

论文题目：基于智能天线技术 Wi-Fi 数模混合接收机设计

专业：通信与信息系统

硕士生：周菊瑄

指导老师：周渊平教授

摘 要

智能天线作为第三代移动通信中的关键技术，目前正得到迅速的发展，已经是当前通信技术中的研究热点。智能天线技术由于抑制干扰能力强、支持高速率和高频谱效率，以及有效提高系统容量等优点已受到越来越多的关注。本文主要是对基于智能天线技术 Wi-Fi 数模混合接收机进行了系统设计分析。创新提出了数模混合的电路设计，通过利用模拟乘法器来取代低成本的高速 ADC，降低了产品的成本。论文完成的产品具有实时性、高带宽、低成本和低复杂度的特点。

论文共分四章，第一章介绍了论文的研究背景和意义、多天线技术的研究现状、几种接收机的拓扑结构以及本论文的主要内容。第二章对智能天线技术的基本概念、基本原理和国内外研究现状等进行了综合论述。第三章是在分析应用智能天线的空间处理接收机的基础上给出了 Wi-Fi 数模混合接收机的系统设计。第四章对 Wi-Fi 数模混合接收机的电路进行详细分析。

关键词：智能天线，Wi-Fi，数模混合接收机

Design of Wi-Fi Digital & Analogy Composite Receiver with Smart Antennas

Major: Communication and Information Systems

Name: Zhou Juxuan

Supervisor: Prof. Zhou Yuanping

Abstract

Smart antennas are one of the key technologies in 3G mobile communications, its development is very fast and has been one of hot research areas. Smart Antennas have received much attention in recent years due to its high data rate, high spectrum efficiency, strong ability of interference suppression, increased system capacity and so on. In this paper, we focus on the the design and realization of the Wi-Fi digital and analogy composite receiver with smart antennas. An innovative analog & digital composite circuit is design. The analog multiplicative device is used to replace the high speed ADC, resulting in reduced cost. The advantages of it include real time processing, wider bandwidth, lower costs and reduced complexity.

This paper is divided into four chapters. Chapter 1 introduces the research background and the main works of this paper, the literature for multiple-antenna techniques in mobile communications is also reviewed. The architecture of the receiver is also described in this chapter. In Chapter 2, the basic concepts and working principles of the smart antennas are presented, along with its current development status. The Chapter 3 discusses the design of the Wi-Fi digital and analogy composite receiver base on smart antennas system architecture. In Chapter 4, the circuit design of Wi-Fi digital and analogy composite receiver is described in details.

Key Words: smart antenna, Wi-Fi, analogy and digital composite receiver

原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品成果。对本文的研究作出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

学位论文作者签名：周莹莹

日期：2017年11月6日

学位论文使用授权声明

本人完全了解中山大学有关保留、使用学位论文的规定，即：学校有权保留学位论文并向国家主管部门或其指定机构送交论文的电子版和纸质版，有权将学位论文用于非赢利目的的少量复制并允许论文进入学校图书馆、院系资料室被查阅，有权将学位论文的内容编入有关数据库进行检索，可以采用复印、缩印或其他方法保存学位论文。保密的学位论文在解密后使用本规定。

学位论文作者签名：周荣增

导师签名：

日期：2011年 11月 6日

日期： 年 月 日

第一章 绪论

1.1 研究意义和背景

移动通信业务量的增长和有限的频谱资源的矛盾日益突出,同时,用户对移动通信的服务质量及内容也有了越来越高的要求,以 GSM, IS95, IS136 为代表的第二代(2G)移动通信系统已不能满足需要。特别是第三代无线移动通信及个人移动通信网等新技术的出现与发展,一方面要求大幅度提高通信容量以满足日益增长的用户需求;另一方面又使得无线通信环境非常复杂,导致同频干扰和多径衰落等现象十分严重,直接制约了通信系统的容量和质量进一步提高。用户的激增愈发使无线电频谱成为一种宝贵的资源。因此,在保证一定信号和干扰噪声比的前提下,设法显著提高频谱效率才能有效地解决上述问题。

为了解决这些矛盾,九十年代初,人们提出了一种新的基于空分多址的通信技术—智能天线系统(Smart Antenna System, 简称 SAS)。其基本思想是,通过在天线中引入自适应阵列信号处理,使得天线阵列产生沿某一特定方向的波束,在干扰信号方向上产生零陷,有效地解决了传统单天线的波束方向图难以控制的难题。智能天线利用波束形成技术对有用信号进行自适应接收,实现在同一信道(频段/时隙)发送和接收各空间位置不同的用户信号而不相互干扰。

基于智能天线技术无线局域网接入接收机具有很高的研究价值,同时目前市场上相似类型的产品设计的对象在于个人用户以及小企业使用,设计使用的天线在 2 根或以下,并没有使用自适应的智能天线技术。同时满足多用户高速的 AP 价格较高。一般无线 AP 用户容量都在 32 个以下。本文主要是围绕完成一个符合 802.11b 标准具有智能天线功能的接收机进行论述,该接收机的特点是结合智能天线技术以及运用数模混合技术使产品在覆盖范围、复杂性和价格上与同性能的接收机上具有更强的市场竞争力。

1.1.1 无线通信的发展

无线网络最明显的优点就是它提供了移动的自由。家庭成员可以使用膝上型计算机或手提设备在院子或房间里进行 web 上冲浪。在会议期间,小组成员可以在会

议室查阅台式计算机上的文件。外出旅行的员工可以很容易地连接到办公室网络，而不必寻找一个可用的以太网端口乃至一张办公桌。在办公室之间走动或将其他工作设备作为工作一部分的人可以随身携带一台膝上型计算机或手提设备，以持续访问电子邮件和数据库。你可以将无线计算机带到任何有线计算机无法到达的地方。你可以很容易地移动膝上型计算机，同时无线网络还允许你将台式电脑放在任何无法布线或不想布线的位置。并且随意移动计算机而不必考虑在哪里可以进行网络连接。早期的家庭和企业办公室对有线网络通常很头痛，因为它们都缺少可用的天花板或墙面。占据几幢建筑或具有室外空间的公司进行无线联网最容易，因为这样就不需要很长的电缆。最后，无线网络允许那些随身携带膝上型计算机和需要临时访问网络或 internet 的住家客人及用户非常容易地访问网络。后期增加的用户在预设容量允许范围内不需要增加硬件设备，而有线网络的用户每增加 30 户需增加 4 个 8 口的 HUB。后期共享 internet 资源方面远胜于有线网络。

再看 Wi-Fi 的优势，Wi-Fi (Wireless Fidelity, 无线相容性认证) 的正式名称是“IEEE802.11b”，属于在办公室和家庭中使用的短距离无线技术。它在电波的覆盖范围方面比蓝牙略胜一筹。Wi-Fi 的覆盖范围则可达 300 英尺左右（约合 90 米），办公室自不用说，就是在小一点的整栋大楼中也可使用。因此，Wi-Fi 一直是企业实现自己无线局域网所青睐的技术。还有一个原因，就是与代价昂贵的 3G 企业网络相比，Wi-Fi 似乎更胜一筹。关于 Wi-Fi 的热点都诞生在 2002 年，在美国，Wi-Fi 就像早期的因特网一样，呈现出星火燎原之势。在今后的几年它注定要在世界范围内有着美好的前景。

近 20 年来全球通信事业迅猛发展，通信业务需求量也越来越大，移动通信用户数量迅速增加，根据信息产业部截至 2007 年 8 月的统计信息[1]，国内手机用户数为 5.16 亿，比 2006 年年末增长了 5458.7 万；互联网宽带接入用户数为：6191.3 万，比上年增长 1001.5 万用户。电信市场研究公司“移动世界”提索表示，全世界的手机用户数量达到十亿人用了二十年时间，从十亿到二十亿只用了四十个月的时间。今年七月份，手机用户数量将突破三十亿，第三个十亿只用两年时间。同时随着 Internet 网络的普及，利用 Internet 这种廉价的传输介质来传输语音也引起人们的极大关注。VoIP (Voice over Internet Protocol) 又称作 IP 电话，应运而生。它是把语音进行压缩编码，打包分组，利用 Internet 进行传输，然后到达目的端进行解码最后转换为语音从而实现通话过程。因为 Internet 传输费用低廉，因而有着巨大的发展潜力。近年来，无线网络迅速发展，在众多无线标准中，无线局域网因为其较低的构建和运营成本、较高的传输速率、较远的传输距离等优点获得了人们的青睐。而伴随着无线局域网的迅速发展，无

线 VoIP 的应用也日益广泛,而如何在无线局域网中应用 VoIP 业务则备受关注。当前人们已经可以通过手提电脑, PDA 等终端接入 Internet, 实现数据传输。

1.1.2 无线局域网标准简介

近年来,无线局域网(WLAN, Wireless Local Area Network)为网络接入提供了简单灵活的方式。IEEE 802.11 是全球广泛使用的 WLAN 标准之一。为了适应市场的需要, IEEE 802.11 工作组相继颁布了 IEEE 802.11 b(1999 年), IEEE 802.11 a(1999 年)以及 IEEE 802.11 g (2003 年)。目前,中国市场上的 WLAN 产品基本采用了 ETSI 版本的 IEEE 802.11 系列标准。本文所研究的 WLAN 相关内容均系基于 IEEE 802.11 系列标准。

I. IEEE 802.11 b

IEEE 802.11 b 标准工作在 2.4GHz ISM (Industry Science Medical)频段在不使用特殊天线的情况下,其传输距离约为 150-2000 英尺。美国联邦通信委员会(FCC, Federal Communications Commission)和 ETSI 规定 IEEE802.11 b 在美国和欧洲(特殊情况除外)使用的工作频率范围都为 2400-2483.5MHz,其中 FCC 使用了频段内的 11 个信道,而 ETSI 使用了频段内的 13 个信道。为了减少信道间干扰, FCC 通常使用中心频率为 2412MHz, 2437MHz 和 2462MHz 三个非交迭信道,零值到零值信道带宽(null-to-null bandwidth)为 22MHz。而 ETSI 使用的非交迭信道中心频率分别为 2412 MHz, 2442MHz 和 2472MHz,零值到零值信道带宽为 22MHz。此外, IEEE 802.11 b 在日本的工作频率范围为 2400-2497MHz,并使用了频段内所有的 14 个信道[2]。

IEEE 802.11 b 支持的数据传输速率有: 1, 2, 5.5 和 11Mbps。对于这四种数据传输速率的调制方式,文献[3]规定:基本数据访问速率为 1 Mbps,采用 DBPSK 调制方式;增强型数据访问速率为 2 Mbps,采用 DQPSK 调制方式;更高的数据访问速率,如 5.5 Mbps 和 11Mbps,都采用 CCK 调制方式。

II. IEEE 802.11 a

IEEE 802.11 a 标准工作在 5-GHz U-NII(Unlicensed National Information Infrastructure)频段。FCC 为 802.11 a 提供了三个部分,即可用于户内和户外的 UNII-1 频段(5.15 GHz-5.25 GHz), UNII-2 频段(5.25 GHz-5.35 GHz),以及仅用于户外的 UNII-3 频段(5.725 GHz-5.825 GHz)。每个 U-NII 频段提供四个非交迭信道,信道带宽 16.6 MHz,信道间隔 20 MHz

IEEE 802.11 a 采用正交频分多路复用技术(OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing)。每个信道由 52 个子载波组成,其中 48 个为数据子载波,4 个为导频子载波。子载波中心频率间隔为 312.5 kHz,OFDM 系统支持的数据传输速率有:6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 和 54 Mbps,其中 6, 9 Mbps 采用 BPSK 调制方式;12, 18 Mbps 采用 QPSK 调制方式;24, 36 Mbps 采用 16-QAM 调制方式;48, 54 Mbps 采用 64-QAM 调制方式。

III. IEEE 802.11 g

为了提高 2.4-GHz ISM 频段的数据传输速率,IEEE 802.11 g 工作组于 2001 年 3 月发布了 IEEE 802.11 g 高速无线局域网协议。事实上,IEEE 802.11 g 就是工作在 2.4-GHz ISM 频段上的 IEEE 802.11 a 标准。与 IEEE 802.11 b (11 Mbps)相比,IEEE 802.11 a OFDM 系统具有更高的最大数据传输速率(54 Mbps)。然而,由于 IEEE 802.11 a 的工作频段(5-GHz)比 IEEE 802.11 b (2.4-GHz)的高,因此,IEEE 802.11 a 具有更大的自由空间传输损耗。这就意味着,在相同的发射功率下,IEEE 802.11 a 的传输速率比 IEEE 802.11 b 低。为了获得更大的数据传输速率以及更远的传输距离,IEEE 802.11 g 的工作频段被安排在了 2.4-GHz ISM 频段上。IEEE 802.11 g 标准兼容了 IEEE 802.11 b 标准(即工作频段相同),同时具有 IEEE 802.11 a 标准的最大数据传输速率 54 Mbps 并采用 OFDM 复用技术。

