 SystemView 的 6 路波束合并方案的仿真建模.....	49
5.2 定向多波束智能天线仿真结果及分析.....	50
5.3 小结.....	50
第六章 结论和展望.....	51
6.1 结论.....	51
6.2 展望.....	51
致谢.....	52
参考文献.....	53
附录.....	57

## 摘要

智能天线技术在无线通信中能显著增加通信容量和速率、减少电磁干扰、减少手机和基站发射功率，并具有定位功能等优点，因此得到了人们越来越广泛的关注。但由于自适应智能天线算法的高复杂度和硬件处理速率慢的瓶颈问题，目前还很难找到一种实用的自适应算法，使自适应智能天线既能在恶劣的环境下有效工作，又使得信号能够得到实时的处理。因此我们将研究方向转移到目前相对较为冷门的定向多波束智能天线上。经过反复的模拟仿真和理论验证，证明了定向多波束智能天线能精确定位业务，能有效减小多径干扰、扩充系统容量、扩大小区半径、提高系统的信噪比。本论文建立了智能天线仿真实验平台，从系统级的角度对定向多波束智能天线进行了研究和仿真，并讨论了定向多波束智能天线基本原理和具体实现问题。

首先，从设计信道仿真，试验平台仿真两大部分着手，对试验平台进行了整体设计。

随后，研究了信号在无线传播时环境中受到的影响，特别是远近效应和多径传播引起的信号时延扩展和空间扩展，根据通信信号传播远近和环境的不同，利用 systemview 系统仿真软件对多径衰落信道进行了建模和仿真。

再后，利用软件无线电技术构建了的智能天线接收平台，主要设计了数字中频接收试验平台，并对其中的最关键技术数字下变频进行了研究和仿真。

最后，建立了一个完整的基于直接序列码分多址（DS-CDMA）定向多波束智能天线仿真平台，并对定向多波束智能天线进行了简单的仿真实验，效果良好。

**关键词：**智能天线，SystemView，数字下变频。

## Abstract

Smart antenna technology in wireless communications can significantly increase the communication capacity and speed, reduce electromagnetic interference and reduce mobile phones and base stations transmitting power and it has the advantages of location .Therefore ,there has been paid more and more attention. However, because of the problem of self-adaptive smart antenna algorithm complexity and hardware processing speed of the bottleneck, at present it is hard to find a practical adaptive algorithm to enable adaptive smart antenna both in the harsh environment to work effectively and to make the signal to be real-time processed.Thus, we should pay much attention to a unpopular smart antenna named driectionl multi-beam smart antenna. During the theory reseach, the driection l multi-beam smart antenna can extend system capacity and reduce multipath interference. In this paper, in order to further study the theory and implementation issues, we should build a driectionl multi-beam smart antenna emulation system by “SystemView”.The emulation system emulates the driectionl multi-beam smart antenna from a system point of view.

Firstly, we design the structure of the emunation system whice has three parts: wireless channel simulation,test bed simulation and switch beam algorithem simulation.

Secondly,the impact of radio environments on signals is discussed, especially the time delay and spatial spread caused by multipath propagation are reaseached.Radio channel models made by systemview for wireless communication are given and also analyzed .

Thirdly,we build a smart antenna test bed by software radio technology,design test bed works in the IF, and focus on digital down-conversion.

Finally, we build a complete emulation system which is built on the basis of in DS-CDMA and emulates the directionl milti-beam smart antenna for several times,and receive some good conclusions.

**Keywords:** directionl milti-beam smart antenna , Systemview , digital down-conversion.

# 第一章 绪论

## 1.1 研究背景

近二十年以来，移动通信技术及其应用得到了飞速的发展。一方面，随着人们对移动通信业务需求的指数级增长，迫使用于提高系统容量和信道传输速率的新技术飞速发展；另一方面，通信技术的日益成熟和服务质量的日益改善又不断吸引着新的用户。二者的良性互动决定了移动通信技术和业务必将进一步高速发展。从世界范围来看，在不到十年的时间内，第一代模拟无线电系统迅速地完成了到第二代数字无线电系统的转变，并正在向第三代系统和第四代系统转变。从技术层面来讲，移动通信技术的发展一直是以提高频谱效率及系统容量和实现系统性能优化为首要目标，目的是为更多的用户提供更高速率的信号传输和更高质量的服务。提高频谱效率及系统容量和实现系统性能优化可以通过采用智能天线技术予以实现。技术上：智能天线一方面通过使用一种被业界普遍称为空分多址（SDMA）的技术，使得在同一信道上接收和发送多个用户信号却不发生相互干扰；另一方面，通过智能化地控制天线波束覆盖范围、对准方向和传输功率，实现基于蜂窝结构的移动通信系统小区间的灵活切换。基于这一特点，智能天线技术已经构成了3G和超3G移动通信系统有关标准的核心组成部分，其实现技术及应用的研究和设计已经成为世界范围内的研究焦点。尽管如此，在智能天线研究尚处于起步阶段的今天，智能天线技术及其在无线通信中的应用还有有不少问题值得进一步深入探讨和研究。其中典型的包括高性能的天线阵列单元结构设计与分析、移动无线传播信道的精确建模与仿真、移动通信环境中的智能天线试验平台的建模和仿真、定向多波束智能天线的波束合并方案的设计和仿真等。这些方面的相关工作既是对智能天线技术的深入研究，又是对智能天线应用系统的协同性研究。考虑到其理论意义和实际应用价值，本文选择以“基于Systemview定向多波束智能天线的研究”作为研究课题。

## 1.2 智能天线技术的分类及各自的实现方法

(1) 定向多波束智能天线。用  $M \times N$  面定向多波束智能天线将基站服务区分为  $M$  层、每层又分为  $N$  个服务小区，每面定向多波束智能天线的波束覆盖一个服务小区，根据各定向多波束智能天线接收信号强度和时延比较，确定移动台即移动用户的位置，根据比较所得到结果将发射信号切换到接收信号最强而且时延最短的定向多波速智能天线上，形成一个空间分层分区滤波器，使信号得到最好的增益并同时抑制干扰和噪声<sup>[1]</sup>。

(2) 自适应智能天线主要是采用天线阵列方向图合成技术，使合成的方向图主瓣基本对准目标用户、理论上讲波到角偏移不超过  $10^\circ$ ，零点对准干扰源，使输出信号的信噪比达到最大。天线阵列权值一般通过迭代的自适应算法获得。对于自适应智能天线，严格上来说用户定位需要获得所有的信号源和干扰源的信息<sup>[2]</sup>。

可见，定向多波束智能天线与自适应智能天线在实现智能天线功能方面所采用的设备和处理方法差别较大，目前对智能天线的研究主要集中在自适应智能天线方法上。但是由于自适应智能天线自身存在的缺陷，我们把目光转移到定向多波束智能天线上。

## 1.3 定向多波束智能天线优点

定向多波束智能天线是接收机利用阵列中不同定向天线单元时域信号衰落的低相关性来减轻多径的影响<sup>[1]</sup>，由几十面强定向、高增益、低旁瓣天线单元分层次组成阵列天线，每面强定向天线覆盖一个特定的区域。定向多波束天线阵列把覆盖小区空间分割成为一个新的蜂窝网从而实现了空分多址的目的，同时降低了同频、多径干扰，减小了远近效应，达到了智能天线的扩容目的和提高了信号质量的要求<sup>[3]</sup>。定向多波束智能天线的优点如下<sup>[4]</sup>：

(1) 结构简单，兼容能力强。与自适应智能天线相比，定向多波束智能天线控制使用较为方便，不存在很大的技术难点，实现相对容易，所涉及算法均较为简单。

(2) 天线间互相关性小，干扰抑制能力强。各定向天线覆盖各自区域、相互独立，互相关性很小，方向性强，很容易对准有用信号，可抑制绝大多数

ISI（码间干扰）MAI（多址干扰），使接收信噪比提高。

(3)基站覆盖范围大，理论上一般可以达到 20 公里，电磁污染小，理论上只要自适应智能天线的 60%。基站定向天线的高增益特性使手机能捕捉更远距离的基站信号，通过分层覆盖可扩大基站的控制范围，降低手机的耗电量;阵列各单元中只有接收信号最强的天线能正常工作，其它接收信号弱的天线被禁闭，减少电磁污染和通信系统开销。

(4)基站功率低，功率控制容易。在分层覆盖中，使用高增益天线覆盖较远区，低增益天线覆盖较近区的方法来减小远近效应和基站发射功率，大大降低发射机与接收机的功率控制难度。

(5)阵列的组阵方式相当灵活，话务均衡能力强。智能天线的阵列形状可以根据基站覆盖区域的形状和用户数量的多少而组成不同形式和不同层次。与自适应方向图智能天线对比，定向多波束智能天线结构简单，信号处理过程不是特别复杂，信道容量得到较大扩展，能实现较为完善的空分多址。

#### 1.4 智能天线的研究现状

近15年来，第三代移动通信技术标准成为通信领域热烈讨论的焦点，各移动通信公司、科研机构、大学、乃至于一些国家和地区相继开展了大量的关于智能天线在3G和超3G移动通信系统中应用的理论分析研究，同时也建立了一些对第三代移动通信乃至第四代通信系统有深远影响的技术实验平台及实验系统。下面例举几项实验系统：

我国政府为了在 3G 通信中占有一席之地，拥有自己的知识产权，已经将智能天线技术研究列入国家 863-317 通信技术主题研究的个人通信技术子项目中，大唐通信研究所、一些专家、教授及大学生正在进行相关的研究工作，并构成了我国自主提出的基于 TD-SCDMA 的第三代移动通信系统标准的重要组成部分，是智能天线技术及其应用的典型范例<sup>[5]</sup>。

欧洲通信委员会（CEC）在 RACE(Research into Advanced Communication in Europe)计划中对智能天线实施了第一阶段和第二阶段的技术性研究，被称为 TSUNAML(The Technology in smart Antennas for

Universal Advanced Mobile Infrastructure), 由德国、英国等西欧四国合作完成<sup>[6]</sup>。项目组以 DECT 基站为基础构造智能天线试验模型, 在 1995 春开始现场测试。天线由八个阵元组成, 射频工作频率为 1.89GHz。阵元间距可自动调节, 阵元分布分别有三种形式: 直线型、圆环型及平面型。在该模型中用数字波束成形的方法实现智能天线, 用 ASIC 芯片 DBF1108 完成波束形成, 使用 TMS320CSO 芯片作为中央控制器<sup>[7]</sup>。研究方案主要有两种: 波束空间处理方式和组件空间处理方式。组件处理方式天线是收发全向类型天线, 采用时分双工 (TDD) 的工作方式。组件处理方式评估了识别信号到达方向的 MUSIC 算法, LNLMS 算法和 RLS(RecursiveLeastSquare)算法是目前采用的两种自适应算法<sup>[7]</sup>。此实验系统成功验证了智能天线的功能, 在两个用户四个空间信道(包括上行和下行链路)下, 试验系统比特差错率(BER)不低于千分之一<sup>[7]</sup>。实验还评测了采用 MUSIC 算法判别用户信号方向的检测能力, 同时, 多次的现场测试表明圆环和平面天线适于室内通信环境使用, 直线阵适用于市区环境。

欧洲通信委员会 (CEC) 正在 ACTS(Advanced Communication Technologies and Services)进行第三阶段智能天线技术研究, 其研究重点是下面四个方面: 最佳波束形成算法、系统协议研究与系统性能评估、多用户检测和自适应天线结构、时空信道特性估计及微蜂窝优化与现场实验<sup>[8]</sup>。

由 ERA 技术研究室主要承担多家公司资助的智能天线研究工程 (SCARP) 制作了一个阵元数为 8 的双极子天线阵, 阵元数为 8 的双极子天线阵可以检测出衰落信道中使用参考信号进行最优分集联合时权值的更新情况。该系统的工作频率为 1.89GHz, 归一化最小二乘(LS)跟踪算法被该系统采用。实验表明最优联合可以跟踪时变信道而不降低信号质量。并且 8 阵元天线的分集联合和单阵元接收相比可提高信噪比 (SNR) 5dB, 最优联合与单阵元接收相比较可提高信噪比 (SNR) 10dB。J.F.DiouriS, B.Feuverie 等进行的一项线阵由一环形 5 阵元天线阵构成, 工作于 L 波段智能天线实验表明它能从解调器中产生参考信号, 并用矩阵求逆法进行阵元权值的更新<sup>[9]</sup>。

基于波束空间处理方式的多波束智能天线在日本 ART 光电通信研究所得到重点研究。天线射频工作频率是 1.545GHz, 阵元为间距半波长的

16 阵元平面方阵布局。快速付氏变换(FFT)器接收经过模数的阵元组件接收信号进行处理，形成正交波束后，依次采用恒模(CMA)算法和最大比值合并分集算法。天线数字信号处理部分由 10 片 FPGA 器件完成，整块电路板大小为 23.3cm\*34.0cm<sup>[10]</sup>。

ArrayComm 智能天线系统是中国邮电电信科学研究院信威公司和美国 ArrayComm 公司共同研制出的应用于无线本地环路(WLL)的智能天线系统，ArrayComm 智能天线系统采用可变阵元配置，有 12 元、8 元和 4 元环形自适应阵列可供不同环境选用。现场实验证明，在 PHS 基站采用 ArrayComm 智能天线系统可以使系统容量提高将近四倍。信威公司智能天线采用八阵元、时分双工（TDD）环形自适应阵列，射频工作于 1785MHz-1805MHz，收发间隔 10ms，接收机的灵敏度最大提高 9dB。美国 US West NewVeetor Group 公司对 12 波束、24 波束和 36 波束切换智能天线系统在密集城区和不密集城区进行了外场实验。实验结果对多波束智能天线系统的实用提供了大量有意义的参数选择。12 波束系统对传统的三分区蜂窝小区能提供至少 2dB 的信号增强、24 波束系统对传统的三分区蜂窝小区能提供至少 6dB 的信号增强、而 4 波束系统对传统的三分区蜂窝小区能提供至少 18dB 的信号增强<sup>[11]</sup>。

德州大学奥斯汀 SDMA 小组着手将理论和实际系统相结合，建立了一套智能天线试验环境，加拿大 McMaster 大学研究开发了 4 单元阵列天线采、6 单元阵列天线和 8 单元阵列天线，这些阵元天线采用恒模(CMA)算法。国内清华大学、兰州大学也正在进行相关的研究<sup>[12]</sup>。

## 1.5 选择研究定向多波束智能天线的原因

智能天线技术在无线通信中能显著提高通信速率、通信性能、系统容量，因此成为了 3G 通信不得不面对的一项技术。在目前的两种智能天线中，由于自适应智能天线算法异常复杂和硬件处理速度的瓶颈，在过去十几年的研究中还没能找到一种实用的自适应算法，使得智能天线既能在恶劣的环境下有效工作，又能对信号及时的处理。因此我们将注意力转移到另一种智能天线——定向多波束智能天线天线上来。本文将经过反复的理

论验证、模型仿真，证明这种智能天线能有效扩充系统容量、提高数据传输速率、减小多径干扰。

## 1.6 论文的主要研究工作和结构

本论文主要研究了三大部分内容：信源和信道、基于软件无线电的智能天线平台、波束合并方案设计。对这三部分的关键技术进行了理论论述、数学建模、SystemView 仿真。最后，在这些关键技术的基础上建立了一个完整的智能天线仿真平台。论文的结构如下：

第一章 主要介绍了智能天线的研究现状、智能天线的分类、定向多波束智能天线的优势、选择研究定向多波束智能天线的原因以及论文的主要研究工作和结构。

第二章 主要对无线信道进行了理论性分析，利用 SystemView 提供的信道模型对无线信道进行了仿真，具体对 3 路传输信道和自定义多波束传输信道进行了建模和仿真。

第三章 对基于软件无线电技术的试验平台做了简介，从理论上论述了宽中频的试验平台设计方案，重点对其中的关键技术：数字下变频进行了详细的分析、研究和仿真。

第四章 对直接序列码分多址（DS-CDMA）系统、阵列直接序列码分多址（DS-CDMA）天线进行了建模和仿真。

第五章 构建了波束合并模型，并将 6 阵列直接序列码分多址（DS-CDMA）天线的仿真结果送入波束合并模型，得到智能天线总的仿真结果。

第六章 对论文进行了总结和对未来研究进行了展望。

## 第二章 无线信道的研究和仿真

### 2.1 引言

信道是指发射端和接收端之间用以传输信号的传输媒介的总称，是通信系统三大组成部分(信源、信道、信宿)之一，是通信系统必不可少的组成部分。无线通信系统的性能主要受到移动无线信道的制约。因为信号在传播过程中，信号受到无线信道的影响，信号的强度有可能会出现急速衰减，或者信号是在某一个较短时间段而不是一个特定时间点到达接收机，另外无线信道对窄带信号，也有可能影响到信号的带宽，使信号的带宽受到了扩展等等，即信号往往不可能不失真的到达接收机。因此，一般情况下，无线传播环境可以认为是一种随时间、环境和其它外部因素而变化的传播环境。由于复杂的通信环境，定向多波束智能天线可能用到的各种 DOA 算法的性能也因环境的各异而各自不相形同。所以，对无线信道的特征和模型进行必要的研究在开展智能天线方面的工作之前是有必要的。早期的经典模型主要针对窄带模型，能提供只有接收信号的幅值电平分布和多普勒频移的信息两种，而本文现代空间信道模型是在多径衰落和多普勒频移的经典理解基础上，再融入了时延扩展、波达角等概念建立的，在下面的各小节中，我们将分别进行讨论。

### 2.2 大尺度多径传播

传统上来讲传播模型主要用于估计距发射机一定距离处的信号平均接收强度，以及特定位置附近小范围内信号强度的强弱变化。无线信道的电波传播模型分为：大尺度传播模型和小尺度传播模型<sup>[13]</sup>。能够预测任意给定发射机-接收机(T-R)距离范围内均值信号强度的模型被称为大尺度(large-scale)传播模型，大尺度(large-scale)传播模型在估计发射机无线覆盖区域方面十分有用，其表征的往往是远大于一个波长范围内总的路径损耗。表征小距离(几个波长)或短时(秒的数量级)接收信号强度快速波动的传播模型

被称为小尺度(small-scale)衰落模型。小尺度衰落是表征同一传输信号沿多个不同路径传播，以微小的时间差到达同一接收机的信号相互干涉所引起的，这些干涉波称为多径波。在高楼密集的大城区或市区，移动天线的高度比周围建筑物可能矮很多，因而在实际中不存在从移动台到基站的视距传播，即使实际上有这样的传播路径，但是由于地面或周围建筑物的反射，多径传播仍会存在，由于移动台和基站之间的相对运动的存在，绝大多数多径波都要经历明显的频移过程。这种相对运动引起的接收机信号频移称之为多普勒频移，它与移动台的相对运动速度、相对运动方向，以及接收机相对运动多径波束的入射角有关。

大尺度多径传播特性的研究传统上主要集中在特定位置附近场强的变化以及对给定范围内平均接收场强的预测。对于预测平均场强并将所预测平均场强用于估计无线覆盖任意大范围内的传播模型，由于大尺度多径传播衰落描述的是发射机和接收机之间(T-R)一般情况大于一个波长的长距离(几百米或几千米)上的较大场强变化，它表征了由于移动台经过较大距离的运动而引起的均值接收信号功率衰减和路径损耗。大尺度衰落的统计特性给了我们将路径损耗的估计值以距离为变量的函数计算方法，可以用对数正态分布的均值和均值路径损耗来表示大尺度衰落的统计特性。

大尺度衰落的传播特性主要由路径损耗代表，它具有幂函数定律的传播特性，重点反映自由空间传播损耗和传播中的弥散损耗。在早期的受接收机噪声限制的噪声受限系统中，路径损耗确定了系统信噪比(SNR)和最大覆盖范围。在频率复用的移动蜂窝通信系统即干扰受限系统中，路径损耗确定了同频、邻频及相互间的干扰程度，因此也就对采用什么样的复用方案由较大影响。

对于无线移动系统，Okumura 对较大范围的天线高度以及覆盖区域做了比较早的路径损耗测试，主要由下式测试<sup>[14]</sup>

$$P_{dB} = P_{odB} - 10 \log d^k + \Omega_{s(dB)} \quad (2.1)$$

Hata 在 okumura 的基础上对部分做了修改，数据转换成了如下参数公式<sup>[14]</sup>

$$\overline{L}_p(d)(dB) = 10n \log(d/d_0) + Ls(d_0)(dB) \quad (2.2)$$

$\overline{L}_p(d)$ 经常以分贝表示，正常情况下，对于大蜂窝区域  $d_0$  取值为 1000 米左右，

微小蜂窝区域假设  $d_0$  为 100 米，室内信道取值为 1 米。 $\overline{L}_p(d)$  是在给定  $d$  值时路径的平均损耗。幂指数  $n$  与频率、天线高度、传播环境等因素有关。在一般情况下：自由空间一般  $n$  值取为 2，在天线高度较为理想或传输环境较为理想时  $n$  小于 2，但如果存在阻挡物时和传输条件较为复杂时， $n$  的值就大于 2 了。在离发射机为  $d_0$  处的参考点的路径损耗  $\overline{L}_p(d)$  的值一般可以通过测量或使用公式(2.2)计算得到。

路径损耗与距离的比值在公式(2.2)中表达式中为一个均值，所求的  $\overline{L}_p(d)$  是路径的均值，所以不能很详细地描述信号路径。即使发射机与接收机之间的距离相同而地点不同，传播环境也会大不一样，所以必须提供变化值的均值。测量表明对于任意的  $d$ ，路径损耗  $L_p(d)$  是一个近似遵守对数正态分布的随机变量，与距离有关的  $\overline{L}_p(d)$  保持了较好的一致。因此，路径损耗  $L_p(d)$  可以表示成  $\overline{L}_p(d)$  另外再加上一个随机变量  $X_\sigma$ ，具体可用下式表示<sup>[15]</sup>：

$$L_p(d)(dB) = Ls(d_0)(dB) + 10n \log(d/d_0) + X_\sigma(dB) \quad (2.3)$$

$X_\sigma$  为一个均值为零的随机变量， $X_\sigma$  不但与距离而且与地点有关。 $X_\sigma$  值的获取方法一般情况下也是测量，其大小通常为 7 dB 到 11 dB。因此，对于用统计的方法来描述任意位置和任意距离间的发射机与接收机路径损耗，以下参数是必要的：

$X_\sigma$  的标准方差, 参考距离  $d_0$ , 路径损耗指数  $n$ 。

### 2.3 小尺度多径传播

无线移动信道的主要特征就是多径传播，即接收机所接收到的信号是通过不同的直射、反射、折射等路径到达的。由于电波通过各个路径的距离不同，因而各路径中发射波的到达时间、相位都不同。不同相位的多个信号在接收端叠加，如果同相叠加则会使信号幅度增强，而反相叠加则会削弱信号幅度。这样，接收信号的幅度将会发生急剧变化。它反映微观小范围内数十波长量级接收电平的均值变化而产生的损耗，其变化率比很快，故称它为快衰落也称作小尺度衰落。

小尺度多径传播主要表现在三个方面：时间选择性衰落，空间选择性衰

落，频率选择性衰落。

### 2.3.1 时间选择性衰落

信道的时间选择性衰落是指信道的传递函数是随时间变化的，即在不同的时刻发送相同的信号，在接收端收到的信号是不同的。时变性在移动通信系统中的具体体现就是多普勒频移（Doppler shift），即单一频率信号经过时变信道后会呈现为具有一定带宽和频率的信号，这又称为信道的频率弥散性（frequency dispersion），若信道是随时间变化的，即称这种信道具有时间选择性衰落。多普勒频移的大小与移动速度成正比，且与电波到达的路径方向有关。相干时间和多普勒扩展是描述信道的频率色散和时变特性的两个参数。

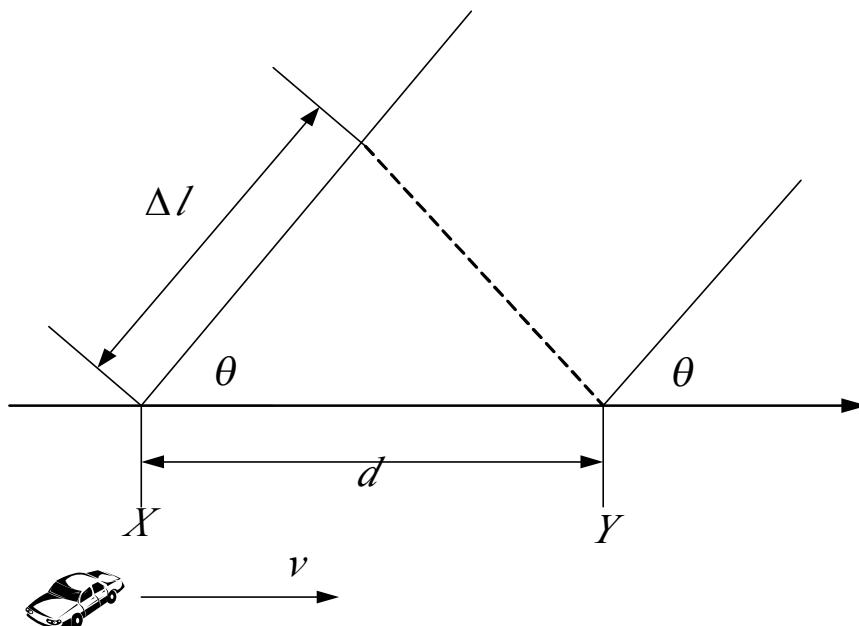


图 2.1 多普勒频移产生示意图

由相对运动引起的接收信号频率的偏移称为多普勒频移，它与相对运动速度成正比，多普勒频移产生的原理如图 2.1 所示，假定接收台接收远场信源的信号，接收台以速度  $v$  运动， $\Delta t$  时间内移动距离为  $d$ ，远场平面波到达方向角为  $\theta$ ，那么相距  $d$  的两点产生的路程差为  $\Delta l = v\Delta t \cos \theta$ ，由路程差所引起的相位变化为  $\Delta\phi = 2\pi\Delta l \cos \theta / \lambda$ ，因此多普勒频移为<sup>[16]</sup>：

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.4)$$

由此可见多普勒频移与接收台的运动速度以及运动方向和电波入射方

向之间的夹角有关。显然，最大多普勒频移为<sup>[16]</sup>:

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad (2.5)$$

### (1) 相干时间

相干时间  $T_c$  是多普勒效应在时间域上的表现，用来描述信道的时间选择性，是指信道冲激响应保证一定相关度的时间间隔。在相干时间内，信号经历的衰落具有很大的相关性；如果基带信号的带宽倒数大于信道相干时间，那么传输中基带信号受到的衰落就会发生变化。一般来说，相干时间  $T_c$  可以定义为最大多普勒频移的倒数：

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (2.6)$$

相干时间是信道随时间变化快慢的测度。相干时间越大，信道变化越慢；相干时间越小，信道变化越快。由于多普勒扩展与相干时间有关，从衰落的角度来看，多普勒扩展引起的衰落与时间有关，称之为时间选择性衰落。

### (2) 多普勒扩展参数

描述多普勒效应的参数有平均多普勒频移和多普勒扩展，它们都与多普勒功率谱密度  $s(f)$  有关。根据电波传播环境的不同，接收端的多普勒功率谱也不同，常用的多普勒功率谱主要有经典功率谱(Jakes 功率谱)  $S_J(f)$  和高斯功率谱  $S_G(f)$  两种，其频谱形状分别如图 2(a)、(b) 所示。定义式分别为<sup>[17]</sup>

$$S_J(f) = \frac{\sigma^2}{\pi f_m \sqrt{1 - (f/f_m)^2}} \quad (2.7)$$

$$S_G(f) = \frac{\sigma_0^2}{f_c} \sqrt{\frac{\ln 2}{\pi}} e^{-\ln 2 (\frac{f}{f_c})^2} \quad (2.8)$$

其中， $f_m$  为最大多普勒频移， $f_c$  为 3dB 截止频率。

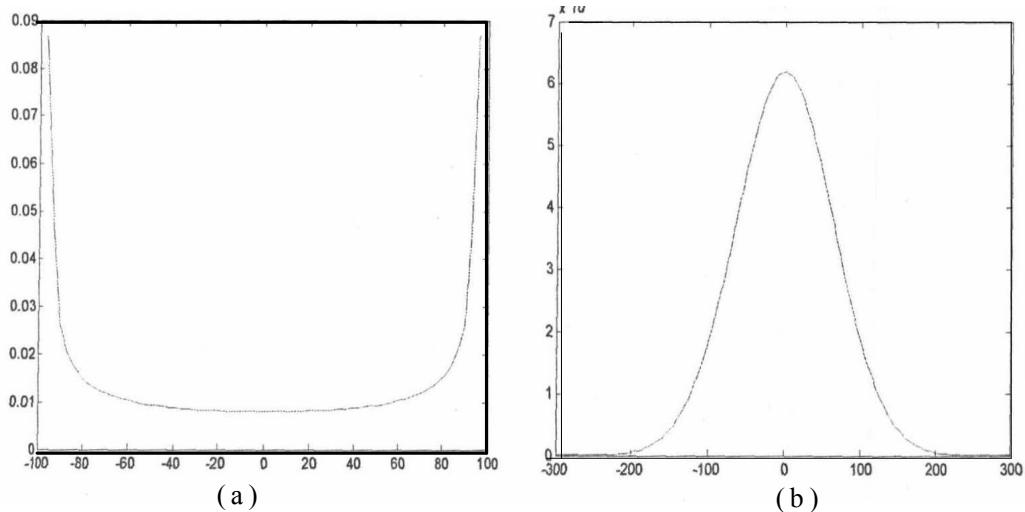


图 2.2 经典功率谱与高斯功率谱形状

经典功率谱基于三个假设:电波在二维平面传播,接收机位于散射区域中心;接收天线是全向天线;到达接收天线的电波入射角均匀分布在 $[0, 2\pi)$ 之间,对于频率选择性信道,多普勒功率谱严重偏离了经典功率谱,而高斯功率谱能够很好的吻合。高斯功率谱偏离了经典功率谱,主要是因为电波主要来自某一特定的方向而不满足经典功率谱的假设条件。平均多普勒频移 $\bar{B}$ 是多普勒功率谱的一阶中心矩(均值),即<sup>[18]</sup>

$$\bar{B} = \frac{\int f S(f) df}{\int S(f) df} \quad (2.9)$$

多普勒扩展 $B_D$ 多普勒功率谱的二阶中心矩的平方根(标准差),即

$$B_D = \sqrt{\frac{\int (f - \bar{B})^2 S(f) df}{\int S(f) df}} \quad (2.10)$$

多普勒扩展 $B_D$ 是谱展宽的一个测量值,它是移动无线信道的时间变化率的一种度量。当发送频率为 $f_c$ 的正弦信号时,接受的信号谱即多普勒功率谱在 $f_c - f_m$ 和 $f_c + f_m$ 之间变化。多普勒扩展 $B_D$ 依赖于多普勒频移 $f_D$ 和多普勒功率谱 $s(f)$ 。

### (3) 快衰落与慢衰落

根据发送信号与信道变化程度的比较,信道可以分为快衰落信道和慢衰落信道。如果基带信号的码元周期大于信道的相干时间,则信道变化的速度

比码元传输的速度快，我们称此信道为快衰落信道。由于多普勒扩展引起的频率色散，导致信号的失真，产生了快衰落。从频域来看，多普勒扩展越大，则发送端与接收端之间的相对速度也越高，从而信道变化的速度也越快，信号因为受到较快速的信道衰减变化，信号的失真也越严重。即信号经历快衰落的条件是：

$$T_s > T_c \text{ 且 } B_s < B_D \quad (2.11)$$

反之，如果基带信号的码元周期小于信道的相干时间，则信道变化的速度比码元传输的速度慢，我们称这种信道为慢衰落信道。在慢衰落情况下，我们可以把数个码元周期内的信道状况视为静止不变的。从频域来看，可以认为信道的多普勒扩展远小于基带信号的带宽。所以信号经历慢衰落的条件为：

$$T_s \ll T_c \text{ 且 } B_s \gg B_D \quad (2.12)$$

显然，多普勒扩展的大小与基带信号的发送速率，决定了信号是经历快衰落还是慢衰落。

### 2.3.2 空间选择性衰落

由于发送端与接收端周围的散射环境不同，使得多天线系统中不同位置的天线经历的衰落不同，从而产生角度色散，即空间选择性衰落。角度扩展  $\Delta$  和相干距离  $D_c$  是描述角度色散和空间选择性衰落的两个主要参数。

#### (1) 角度扩展

角度扩展主要是针对多天线系统来讲的，在收发端都可能存在。接收端的角度扩展是指多径信号到达天线阵列的角度展宽；发射端的角度扩展是指多径的反射和散射引起的发射角展宽。角度扩展与角度功率谱(PAS)  $P(\theta)$  的有关，角度功率谱是信号功率谱密度在角度上的分布。研究表明，角度功率谱一般为均匀分布、截断高斯分布和截断拉普拉斯分布。信号能量主要集中在扩展角度范围内，角度扩展引起空间选择性衰落，也就是信号幅度与空间位置有关。在不同空间位置，角度扩展不同，室内环境约为  $360^\circ$ ，城市环境约  $20^\circ$ ，农村环境约  $1^\circ$ 。

角度  $\Delta$  扩展等于角度功率谱  $P(\theta)$  的二阶中心矩的平方根<sup>[19]</sup>，即

$$\wedge = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (\theta - \bar{\theta})^2 P(\theta) d\theta}{\int_0^{\infty} P(\theta) d\theta}} \quad (2.13)$$

其中

$$\bar{\theta} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} \theta P(\theta) d\theta}{\int_0^{\infty} P(\theta) d\theta}} \quad (2.14)$$

角度扩展描述了角度功率谱在空间上的色散程度。根据环境的不同，角度扩展在 0-360° 之间展开。角度扩展越大，表明色散环境越强，信号在空间的色散度越高，信道的相干性越小；相反，角度扩展越小，表明散射环境越弱，信号在空间的色散度越低，信道的相关度越高。

## (2) 相干距离

相干距离  $D_c$  用于定量的描述信道的空间选择性衰落，是信道冲激响应保证一定相关度的最大距离间隔。在相干距离内，信号经历的衰落具有很大的相关性，可以认为空间传输函数是平坦的，即如果天线元素放置的空间距离比相关距离小很多，即

$$\Delta x \ll D_c \quad (2.15)$$

信道就是非空间选择性信道，否则，信道是空间选择性信道。

通常，相干距离定义为信号包络相关系数为 0.5 时的值，此时相干距离  $D_c$  为<sup>[20]</sup>

$$D_c = \frac{0.187}{\Lambda \cos \theta} \quad (2.16)$$

式中， $\Lambda$  为角度扩展， $\theta$  为到达角(DOA)。

注意到，相干距离  $D_c$  与角度扩展  $\wedge$  和来波到达角有关。在来波到达角相同的情况下，角度扩展越大，不同天线接收到的信号之间的相关性越小，信号的空间选择性越严重；角度扩展越小，信号的空间选择性越轻。在角度扩展相同的情况下，信号的到达角越大，天线之间的信号相关性越大，信号的空间选择性越轻；信号的到达角越小，信号的空间选择性越严重。

### 2.3.3 频率选择性衰落

频率选择性和时延扩展是由于信号的多径传播造成的，它们是同时出现的，只是表现的形式不同。时延扩展体现在时间域，多径传播造成信号在时间上的色散，使得接收信号持续时间比发射信号持续时间长;频率选择性体现在频率域，是指信道对发送信号产生滤波作用，使得信号中不同频率分量的衰落幅度不同。信号在多径信道传播时，由于各个信道的时延不同，将造成接收信号时域上波形的展宽，称为时延扩展如图 2.3 所示，当发射端发射一个脉冲信号时，由于在多种不同的传播路径，且路径长度不一样，则信号到达接收端的时间不同，因此接收信号  $r(\tau)$  是由许多不同时延的脉冲组成的。

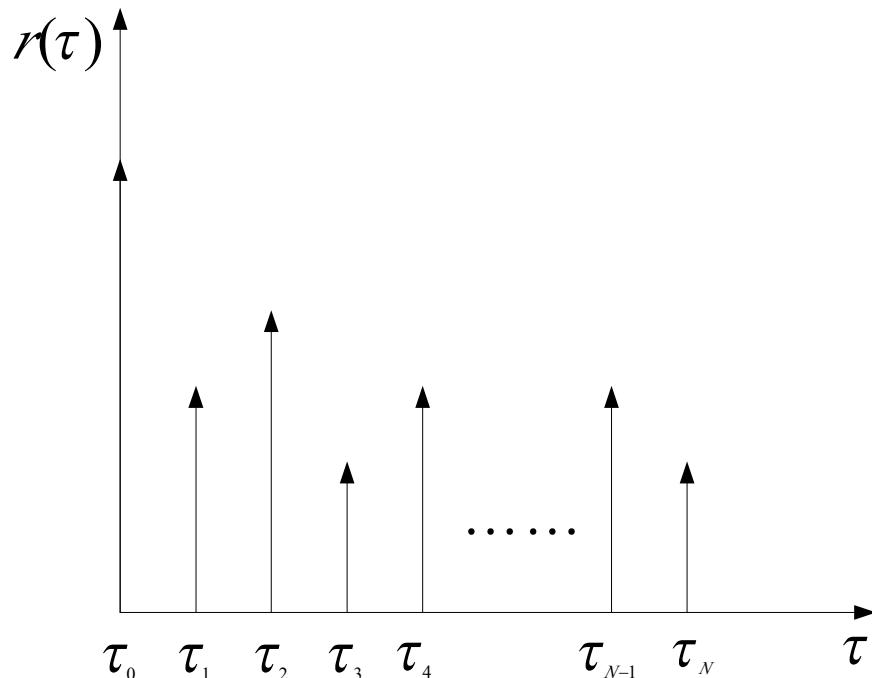


图 2.3 多径时延示意图

#### (1) 时延扩展参数

用来描述时延扩展的参数有平均附加时延  $\bar{\tau}$  和均方根时延扩展  $\sigma_\tau$ ，它们都与功率延迟分布  $p(\tau)$  有关，功率延迟分布是一个基于固定时延参考量  $\tau_0$  的附加时延  $\tau$  的函数，通过对本地的瞬时功率延迟分布取平均而求得。

平均附加时延  $\bar{\tau}$  是功率延迟分布的一阶矩，其表示如下<sup>[21]</sup>:

$$\frac{\tau}{\bar{\tau}} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k p(\tau_k) \tau_k}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (2.17)$$

其中,  $a_k$  为第  $k$  个多径分量的衰减因子;  $p(\tau_k)$  为在时延点  $\tau_k$  上多径衰落的相对功率。

RMS(均方根)时延扩展是功率延迟分布的二阶矩的平方根

$$\sigma_\tau = \sqrt{E(\tau^2) - \bar{\tau}^2} \quad (2.18)$$

其中

$$E(\tau^2) = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k p(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k p(\tau_k)} \quad (2.19)$$