论文研究的基于智能天线技术 Wi-Fi 数模混合接收机是基于 802.11 b 标准的设备,但系统的设计方法和电路的设计结构也可用于基于 802.11g 标准的设备。

IEEE 802.11 能够无缝地适应其他 802.x 标准的有线 LAN[2]。图 1-1 所示的是最常见的方案[2]:IEEE 802.11 无线 LAN 利用网桥实现与 IEEE 802.3 交换以太网相连。

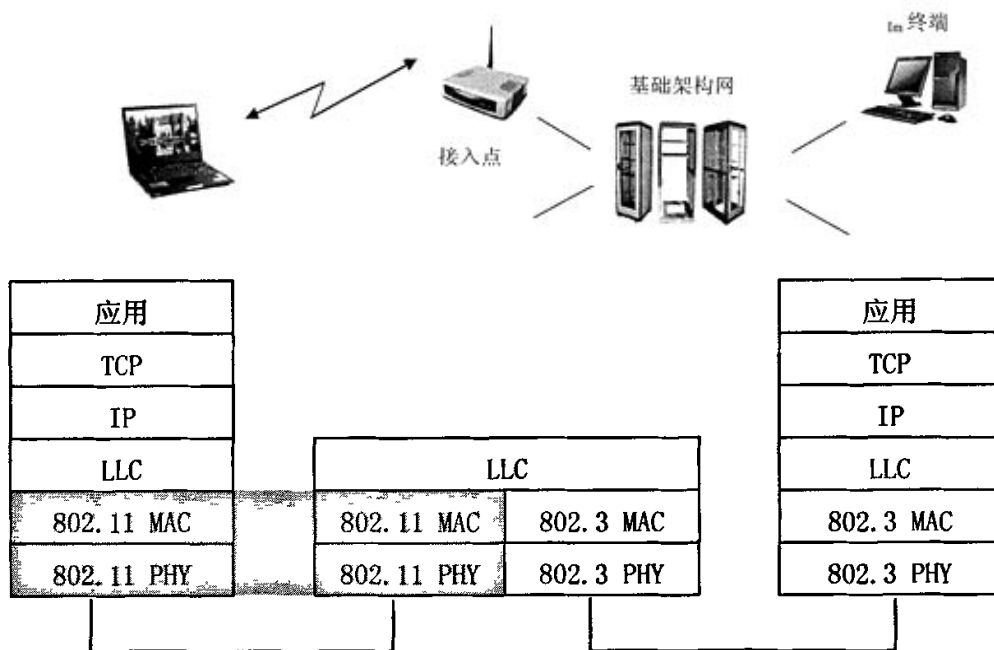


图 1-1 IEEE 802.11 协议结构体系与桥接

1.2 多天线技术的研究现状

天线是一种用来发射或接收电磁波的器件，它是任何无线电系统都不可缺少的基本组成部分。发射天线将传输线中的导行电磁波转换为“自由空间”波，接收天线则与此相反。因此可以说，正是由于使用了天线，才使得信息可以在不同地点之间通过电磁波进行传输，实现真正的无线通信，而无需任何连接设备。因此可以说，没有天线就无法实现无线通信，天线在无线电通信中的重要性显而易见。多天线技术在移动通信中的应用研究取得了丰硕的成果，其应用主要包括分集技术和智能天线技术[8]。

1.2.1 分集技术

分集技术是无线通信系统中为对抗各种衰落、提高传输性能的一项基本技术。由于存在多径效应与时变性，无线衰落信道中的信号可能会受到严重的衰减。这种衰减使得接收端不可能正确地判断发送信号，除非有其他的衰减程度比较小的信号副本提供给接

收机,这种方法就被称为分集。其基本原理是:将接收到的多个不相关的信号(时间、频率或空间)的能量(其强度也具有可比性)按一定规则合并起来,使得组合后得到的有用信号能量最大化。对数字系统而言,接收端的误码率最小;对模拟系统而言,提高接收端的信噪比。

分集天线有空间分集、方向图分集、极化分集和角度分集等。空间分集是利用多副接收天线来实现的。在发射端采用一副天线发射,而在接收端采用多副天线接收。接收端天线之间的距离 $d \geq \lambda / 2$ (λ 为工作波长) [4],以保证接收天线输出信号的衰落特性是相互独立的,也就是说,当某一副接收天线的输出信号很低时,其他接收天线的输出则不一定在这同一时刻也出现幅度低的现象,经相应的合并电路从中选出信号幅度较大、信噪比最佳的一路或将多路接收信号进行某种组合,得到一个总的接收天线输出信号。这样就降低了信道衰落的影响,改善了传输的可靠性。

空间分集接收的优点是分集增益高,缺点是还需要另外一根单独的接收天线。为了克服这个缺点,可采用极化分集。在移动通信中,两个在同一地点、极化方向相互正交的天线发出的信号呈现出互不相关衰落特性。利用这一特点,在发射端同一地点装上垂直极化和水平极化两副发射天线,在接收端同一地点装上垂直极化和水平极化两副接收天线,就可以得到两路衰减特性互不相关的极化分量 E_v 和 E_h 。将垂直极化和水平极化两副接收天线集成到一个物理体中,称为定向双极化天线。它通过极化分集接收来达到分集接收的效果,所以极化分集实际上是空间分集的特殊情况。[5][6]

除了空间分集,大多数现有蜂窝和 PCS 系统还划分了扇区,即每个小区划分为几个扇形区域。一般小区分成 120° 宽的 3 个扇区,或 60° 宽的 6 个扇区。在给定小区尺寸下,分扇区可使频谱资源得到更频繁的复用,因此每个小区可以支持更高的业务密度。在 PDMA 和 TDMA 系统中,由于每个扇区的信道数较少,分扇区会导致中继效率的损失,但由于频率复用的提高,系统总容量还是得到了提高[6]。CDMA 系统中,分扇区不会导致中继效率的损失,但它却需要基站额外增加设备。与使用全向天线覆盖相比,分扇区可以使单个基站处理更多的业务。而且小区划分为扇区后,基站可以使用比全向天线增益更高的定向天线。这样增加了覆盖距离,从而扩大了小区尺寸。

分集天线把多径信号分离出来,让分离出来的信号互不相关,然后利用合并技术将互不相关的信号合并起来,使合并器输出的信噪比最大。常用的合并方法有选择性合并、切换合并、最大比合并和等增益合并等。[7]

1.2.2 智能天线技术

前面讨论的分集技术虽说也使用了多副天线,但它不同于移动通信中传统的智能天线。智能天线的概念源于军事上雷达和声纳系统中所采用的自适应阵列天线。其基本思想是:利用信号传输的空间特性自适应地控制波束成形,调整其方向团,跟踪强信号,减少或抵消干扰信号,提高信噪比,从而达到降低信号发送功率、提高系统容量的目的。在智能天线系统中,由于体积和成本的考虑,通常是只在基站端安置多个天线阵列元素。这种多天线系统的智能功能源于对各个天线信号进行的加权选择算法。智能天线的另一个好处是实现了空间分集。在多径衰落环境下,用独立的多个天线元素时,信号同时受到衰落的概率很小,这就达到了分集的效果。无线信道中的多径能导致接收信号的衰落,特别是在信号带宽小于信道相干带宽时。传统上,基站接收机利用空间分集来解决这个问题。空间选择性分集是减小窄带衰落的经济有效的手段。

智能天线主要分为两大类:自适应天线阵列(Adaptive Antenna arrays)和切换波束天线(Switched Beam Antennas, 又称多波束天线)[15]。大量的文献已对智能天线的理论和算法进行了研究,并在实验平台上对算法的性能进行了测试。其中1995年欧洲通信委员会由德国、英国、丹麦和西班牙合作在DECT基础上构造了智能天线实验平台,系统评估了估计信号到达方向(DOA)的MUSIC算法,该平台采用的自适应波束成形算法有:NLMS(Normalized Least Mean Square)和RLS(Recursive Least Squares)算法,现场测试表明:圆环和平面天线适于室内通信环境使用,而市区则采用简单的线列阵较适合[9];J.F.Diouris和B.Feuverie等在法国进行了一项智能天线实验,天线阵由一环形5阵元阵列构成,工作于L波段,它从解调器中产生参考信号,并用矩阵求逆法进行阵元权值更新,试验结果表明:在传输速率达200kb/s的多径环境下,算法仍能较好地更新权值,若要进一步提高接收性能,必须增加阵元数目[10];日本ATR光电通信研究所研究了基于波束空间处理方式的多波束智能天线,并提出了软件天线概念,即利用软件方法使用户在不同的环境中工作于不同的算法,比如当噪声为主要因素时,则使用多波束最大比合并算法,而当同信道干扰是主要因素时,则使用多波束恒模算法[10];ArrayComm公司和邮电电信科学技术研究所信威公司研制出了用于无线本地环路(WLL)的简化智能天线系统;德州大学奥斯汀分校的空分多址(SDMA)小组建立了一个智能天线测试环境,对SDMA的实现方法和无线信道特性进行了深入研究;斯坦福大学信息系统实验室建立了用于验证TDMA系统空时一维处理算法的实验系统[10]。

1.3 接收机拓扑结构的比较

近年来通信领域出现了多种接收机拓扑结构。其中主要的有三种可考虑的基本接收机结构[16]：传统的超外差结构(Superheterodyne Receiver Architecture)，低中频结构(Low-IF receiver Architecture)和零中频接收器(Zero-IF receiver Architecture)，每种都有其优点和缺点。

1.3.1 超外差接收机

超外差体系结构由 Armstrong 于 1917 年提出，自问世以来已被广泛采用。其结构框图如图 1-2 所示。天线接收到微弱的射频(RF)信号后，进入射频滤波器。射频滤波器衰减了带外信号和镜像干扰。通过低噪声放大器(LNA)进行放大，LNA 的噪声系数对整机的贡献最大，同时它提供的增益可减小后级引入的噪声系数。图中的本振(LO)使用可变本振，全部频谱就被下变频到一个固定的中频。通过在下变频模块之前使用一个外部镜像干扰抑制滤波器，镜像干扰可以被大大削弱到一个可接受的水平。在下变频之后使用中频滤波器可以滤除带外的杂波及噪声，对于后面的各个功能模块就降低了它们的动态范围要求。第二次变频通常使用正交的变频器，使同相和正交(I&Q)信号的数字处理变得容易。

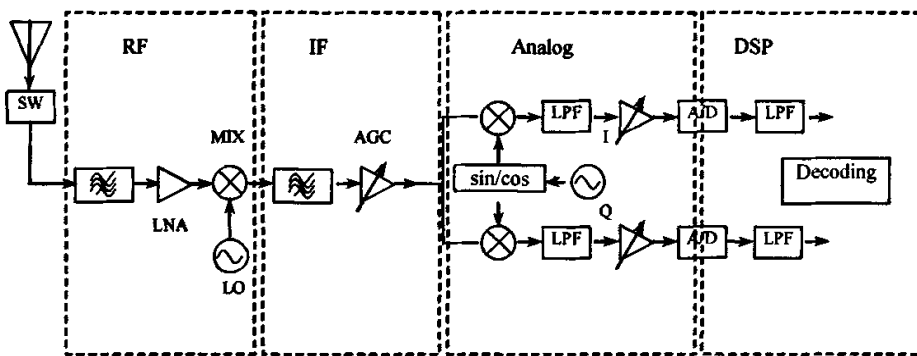


图 1-2 超外差接收机结构框图

超外差体系结构的最大优点是具有极佳的选择性，即在强干扰信号下小信号的处理和选择能力强，而且由于有多个变频级，DC 补偿和本振(LO)泄漏问题基本不存在。但

超外差结构存在严重的镜像(Image Frequency)干扰问题, 因为本振和射频信号混频后, 即 $\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$, 都产生中频信号 ω_{IF} , 如图 1-3 所示。通常它是以较大的硬件成本来获得较好的性能, 实现镜像干扰抑制, 这需要高 Q 值的带通滤波器, 这些滤波器大都采用晶体滤波器、陶瓷滤波器和声表面波滤波器, 其价格昂贵, 尺寸较大。