## (2) 相干带宽

时延扩展引起频率选择性衰落, 通常用信道的相干带宽来定量描述频率选择性。时延扩展是由反射及散射传播路径引起的现象, 而相干带宽  $B_c$  是从 RMS 时延扩展得出的一个确定关系值。当两个频率分量的频率间隔小于相干带宽时, 它们具有很强的相关性; 反之, 当两个频率分量的频率间隔大于相干带宽时, 它们之间的相关性很小。相干带宽  $B_c$  表示包络相关度为某一特征值时的信号带宽, 是信道频率选择性的测度。相干带宽与信号带宽相比越小, 信道的频率选择性越强; 反之, 相干带宽与信号带宽相比越大, 信道的频率选择性越弱, 对于角度调制信号, 相干带宽可用下式估算

$$B_c = \frac{1}{2\pi\sigma_\tau} \quad (2.20)$$

## (3) 频率选择性衰落与频率平坦衰落

多径效应在频域表现为频率选择性, 即根据传输信号带宽与信道相干带宽的关系, 可以将小尺度衰落分为频率选择性衰落和频率平坦衰落。如果信道的相干带宽远大于发送信号带宽大, 且信道的均方根时延扩展小于发送信号的码元周期, 信道具有频率相干性。即当

$$B_s \ll B_c \text{ 且 } T_s \gg \sigma_\tau \quad (2.21)$$

则接收信号的衰落称为频率平坦衰落, 满足此条件的信道称为平坦衰落信道。

在一个平坦衰落信道中，当信号经过信道后，因为各个频率的衰减状况是相似的，频谱仍然可以保持它原本的特性而不会变形，但是多径效应会引起信道增益的扰动，接收信号的强度是随时间变化的。平坦衰落信道的对信号的影响如图 2.4 所示<sup>[22]</sup>。

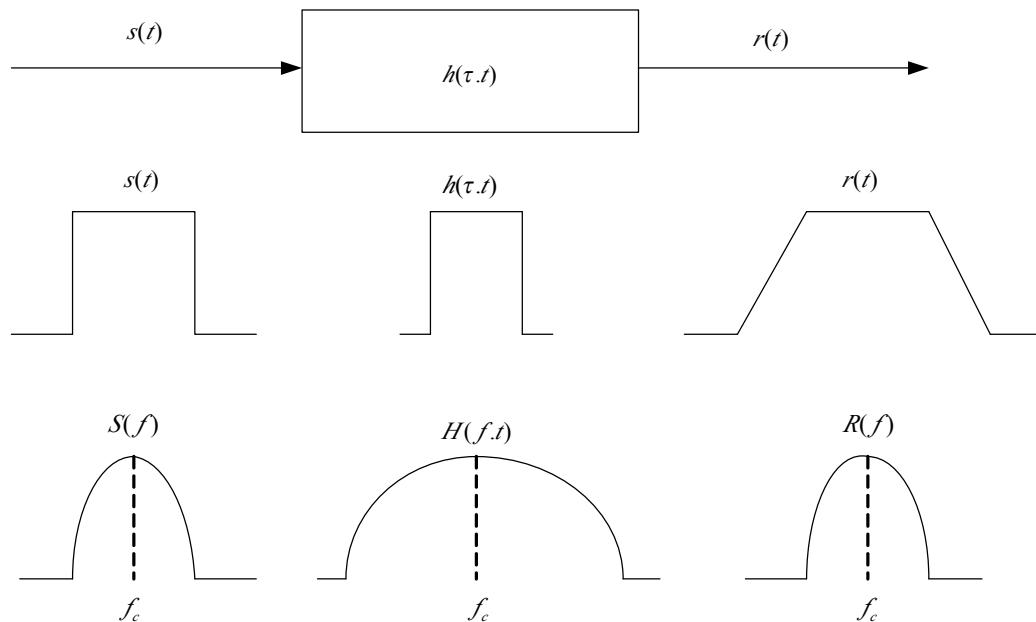


图 2.4 平坦衰落信道对信号的影响

如果信道的相干带宽小于发送信号带宽，即信道的均方根时延扩展大于发送信号的码元周期，接收信号将产生频率选择性衰落并引起码间干扰。即当

$$B_s > B_c \text{ 且 } T_s < \sigma_\tau \quad (2.22)$$

接收信号的衰落称为频率选择性衰落，满足此条件的信道称为频率选择性信道。

频率选择性信道的对信号的影响如图 2.5 所示<sup>[23]</sup>。可以看出信号的带宽大于信道的相干带宽，而且信道在不同的频段有不同的增益，接收信号的频谱发生明显变化，信号经历了频率选择性衰落。

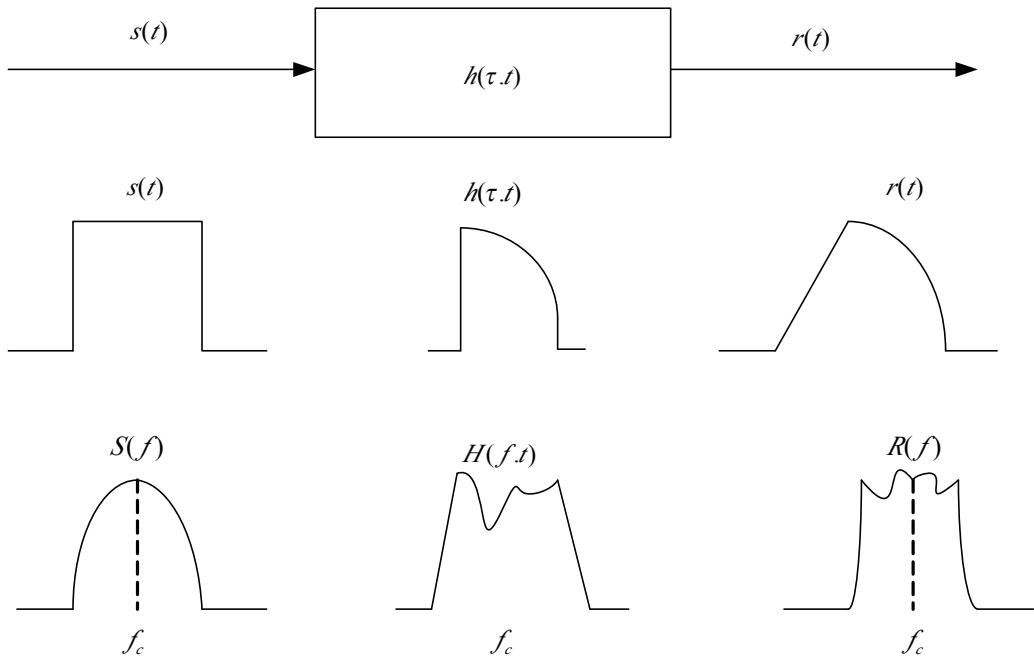


图 2.5 频率选择性信道对信号的影响

## 2.4 基于 systemview 的多波束传输信道模型及仿真

多波束传输信道模型及仿真是定向多波束智能天线的研究的重要组成部分，本文以 3 路传输信道模型和多径传输信道模型的建立和仿真为例，设计和仿真智能天线定向多波束传输过程。

### 2.4.1 Rummler 波束传输信道模型及仿真

Rummler 信道模型是典型的三路径传输信道模型，在 3 路径传输信道模型中，其接受端信号是有直射波和反射波组成的混合信号，这种信道模型广泛地应用于视距微波通信中，其中的 3 条路径包括，一个直射信号，两个相对直射信号延时  $\tau_0$  和  $\tau_1$  的多径成分。接受信号可以表示为<sup>[24]</sup>

$$y(t) = x(t) + ax(t - \tau_0) + bx(t - \tau_1) \quad (2.22)$$

其中 a, b 为衰减系数。

信道的频率响应为

$$H(f) = a(1 - be^{j\pi(f - f_0)\tau}) \quad (2.23)$$

其中，a、b、 $\tau$ 、 $f_0$ 都是信道的统计参数。

信道的时域响应为<sup>[25]</sup>

$$y(t) = ax(t - \alpha k \cos(2\pi f_0 \tau))x(t - \tau) + ab \sin(2\pi f_0 \tau) \hat{x}(t - \tau) \quad (2.24)$$

其中,  $\hat{x}(t - \tau)$ 是  $x(t - \tau)$ 的希尔波特变换。

下面建立一个实际的 PSK 系统的 3 路传输信道仿真模型

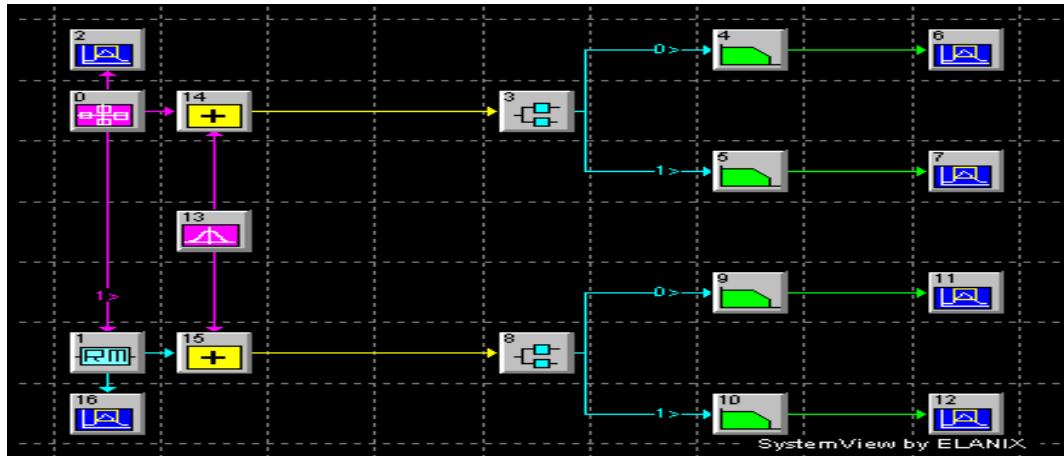


图 2.7 8PSK 系统的 3 路传输信道仿真模型

8PSK 信号直接输出波形由图 2.7 中的 sink 图符(token2)输出, 输出波形图如图 2.8 所示; 经过 3 路信道后的输出波形由图 2.7 中的 sink 图符(token10)输出, 输出波形图如图 2.9 所示。由图 2.8 和图 2.9 的波形可以明显看出经过 3 路传输信道后, 8PSK 信号明显发生了变化, 主要表现在波形包络不再恒定。

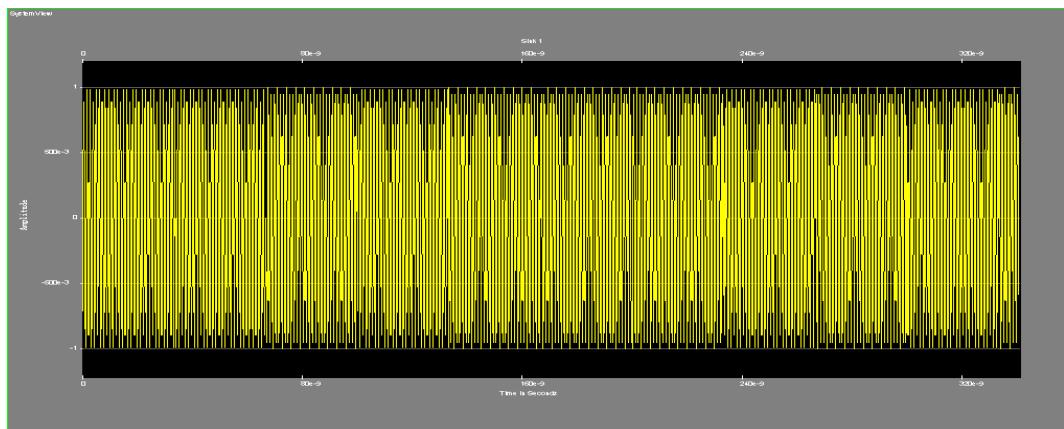


图 2.8 8PSK 信号波形

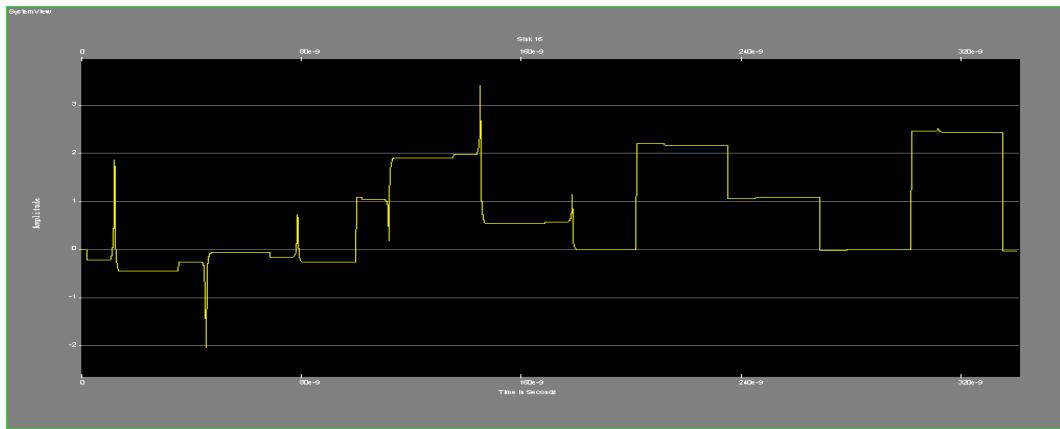


图 2.9 8PSK 信号经 3 路传输信道后波形

图 2.10 分别为 8PSK 加高斯白噪声直接传输 IQ 两路信号解调输出波形，在仿真模块中由图符 0 (token0) 产生的 8PSK 信号和由图符 13 (token13) 产生的加性高斯白噪声经过图符 14 (token14) 相加送到功率二分器图符 3 (token3) 将信号分成 I 和 Q 两路，再经过低通滤波器图符 4 (token4) 和低通滤波器图符 5 (token5) 进行解调，送到 sink 图符(token6 和 token7)输出，得到图 2.10 的输出波形。

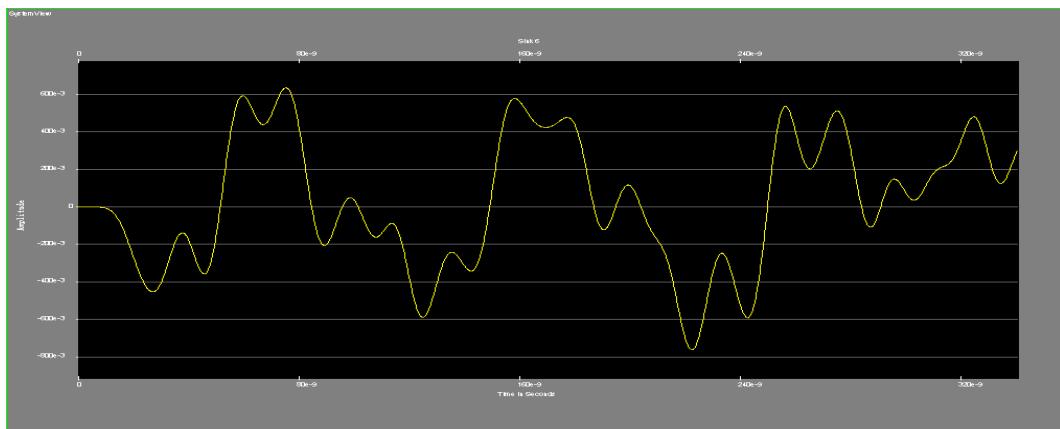


图 2.10(a) I 路 8PSK 加高斯白噪声传输解调输出波形

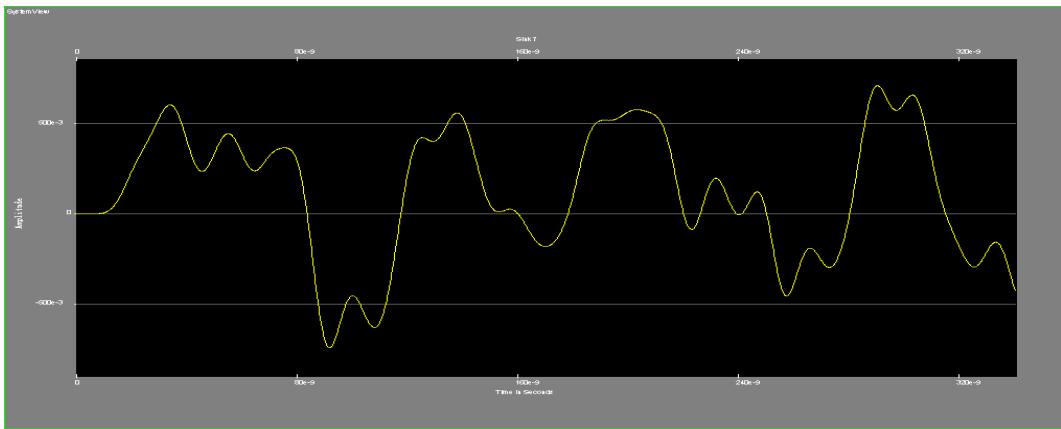


图 2.10(b) Q 路 8PSK 加高斯白噪声传输解调输出波形

图 2.11 是带 Rummller3 路衰落的加高斯白噪声的 IQ 两路信号解调输出波形，在仿真模块中由图符 0 (token0) 产生的 8PSK 信号经过图符 1 (token1) 3 路 Rummller 信道后和由图符 13 (token13) 产生的加性高斯白噪声经过图符 16 (token16) 相加送到功率二分器图符 8 (token8) 将信号分成 I 和 Q 两路，再经过低通滤波器图符 9 (token9) 和低通滤波器图符 10 (token10) 进行解调，送到 sink 图符(token11 和 token12)输出，得到图 2.11 的输出波形。对比图 2.10 8PSK 加高斯白噪声传输解调输出波形和图 2.11 带 3 路衰落的加高斯白噪声的信号解调输出波形可以看出。Rummller 信道模型能将信号在失真较小的情况下输出。

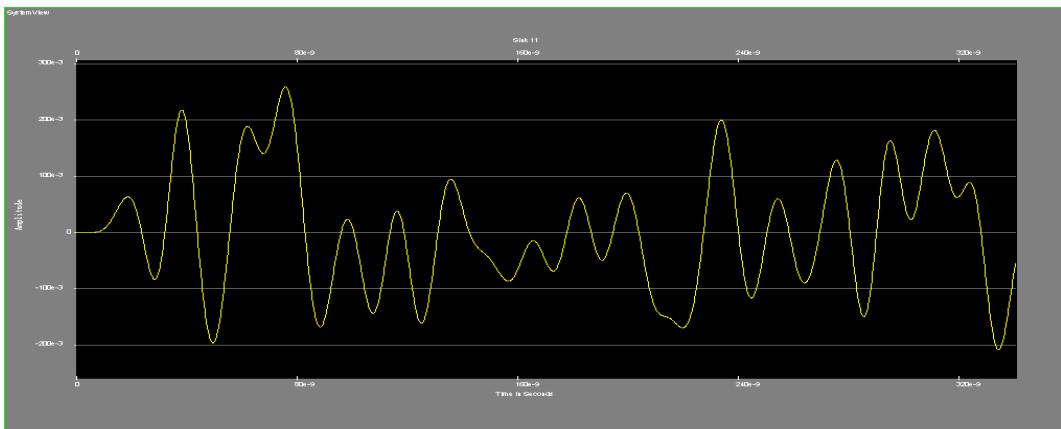


图 2.11(a) 带 3 路衰落的加高斯白噪声的信号解调输出波形 I 路

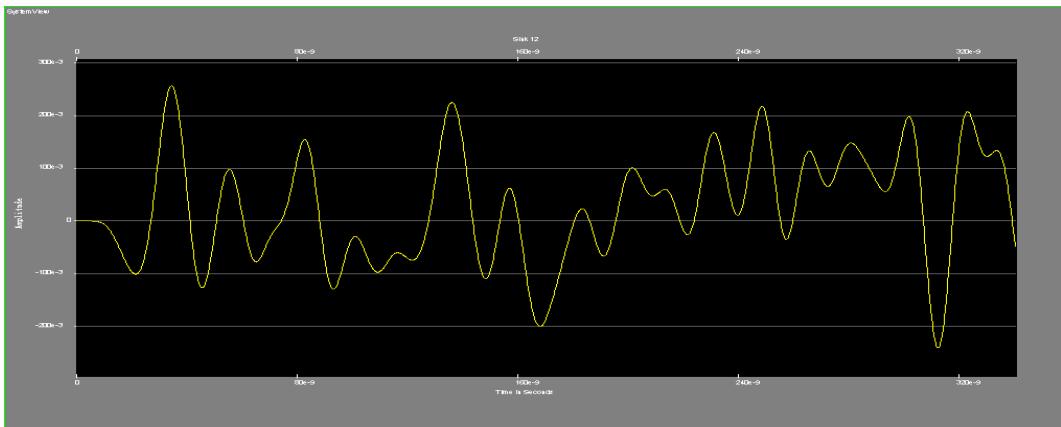


图 2.11(b) 带 3 路衰落的加高斯白噪声的信号解调输出波形 Q 路

#### 2.4.2 自定义多波束传输信道模型及仿真

在实际通信信道传输中，传输路径很少是固定数量的路径，因此研究多路径传输具有实际意义，考虑到这种情况，本文建立了自定义多路径传输模型，数学模型如下<sup>[25]</sup>：

$$y(t) = c_0 x(t) + \sum_{k=1}^N c_k x(t - \tau_k) \quad (2.24)$$

其中  $k$  表示路径数， $x(t)$  为初始输入函数， $c_k$  表示第  $k$  路径上的增益， $\tau_k$  表示  $k$  路径上信号的时延， $y(t)$  表示输出函数。 $\tau_k$  是处于 0 到最大时延之间的随机分布，衰减系数  $c_k$  满足方差为  $\sigma^2$  的瑞利分布。