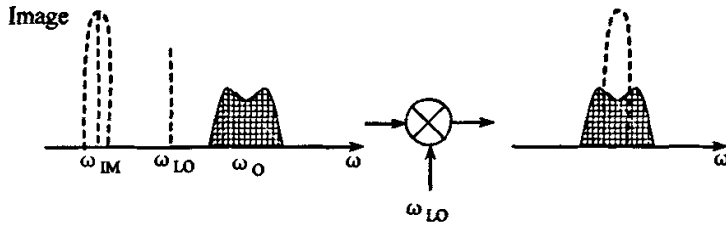


图 1-3 镜频干扰问题

超外差体系结构被认为是比较稳定、可靠的接收机拓扑结构, 因为通过适当地选择中频和滤波器可以获得极佳的选择性和灵敏度。

1.2.2 零中频接收机

零中频接收机 (Zero-IF Receivers) 也称为零差接收机 (Homodyne Receivers) 或直接转换接收机 (Direct-Conversion Receivers), 该体系的接收机本振与接收到的有用射频信号的频率相同, 混频后接收机的中频 IF 为零, 即直接把射频频谱下变频到基带信号, 如图 1-4 所示。图中正交下变频器产生 I 和 Q 信号以便进行下一步的信号处理。和超外差接收机拓扑结构相比, 零中频接收机由于中频信号 $\omega_{IF}=0$, 从而消除了镜像干扰问题; 减低信号幅度和相位失真, 在多天线条件下对各路信号相位有严格要求时零中频接收机尤其适合, 同时该体系只使用一个本振进行下变频信号, 减少了混频处理。因此, 在节约成本、减小面积以及功耗方面, 零中频接收机体系结构是极佳的, 对于射频部分要求集成度高的接收机来说很具吸引力 [17]。

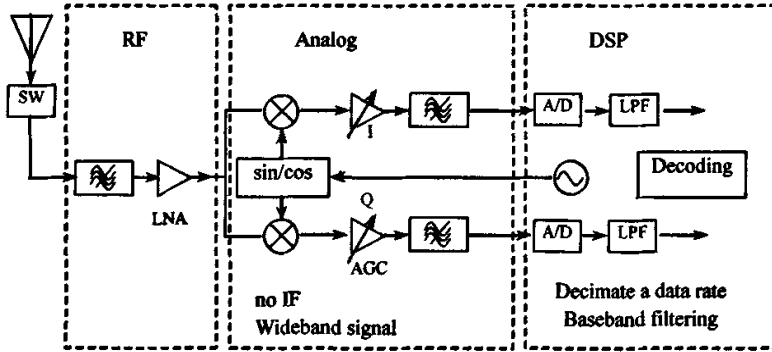


图 1-4 零中频接收机结构框图

然而，零中频结构同时也有许多超外差结构所不存在的应用难题。首先是直流偏置 (DC Offsets) 和本振泄漏问题；如图 1-5 所示，由于本振端口和 LNA 及混频器输入端口的隔离度有限，必然会有部分本振信号泄漏到图 1-5 中 A, B 两点，泄漏信号通过混频器与本振“自混频”就会在 C 点产生 DC 分量，这一 DC 分量会使后续放大器进入饱和状态，从而影响整个电路的性能。另外，本振和射频信号频率相同，本振泄漏经由天线辐射出去还会对其他接收设备产生干扰。加以繁琐的校正电路，该体系结构已经成功地应用于需要很少直流能量的调制方案中，例如过调制的频移键控 (FSK) 系统。不过，对于复杂的通信系统，如果使用分立元件设计系统，由于其噪声、选择性和功耗指标难以保证，在目前这种方案在 GSM 和 CDMA 系统中较少采用 [16]。

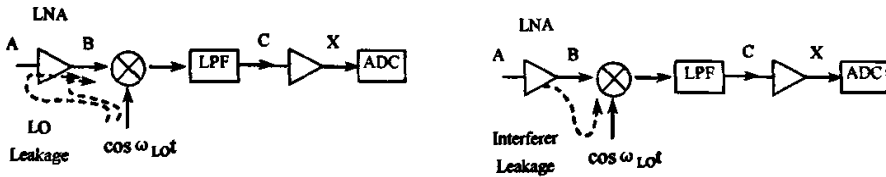


图 1-5 自混频引起的静态工作点漂移

1.2.3 低中频接收机

图 1-6 给出了低中频体系结构框图。在该体系结构中，射频信号首先被多相滤波

器放大并滤波，在滤波器输出端产生综合信号。该滤波器对于正频率呈现全通特性，对于负频率呈现带阻特性。从滤波器出来的信号进入下变频器变频到正交低频（典型是 1/2 信道带宽的数量级）。该正交下变频处理使用综合混频器，该综合混频器只混合正射频频率和一个负本振频率，因此实现了主动的镜像干扰抑制。这里的中频处于较低频率，因此需要低 Q 值信道选择滤波器。低中频体系结构适于集成，而且对信号处理的要求相对较低，因为在混频器之后使用低 Q 带通滤波器就实现了镜像干扰抑制和信道选择。比较零中频体系结构，低中频体系结构对于寄生的直流补偿和本振泄漏是不敏感的。低中频也能灵活地以多种方式处理信号。由于在片上进行 I 和 Q 发生器之间的匹配，该体系结构的一个缺点是它的镜像干扰抑制（约 40dB）功能有限。在信号路径中实现非对称多相滤波器以加强镜像干扰抑制，这会产生插入损耗和引起噪声降低。如果没有适当的预滤波，模数(AD)转换器上的动态范围和分辨率要求会大大增加。此外，当该结构体系用于宽信道时，会导致信号处理的速度加快，电流消耗增加。同时，还需要良好相位噪声的可变高频本振，这也为合成器的设计增加了难度。因此目前的一些通信设备是在 455KHz 中频上实现了数字化，但其结构形式来说与低中频接收机不是一个概念。其整机的框架结构是超外差的体制，而且必须采用三次变频，变到 455KHz 中频上，在此频率上进行信号处理。这带来了信号调制解调的灵活性，但增加了其硬件成本开销。

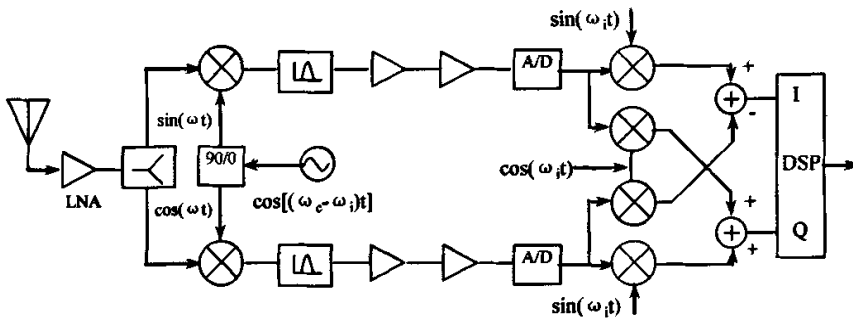


图 1-6 低中频接收机结构框图

超外差拓扑结构存在严重的镜像干扰问题且需要高 Q 值的带通滤波器。零中频和低中频结构克服了镜像干扰问题，但它们也都有其他方面的问题，把它们应用于实际需要很复杂的校正电路。总之，每一种体系结构都要在性能和复杂性上做出折衷。但目前随着通信技术的提高，集成化的进步，美信公司 (MAXIM) 研究开发的 2.4GHz 802.11b 内

置功率放大器和收发切换的发送接收芯片 MAX2822 克服了一些结构上带来的缺点,使得在现代移动通信接收设备中,零中频接收结构得以很好使用。

1.4 本文的主要内容

本文论述的设计是完成一个符合 802.11b 标准具有智能天线功能的接收机,其特点是结合智能天线技术以及运用数模混合技术使产品在覆盖范围、速率和价格上与同性能的接收机上具有更强的市场竞争力。

课题目标是完成后能与发射机一起形成符合市场要求的 WLAN AP,即工作频率在 2.4GHz,传输速率达 11Mbps,在四百米范围内能同时满足 32 个用户使用的 WLAN AP。

基于以上背景知识,以及目前的市场状况,选择此论文题目,在前期调研的基础上,本论文进行以下工作及研究内容

本文研究设计的产品是基于智能天线技术 Wi-Fi 数模混合接收机,其设计的特点有以下几个方面:1、运用了智能天线技术,智能天线的特点是:增加覆盖范围,扩大通信容量,降低干扰。使用阵列天线作为本设计接收机的天线系统,使其具有智能天线的优点;2、在基带部分进行权值调整,降低器件速率达到降低产品成本的目的;3、使用模拟乘法器进行权值调整,降低成本的同时获得模拟器件所具有的实时工作及转换速率高的特点,同时还降低了产品的复杂度。4、创新提出了数模混合的电路设计,通过利用模拟乘法器来取代低成本的高速数字 ADC,降低了产品的成本。

本文主要对天线阵列的选型、射频前端的设计,模拟乘法器的构造及最新权值运算迭加部分的论述,并对部分功能模块进行具体的芯片选择论述、相应的电路设计及其仿真支持。

尽管本文主要是关注于 802.11b (Wi-Fi),但是按系统的设计方法和电路的设计结构,通过一些简单的器件调整后在其他 802.11 标准中是可以采用的。本次设计采用的是零中频接收结构,数模混合的电路设计方法。论文共分四章,第一章介绍了论文的研究背景和意义;论述了多天线技术的研究现状及其发展方向,最后对几种接收机的拓扑结构进行比较分析。第二章对智能天线技术的基本概念、基本原理和国内外研究现状等进行了综合论述。第三章是在分析应用智能天线的空间处理接收机的基础上给出了 Wi-Fi 数模混合接收机的系统设计。第四章对 Wi-Fi 数模混合接收机的电路进行详细分析。

第二章 智能天线技术

在时域、频域、码域资源被充分挖掘之后,在提高无线通信系统容量的迫切需求下,空域资源的开发自然地进入人们的视线,智能天线技术就是在这个背景下应运而生。由于智能天线对于无线通信系统的发展具有革命性的影响,世界各国都对此高度重视,投入大量的人力物力进行研究和开发工作,如美国的 ArrayComm 公司, Sptial Digital System(SDS)公司,德州大学奥斯汀 ADMA 小组,美国 Metawave 公司,加拿大 Mc-Master 大学,欧洲的 NOKIA、西门子、爱立信、日本的三洋、松下、NICT、ATR、横滨国立大学,韩国的 KMW 公司、ETRI,中国的大唐电信、华为、中兴通信、中山大学、清华大学、西安交通大学、上海大学等,并已经有相应的各类产品研发成功并投入使用,如 ArrayComm 公司的自适应智能天线系统用于 PHS 系统。试验表明可以将系统容量提高 4 倍。在研发初期各国政府也给予了充分的支持。如欧洲通信委员会(CEC)在 RACE(Research into Advancced Communication in Europe)计划中实施了第一阶段智能天线技术研究,称之为 TSUNAMI(The Technology in Smart Antennas for Universal Advanced Mobile Infrastructure),由德国、英国、丹麦和西班牙合作完成。

2.1 概述

随着技术的不断发展和研究的逐渐深入,智能天线的内涵也逐渐扩大,从传统的波束切换到多输入多输出(MIMO)并引入空间维(RAKE 或者均衡等)的结构。

2.1.1 智能天线的主要工作方式

从阵列智能化的角度看,目前智能天线的主要工作方式 3 种,如图(2-1)所示。

波束切换是最简单的技术,这种技术直接来自对小区分裂概念的进一步引申,小区内形成多个固定的波束,用户始终工作在信号最优的波束当中。其缺点是若波束过窄,则用户可能在波束中频繁地切换给网络造成额外的负担,若波束较宽,则其性能改善并不明显。

类似波束形成的方法是首先估计最大接收功率的信号来向,然后在该方向上得到最

优权向量。

在自适应阵列这种方法中，阵列对单个用户可以形成多个波束来实现多径的最大比合并，并在干扰方向上形成零陷，从而可以实现 SINR 的最大化。其中自适应阵列的演进就可以分为 3 个阶段：(1) 智能天线仅用于上行链路：在基站使用智能天线，可以提高基站的信号增益、小区覆盖范围，还可以降低干扰等。(2) 智能天线同时用于上下行链路：为进一步减少小区内干扰，已经有文献讨论智能天线的下行发送技术，即空域滤波器同时在上下行链路中进行，系统容量显著提高。(3) 完全意义上的空分多址 (SDMA)：意味着小区内，多个用户可以同时共享相同的物理信道，即通过空间角度上区分用户。若是 TDMA 系统，在相同的时间、相同的小区内，两个用户可以分配同一个时隙、载频。这种方法能最有效地增加小区容量。

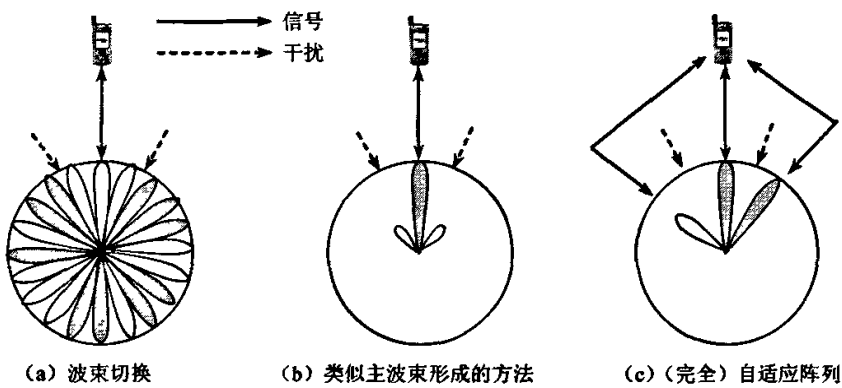


图 2-1 智能天线的 3 种工作方式

2.1.2 智能天线的分类

智能天线是一个比较大的概念，根据要求不同，它的分类也不同，智能天线一般可分为两类：波束切换天线系统 (Switched Beam System) 和自适应天线系统 (Adaptive Array Antennas) [4][18]。

1、波束切换天线系统

波束切换天线系统是利用天线阵列和固定波束形成网络 BFN (Fixed Beaming

Network) 来创建一组固定的波束覆盖整个用户区, 系统将扫描每个波束的输出, 并选择具有最大输出功率的波束。如果有用信号移动到另一个波束, 则天线将自动切换到新的波束; 这样, 任一时间系统只采用单波束模式。

波束切换天线系统框图如图 2-2 所示, 它由波束形成网络、RF 开关以及波束选择逻辑控制和用户接收机组成。波束切换系统由于波束指向固定, 不需要进行复杂计算和加权, 工程实现代价低且系统可靠性好。其缺点: 一是系统对有效的多径分量不能提供特定的保护; 二是系统没有利用相干多径进行分集合并, 造成有用信息的损失; 三是移动用户从波束中心向覆盖范围边缘移动时接收信号强度有波动。

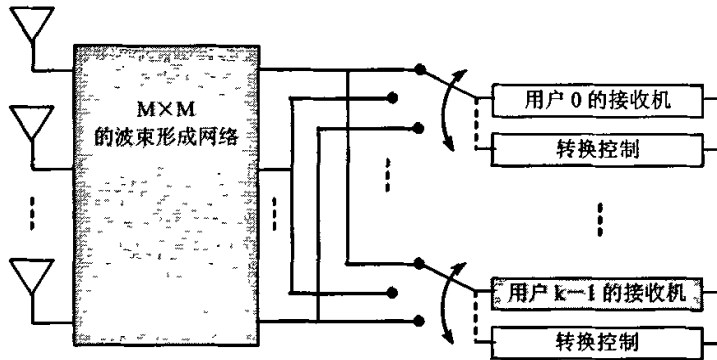


图 2-2 波束切换系统框图

2、自适应天线系统

自适应阵列天线系统结构图如图 2-3 所示, 它由阵元空间分布的天线阵列和波束形成器构成。波束形成器根据接收准则自动地调节天线阵元的幅度和相位加权, 以达到最佳接收效果。从空间响应来看, 自适应天线阵列是一个空间滤波器, 利用基带数字信号处理技术, 产生空间定向波束, 使天线主波束即最大增益点对准用户信号到达方向, 旁瓣或零陷对准干扰信号到达方向, 从而给有用信号带来最大增益, 有效的减少多径效应所带来的影响, 同时达到对干扰信号删除和抑制的目的, 如图 2-1(c) 所示。

在最优波束形成技术中, 权矢量是由最小化某一代价函数确定的。常用的两个准则是最小均方误差(MMSE)和最小二乘(LS)准则, 自适应算法最常用的是最小均方(LMS)算法、递推最小二乘(RLS)算法等。自适应或智能的主要含义即是指权矢量可以自适应地调整。

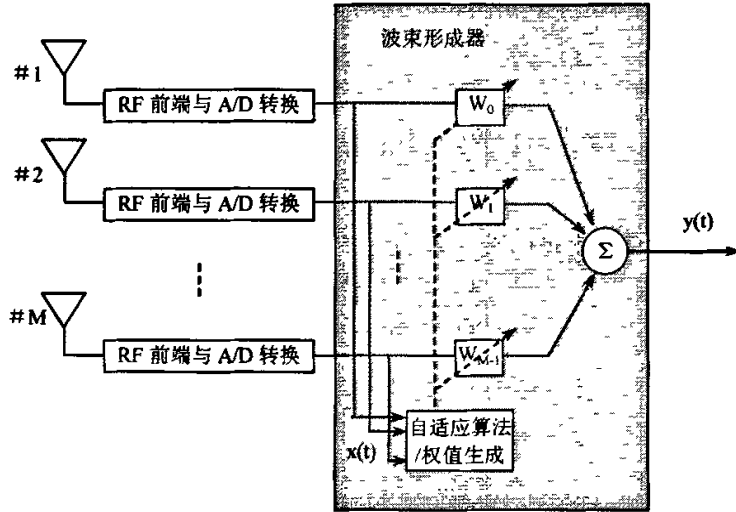


图 2-3 自适应阵列系统框图

2.2 智能天线技术的特点

智能天线技术有很多的优势，这也正是它得以重视及发展的原因，具体来说可以归纳为以下几个方面：[4]

(1) 智能天线通过增加覆盖距离，提高穿透建筑物的能力，达到增加覆盖范围的目的。

在基站和手机用户发射功率不变的情况下，智能天线可以通过增加基站天线的增益而增加覆盖距离。上行时基站接收到的移动功率为：

$$P_r = P_t + G_s + G_b - PL \tag{2-1}$$

其中 P_r 是基站接收到的功率， P_t 是用户的发射功率， G_s 是用户端的天线增益， G_b 是基站的天线增益。上行链路中，如果基站要求的接收功率为 $P_{r,req}$ ，通过提高基站的增益 G_b ，链路可以容许更大的路径损耗 PL 。我们有：

$$PL(d) = \overline{PL}(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma$$

(2-2)

所以,通过增加容许路径损耗,可以增加基站的接收距离 d 。与传统天线相比,智能天线系统能提供更大的增益,因而能提供小区距离扩展能力。为增加下行链路的覆盖距离,我们可以在用户接收端或基站发射端使用智能天线。因为在移动或手提用户终端使用智能天线通常不太现实,我们可以考虑基站在下行采用波束成型,以增加平衡系统的覆盖距离。在固定式无线应用的用户端可以使用智能天线。

(2) 距离扩展可以减少无线系统安装的初期建设费用

在蜂窝无线网络建设初期,系统的设计通常要符合覆盖范围的要求。即使系统中只有少量的用户,也必须配置足够的基站,以覆盖关键地带。随着更多用户的加入到蜂窝系统网络中,减少基站的覆盖范围,增加额外的小区,可以提高系统容量。在后一阶段,用户数增加而带来的收益可以抵消额外安装基站的费用;智能天线可以通过增加初期蜂窝覆盖面积而缓解这个问题。但计算智能天线系统成本收益的时候,必须考虑用智能天线取代传统天线的附加费用。

(3) 智能天线为非理想情况下的系统扰动和灵敏度降低提供有力的保护

智能天线有助于将不同用户的上行信号隔离开,从而降低功率控制的要求或者缓和非理想功率控制的影响。智能天线可以调整方向图,以覆盖用户密度暂时很高的热点地区。

(4) 多径处理可以改善链路质量

无线信道中的多径能导致衰落和时间扩散。智能天线有助于缓和多径的冲击,甚至可以利用多径所固有的分集效应。

(5) 智能天线能提高系统容量

使用智能天线用户和基站能够以较低的功率达到与常规系统同样的容量。使用智能天线可以提高信噪比。利用智能天线使每个链路的用户发射功率降低,则会相应降低多址干扰,从而增加每个小区能同时容纳的用户数。

如果用户信号在基站处是空间可分的,智能天线还可以从空间上分离信号,使不同用户共享统一频谱资源。这种空分多址方式使用智能天线来分离信号,允许多个用户可以在同一小区给定的频/时隙上操作,即多个用户可以同时共享相同的物理信道,通过空间角度上区分用户。同传统天线相比,利用这种方法可以使有限的频谱支持更多的用户,所以 SDMA 能提供高系统容量。

智能天线技术有不少的优势，但也有它的技术难点，要从现实角度来作最优选择。

(1) 传输接收的复杂性高

这是智能天线最大的难点。很显然，智能天线的传送接收要比传统基站接收复杂得多。因为智能天线中自适应矩阵、波束角度估计以及移动信道的跟踪，都需要很高的计算量，这就要求基站具备很强大的数字处理器，才能满足用户的实时需要。因此在硬件条件达不到的情况下，高计算量和系统硬件复杂度高，对干扰的零陷个数有限等就成为智能天线得不到普遍应用的主要原因。

(2) 资源管理难度大

虽说智能天线主要属于无线技术，但它也涉及到一些网络功能，如资源和移动管理。在使用智能天线的系统中，为了波束定向发射的需要，要求对每一个用户的位置，即用户的空间角度进行估计，此时空间角度就成为一种新的资源。分配这种资源时，既要考虑到最大限度的提高系统的容量，又要考虑到用户之间的干扰，这样才能确保系统的性能最佳。可想而知，此时相位角的分配算法要比现在使用的资源分配算法复杂的多、难的多。加上码都相同的情况下，两个不同的空间角度就成为两个物理信道。在物理信道分配中，当发生冲突需要进行信道之间的切换时，使用的切换算法在频分复用系统中就要比只有三种资源情况下的复杂，移动用户其切换管理也要难得多。

2.3 智能天线技术

2.3.1 阵列天线方向图概念

阵列天线的方向图综合是天线设计中的一个重要问题，无论是对于传统的天线，还是新一代移动通信中的智能天线，方向图综合都发挥着重要作用。

为了增强天线的方向性，提高天线的增益系数，或者为了得到所需的辐射特性，可以把若干个相同的天线按照一定规律排列起来，并给予适当激励，这样的天线系统称为天线阵。按阵元的排列方式一般可以分为线阵、平面阵和立体阵。

离散阵列的分析和综合，主要取决于阵元数、阵元在空间的位置、阵元电流幅度分布和阵元电流相位分布[4]。阵列分析是由这4个因素求阵的辐射特性，如方向图、方向性、增益和阻抗等。综合问题就是由其辐射特性设计最佳阵列参数。至于阵列类型的选择主要由极化方向状态、互耦效应和馈电方式等确定，在相控阵天线中，还与扫描范围有关。

在一般的阵列天线理论中，如果阵元间的互耦效应时变动较小的固定因素，则阵列

天线的场方向图函数可用阵因子和阵元方向图函数的乘积表示。以下举一个简单的例子来说明这个问题，如图 2-4 所示的天线阵列。

相位因子分别为（如图 2-4 (a) 所示）：

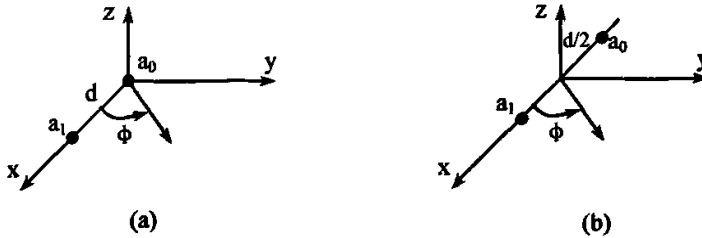


图 2-4 线性阵列天线

$$e^{jk \cdot d_0} = 1 \tag{2-3}$$

$$e^{jk \cdot d_1} = d^{jk \cdot d} = e^{jk d \sin \theta \cos \phi} \tag{2-4}$$

或者（如图 2-4 (b) 所示）

$$e^{jk \cdot d_0} = d^{-jk \cdot d/2} = d^{-jk(d/2) \sin \theta \cos \phi} \tag{2-5}$$

$$e^{jk \cdot d_1} = d^{jk \cdot d/2} = d^{jk(d/2) \sin \theta \cos \phi} \tag{2-6}$$