自定义多波束传输信道模型可建立如下：

(1) 冲击信号的 10 径传输仿真模型及仿真结果如下：

仿真模型图 2.12 中由信号源图符 0 (token0) 产生一个冲击信号，这一冲击信号分别送到接收器 sink3(token3) 和 10 路信道衰落图符 1 (token1)，冲击信号经过 10 路衰落信道后送到接收器 sink2(token2)，得到的波形为：

图 2.13 为接收器 sink3 的输出波形即冲击信号的波形；图 2.14 为接收器 sink2 的输出波形即冲击信号的 10 径传输仿真波形。由图 2.13 和图 2.14 可以看出，冲击信号经过 10 路衰落信道后虽然某些信号由衰落，但都能够产生输出，因此将自定义多波束传输信道模型应用到移动通信的波速传输中是可行的。

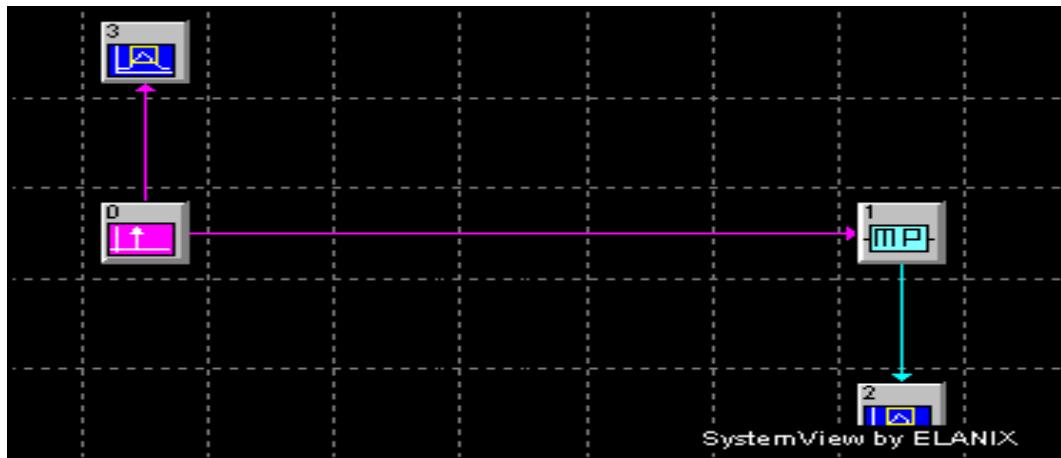


图 2.12 冲击信号的 10 径传输仿真模型

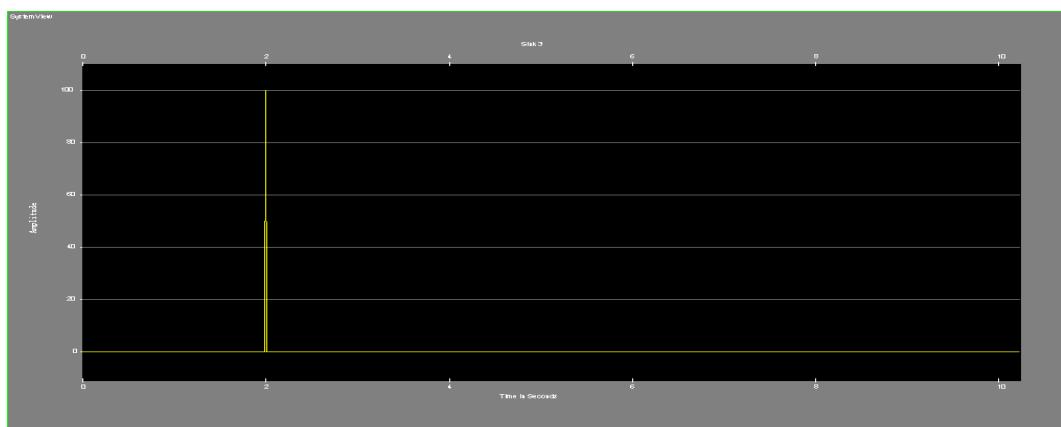


图 2.13 冲击信号的图像

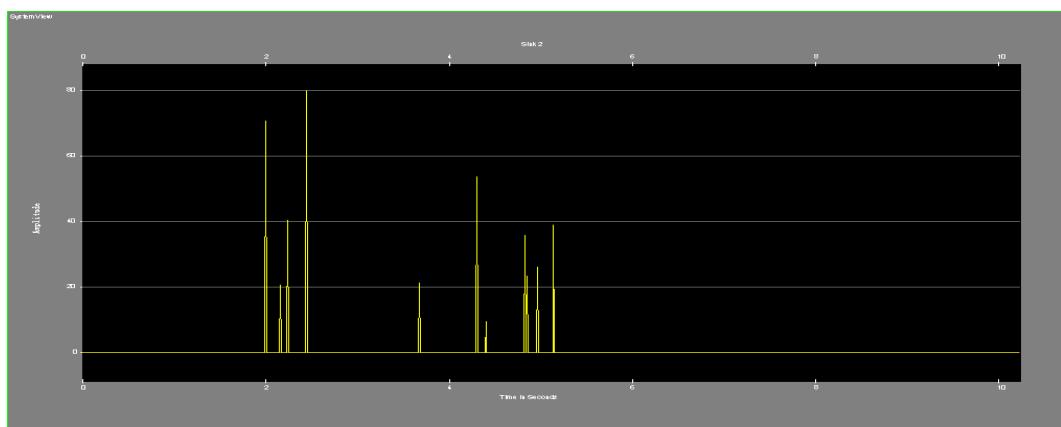


图 2.14 冲击信号的 10 径传输仿真图像

## (2) PSK 系统的 10 径传输信道仿真模型

图 2.15 为 8PSK 系统的 10 径传输信道仿真的 SystemView 仿真模型, 图 2.16 为 8PSK 信号单径传输波形, 图 2.17 为 8PSK 信号 10 径传输波形。由图

2.15 可以看出自定义多波束传输信道模型建立后，更改信号源和衰落信道的路数就可以仿真出不同的信号在不同路径中的传输的输出波形，可见自定义多波束传输信道模型由很强灵活性。有图 2.16 和图 2.16 可以看出信号在 10 路衰落信道上传输虽有衰落但也能完全输出。

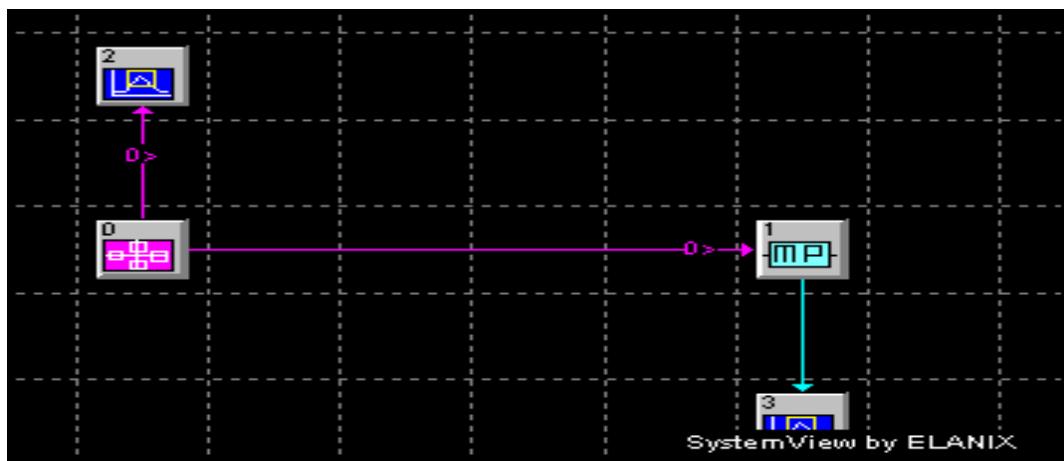


图 2.15 8PSK 系统的 10 径传输信道仿真的仿真系统

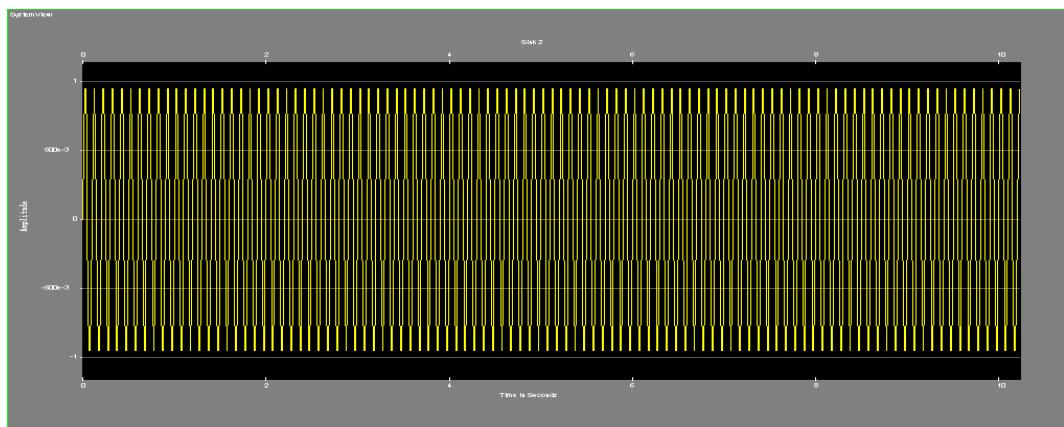


图 2.16 8PSK 信号单径传输波形

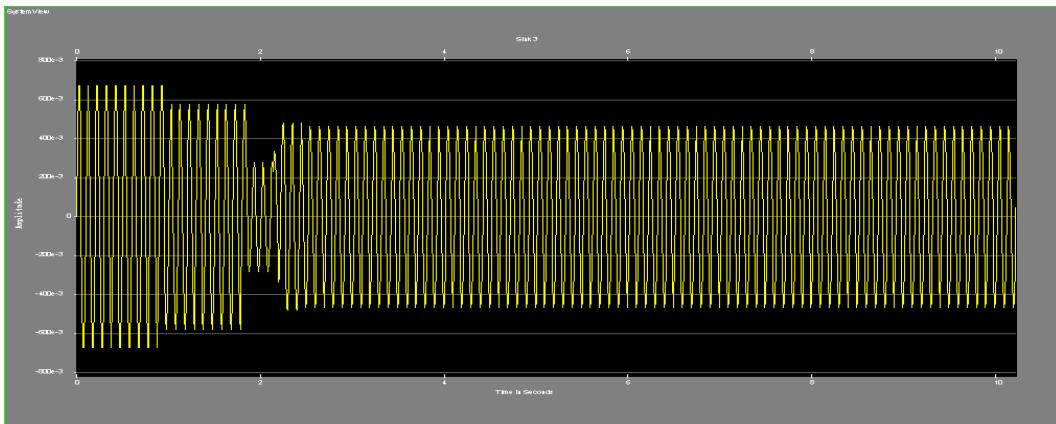


图 2.17 8PSK 信号 10 径传输波形

除了本文所介绍的 Rummler 信道模型和自定义多径信道模型外，SystemView 还为用户提供了 Rice 衰落信道模型，Jake 移动信道模型，Fade 信道模型。在本文中我们选择了 Rummler 信道模型和自定义多径信道模型，因为它们的使用条件相对宽松。

## 2.5 小结

本章首先介绍了大尺度多径传播和小尺度多径传播，随后建立了两种多径传播信道模型：Rummler 波束传输信道模型和自定义多波束传输信道模型，并对这两种模型进行了仿真和分析。

## 第三章 实验平台的设计和仿真

### 3.1 软件无线电概述

智能天线本质上是一种多波束天线，而多波束的形成和实现有两种方式：模拟方法和数字方法<sup>[26]</sup>。20世纪90年代前在第一代移动通信中模拟方法占据主导地位。但随着微电子技术和高速数字信号处理技术的迅速发展，在20世纪90年代后期，在第二代和第三代移动通信中数字波束形成技术已成为主流。数字方法实现不只具有组成结构简单，成本相对较低，可靠性高等优点，而且具有比模拟方法更高的灵活性和功能扩展性。尤其是软件无线电概念的出现，把软件无线电和智能天线有机的结合在一起，极大促进智能天线特别是通信中的智能天线的实用化，并智能天线的发展开拓了广阔的空间。本章将通过软件无线电理论的研究而完成试验平台的设计并对其关键技术进行仿真研究。

1992年5月MILTRE公司的Joe.Mitola首次明确提出软件无线电(SofrwareRadio)的概念。在这个概念中构造一个具有开放性、标准化、模块化的硬件通用平台，将平台的各种功能，包括工作频段、调制方式、数据格式、加密模式、通讯协议等用相应软件来实现，并使宽带A/D和D/A转换器尽可能靠近前端的天线，研制出了具有高度灵活性、开放性、标准化的新一代无线通讯系统。SofrwareRadio的核心思想是把一个通用、标准、模块化的硬件平台作为依托，通过各种不同的软件编程来实现无线电台的各种功能，从传统的那种基于硬件，面向用途的电台设计方法中解放出来。其功能的软件化实现势必要求减少系统功能单一、灵活性不高的硬件电路，尤其是减少电路中的模拟环节，把数字化处理中的A/D,D/A变换尽可能靠近天线<sup>[27]</sup>。软件无线电对体系结构的开放性和全面可编程性要求很高，一般情况下通过软件的更新来替代硬件配置结构的变换以实现新的功能。标准的，高性能的开放式总线结构被软件无线电采用，标准的，高性能的开放式总线结构利于硬件模块的不断升级和扩展。SofrwareRadio具有现有无线通信体制所不具备的

许多优点，因此它有着广泛的应用前景，尤其是对多频段、多用户、多模兼容或互联系统。这些应用前景不仅包括军用，也包括广泛的民用领域。软件无线电的主要优势表现如下<sup>[28]</sup>:

(1) 复用的优势。系统结构的一致性保证了设计的模块化思想能很好的实现，而且这些模块具有很强的通用性，这一通用性保证了其在不同的系统和系统升级时较好地复用。

(2) 系统结构通用保证了系统的改进和升级的方便性和功能实现灵活。在此系统中高速 A/D/A 实际上被作为一个标准接口，将 RF/IF 部分有效连接起来。现在通信传输采用光纤和 DSP 技术的日益成熟，为高速 A/D/A 和数字/软件提供了足够的带宽和数据处理速度。

(3) 在软件无线电中，通信系统的生存期是由软件的生存周期决定的。在目前情况下，软件的开发周期和硬件相比要短，费用低的多，这样就保证了通信系统能更快地跟踪市场变化，满足日新月异的新的使用要求，加快更新周期却同时降低更新换代的成本。

(4) 系统的主要功能都可以用软件实现，因此可方便地采用各种新的信号处理手段来提高系统的抗干扰性能，在 SofrwareRadio 中实现系统频带监控，可编程信号波形，在线改变信号调制方式等功能也成为可能。

现在，软件无线电在国内外已经得到高速发展。目前美国“易通话”(Speakeasy)军用软件无线电占住世界软件无线电技术领域的前沿，此外，Motorola 等公司对软件无线电在移动通信基站方面的应用进行了深入的研究。国内各相关科研机构、高等院校已将 SofrwareRadio 作为重点和热门研究课题之一，随着其探究的日趋深入和细致，理论已基本成熟，具体实践已广泛展开。

### 3.2 软件无线电接收机的基本结构

软件结构的无线电理论认为理想的 SDR 结构如图 3.1 所示，主要结构包括三个组成单元：数字信号处理单元，高速数模和模数转换单元，射频处理单元。在这三个单元中，高速数模 D/A 和模数 A/D 转换器件起着至关重要的衔接和转换效果，采样方式决定着不同的射频处理前端的物理结构，数字下

变频器件直接影响着后续的 DSP 单元的处理方式和速度要求。整个 SDR 的指标也受模数转换器的指标的制约。在 SoftwareRadio 中一般采用两种方法对天线接收的模拟信号进行采样数字化：一种是低通采样；另一种是带通采样。这其中带通采样也可以用两种办法去实现：一种是射频接收后直接带通方式，还有一种就是经过混频处理后，最常用的中频带通方式。对应这三种采样方式，SDR 也有三种不同的组成结构：它们分别是射频全宽带低通采样结构、射频直接带通采样结构、宽带中频带通采样结构<sup>[29]</sup>。

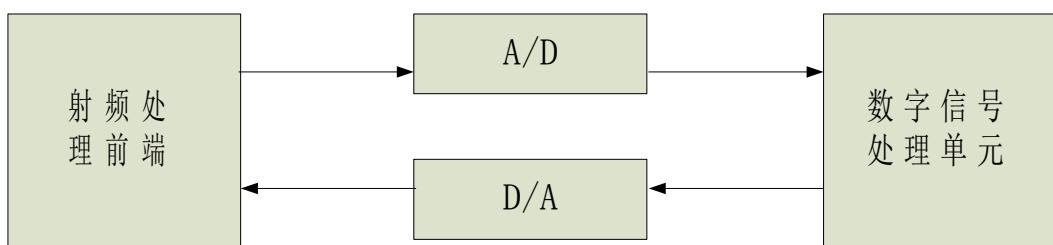


图 3.1 软件无线电的三大组成部分

### 3.2.1 “零中频”方案结构

“零中频 DCR”方案也称直接变换方案，该方案首先将射频信号转换到基带（“零中频”），然后在基带上进行数字化过程，其实现框图如图 3.2 所示<sup>[30]</sup>。