令 $a = (a_0, a_1)$ 为阵元系数，则阵因子分别为

图 2-4(a) 的阵列：

$$A_1(\theta, \phi) = a_0 + a_1 e^{jk d \sin \theta \cos \phi} \tag{2-7}$$

图 2-4(b) 的阵列：

$$A_2(\theta, \phi) = a_0 e^{-jk(d/2) \sin \theta \cos \phi} + a_1 e^{jk(d/2) \sin \theta \cos \phi} \tag{2-8}$$

以上两个表达式仅仅相差一个相位常数，因此不会影响方向图。在 $\theta = 90^\circ$ ，即 xOy 平面，上述阵因子可以写成

$$A(\phi) = |a_0 + a_1 e^{jkd \cos \phi}| \tag{2-9}$$

功率方向图可以表示为

$$g(\phi) = |A(\phi)|^2 = |a_0 + a_1 e^{jkd \cos \phi}|^2 \tag{2-10}$$

2.3.2 智能天线技术介绍

智能天线使用一系列低增益天线阵元(element)，连接在合并网络上。图 2-5 给出了一个任意的天线元阵列。这里， ϕ 是入射到阵列上的平面波的方位角， θ 是仰角。水平面用 $\theta = \pi/2$ 表示。

为简化天线阵列的分析，我们作如下假设：

- 阵元间距足够小，不同阵元接收到的信号幅值相同。
- 阵元间没有互耦合。
- 所有入射场都可以分解为一系列离散的平面波，即信号的数目有限。
- 入射到阵列上的信号带宽小于载频。

对于来自 (θ, ϕ) 方向的入射平面波，入射在阵元 m 和原点参考阵元的信号分量间的相位差为：

$$\Delta\Psi_m = \beta\Delta d_m = \beta(x_m \cos \phi \sin \theta + y_m \sin \phi \sin \theta + z_m \cos \theta) \tag{2-11}$$

其中 $\beta = 2\pi/\lambda$ 是相位传播因子(phase propagation factor)。 λ 表示波长，等于 c/f ，其中 c 是光速， 3×10^8 m/s， f 是载波频率，单位是 Hz。

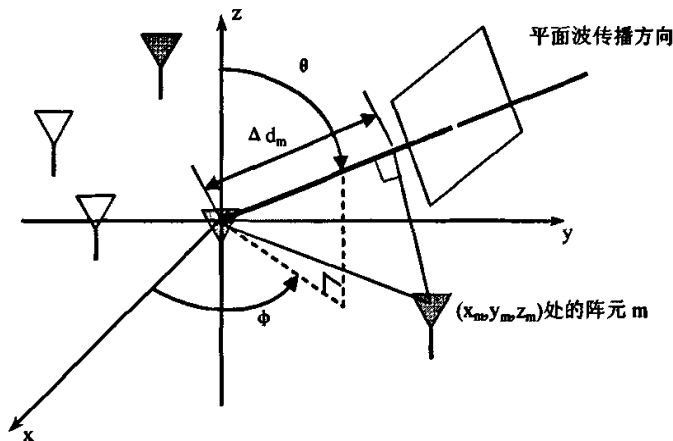


图 2-5 确定入射到任意天线元阵列的平面波波达方向的几何坐标系

一般来说，构成阵列的阵元可按任意方式排列；但通常这些相似的共极化、低增益阵元是按直线等距(linear squally spaced, LES)、圆周等距或平面等距排列的，并且取向相同。图 2-6 给出了一个 M-元的 LES 天线阵列，取向沿 x 轴，阵元间距为 Δx 。

阵列的基带复包络表示如图 2-6 所示。阵列的每条支路具有一个权因子(weighting element) w_n ，权因子 w_n 具有幅值和相位。

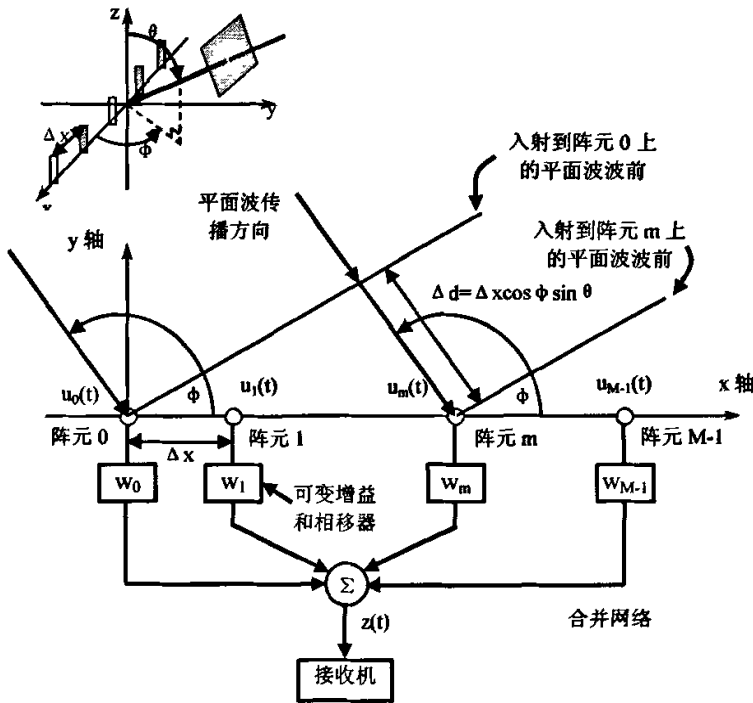


图 2-6 取向为 x 的直线等距阵列天线接收来自 (θ, ϕ) 方向平面波时的基带包络模型

考察一个入射到阵列上的平面波，其与阵列轴线所夹的入射角为 (θ, ϕ) 。我们用基带复包络 $s(t)$ 表示平面调制波。暂且假设所有阵元都是无噪声的各向同性天线，在各个方向具有相同的增益。由式 (2-11)，及 $x_m = m \Delta x$ 知，LES 阵元 m 上接收到的信号为

$$u_m(t) = As(t)e^{-j\beta m \Delta d} = As(t)e^{-j\beta m \Delta x \cos \phi \sin \theta} \tag{2-12}$$

其中 A 是任意的增益常数。阵列输出端的信号 $z(t)$ 为

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m u_m(t) = A_s(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j\beta m \Delta x \cos \phi \sin \theta} = A_s(t) f(\theta, \phi) \quad (2-13)$$

$f(\theta, \phi)$ 称为阵列因子(array factor)。阵列因子是波达方向 (θ, ϕ) 的函数, 决定了阵列输出端的信号 $z(t)$ 与参考阵元处测得的信号 $A_s(t)$ 的比值。通过调整权集 $\{w_m\}$, 可以将阵列因子的最大主瓣对准任意方向 (θ_0, ϕ_0) 。

在阵列输出端接收到的功率为

$$P_r = \frac{1}{2} |A_s(t)|^2 = \frac{1}{2} |A_s(t)|^2 |f(\theta, \phi)|^2 \quad (2-14)$$

为说明权集 $\{w_m\}$ 能改变天线阵列的方向图, 令第 m 个权因子为

$$w_m = e^{j\beta m \Delta x \cos \phi_0} \quad (2-15)$$

于是阵列因子为

$$\begin{aligned} f(\theta, \phi) &= \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j\beta m \Delta x (\cos \phi \sin \theta - \cos \phi_0)} \\ &= \frac{\sin\left(\frac{\beta M \Delta x}{2} (\cos \phi \sin \theta - \cos \phi_0)\right)}{\sin\left(\frac{\beta \Delta x}{2} (\cos \phi \sin \theta - \cos \phi_0)\right)} \cdot e^{-j\frac{\beta \Delta x}{2} (\cos \phi \sin \theta - \cos \phi_0)} \end{aligned} \quad (2-16)$$

考察 x - y (水平) 平面波入射到图 2-6 所示阵列上的情况 (即 $\theta \approx \pi/2$)。这种近似对于很多蜂窝和 PCS 的智能天线应用都是合理的。图 2-7 给出了 ϕ_0 为 45° 和 80° 时的阵列因子。只调整 ϕ_0 这一个参量, 就可以把波束指向任何希望的方向。

做代换

$$\cos \psi = \cos \phi \sin \theta \quad (2-17)$$

图 2-6 中 θ 是平面波与 z 轴的夹角, 类似地, 这里 ψ 是平面波与 x 轴的夹角。这表明, 各向同性阵元组成的直线阵列的天线方向图是关于阵列轴圆周对称的。

通常情况下, 阵列因子方向图是 θ 和 ϕ 的函数。如果每个阵元的场方向图为 $g_a(\theta, \phi)$, 所有阵元的性能和取向相同, 则阵列的总场方向图为

$$F(\theta, \phi) = f(\theta, \phi) g_a(\theta, \phi) \quad (2-18)$$

这称为方向图相乘原理。每个阵元和入射平面波都具有极化状态。这里假定入射到每个阵元的平面波是共极化的, 因此平面波与阵元的相互作用中没有极化损失。

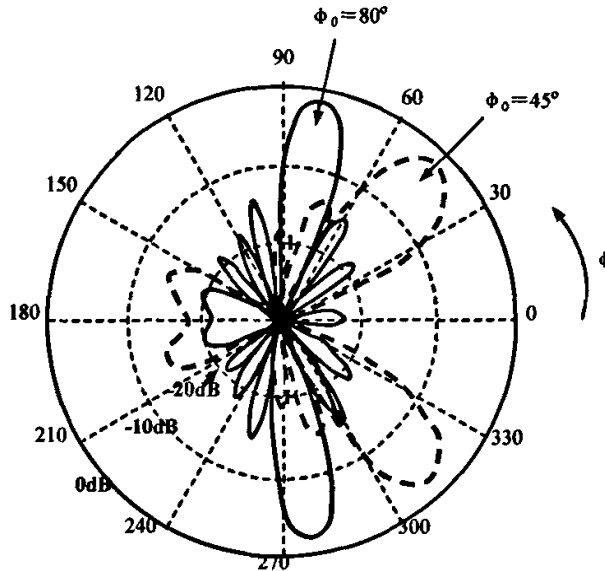


图 2-7 利用权因子计算 ϕ_0 为 45° 和 80° 的波束图

用向量形式表示天线阵十分方便。定义权向量为

$$w = [w_0 \cdots w_{M-1}]^H \tag{2-19}$$

其中上标 H 表示赫密特转置 (Hermitian transpose)，就是取复共扼后再转置 (transposition)。

各个天线阵元的信号合成一个数据向量 (data vector)

$$u = [u_0(t) \cdots u_{M-1}(t)]^T \tag{2-20}$$

于是由式 (2-3) 知，阵列输出 $z(t)$ 可以表示成阵列权向量 w 和数据向量 $u(t)$ 的内积，

$$z(t) = w^H u(t) \tag{2-21}$$

(θ, ϕ) 方向的阵列因子为

$$f(\theta, \phi) = w^H a(\theta, \phi) \tag{2-22}$$

向量 $a(\theta, \phi)$ 称为 (θ, ϕ) 方向的导引向量 (steering vector)。如图 2-5 所示，当平面

波从 (θ, ϕ) 方向入射时, 导引向量 $a(\theta, \phi)$ 表示各个阵元信号与参考阵元(阵元 0)信号间的相位差。利用式(2-11), 导引向量为

$$a(\theta, \phi) = \left[1 \quad a_1(\theta, \phi) \cdots a_{M-1}(\theta, \phi) \right]^T \quad (2-23)$$

其中

$$a_m(\theta, \phi) = e^{-j\beta(x_m \cos(\phi) \sin(\theta) + y_m \sin(\phi) \sin(\theta) + z_m \cos(\theta))} \quad (2-24)$$

不论这些向量是由测量还是由计算得到、包含所有 θ 和 ϕ 值的一组导引向量称为阵列流形(array manifold), 阵列流形不仅有助于阵列分析, 在定向、下行波束形成以及阵列操作的其他方面都起着十分重要的作用。 (θ, ϕ) 这对角称为接收平面波的波达方向(Direction-Of-Arrival, DOA)。为简单起见, 除非特别说明, 我们都认为多径分量以水平面方向 $\theta = \pi/2$ 到达基站, 因此由方位角 ϕ 就可以完全确定 DOA。

阵列性能通常由阵列的尺寸, 或孔径(aperture), 决定了阵列所能取得的最大增益。另外, 阵元数决定了阵列方向图设计中的自由度数(degrees of freedom)。LES 阵列就涉及到这两个参量。LES 阵列中如果阵元间距超过 $\lambda/2$, 则会出现栅瓣, 导致阵列产生不希望的波束, 而可能放大噪声或干扰。

但通常我们更希望在阵元数相同的情况下, 比用半波长间距阵列获得更大的孔径。这通常是考虑到与每个天线阵元配套的 RF 硬件设备价格昂贵、体积庞大的实际情况。采用非均匀阵元间距, 在阵元数相同的情况下, 可以获得比半波长间距阵列孔径更大的直线阵形式和面阵形式。由于孔径大, 这些长长的基线或稀疏阵列(sparse arrays)形式可以获得比同等复杂度的半波长间距阵列窄得多的波束, 当然这是以阵列尺寸为代价的。通过精心的数值设计, 利用稀疏阵列形式可在一定范围内的导引角上得到良好的峰值旁瓣比。

2.3.3 自适应波束成型算法的研究

波束成型是通过使用动态的天线阵列对每一个特定的用户形成窄的波束来提高接收信号的能量或信噪比。如图(2-3)是一个波束成型系统。

自适应波束成型系统可以看作是一个空间滤波器, 在有用信号和干扰信号方向分别产生通带和阻带。在特定的无线信道中, 波束成型系统能够将一个波束转向一个独立的用户。这种系统通过准确度和复杂度的变化, 使用自适应技术来提高控制无线连接的波瓣和零点的能力。系统提供最大增益, 同时鉴别、跟踪、最小化干扰信号的接收。自适应

应波束成型系统可以在干扰信号处形成零点使得它比开关波束成型天线有更好的表现。但是，在实际的移动环境中，来波的方向一直在改变，信号矢量的相关矩阵也会发生变化，因而不能取得充分的样本准确的估计相关矩阵，做最优波束形成。自适应波束形成的目标是充分利用接收信号信息，实时调整加权系数，使天线波束能够实时地跟踪来波的方向。即，在波束成型系统中，自适应算法非常重要，算法决定了天线阵暂态响应的速率和实现电路的复杂度，所以它是天线阵列处理的核心部分。 [34]。

1. 由 MMSE(最小均方误差准则) 导出的 LMS(最小均方) 算法最常用的优化准则是 MMSE 准则，它的代价函数为：

$$J(w) = E \left[\left| w^H x(t) - r(t) \right|^2 \right] \tag{2-35}$$

(2-35) 式中， $r(t)$ 为参考信号。上式中对 w 求偏导并令结果为零，可得到 MMSE 准则下的最优 winner 解：

$$w = R^{-1} P \tag{2-36}$$

式(2-36)中， $R = E[x(t)x^H(t)]$ ， $P = E[x(t)r^*(t)]$ 。

在工程应用中，集平均量 R 和 P 难以获得，往往通过直接矩阵求逆法用时间平均值进行近似。在这里我们不对这一方法做具体介绍，详细推导可见文献[34]。

MMSE 准则也可以由最陡梯度下降算法来自适应实现。由梯度下降法导出的最小均方 LMS 算法是自适应滤波中应用最广泛的方法。LMS 算法的根据是最优化方法中的最速下降法，因此，“下一时刻”的权系数矢量 $w(k+1)$ 应该等于“现时刻”权系数矢量 $w(k)$ 加上一项负比例的均方误差函数的梯度 $\nabla(w(k))$ ，

即：

$$w(k+1) = w(k) - \mu \nabla(w(k)) \tag{2-37}$$

(2-37) 式中 μ 是个控制收敛速度与稳定性的数量常数，称为收敛因子或自适应常数。

对于均方误差函数的梯度估计 $\hat{\nabla}(w(k))$ ，通常是用一种很粗糙却很有效的方法得到的：

$$\hat{\nabla}(w(k)) = 2X(k+1)\varepsilon(w(k))$$

(2-38)

式(2-37)中 $\varepsilon(w(k))$ 是阵列的输出和期望信号的差值。

$$\varepsilon(w(k)) = W^H(k)x(k+1) - r(k+1)$$

(2-39)

在做 LMS 计算时, 权矢量数学期望值收敛到维纳解的唯一条件就是参数 μ 要限制在某一界限内。由下式给出

$$0 < \mu < \frac{1}{2\mu\lambda_{\max}}$$

(2-40)

式(2-40)中 λ_{\max} 是 R 的最大特征值。其收敛的速度用时间常数, 表示

$$\tau_i = \frac{1}{2\mu\lambda_i}$$

(2-41)

式(2-41)中 λ_i 是 R 的第 i 个特征值。由此可见, 时间系数 τ_i 和 R 的第 i 个特征值 λ_i 成反比, 而 λ_i 与输入功率成正比。所以输入功率越大, 权系数的自适应调整越快。

图 2-8 所示是 LMS 信号流图。

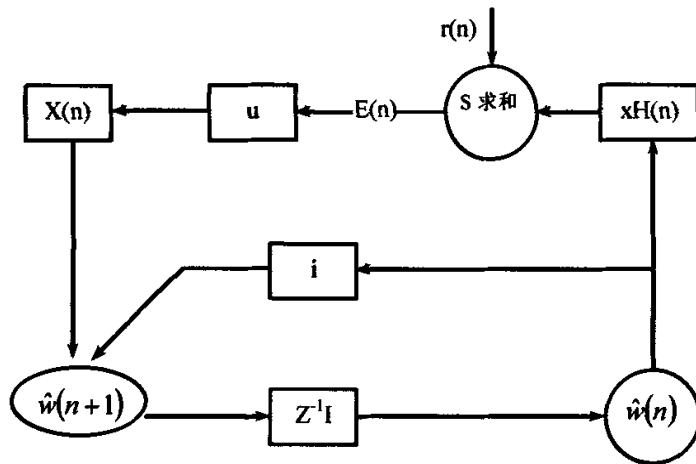


图 2-8 LMS 信号流图表示

图 2-8 中, Z^{-1} 是一个单位时延符号, $Z^{-1}I$ 是代表某一迭代循环时延的单位时延分支

的传递函数矩阵。

在 LMS 方法中，由于使用了梯度估计 $\hat{\nabla}(w(k))$ 代替真正的梯度 $\nabla(w(k))$ ，这样就产生了梯度估计噪声，梯度估计噪声的存在，使得权失调，影响自适应的性能。 μ 不能太大，否则算法的附加均方误差会大，甚至发散。为了保证算法的收敛和减少失调系数，通常把收敛因子 μ 取得很小，这样就存在收敛速度慢的缺点。和其他自适应算法相比较，LMS 方法的特点是计算简单，收敛速度慢，所以在快速变化的信道环境下 LMS 不合适。

2. 由 LS(最小二乘)准则推出的 RLS(递归最小二乘算法)

最小二乘准则是另外一种常用的准则，与 MMSE 准则的代价函数相比，它只是去掉了统计平均，而以采样点平均来代替。RLS 算法正是基于最小二乘准则，使每一快拍的阵列输出平方和最小。它利用了从算法初始化后得到的所有阵列数据消息，用递推方法来完成矩阵的求逆运算，从而收敛速度快，对特征值的散分布不敏感，且能实现收敛速度与计算复杂性之间的折衷。一般情况下，RLS 比 LMS 的收敛速度快一个数量级。下面，我们就 RLS 的性能做一下深入的研究。

LS 是求式 (2-42) 的代价函数的最小值：

$$J(k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{k-i} |\varepsilon(i)|^2 \tag{2-42}$$

在 LMS 算法中，其收敛的速度取决于相关矩阵 R 的最大特征值。而 RLS 使用一个增益矩阵 $K(k)$ 代替了 μ ，其迭代式可以表示成：

$$w(k) = w(k-1) + K(k)\varepsilon(k) \tag{2-43}$$

在 (2-43) 式中，

$$\varepsilon(k) = r(k) - W^H(k-1)X(k) \tag{2-44}$$

而增益矩阵 $K(k)$ 的求解需分三步

$$P(k) = R^{-1}(k) \tag{2-45}$$

$$P(k) = \lambda^{-1}P(k-1) - \lambda^{-1}K(k)x^H(k)P(k-1) \tag{2-46}$$

$$K(k) = \frac{\lambda^{-1}P(k-1)x(k)}{1 + \lambda^{-1}x^H(k)P(k-1)x(k)} \tag{2-47}$$

实际计算时应该按照式(2-47) (2-44) (2-43) (2-46)式的顺序进行。初值为

$$P(0) = \delta^{-1}I \tag{2-48}$$

$$w(0) = 0 \tag{2-49}$$

δ 是一个小的正常数。

RLS 算法的信号流图如图 2-9 所示：

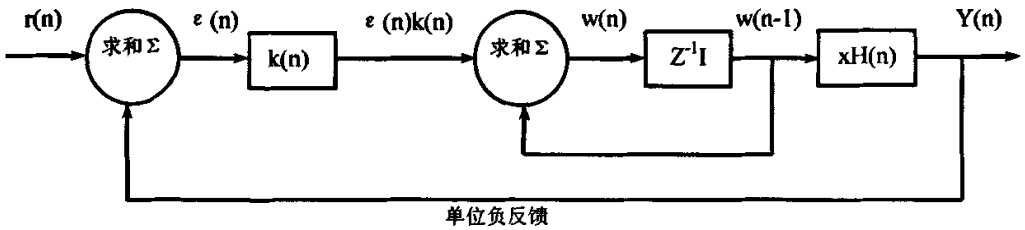


图 2-9 RLS 信号流图表示

3. 盲自适应算法

在 LMS 和 RLS 算法中，必须为期望信号提供训练序列或判决导向。盲自适应算法 (blind adaptive algorithm) 是不需要训练序列的方法，它是通过尝试对接收信号的某些特性进行恢复而进行自适应的。盲自适应的一种算法是 Bussgang 法。在 Bussgang 法中，阵列合并器的输出端，使用一个非线性零记忆的估计算子 $g(\bullet)$ 对信号 $y(n)$ 进行运算。利用 $d_n = g(y_n)$ 和 $y(n)$ 之差构造一个误差函数 e_n ，用来更新阵列权向量，

$$z_n = \hat{w}_n^H u_n \tag{2-50}$$

$$e_n = g(z_n) - z_n \tag{2-51}$$

$$w_{n+1} = w_n + \mu u_n e_n^* \tag{2-52}$$

判决导向是 Bussgang 法的一种简单形式。而利用 Bussgang 法还可导出另外一些有趣的盲算法，在初始化接收符号方面“更具慧眼”。很多文献对盲自适应算法进行了详

细的分析研究，详细分析可以参考文献[4]。

2.3.4. DOA 估计的方法

在自适应天线阵列技术的研究中，信源方向估计一直占据相当重要的地位，特别是在其早期发展阶段和声纳、雷达、军事应用领域，目前已经提出如空间谱估计方法、线性预测法、最大熵法、最大似然法和各种基于子空间的算法等。从前面的讨论可知，进行波束形成必须估计期望信号的方向矢量，很自然的想法是，如果能估计到期望信号的来波入射角，就可以直接形成阵列加权矢量，从而获得空域滤波增益。因此 DOA 估计向量得到了广泛的关注和深入的研究，下面介绍两种比较成熟且适用于移动通信系统的来波估计方法。

1. MUSIC 方法

最早的超分辨率 DOA 估计方法是著名的 MUSIC 方法和 ESPRIT 方法，它们同属于特征结构的子空间方法。子空间方法建立在这样一个基本的观察之上：若传感器的个数比信源个数多，则阵列数据的信号分量一定位于一个低秩的子空间。在一定的条件下，这个子空间将惟一确定信号的波达方向，并且可以使用数值稳定的奇异值分解精确确定波达方向。MUSIC 的全名是多重信号分类(multiple signal classification)。