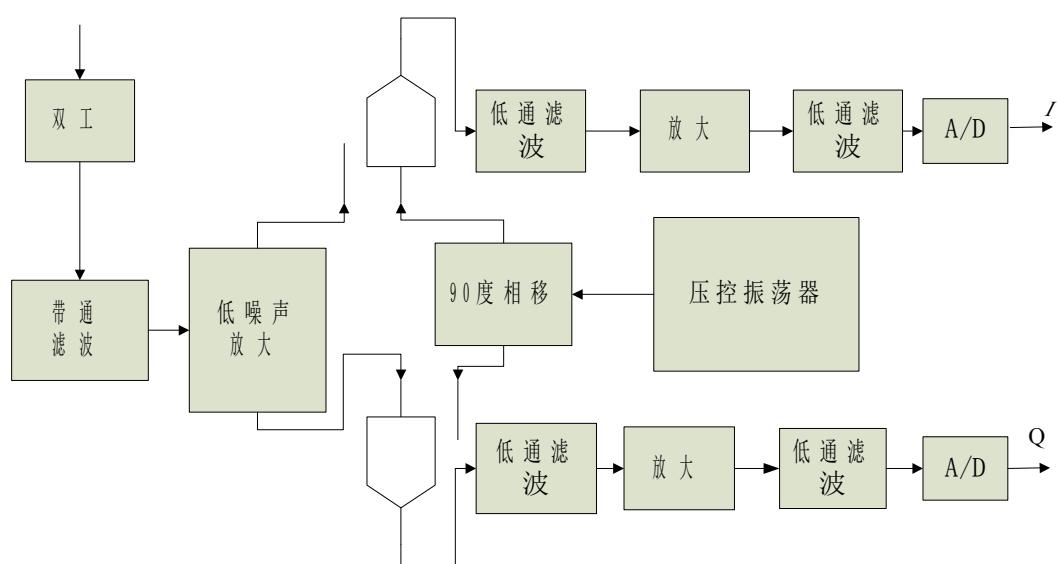


图 3.2 零中频方案原理图

DCR 方案提供了广泛的灵活性，但由于该方案中以模拟器件为硬件主体，因此存一定的缺陷：

- (1) A/D 转换前的模拟器件动态范围受限制。
- (2) I、Q 信道间不能做到真正精确的平衡。

### 3.2.2 射频(RF)数字化方案结构

RF 方案是将 A/D 转换器前置到射频端，直接在射频端就对射频信号进行数字化过程，该方案的实现框图如图 3.3 所示<sup>[31]</sup>。

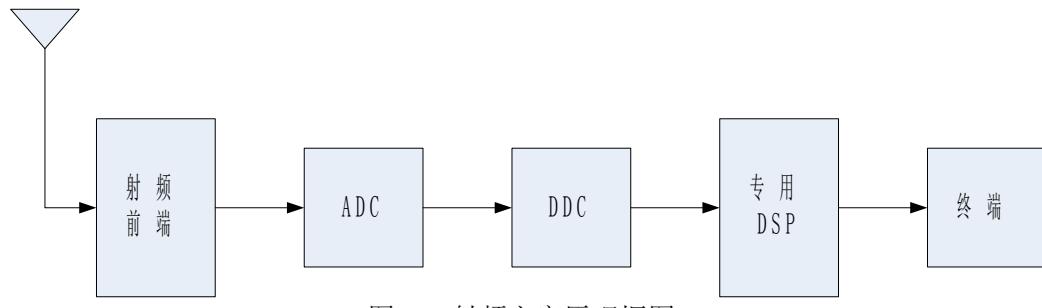


图 3.3 射频方案原理框图

简洁、明了，很容易实现软件化控制是射频方案的主要优点，射频方案是一种比较理想的方案，是软件无线电的始终寻求的实现方案。大规模集成电路的发展和 ADC 器件水平的高速发展使得 RF 方案的选择将会成为一种必然。但目前的科技水平制约了将 ADC 直接在射频端进行模/数转换，因为它还存在以下问题<sup>[32]</sup>：

- (1)对接收机的选择性和灵敏度影响不容小觑，容易造成 ADC 超载和弱信号丢失。
- (2)为了适应 RF 信号的动态范围，必然要求 ADC 具有相应的动态范围，然而，目前的 ADC 器件水平不能符合要求。
- (3)多频段、多制式的要求对 ADC 前的抗混叠滤波器提出了挑战；
- (4)ADC 采样中孔径抖动引起的信噪比恶化系统难以承受。

### 3.2.3 中频(IF)数字化方案结构

合理的折衷方案是经过模拟下变频，将信号变换为中频(IF)信号后在宽带 ADC 前使用一高性能抗混叠滤波器滤除带外无用信号再经 AD 采样数字化后由 DDC 完成数字下变频，在这一过程中将信号转换成 I、Q 双通道信号，I、Q 双通道信号送至 DSP 处理。由于 ADC 后用数字滤波器替代了模拟滤波器从而提高了系统的灵活性和滤波器的选择性，而且就系统的可编程性而言，数字 IF 方案与 RF 方案数字化大致相当。数字化中频方案的原理框图如图 3.4 所示。IF 方案采用对射频信号直接中频采样、数字 I/Q 解调等技术，同时具有中频和基带可编程特性，能够实时改变配置以适应各种不同的调制体制，具有相当大的灵活性，且 I/Q 两路幅度一致性相对 RF 方案来说要好，相位误差要小。原理图如下<sup>[33]</sup>

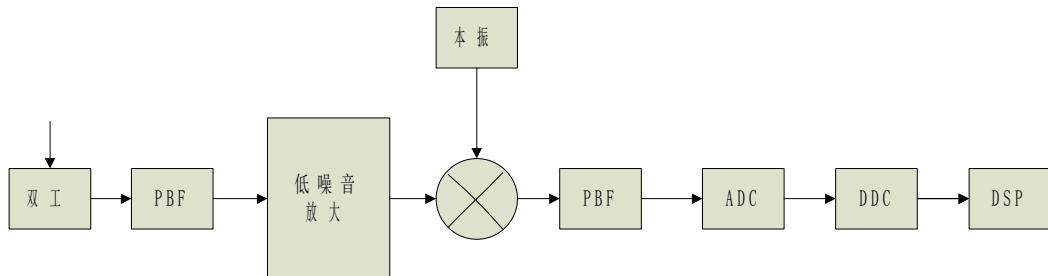


图 3.4 中频原理框图

## 3.3 数字下变频的设计与仿真

根据 3.1 节对软件无线电三种体系结构的分析，由于现阶段模数转换器件的转换速度、工作带宽及动态范围等性能存在局限性，无法满足理想软件无线电射频直接采样的要求，因此设计的接收机采用了如图 3.4 所示的宽中频采样数化结构的整体设计方案。这种结构首先通过模拟器件将接收到的射频信号转换成宽中频信号后，再进行采样和数字信号处理，其优点就是即可以提高被采样信号的信噪比又可以降低采样的速率。本论文不涉及模拟处理部分，假设输入信号就是经过处理后的中频信号，重点研究中频后的数字下变频结构并仿真。

### 3.3.1 数字下变频的结构

数字下变频 (Digital Down Converter, DDC)的基本原理和模拟下变频相似，主要是把所需的分量从载波频率搬移到基带，本文是将中频载波搬移到基带，用以降低后续信号处理的速率<sup>[34]</sup>。原理框图如图 3.5 所示，输入信号的样本  $x(n)$  和由数字控制振荡器(NCO)产生的复向量的样本  $e^{j\omega_0 n}$  通过数字混频器相乘，进行频谱的搬移，搬移后的频谱经低通滤波器(LPF)滤除混频过程中产生的带外信号，达到把输入信号的频谱搬到基带的目的。

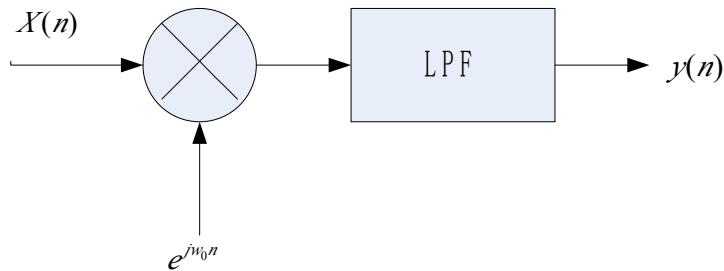


图 3.5 数字下变频原理框图

假设输入样本  $x(n)$  为<sup>[35]</sup>:

$$\begin{aligned} x(n) &= \alpha(n)e^{j[\omega_0 n + \theta(n)]} \\ &= \alpha(n)\cos[\omega_0 n + \theta(n)] + j\alpha(n)\sin[\omega_0 n + \theta(n)] \\ &= x_I(n) + jx_Q(n) \end{aligned} \quad (3.1)$$

NOC 输出  $e^{j\omega_0 n}$ ，分析频移特性，混频后的  $x(n)$  频谱被移至基带，故有<sup>[35]</sup>:

$$\begin{aligned} x(n) \cdot e^{j\omega_0 n} &= \alpha(n)e^{j[\omega_0 n + \theta(n)]} \cdot e^{j\omega_0 n} \\ &= \{\alpha(n)\cos[\omega_0 n + \theta(n)] + j\alpha(n)\sin[\omega_0 n + \theta(n)]\} \cdot (\cos \omega_0 n + j\sin \omega_0 n) \\ &= [x_I(n)\cos \omega_0 n - x_Q(n)\sin \omega_0 n] + j[x_I(n)\sin \omega_0 n + x_Q(n)\cos \omega_0 n] \\ &= y_I(n) + jy_Q(n) \end{aligned} \quad (3.2)$$

最后把基带信号送入低通滤波器，滤除高频分量。得到复信号的正交数字下变频结构如图 3.6 所示。但是，在工程应用过程中输入的信号通常都为实信号，这时信号只有实部，没有虚部且为信号本身。即:

$$x_I(n) = x(n) = \alpha(n) \cdot \cos[\omega_0 n + \theta(n)] \quad (3.3)$$

$x_Q(n) = 0$ ，这时混频器输出为:

$$x(n)e^{j\omega_0 n} = a(n)\cos[\omega_0 n + \theta(n)] \cdot \cos[\omega_0 n + j\sin\omega_0 n] \quad (3.4)$$

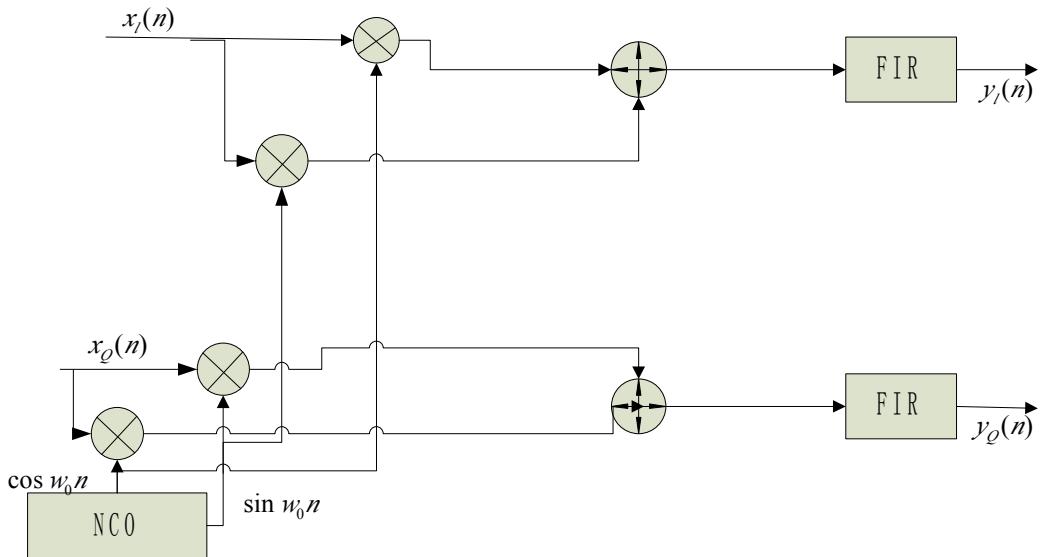


图 3.6 复信号的数字下变频的结构图

根据式(3.3)得到的实信号数字下变频的结构图如图 3.7 所示<sup>[36]</sup>

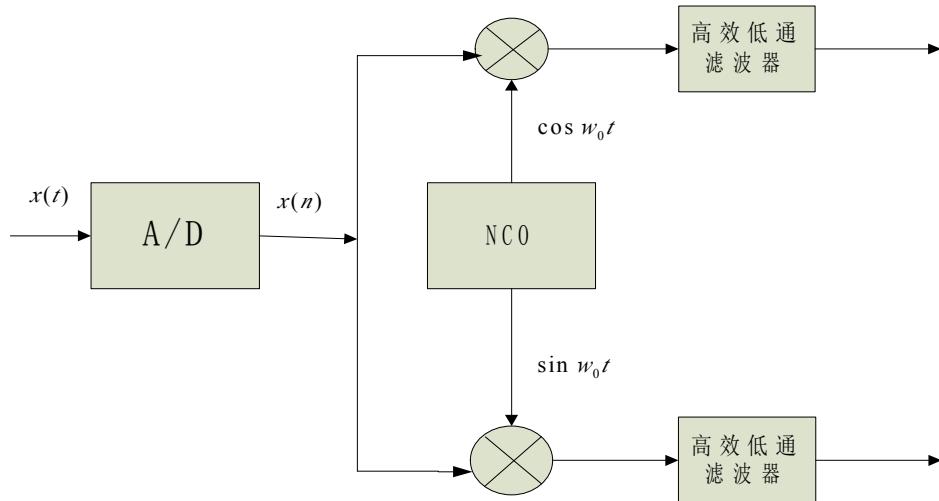


图 3.7 实信号的数字下变频的结构图

### 3.3.2 数字下变频的系统仿真

由于数字下变频的系统仿真系统仿真中要用到 Qpsk 调制系统，Qpsk 解

调系统，数控振荡器（NCO）系统，本文先对 Qpsk 调制系统 Qpsk 解调系统系统进行仿真，对数控振荡器（NCO）系统进行介绍，最后再对数字下变频系统进行仿真。

### (1)Qpsk 调制系统系统仿真

Qpsk 的一种常用调制方法是正交调制法，Qpsk 的正交调制框图如图 3.8 所示，它可以看做两个 Bpsk 调制器构成。输入信号经过串一并变换，变成两路速率减半的的系列，随后经过两路电平转换成两路双极性信号  $I(t)$  和  $Q(t)$ ，分别被两个正交的载波信号调制，相加后得到 Qpsk 信号<sup>[37]</sup>。

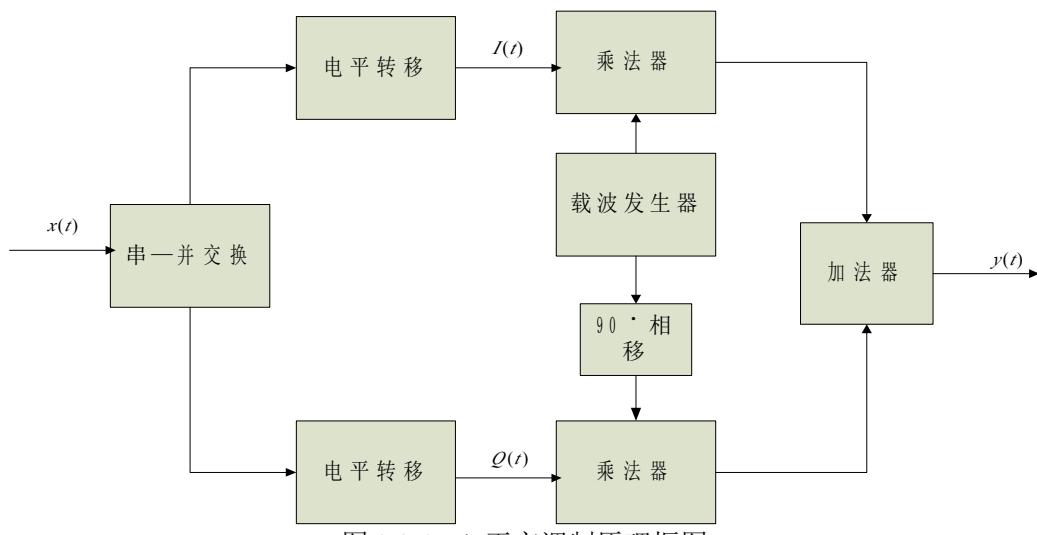


图 3.8 Qpsk 正交调制原理框图

根据图 3.8 Qpsk 正交调制原理框图建立的 Qpsk 正交调制的 SystemView 模型如图 3.9 所示。Qpsk 正交调制系统的输入和输出波形如图图 3.10 所示。

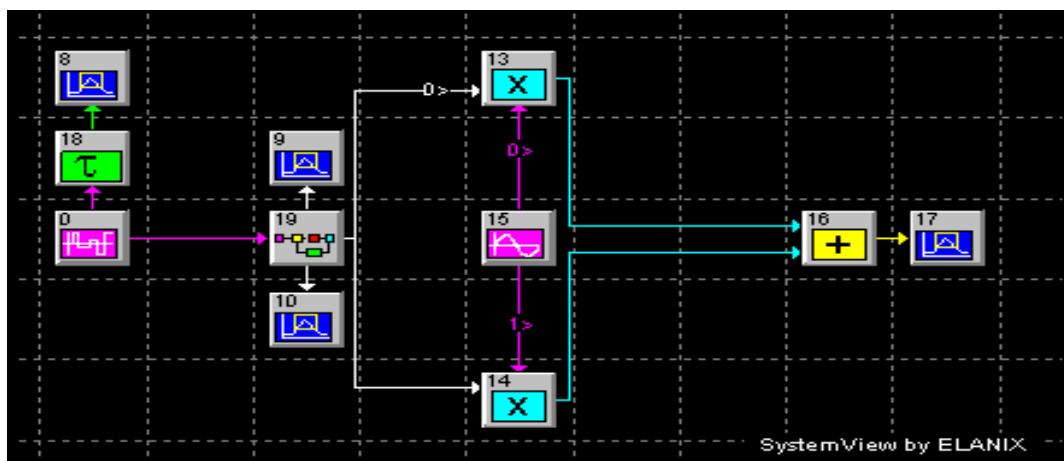


图 3.9 (a) Qpsk 调制系统系统的 SystemView 模型

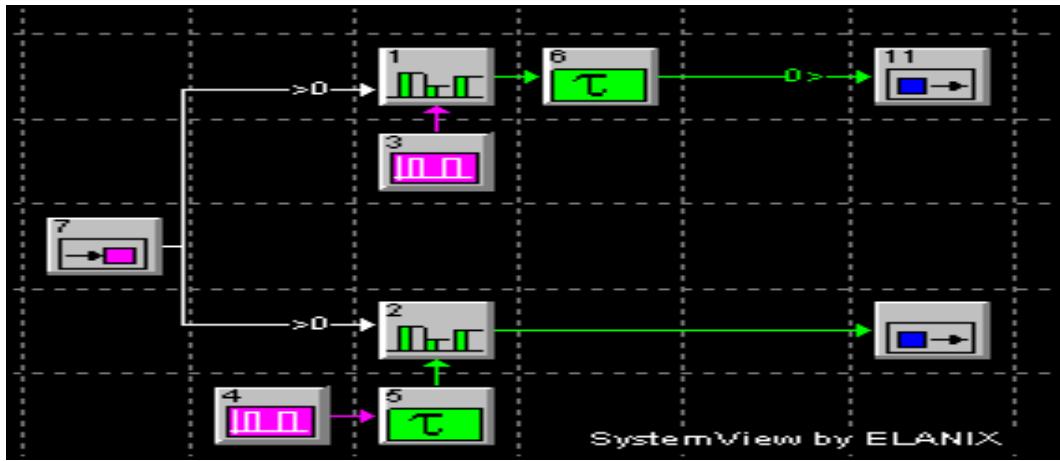
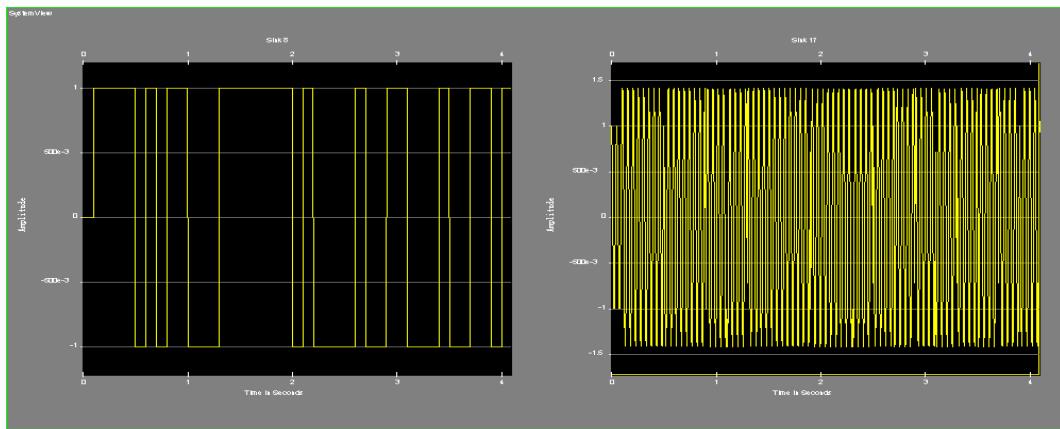


图 3.9(b) 图 3.8 (a) 中 token19 的内部结构



a 调制前信号图形

b 调制后信号图形

图 3.10 Qpsk 调制系统系统仿真输入和输出波形

## (2) Qpsk 解调系统的仿真（相干解调）

Qpsk 信号的一种常用解调方法是相干调制法，Qpsk 的相干解调框图如图 3.11 所示。输入的 Qpsk 信号分两路和本地载波发生器产生的正交载波相乘后的输出送到匹配滤波器进行滤波得到  $I^*(t)$  和  $Q^*(t)$  两路信号， $I^*(t)$  和  $Q^*(t)$  两路信号经过抽样判决后送到并---串变换得到解调信号<sup>[38]</sup>。

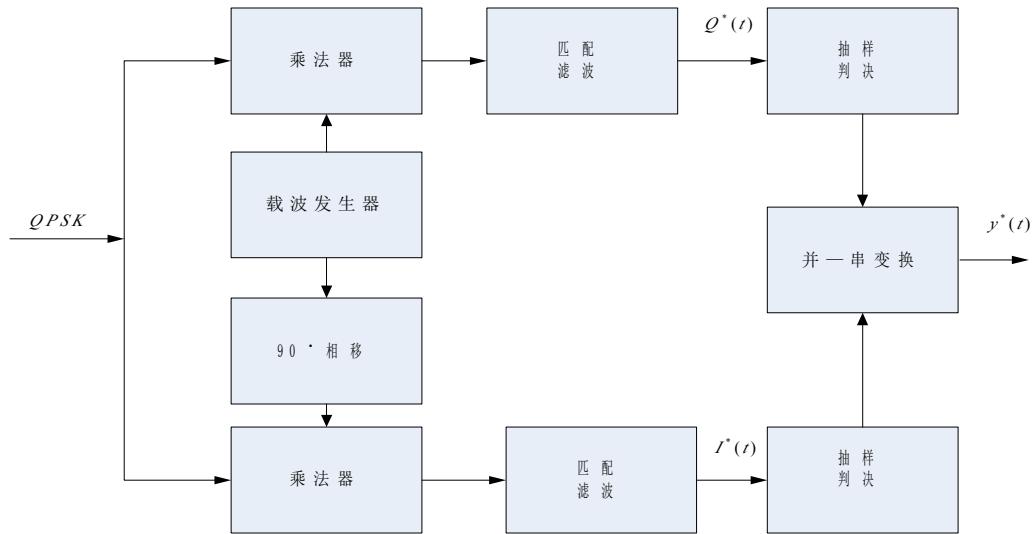


图 3.11 Qpsk 解调系统原理框图

根据图 3.11 Qpsk 解调系统原理框图建立的 Qpsk 相干解调的 SystemView 模型如图 3.12 所示。输入和输出波形如图 3.13 中的 a 解调器输入信号图形和 b 解调器输出信号图形所示。

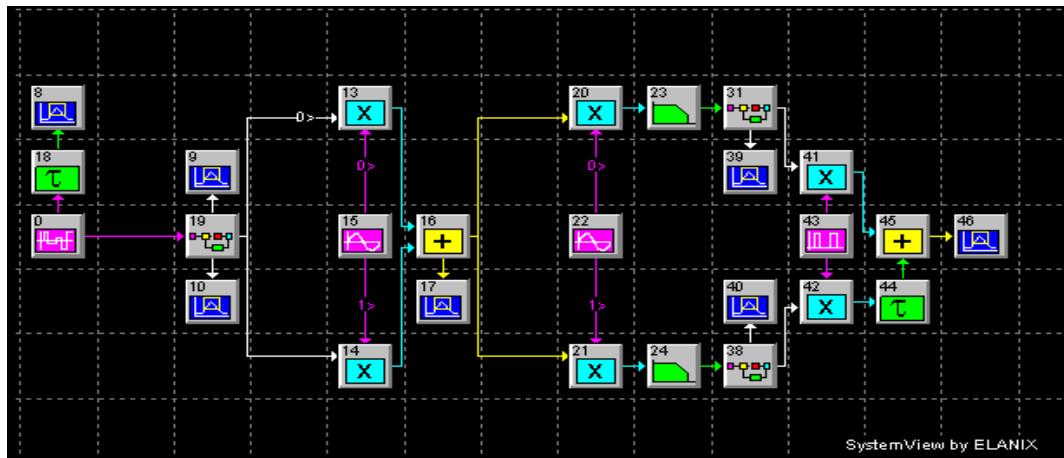
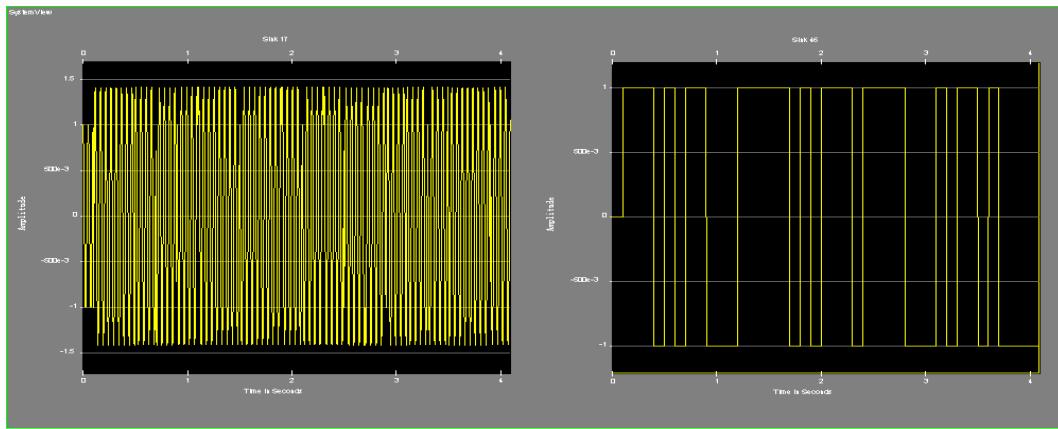


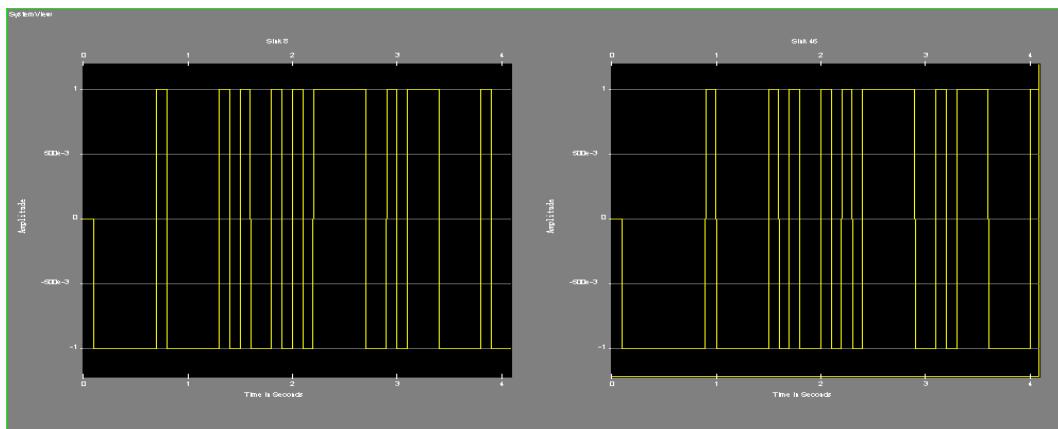
图 3.12 Qpsk 相干解调的 SystemView 模型



a 解调器输入信号图形

b 解调器输出信号图形

图 3.13 Qpsk 解调系统系统仿真波形



a 调制系统输入信号波形

b 解调系统输出信号波形

图 3.14 Qpsk 调制和解调仿真波形

由图 3.14 我们可以看出 Qpsk 经过 SystemView 调制得到图 3.10 中 b 所示的波形、图 3.10 中 b 所示的波形经过相干解调得到图 3.13 中 b 所示的波形，我们把调制系统输入信号波形和解调系统输出信号波形放在一起可以得到图 3.14 所示的波形，由图 3.14 可以看出输入波形（图 3.14 中 a 所示）经过调制、解调后得到的输出波形（图 3.14 中 b 所示）基本没有什么失真，模型建立的相当理想，达到仿真实验结果。

### (3) 数控振荡器 (NCO) 的设计和分析

数控振荡器 (NCO) 是影响数字下变频 (DDC) 性能的关键模块之一，目前 NCO 采用的是一种实用的频率合成技术——直接数字频率合成技术

(DDS)，直接数字频率合成技术所拥有的快速率转换、较好的温度特性、老化特性，转换频率相位恒定特性、易于集成等众多优点使得 DDS 在 DDC 中的得到广泛了应用。

数控振荡器（NCO）的作用就是产生一个理想的正弦或余弦序列，更确切地说就是产生一个频率可变的正弦波样本<sup>[39]</sup>，信号形式如下：

$$S(n) = \cos(2\pi f_{lo}n / f_s) \quad (3.4)$$

式(3.4)中：  $f_{lo}$  为本地振荡频率、  $f_s$  为数字下变频（DDC）输入信号的采样频率。在软件无线电中 NCO 产生正弦波样本的有效方法采用查表法<sup>[40]</sup>，即事先根据各个 NCO 正弦波相位计算好相位的正弦值，并按相位角度作为地址存储该相位的正弦值数据。

数控振荡器（NCO）由三部分组成：相位累加器、相位加法器及正弦表只读存储器，如图 3.15 所示<sup>[41]</sup>。相位累加器的作用就是将数字本振频率偏移之和转换成相位，每来一个时钟脉冲，相位在原来的基础上加一个相位增量。相位加法器的功能是设置一定的初始相位以满足某些应用的需要。相位的正弦值用查正弦表求得。

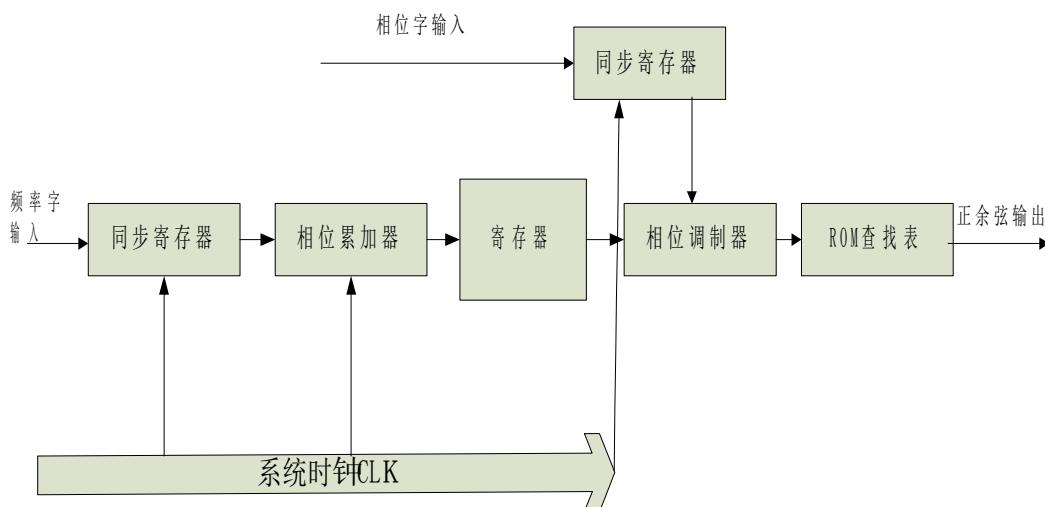


图 3.15 数字控制振荡器基本结构图

#### (4)数字下变频的系统仿真

图 3.16 是数字下变频的 Systemview 仿真模型，在图中数字下变频由数字混频器、数控振荡器(NCO)、低通滤波器 FIR、抽样器和相干解调器构成。

各个部分主要功能如下：Qpsk 信号模块（token20）是一个封装模块，用于产生一个带有高斯白噪声的高频或中频信号信号，本文选择了中频，其中基带码流是 512HZ 的 PN 随机码，采样单元（token21）和量化单元（token22）输出一个 128KHZ 的样本系列。输入数据在数字混频器（token24 和 token25）与数控振荡器 NCO（token22）封装模块两个正交载波数字信号相乘进行频谱搬移，其中数控振荡器 NCO（token22）的频率设置应该和 Qpsk 信号模块（token20）一样，这里均设置为 128KHZ，信号经过混频器(token24 和 token25) 进行混频，输出信号再经过数字低通滤波器（token26 和 token27）输出两路基带码，频率为 128KHZ，然后经过抽样单元（token28 和 token29）抽样，基带频率被降低，把输出的基带码流输入到 Qpsk 相干解调模块（token30）上，输入的 512HZ 的 PN 随机码最后被还原在显示模块（token60）上。

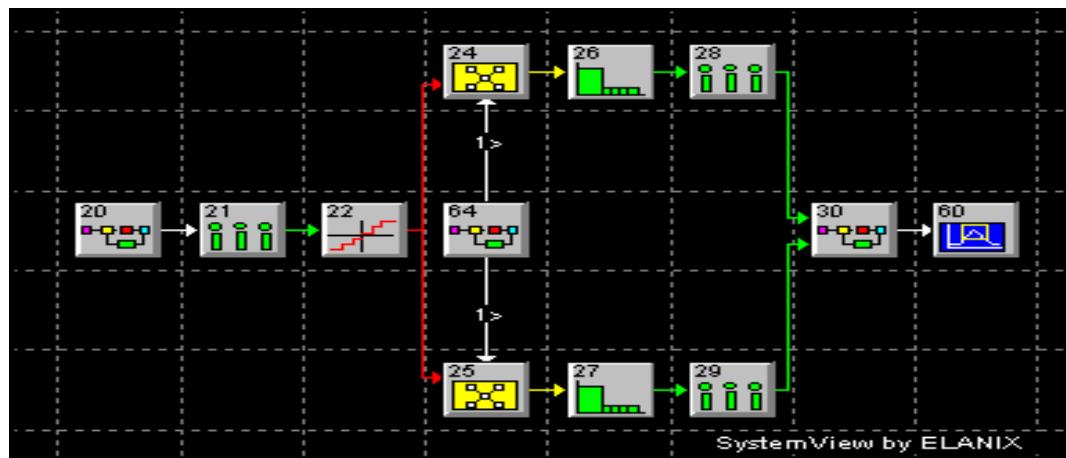


图 3.16 数字下变频的 Systemview 仿真模型

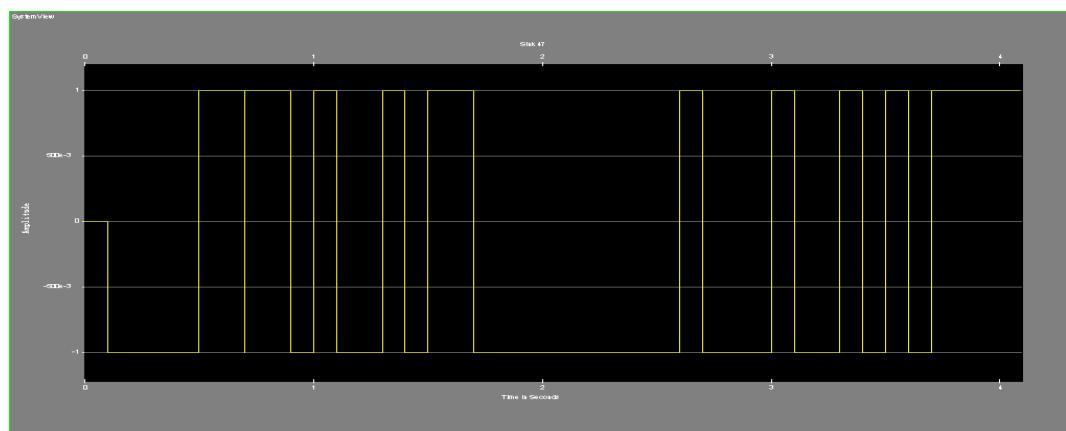


图 3.17 数字下变频的 Systemview 仿真输入波形

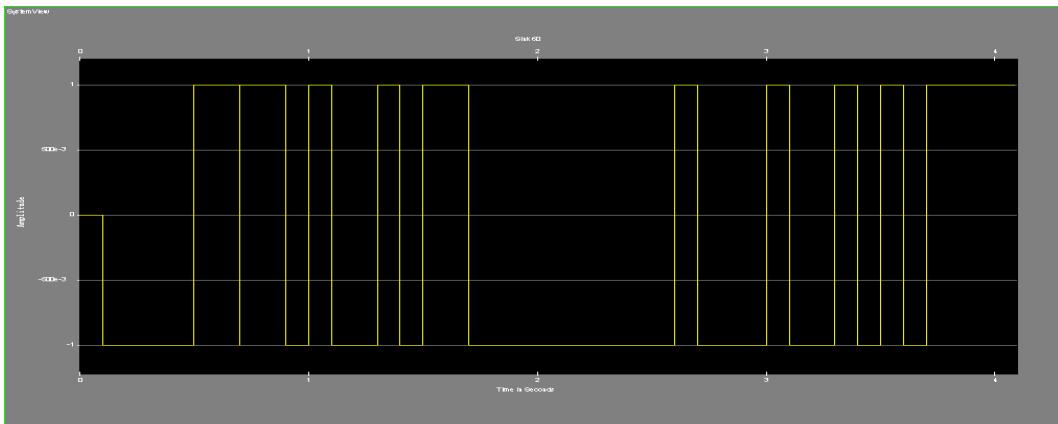


图 3.18 数字下变频的 Systemview 仿真输出波形

图 3.17 和图 3.18 是图 3.12 模型的输入和输出结果，图 3.17 为输入的 512HZ 的 PN 随机码，图 3.18 经过解调的恢复的信号，经多次的模块参数设置，仿真和对比，成功的解调出了输入的 512HZ 的 PN 随机码。本文中没有设置时延，由于系统的时间设置很短，解调的恢复的信号图形和输入的 512HZ 的 PN 随机码图形看不去有时延，然而在现实中是有一定时延的。数控振荡器(NCO)在数字下变频中用作本振信号源，生成两个完全正交的正/余弦载波样本，分别与中频输入信号相乘，把中频信号下变频至基带。在数字下变频中，NCO 是决定 DDC 性能的最主要因素之一。

### 3.4 小结

本章首先介绍了软件无线电及其结构，随后介绍数字下变频的结构并确立了数字下变频的整体设计方案，对数字下变频及其各个模块进行了设计和仿真。

## 第四章 直接序列码分多址系统的 Systemview 仿真

### 4.1 直接序列码分多址简介

DS-CDMA 即直接序列码分多址。从原理上来说，DS-CDMA 是通过将携带信息的窄带信号与高速地址码信号相乘而获得的宽带扩频信号。收端需要用与发端同步的相同地址码信号去控制输入变频器的载频相位即可实现解扩。

DS-CDMA 系统具有抗窄带干扰、抗多径衰落和保密性好的优点<sup>[41]</sup>。此外，关于 DS-CDMA 的优点还可以罗列很多：许多用户可以共享频率资源，无须复杂的频率分配和管理；具有“软容量”特性，即在一定限度内的用户数增加，只会使得信噪比下降，而不会终止通信，也就是说 DS-CDMA 没有绝对的容量限制。当然，DS-CDMA 也存在一些问题，如多址干扰问题，这是由于不同地址码之间的非完全正交性而造成的，通信过程中不同用户的发射信号会相互干扰。多址干扰是 DS-CDMA 系统中相当严重的一个问题，这还需要人们通过对地址码选择的进一步研究来解决。此外，在 DS-CDMA 系统中还存在“远近效应”，就是说离基站近的强信号用户会对远离基站的弱信号用户的通信形成干扰，本质上说这还是由于地址码的非完全正交性所致，但现阶段人们已通过在移动通信系统中引入“自动功率控制”技术削弱了远近效应的影响。

DS-CDMA 技术是一种以 W-CDMA 方式为基础并遵循 ITU 规定的 IMT-2000 规格的通信技术<sup>[41]</sup>。DS-CDMA 技术能够利用 5MHz 的信道提供高达 2Mbps 的数据速度，同时还拥有以下四大功能：扩大系统容量，提高通话时的语音，图像质量、降低通话时干扰产生的掉线率，支持扩展的 IP 数据服务。DS-CDMA 技术除了能提供窄带业务(9.6kb/s 的语音业务)之外，还能提供宽带业务，以及根据不同业务要求提供不同服务等级的能力。在 CDMA 标准中，DS-CDMA 技术是其中的重要组成部分，是实现无线多媒体通信的必不可少的部分。欧洲和日本在第三代无线研究活动中对 DS-CDMA 技术做了广泛的研究，GSM 的巨大成功对第三代移动通信系统系统在欧洲的标准化