假定空间远场有一个期望信号 $d(k)$ (其波达角为 θ_d) 和 $J-1$ 个干扰信号 $i_j(k), j=1, \dots, J-1$, (其波达角为 θ_j), 即假定总共有 J 个独立的源信号。加性白噪声 $n(t)$, 其方差为 σ^2 。天线阵上的接收信号可以写成

$$\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \dots \\ x_m(k) \end{bmatrix} = [a(\theta_0), a(\theta_1), \dots, a(\theta_{J-1})] \begin{bmatrix} d(k) \\ i_1(k) \\ \dots \\ i_{J-1}(K) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(k) \\ n_2(k) \\ \dots \\ n_M(K) \end{bmatrix} \tag{2-25}$$

可以简写成如下的矩阵形式

$$x(k) = AS(k) + n(k) = a(\theta_d)d(k) + \sum_{j=1}^{J-1} a(\theta_j) i_j(k) + n(k) \tag{2-26}$$

假设 $M > J$, 则有

$$E\{X(k)X^H(k)\} = R_x = APA^H + \sigma^2 I \tag{2-27}$$

定义: $S = APA^H, W = \sigma^2 I$, 在对 S 和 W 做特征分解:

$$S = \sum_{i=1}^J \lambda_i V_i V_i^H \tag{2-28}$$

式(2-28)中 V_i 是对应于特征值 λ_i 的归一化特征向量。且由

$$I = \sum_{i=1}^M \sigma^2 V_i V_i^H \tag{2-29}$$

将公式(3-28)和(3-29)代入(3-27)中，可得

$$\begin{aligned} R_x &= \sum_{i=1}^J \lambda_i V_i V_i^H + \sum_{i=1}^M \sigma^2 V_i V_i^H \\ &= \sum_{i=1}^J (\lambda_i + \sigma^2) V_i V_i^H + \sum_{i=J+1}^M \sigma^2 V_i V_i^H \end{aligned} \tag{2-30}$$

这样定义： $S = [V_1, V_2, \dots, V_J]$ 为信号子空间， $G = [V_{J+1}, V_{J+2}, \dots, V_M]$ 为噪声子空间，由矩阵知识知道它们是正交的，并且有： $SS^H + GG^H = I$ ， $AG^H = 0$ ，实际估计时，对 R_x 做特征分解，定义 $f(\theta) = a^H(\theta)(I - SS^H)a(\theta)$ ，寻找使 $f(\theta)$ 为最小的 J 个 θ 值就是所需的估计。

这说明，如果所使用数据足够长或信噪比(SNR)适当高，并且信号模型足够准确，MUSIC 算法可以得到任意精度的波达方向估计值，这是 MUSIC 算法的优点。它的缺点是：在低 SNR 和小样本情况下不能分辨空间相距比较近的信号，另外还需要完全知道阵列流型，由于在全参数空间进行搜索，计算量也偏大。

2. ESPRIT 方法

ESPRIT 方法是 “estimation signal parameters via rotational invariance techniques” 的缩写，名为 “借助旋转不变技术估计信号参数”。

MUSIC 算法是将接收数据的协方差矩阵分离出信号子空间和噪声子空间，利用信号方向向量与噪声子空间中的每一向量正交的性质来构造空间扫描谱，寻找使(2-31)式最小的角度值，因而计算的复杂度较高，而且这种算法对阵列模型要有准确的表达式。但是 ESPRIT 方法可以克服上述缺点，因为它不需要进行方向矢量的扫描，即可以求得信号源的到达方向。

定义向量 $x(k)$ 的平移向量 $y(k) = x(k+1)$ 。为了产生平移向量，天线阵需要 $2M$ 对天线，则向量 $x(k)$ 和平移向量 $y(k)$ 的互协方差矩阵为：

$$R_{xy} = E\{x(k)y^H(k)\} = AP\Phi^H A^H + \sigma^2 Z \tag{2-31}$$

$$(2-31) \text{ 式中 } \Phi = \text{diag}[e^{j\Phi_1}, e^{j\Phi_2}, \dots, e^{j\Phi_M}], \quad Z = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

对(3-27)和(3-31)式做变换,

$$\begin{aligned} C_{xx} &= R_x - \lambda_{\min} I = APA^H \\ C_{xy} &= R_{xy} - \lambda_{\min} I = AP\Phi^H A^H \end{aligned} \tag{2-32}$$

考虑矩阵束

$$C_{xx} - \gamma C_{xy} = AP(1 - \gamma\Phi^H)A^H \tag{2-33}$$

由矩阵的性质得

$$\text{rank}(C_{xx} - \gamma C_{xy}) = \text{rank}(1 - \gamma\Phi^H) \tag{2-34}$$

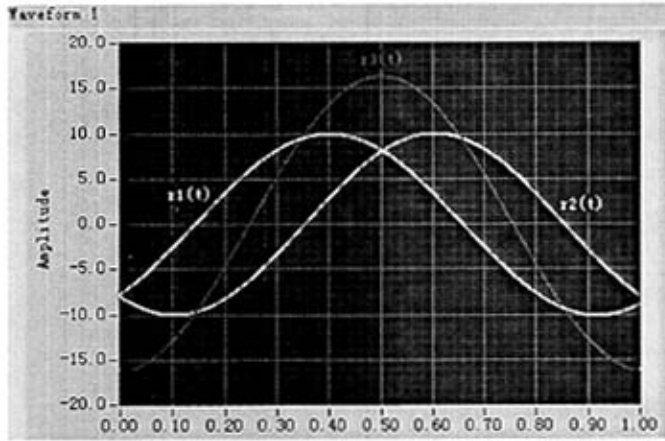
根据广义特征值定义知, $e^{j\Phi_M}$ 是矩阵束 (C_{xx}, C_{xy}) 的广义特征值, 这样的广义特征值的数目与波达方向的个数相同。

ESPRIT 方法比 MUSIC 方法计算量要少, 不需要进行谱峰搜索, 不需要严格知道矩阵的几何结构, 因此对于阵列校准的要求比较低。它主要的缺点是需要的天线数量增多。

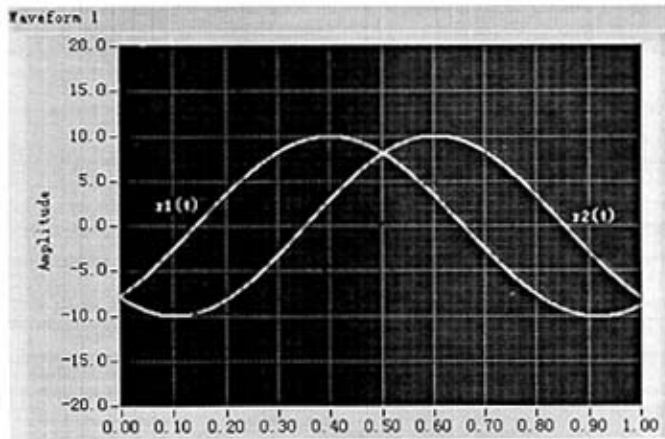
3. MONOPULSE 方法

由于 MUSIC 算法计算量大, 因此在实际的使用中对于系统的计算速度要求非常高; 与 MUSIC 算法相比, ESPRIT 算法虽然不需要对所有可能的引导矢量进行谱峰的搜索来估计波达方向, 但其需要的天线数量增多了, 计算量会随着矩阵的维数的增加而迅速增加, 这两种算法比较着重考虑的是 DOA 的估计精度, 而把计算量方面作为第二位考虑, 实际这两种算法的计算量和对系统的存储都有较高的要求, 因此在实际的运用中都很难实现。下面介绍一种计算量少, 容易实现的 DOA 算法, 单脉冲(monopulse)方法。

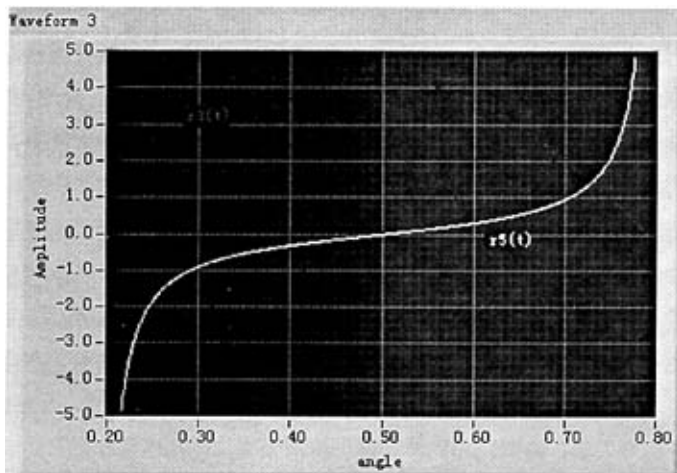
Monopulse 算法的计算简单, 所以计算量少, 易于实现, 是实用性很高的一种算法, 本文研究的接收机就是基于这种算法进行波达方向的估计的。下面对其算法进行简单介绍。图 2-10a 所示是相邻两个波束信号的相加图。图 2-10b 所示是相邻两个波束信号的相减图。图 2-10c 所示是比值图 (设图中 0.40 处为 0° 方向, 0.60 处为 15° 方向, 以此类推)。



2-10a 两个相邻波束相加图



2-10b 两个相邻波束相减图



2-10c r4 与 r3 比值图

$$\text{其中 } r_3(t) = r_1(t) + r_2(t), \quad r_4(t) = r_2(t) - r_1(t), \quad r_5(t) = \frac{r_2(t) - r_1(t)}{r_1(t) + r_2(t)} \quad (2-35)$$

对于在两个相邻波束内接收到的同一信号经与参考信号做相关检测后，将相关值进行式(2-35)的三步计算后与比值曲线 $r_5(t)$ 进行比较，找到与曲线最匹配的点的值，这样就可以确定来 DOA 了。

Monopulse 算法除了算法简单，计算量少，DOA 估计容易实现等优点外，由于在计算过程中使用了相比的计算，所以它对来波的估计与信号的强度无关。但是它对来波方向的估计精度受波束宽度影响较大，在多径信号条件下 DOA 估计会出现一定误差。

2.4 智能天线的研究现状

在无线通信领域，智能天线可以分析到达阵列的信号，从而灵活、优化地使用波束，减少干扰和被干扰，提高频率利用率，改善系统性能。凭着这些优势，美国、日本和欧洲的一些国家都非常重视智能天线在未来无线通信领域的作用，已经开展了大量的理论分析和实验研究。中国国家 863 通信技术主题研究中也早已将智能天线技术列入个人通信技术分项目，许多专家和大学都在进行相关的研究。

1. 美国 Metawave 公司的智能天线技术

美国 Metawave 公司对智能天线进行了大量的研究, 成功开发了商用 AMPS/CDMA SpotLight® 2000 智能天线系统、商用 SpotLight® GSM 波束切换智能天线系统和适用于 3G 系统的嵌入式智能天线系统。

SpotLight® GSM 是一种加在基站上用以提升 GSM 网络容量与质量的智能天线技术。它是基于波束切换技术的, 可以使系统平均载干比提高 6dB; 在网络中不到 40% 站址上使用 SpotLight® GSM 智能天线系统, 就可以使 GSM 网络容量在不需要增加新的基站的情况下得到成倍的提高。SpotLight® GSM 是一种外挂式系统, 安装方便, 对 GSM 基站改动小; 不需要与基站额外通信, 所以不增加基站通信负荷。

SpotLight® GSM 系统也有一些缺点: 只能在预先固定的 4 个窄波束和两个宽波束内工作, 这些固定波束的特性影响最终系统的性能; 性能提高余量有限、可扩充性小; 重复 GSM 各种信号采集、编解码和同步功能; 价格太高, 使得性价比低; 波束太窄容易引起信号畸变; 严重衰落时会导致通信中断。

SpotLight® 2000 系统具有双频功能和 PCS 的接口。其技术特点是: 扇区合成技术, 通过平衡话务量和降低切换率来增加容量和改善性能; 天线的扇区分割, 通过支持 4、5、6 扇区的成功配置可增加容量高达 80%; 动态扇区合成, 对话务分布自适应的自动扇区配置调整; 扇区形成软件包, 天线的模拟、远程配置和监控; 可分割的多载频服务, 对网络中各载频的数据和话务业务分别优化。

2. 美国 AraayCom 公司的 IntelliCell 智能天线技术

IntelliCell 技术被称为完全自适应智能天线解决方案, 它利用软件和标准阵列天线连续实时地优化每一个无线信道, 从而能够优化发射, 减少干扰和降低对频谱的需求, 实现在所有空中接口上较大的提高无线语音与数据网络的容量、覆盖范围和传输质量的目的。IntelliCell 自适应智能天线技术可以嵌入到无线基站内部的基带处理部分以及终端设备内, 从而使信号接收和发送得到极大的改善。它的处理方法最突出的优点是空间信道, 即用一覆盖区域内的同一传统信道在空间上重复使用。对于运营商来说, 就意味着建立较少的基站可以得到更高频率使用率和受益率。