产生重大影响<sup>[42]</sup>。在 1996 年，日本自主推出了一套直接序列码分多址实验系统方案，因为方案的先进性而得到了当时世界上主要的移动设备制造商的支持。1998 年 12 月成立的 3GPP（第三代伙伴项目），把直接序列码分多址技术的研究和发展推向高潮，极大地加快了直接序列码分多址的标准化演进进程，并最终促使直接序列码分多址技术成为 ITU 批准的国际通信标准之一。

ANSI-41 核心网是直接序列码分多址的支撑网络，它使用了全新的频带，采用频分双工的工作方式，码片速率可高达 3.84Mbps<sup>[43]</sup>。直接序列码分多址与其他同类通信标准相比有更大的覆盖范围，采用定向多波速智能天线及多用户检测等新技术，并可有选择性的支持频率间切换。无线基地局装置、无线网络控制装置、多媒体信号处理装置是直接序列码分多址技术组成的通信系统重要种类。直接序列码分多址的空中连接通常采用 5MHz、10MHz 或 20MHz 的无线信道。

## 4. 2 直接序列码分多址的信号模型

考虑一个异步 K 用户 DS/CDMA 系统，第 k( $k=1, 2, 3 \dots, N$ )个用户有  $L_k$  个路径，信号为 BPSK 调制，信道的加性噪声为高斯白噪声，接收机采用一个阵元数为 M 的线性均匀阵，则接收信号的等效基带形式可以表示为<sup>[44]</sup>：

$$x(t) = \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^{L_k} a_{k,l} b_{k,l} c_k(i) s_k(t - iT - \tau_{k,l}) + n(t) \quad (4.1)$$

其中：  $x(t)$  是 m 个阵元的接收信号矢量，其表达式为

$$x(t) = [x^1(t), x^2(t), x^3(t) \dots, x^m(t)]^T \quad (4.2)$$

$a_{k,l}$  是用户 k 的第 l 个路径的方向矢量，其表达式为

$$a_{k,l} = [a_{k,l}^1, a_{k,l}^2, a_{k,l}^3 \dots, a_{k,l}^m]^T \quad (4.3)$$

$b_{k,l}$  是对第 k 个用户第 l 个路径信号的增益， $c_k(i)$  为第 k 个用户的符号系列， $s_k(t - iT - \tau_{k,l})$  为第 k 个用户的特征波形， $n(t)$  为高斯加性白噪声。

## 4. 3 直接序列码分多址的空 / 时接收机

把仅基于时间和仅基于空间信号处理方法结合起来的技术被称为空 / 时处理技术。无线通信空 / 时处理技术可以看作是在传统的阵列信号处理技术

的基础上发展起来的，它致力于波束形成和方向发现。无线通信中的空 / 时处理技术扩展了早期的技术以融入通信信号的丰富结构。只要合理的使用空 / 时处理技术，我们就可以减小联合信道干扰、符号间干扰，改进抵抗衰落性能和降低热噪声。这使得我们最终可以增加用户容量、扩展基站的范围和改进蜂窝网络的通信质量。为了建立完整直接序列码分多址的 Systemview 仿真系统，空 / 时接收机是不可或缺的组成部分，本文给出了两种 RAKE 空 / 时接收机结构。

第一种如图 4.1 所示：对每一阵元的各个路径首先独立地进行解扩，解扩后的输出经过空 / 时接收机 RAKE 进行合并<sup>[45]</sup>。

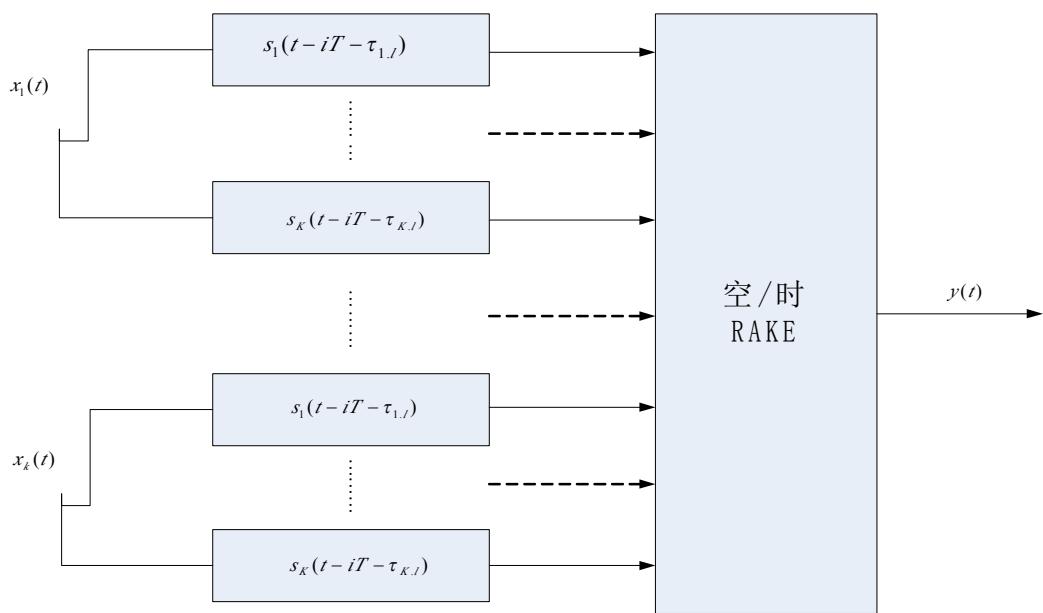


图 4.1 RAKE 空 / 时接收机结构图一

第二种如图 4.2 所示：对各个阵元上的一个路径的信号独立地进行解扩，解扩后的信号进行波束形成成，对波束形成后的各个路径的信号进行 RAKE。本文将采用空一时 RAKE 接收机结构二<sup>[46]</sup>。

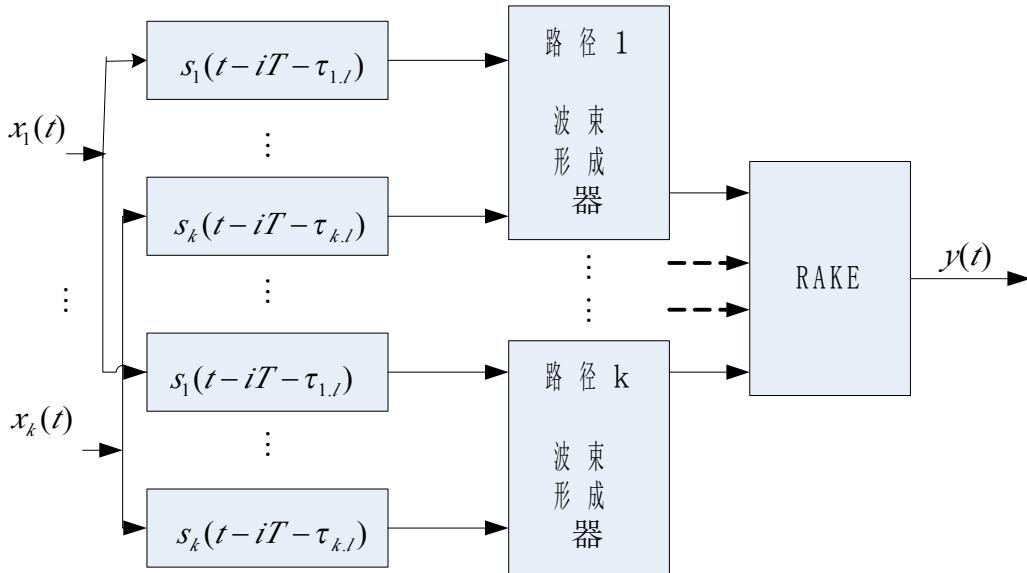


图 4.2 RAKE 空 / 时接收机结构图二

#### 4.4 直接序列码分多址的 Systemview 仿真

一个简单的直接扩频通信系统的 systemview 模型如图 4.3 所示。为了简化系统，发送端同时发送了调制信号和伪随机序列信号。其中图符 0 (token0) 发送的是调制信号、调制信号通过图符 1 (token1) 低通滤波、在乘法器图符 3 (token3) 中和伪随机序列信号图符 7 (token7) 相乘，输出信号送到图符 4 (token4) 中进行频谱搬移，经过图符 9 (token9) 传输，到图符 12 (token12) 中再次进行频谱搬移，频谱搬移后的已恢复信号在乘法器图符 13 (token13) 中和伪随机序列信号图符 7 (token7) 再次相乘，经过图符 14 (token4) 低通滤波得到图 4.4 的输出信号。

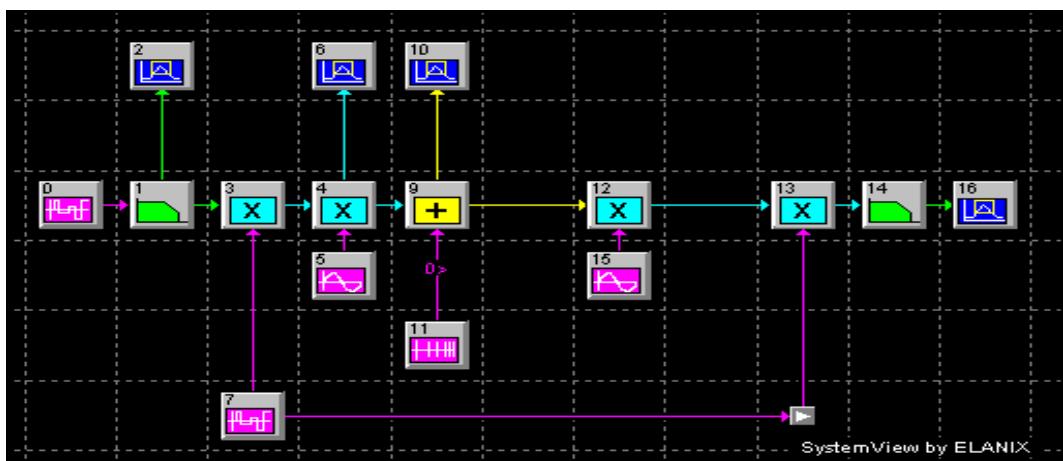


图 4.3 DS-CDMA 系统 Systemview 仿真模型

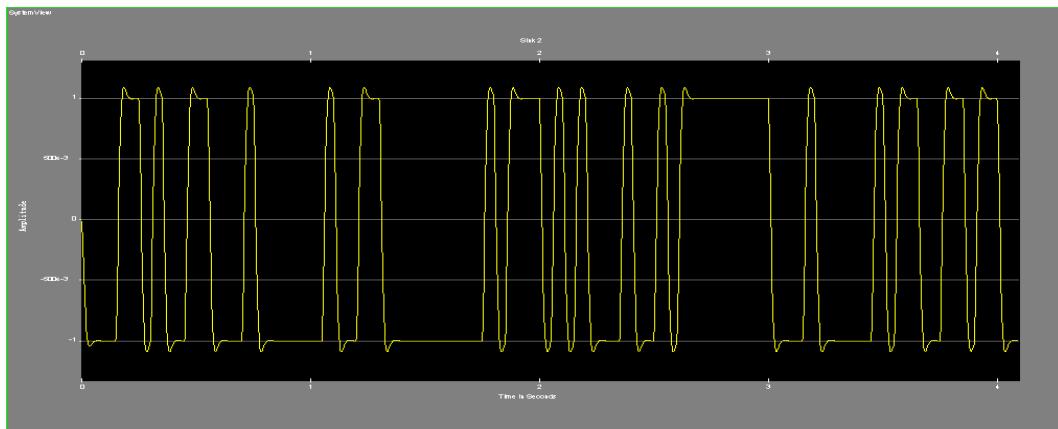


图 4.4 (a) DS-CDMA 系统仿真系统输入波形

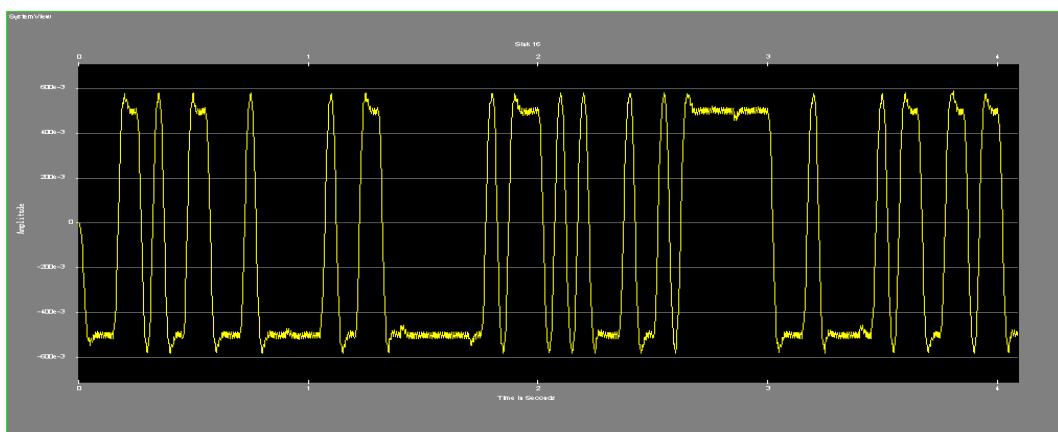


图 4.4 (b) DS-CDMA 系统仿真系统输出波形

图 4.4 (a) 是直接扩频通信系统 (DS-CDMA) 仿真系统输入波形、在图 4.3 中有接收器 sink2( (token2) 输出, 图 4.4 (b) 是直接扩频通信系统 (DS-CDMA) 仿真系统输出波形、在图 4.3 中有接收器 sink15( (token15) 输出. 对比图 4.4 (a) 和图 4.4 (b) 可以看到基于 Systemview 的直接扩频通信系统 (DS-CDMA) 仿真系统的设计是成功的, 信号在该系统中传输基本没有失真, 信号的波形和包络基本没有发生变法, 只是在高频部分有一些“毛刺”, 这跟滤波器的性能有关, 改善滤波器的性能可以减少和抑制“毛刺”的出现。

## 4.5 阵列直接序列码分多址天线的系统仿真

### 4.5.1 阵列智能天线的组成和合理选用

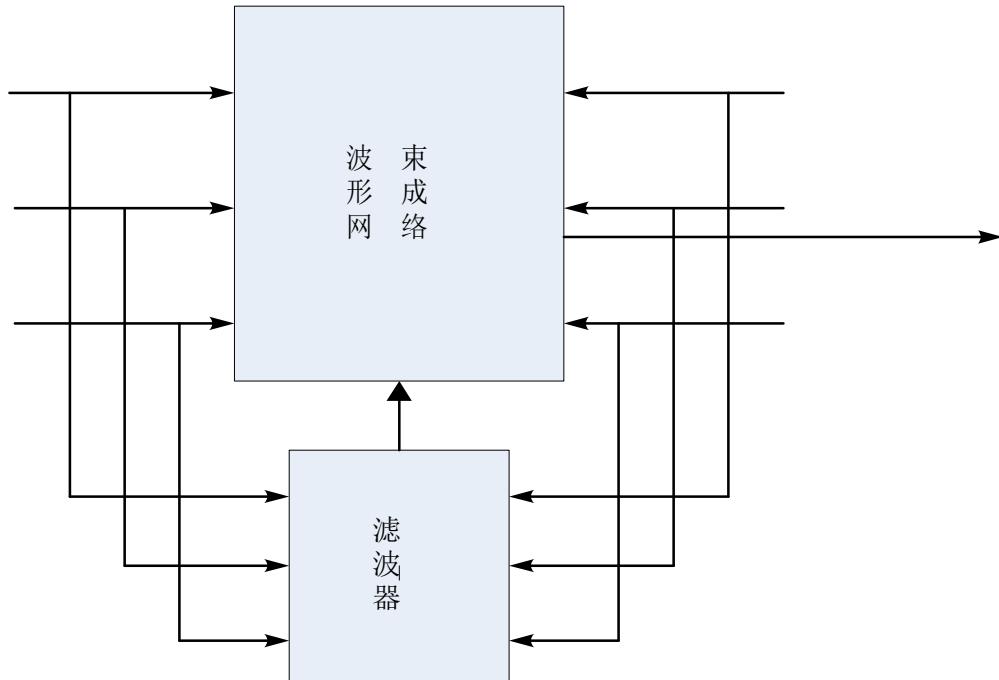


图 4.3 六阵列智能天线结构简图<sup>[47]</sup>

从图4.3中可以看到，智能天线结构主要分为天线阵列、接收通道及数据采集、信息处理三部分。在移动通信系统中，天线阵列通常采用直线阵列和平面阵列两种方式。在确定天线阵列的形式后，天线单元的选择就十分关键。目前的智能天线单元主要分为四单元智能天线，六单元智能天线和八单元智能天线。四单元智能天线结构简单，但接收效果不太理想；八单元智能天线接收效果好，但在目前的硬件和算法下，八单元智能天线结构相当复杂。本文中我们选择了结构不太复杂，接收效果较好的六单元智能天线。

### 4.5.2 六单元阵列直接序列码分多址天线的 SystemView 仿真

在前面几章我们主要进行了信道仿真，试验平台仿真、直接扩频通信系统（DS-CDMA）仿真，至此我们可以利用上面的技术，建立一个六单元的智能天线的 SystemView 仿真系统，系统模型如下：



图4.4 六阵列智能天线的SystemView仿真图

## 4.6 小结

本章首先介绍了直接序列码分多址，随后给出了直接序列码分多址的信号模型和直接序列码分多址空/时接收机的两种结构，再后建立了基于 SystemView 的直接序列码分多址系统仿真模型，最后给出了 6 阵元定向多波束智能天线的仿真模型。

## 第五章 定向多波束智能天线波束合并方案的研究及其仿真

### 结果分析

#### 5.1 波束合并方案

自适应智能天线系统采用数字信号处理技术识别用户信号的空间结构特征，并基于此采用数字方法对阵元接收信号加权处理形成数字波束，使主波束对准用户，而在干扰信号方向形成天线方向图零陷或较低的功率方向图增益，从而达到抑制干扰的目的<sup>[48]</sup>。通俗的讲就是让主波束对准用户以达到有效信号的最佳接收，副波束（当然最好是零波束）对准噪音信号以达到有效抑制噪音信号。但是如果移动用户处于两个波束边缘时，手机发出的有用信号被副波束抑制，信号衰减很快，这是我们选择定向多波束智能天线的波束合成方案，能有效提高手机信号的信噪比。

##### 5.1.1 波束合并的性能分析

在第四章中我们提出了两种 RAKE 接收模型，在此我们进一步对波束合并的性能进行分析，以直接序列码分多址蜂窝系统作为研究对象，对单波束和多波速天线的信噪比做一个比较，看看定向多波束智能天线的优点。

(1) 单波束天线的接收信号信噪比可用式 (5.1) 表示<sup>[49]</sup>:

$$SNR_{SMRC} = \frac{3\pi N\rho \sum_{j=1}^L G(\theta_j) p_{ij}^2}{((DL-1)\rho + 3N) \int_0^\pi G(\theta) d\theta} \quad (5.1)$$

其中：

$$G(\theta) = \begin{cases} 10^{\frac{B}{10} \sin c(\frac{\theta}{\theta_s})} & -\theta_s \leq \theta \leq \theta_s \\ 10^{-\frac{B}{10}} & \theta < -\theta_s \quad \theta > \theta_s \end{cases}$$

D和L分别是用户的数目和每个用户的多径信号的数目、 $G(\theta_j)$

是波束成形函数、 $p_{ij}^2$ 是信号的路径损耗、 $\rho = \frac{A^2 T}{n_0}$ 。

(2) 多波束天线的接收信号信噪比可用式 (5.2) 表示<sup>[50]</sup>:

$$SNR_{MMRC} = \frac{3\pi N \rho \sum_{j=1}^J \sum_{k=1}^K G(\theta_{jk}) p_{ij}^2}{K((DL-1)\rho + 3N) \int_0^\pi G(\theta) d\theta} \quad (5.2)$$

其中:

$$G(\theta) = \begin{cases} 10^{\frac{B}{10} \sin c(\frac{\theta}{\theta_s})} & -\theta_s \leq \theta \leq \theta_s \\ 10^{-\frac{B}{10}} & \theta < -\theta_s \quad \theta > \theta_s \end{cases}$$

D和L分别是用户的数目和每个用户的多径信号的数目、 $G(\theta_{jk})$ 同理是波束成

形函数、 $p_{ij}^2$ 是信号的路径损耗、 $\rho = \frac{A^2 T}{n_0}$ 。

在仿真中假设波束方式如图5.1所示<sup>[51]</sup>。对宽度为 $2\theta_s$ 的窄波束，当 $\theta = \theta_s$ 时波束增益相比最大增益处衰减10dB<sup>[52]</sup>。

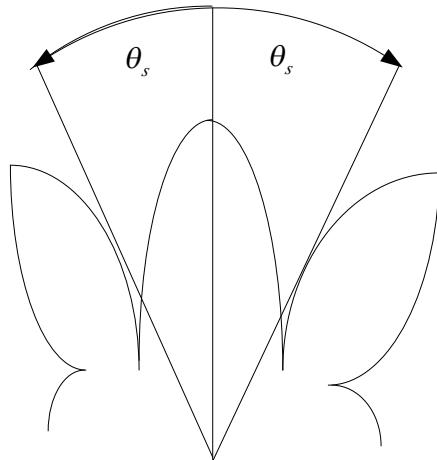


图5.1 波束合并中的多波束示意图

(3) 单波束天线的接收信号信噪比和多波束天线的接收信号信噪比的Matlab 仿真。

对式 (5.1) 和式 (5.2) 进行仿真，其中B为增益系数，取B=20，N=128，D=50，k=2，ρ=50。θ<sub>s</sub>的取值为15°。仿真图如下：

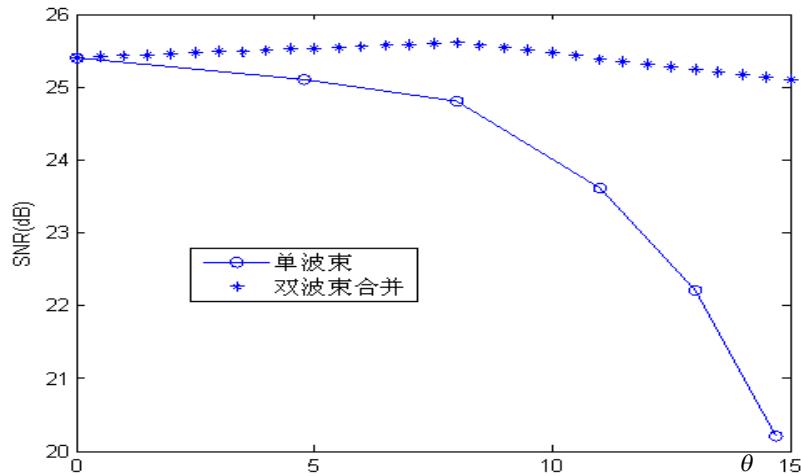


图5.2 波束合并中的多波束示意图

从图中我们可以看到，若只采用单个窄波束向用户发送信息，当移动台处于波束边缘的时候，信噪比下降非常快，而采用两个波束合并的方式，信噪比则能保持得比较稳定。

### 5.1.2 基于 SystemView 的 6 路波束合并方案的仿真建模

根据上面几章的研究结果，可用SystemView建立一个6路波束合并方案模型，图5.3是6路波束合并方案的SystemView仿真图：

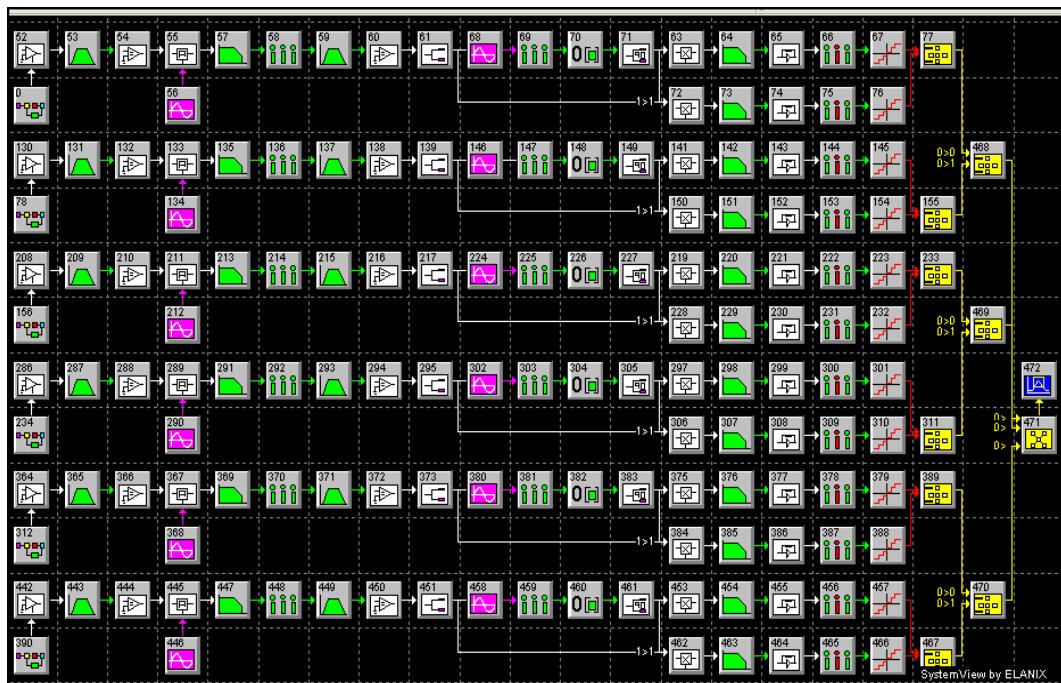


图5.3 6路波束合并方案的SystemView仿真图

## 5.2 定向多波束智能天线仿真结果及分析

我们将图4.4六阵列智能天线的SystemView仿真图所产生的数据，送入到图5.3中的6路波束合并方案的SystemView仿真图中进行波束合成，得到图5.2的波束图。从图中可以清楚的看出，当到达角为0度时，定向多波束智能天线能对准信号方向，信号的接收信噪比最大；而当到达角大于20度时，信号的接收信噪比明显下降。通过以上仿真我们可以看出我们仿真的定向多波束智能天线能很好的对准信号并抑制噪声，证明了我们的仿真设计取得了成功。

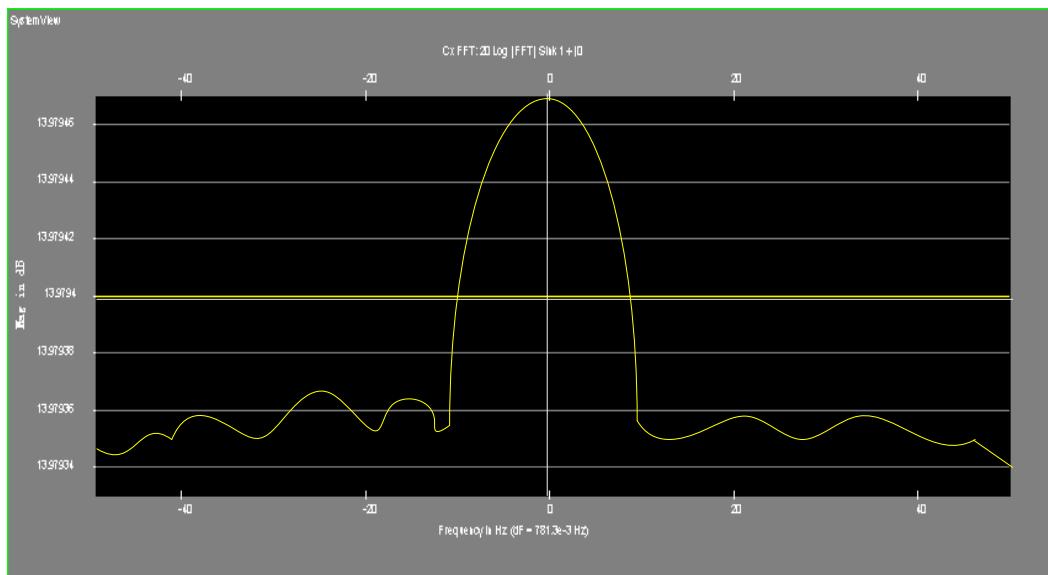


图5.4 波束合并图

## 5.3 小结

本文首先阐述定向多波束波束合成的优点，接着对波束合成的性能进行了分析，并给出单波束天线的接收信号信噪比和多波束天线的接收信号信噪比的 Matlab 仿真，最后建立了基于 SystemView 的 6 路波束合并方案的仿真模型，得到了理想的仿真结果，并对结果进行了分析。

## 第六章 结论和展望

### 6.1 结论

定向多波束智能天线利用天线系统自身独有的特点，采用若干定向天线单元使高增益的定向天线产生的波束划分不同空间，使波束主瓣有效对准有用信号，提高了天线的对准有限性，实时性，从而提高了天线的对有用信号的增益，噪声信号的抑制。

本文经过大量的仿真设计，反复的理论验证，证明了定性多波束智能天线的自身的优势。论文首先从信号的产生，传播，接收，处理着手建立模型并仿真。其次利用软件无线电对定性多波束智能天线试验平台进行了研究和分析并成功设计了数字下变频试验平台。最后建立了完整的直接序列码分多址（DS-CDMA）天线仿真平台和波束合并方案仿真平台，对定向对波束智能天线进行了整体仿真，从图5.4中可以清楚的看出，当到达角为0度时，定向多波束智能天线基本能对准信号方向。证明了我们的仿真设计取得了成功。

### 6.2 展望

虽然论文对试验平台经行了整体设计、结合 systemview 系统仿真软件对多径衰落信道进行了仿真、设计了数字中频接收试验平台，并对其中的最关键技术数字下变频进行了研究和仿真、建立了一个完整的基于直接序列码分多址（DS-CDMA）定向多波束智能天线仿真平台，并对定向多波束智能天线进行了简单的仿真试验。作了一些工作，取得了一定的研究成果，但为了更好的适应未来智能天线的发展，还需要在以下方面开展进一步的研究工作：

- ①在信道的建立和分析中缺少大量的实验数据，目前只能借助国外的实验数据来分析和验证已建立的信道模型。
- ②对多径小尺度衰落模块进行更进一步的研究，以使得其更高阶的统计特性能符合理论要求。
- ③数字下变频技术的一个核心技术压控振荡器（NCO）还需进一步研究。

## 致谢

在论文完成之际，首先我要感谢彭亚雄副教授、张正平教授，能成为两位教授的学生，是我一生荣幸。彭副教授，张教授帮助我克服了很多的困难，使得我的硕士论文得以顺利完成。彭副教授，张教授渊博的学识和高尚的人品都给我留下了深刻的印象，将使我终生受益。在此我向彭副教授，张教授表示衷心的感谢和诚挚的敬意。

十分感谢我的师兄陆安江、同门胥成倩，每当我遇到困难时都能得到他们真诚的帮助。同时，论文的顺利成文也得到了实验室各位师弟师妹们的帮忙，我也向他们表示的感谢。

借此机会，向所有关心和帮助过我的领导、老师、同学和朋友表示由衷的谢意！衷心感谢在百忙之中评阅论文和参加答辩的各位专家、教授。

最后，我的感谢含辛茹苦养育我二十多年的农民父母，是他们的辛勤的劳作才给了我读研的机会。

## 参考文献

- [1] 刘鸣.智能天线技术和应用.北京:中国科学技术大学出版社,2007.
- [2] 殷勤业, 张建国.智能天线技术与第三代移动通信系统. 北京: 中国科学技术大学出版社, 2004.
- [3] 赵瑞锋, 谈振辉, 蒋海林.无线系统中的智能天线[J].电子学报, No.12, Dec.2001.
- [4] 邵世祥, 杨福慧, 吴志忠.多波束智能天线GSM系统融合技术研究.南京邮电学院学报.第22卷第2期.
- [5] 杨小牛, 楼才义.软件无线电原理与应用.北京:电子工业出版社.2003.
- [6] 殷勤业, 姚立敏.智能天线系统中上行多用户相干信号的分离与DOA估计方法研究[J],通信学报.
- [7] 祁玉生, 邵世样.现代移动通信系统〔M〕.北京:人民邮电出版社, 1999.
- [8] 孙屹 systemview通信仿真开发手册.[M].国防工业出版社, 2004.
- [9] 吴伟陵.移动通信中的关键技术.北京:北京邮电大学出版社, 2000.
- [10] Bellofiore S.Balansis C A .Foutzj .Spanias A.S. Smart-antenna Systems for mobile communication networks .Part 1.Overview and antenna design [J] .3 JUN 2002.
- [11]张祖凡, 杜惠平 .移动通信系统中小区技术的发展[J].数字通信, 2000.
- [12]Howard H.Xia.A simplified analytical model for predicting path loss in urban and suburban environments.IEEE Trans.on V.T. . vol.46.Nov 1997.
- [13]Howard H.Xia, Henry L.Bertoni.Microcellular propagation Cha-racteristics for personal communications in urban and urban environments.IEEE Trans.on V.T.vol.43.Aug 1994.
- [14]Shiun Chi Jan, Shyh Kang Jeng.A novel propagation modeling for microcellular Communications in urban environments.IEEE Trans.on V.T.vol.46.Nov 1997.
- [15]A.J.Rustako, N.Amitay.Radio propagation at microwave frequencies for line

- of sight microcellular mobile and personal communications.IEEE Trans.on V.T.vol.40.Feb 1991.
- [16]U.Desch,R.J.Ruegg.Simulations of the time and frequency selective outdoor mobile radio channel.IEEE Trans.on V.T.Vol.42.344.Aug 1993.pp.338.
- [17]W.R.Braun,U.Desch.A physical mobile radio channel model.IEEE Trans.on V.T.vol.40.May 1997.Pp.472-482.
- [18]H.Suzuki.A statistical model for urban radio propagation.IEEE Trans Commun.vol.COM.25. July 1997.pp.673-680.
- [19]Mathias Patzold,Ulrich Killat.A deterministic digital simulation model for Suzuki processes with application to a shadowed Rayleigh land mobile radio channel.IEEE Trans.on V.T.vol.45.May 1996.pp.318-330.
- [20]李元青,叶家孺,阴玉林.陆地移动通信多径传播的实时模拟技术研究.电波科学学报.Vol.11.No.1.1996年3月.
- [21]叶家孺,胡思益.移动无线信道实时瑞利衰落模拟器.通信学报, vo1.12. No.1.Jan1991.pp.37-42.
- [22]Gan Zhongmin,Liu Qianlin,Qu Dexin.Multipath.Fading Channel Simulation for Mobile Satellite Communication System.Journal of China Institute of Communications.Vol.16.No.4.July 1995.pp.49-55.
- [23]杨大成等.移动传播环境.机械工业出版社.2003.
- [24]William C.Y.Lee著.宋维模,姜焕成等译.移动通信工程.人民邮电出版社.2002.
- [25]Andreas F.Molish著.许希斌,赵明,粟欣等译.宽带无线数字通信.电子工业出版社.
- [26]罗鹏飞,张文明,刘福生.随机信号分析.国防科技大学出版社.2003.
- [27]代光发,陈少平.快变衰落信道的Matlab仿真及其应用.系统仿真学报.Vol.17.No.1.Jan 2005.pp.214-216.
- [28]William H.Tranter,K.Sam Shanmugan/Theodore S.Rappaport,Kurt L.Kosbar著.肖明波,杨光松,许芳,席斌等译.通信系统仿真原理与无线应用.机械工业出版社.2005.
- [29]R.F.W.Coates G.J.Janacek,K.W.Lever.Monte Carlo Simulation and Random Number generation.IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1998.pp.58-66.

- [30]朱宏波, 高攸刚.城市微区多径色散传播信道的数学模型分析.微波学报.vol.14.No.1.Mar1998.pp.67-82.
- [31]朱宏波, 高攸刚.微蜂窝多径散射环境中的电波传播特性分析.电波科学学报.vol.12.No.3.Sep 1997.pp.322-333.
- [32]S.A.Fechtel.A novel approach to modeling and efficient simulation of frequency selective fading radio channels.IEEE Common.vol.11 A pr.1993.pp.422-431.
- [33]M.Patzold.U.Killat,F.Laue.A deterministic digital simulation land mobile radio channel.IEEE Trans.Veh.Technol.vol.45.May 1996.pp.318-331.
- [34]P.M.Crespo,Jimenez.Computer simulation of radio channels using a harmonic decomposition technique.IEEE Trans.Veh.Technol.vol.44. Aug.1995.pp.414-419.
- [35]M.G.Shayesteh,A.Aghamohammadi.On the error probability of linearly modulated signals on frequency flat Rician.Rayleigh.and AWGNchannels. IEEETrans.Commun.Vol.43.Feb./Mar./Apr.1995.
- [36]M.Patzold.U.Killat.F.Lane,Y.Li.Modeling analysis and simulation of non-frequency-selective mobile radio channels with asymme-trical Doppler power spectral density shapes.IEEE Trans.Veh.Technol.Vol.46.May 1997.pp.494-536.
- [37]陈萍, 韩玉芬, 谢文苗.现代通信实验系统的计算机仿真.国防工业出版社.2003.
- [38]邓华.MATLAB通信仿真及应用实例详解.人民邮电出版社.2003.
- [39]Tjeng Thiang Tjhung.Outage probability for lognormal shadowed Rician channels.IEEE Trans.on VT.vol.46.1997.pp.400-407.
- [40]Keller T.Piazzo L.Mandarin P.etc.Orthogonal frequency division multiplex synchronizationtechniques for frequency selective fading channels, IEEE JSAC.2001.pp.999-1008.
- [41]韦乐平.通信工程丛书.接入网.北京.人民邮电出版社, 1997 .
- [42]J.I.Smith.A computer generated multipath fading simulation for mobile radio.IEEE Technol.vol.VT-24..August 1975.pp.39-40.
- [43]P.Hoher.A statistical discretetime model for the WSSUS multipath channel.IE Veh.Technol.vol.VT-41.Nov.1992.pp.461-468.

- [44]曹志刚.现代通信原理.清华大学出版社.1991年.
- [45]Berezdivin R.Breinig R.Topp R.Next-generation wirelessCommunication technologies.Communications Magazine.IEEE.March.2002.pp.108-116.
- [46]余成波.无线点对多点的远程在线数据采集系统的研制.计算机应用.Dec.2002.
- [47]吴伟陵.移动通信中的关键技术.北京邮电大学出版社.Nov.11.2002.
- [48]P.M.Crespo and J.Jimenez.Computer Simulation of Radio Channels Using a Decomposition Technique.IEEE Trans.Vol.44.No.3.August 1995.pp.414-419.
- [49]J.C.Liberti.T.S.Rappaport.A geometrically based model for Line-of-Sight muchannels.IEEE Veh.Tec.Con.1996.pp.844-848.
- [50]李树鲁.时分多址（TDMA）在点对多点无线通信系统中的应用.中国优秀博硕文全文数据库.2005.pp34-46.
- [51]师骋.VHF/UHF 多径移动信道模型研究.中国优秀博硕士学位论文库.2002.pp23-26.
- [52]卢尔瑞,孙儒石,丁怀元.移动通信工程.人民邮电出版社.1988.

## 附录

### 攻读硕士学位期间所完成的学术论文

1. 孔平, 潘荣国, 牛宗超.基于 SystemView 的直接扩频通信系统仿真研究.2009 年 10 月.现代经济信息.ISSN1001-828X Dec 2009,pp.278-279.

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…

---



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频培训课程和 1 本图书教材，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件设计进行天线设计…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

---

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>

## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>