3. 韩国的 KMW 公司的动态多波束天线技术

动态多波束天线系统是韩国 KMW 公司推出的一种多波束解决方案, 该系统具有波束控制可调的特性, 并且在多波束天线阵列中集成了射频前端, 通过多波束达到空分而增加系统容量。它的一个显著的特点是: 无需数字信号而直接由射频部件形成多波束。动态多波束系统是一个完全硬件解决方案, 它将产生多波束的阵列天线和基站的射频前端集成为一体, 产生的多波束拥有灵活的可调性。如波束的方向(水平和垂直)可调, 这

主要是通过控制阵元间的相差和权值来实现的

3. 中国大唐在智能天线技术方面的研究

大唐移动通信公司在智能天线技术方面也做了大量的研究工作，其研发的智能天线的基站端由 8 个天线单元的同轴阵列组成，直径为 25cm，采用自适应工作方式，同全向天线相比可获得 8dB 的增益。该智能天线可以自适应地形成多个波束，每个波束分别跟踪共享同一信道的用户，使一组天线和对应的收发信机按照一定方式排列和激励，利用波的干涉原理可以产生强方向性的辐射方向图。使用 DSP 方法使主瓣自适应地指向移动台方向，就可以达到提高信号的载干比、降低发射功率等目的。

2.5 本章小节

智能天线技术以提高系统容量，扩大基站覆盖范围，降低用户间干扰，增强系统安全性等优点正在被更多的人深入研究。随着硬件技术不断发展以及运算速度不断提高，智能天线的高计算量不会成为制约其广泛使用的因素。

本章是对智能天线技术进行了一个综述性的论述。首先概括地描述了智能天线技术特点；然后对智能天线技术的工作原理及典型自适应算法做了介绍，最后叙述了智能天线技术在国内外的研究现状。

第三章 基于智能天线技术的 Wi-Fi 数模混合接收机系统设计

基于智能天线技术的 Wi-Fi 数模混合接收机,是本文设计的产品,它使用智能天线阵列作为其天线系统,具有使用智能天线技术所带来的增加覆盖范围、提高系统容量等优点。同时本论文研究的产品是以保证通信指标的情况下尽量的降低复杂度和成本,包括器件成本 and 设计成本,其中最主要的是降低器件的成本价格,使其成为一个更适应市场的、具有较高性能价格比的新产品。

本文研究的接收机设计创新地提出数模混合式基带处理设计,通过利用模拟乘法器具有实时、转换速率快、低成本等特点来取代低成本的高速数模转换电路,提高了系统的总体传输能力,降低了整体成本;利用低速数模转换电路调整权值来代替 6 路高速数模转换电路和高速数字乘法器,达到大幅度降低复杂度以及降低成本的双重效果;同时,本设计还创新提出接收部分的复数乘法器设计结构。通过利用智能天线技术增加覆盖范围和增强容量的优点,设计出可以支持超过 16 个用户、理想情况下 32 个以上用户同时连接的廉价 AP,解决了传统多端口 AP 价格昂贵的问题,实现在 802.11b 模式下的数据传输。

3.1 传统空域处理接收机分析

3.1.1 无线通信系统组成

无线通信系统信号之间的传输需要发射机和接收机。发射机射频部分的任务是完成基带信号对载波的调制,将其变为通带信号并搬移到所需的频段上且有足够的功率发射。其结构框图如图 3-1a 所示。发射机发射的信号是处于某一信道内的高频大功率信号,应尽量减少它对其他相邻信道的干扰,如图 3-1b 所示。发射机的主要指标是频谱、功率和效率。

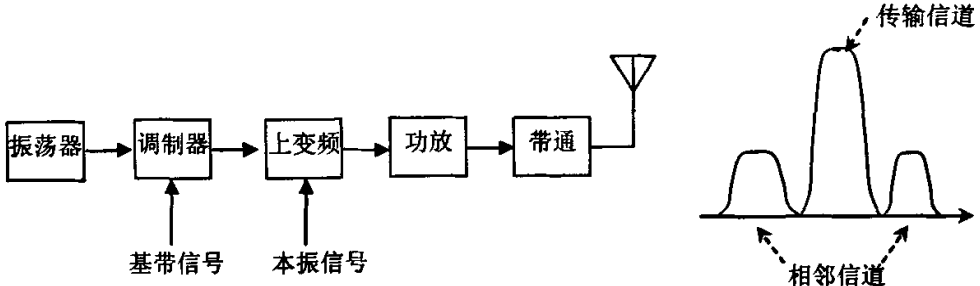


图 3-1a 发射机原理框图

图 3-1b 信道安排

接收机的射频部分与发射机相反，如图 3-2a 所示，它要从众多的电波中选出有用信号，并放大到解调器所要求的电平值后再由解调器解调，将射频信号变为基带信号。由于传输路径上的损耗和多径效应，接收机接收的信号是微弱且时变的，并伴随着许多干扰，如信道所引入的加性高斯白噪声及信道衰落等。如图 3-2b 所示。这些干扰信号强度往往远大于有用信号，因此接收机的主要指标是灵敏度和选择性。

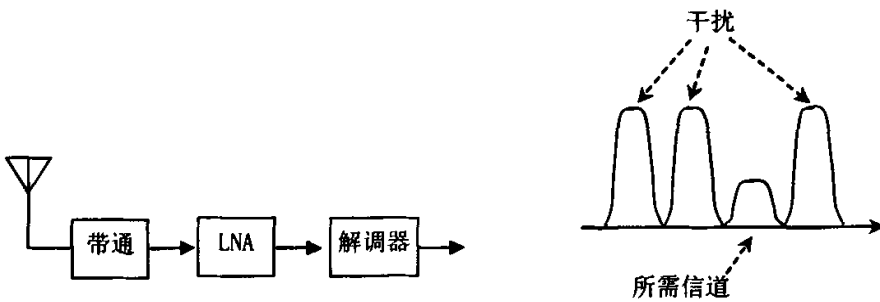


图 3-2a 接收机原理框图

图 3-2b 信道选择

3.1.2 传统空间处理接收机原理

在前面叙述的接收机结构为接收机的一般原理框图。空间处理接收机即基于智能天线技术的接收机，就是在接收端使用阵列天线。空间处理机主要采用导向矢量(steering

vector) 信息来获取有用信号, 如估计信号到达天线的角度, 同时检测每个角度的输出功率, 利用这些值可以增强并分离方向链路信号, 即可以大大增加接收机的主要指标——灵敏度和选择性的。本文研究的接收机基于智能天线技术, 属于空间处理接收机。

空间处理接收机可以分为利用模拟器件和数字器件以不同方式实现, 基于阵列的空间处理既可以利用模拟器件在 RF 或 IF 实现, 也可以在基带数字实现。如图 3-3 所示。图中是基于阵列的 IF 式空间处理接收机, 可利用模拟器件在 IF 实现的。

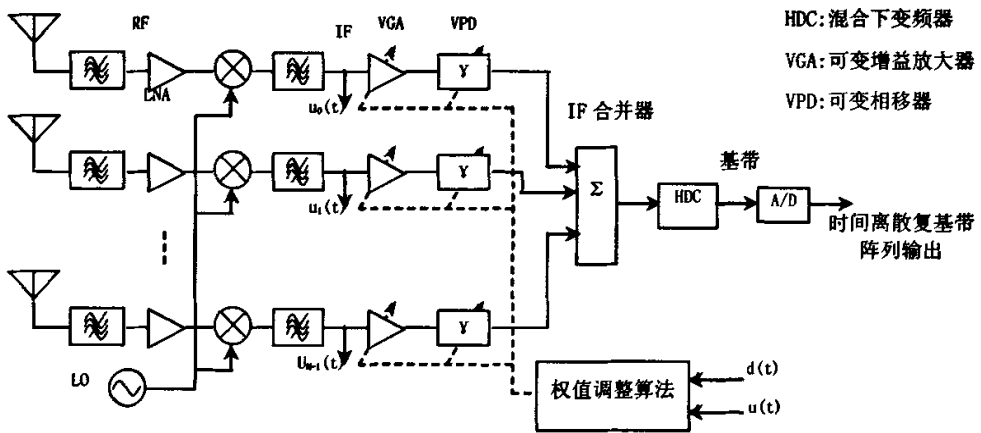


图 3-3 模拟 IF 加权合并空间处理结构

如图 3-3 所示, 这种类型的空间处理接收机通过阵列天线接收到空间信道传送过来的微弱信号, 各自进入 RF 带通滤波器滤除带外信号, 送到低噪声放大器(LNA)进行信号放大, 提高接收灵敏度。放大到合适电平的信号被送入混频器, 利用模拟器件处理得到中频(IF)信号, 在 IF 部分使用 IF 合并器合并信号再经过混合下变频器(HDC)下变频到基带, 最后才通过 A/D 转换为数字信号输出。图中 $d(t)$ 是期望接收信号在阵列输出端的估计或复原信号, 它和各路变频后的 IF 信号按算法进行计算后得出更新权值进行权值调整。这种类型的空间处理接收机的方向图加权在 IF 处理, 速率较高, 处理难度较大, 使用器件成本高, 在使用模拟器件时每个独立波束需要单独的 RF 波束形成网络。

图 3-4 所示的是数字基带加权合并的系统结构。在数字系统可以同时形成多波束, 每个波束对应一个感兴趣信号(Signal Of Interest, SOI)。这样的结构系统比图 3-3

所示的结构系统在基站同时接收多路上行链路信号时要有效。数字基带加权合并的系统结构空间处理接收机同样是通过阵列天线接收到空间信道传送过来的微弱信号，各自进入 RF 带通滤波器滤除带外信号，送到低噪声放大器(LNA)进行信号放大，提高接收灵敏度；放大到合适电平的信号被送入混频器，利用模拟器件处理得到中频(IF)信号，在 IF 部分利用 A/D 变换器件进行各路的模数变换；将模拟信号转换为数字信号后送入数字下变频器(DDC)进行二次变频，将 IF 信号下变频到基带信号后使用数字基带合并器进行信号合并后输出。系统的方向图权值调整是在基带进行的，速率相对较低，从市场价格分析，使用的器件成本也相对降低很多，但是这样的系统在 IF 部分对每路阵元信号分别进行 A/D 变换，所需的数模转换器件的速率相对较高，器件的成本也就会提高很多。即使是在速率相对较低的基带进行，系统需要的 ADC 的数量，根据其 ADC 的转换速率要求(802.11b(Wi-Fi)的典型速率 5.5MHz)，结合市场调查，它占整个接收机成本的比例是不能忽视的。

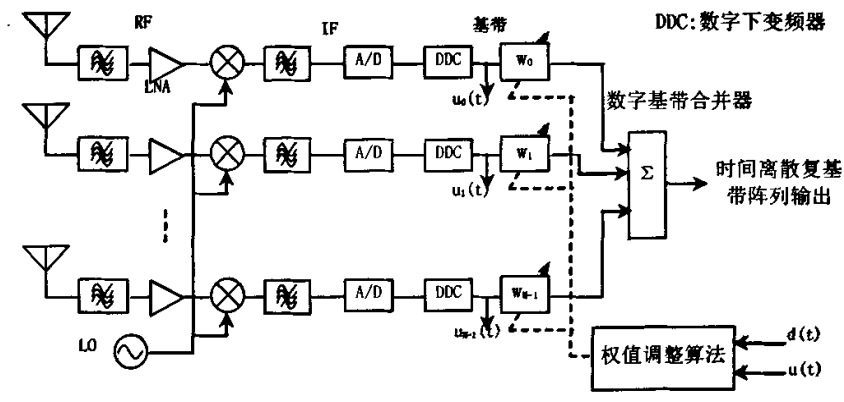


图 3-4 数字基带加权合并空间处理结构

通过对这两种传统的结构进行分析，基本了解了它们各自的优点和缺点。在实现功能不改变的情况下，按实际应用指标，计划将这两种结构方式的优缺点进行有效的综合，即功能指标满足实际使用要求，尽可能的降低产品成本，有效提高其性能价格比，完成并实现这一结构的设计是本设计工作的重点。

3.2 接收机天线阵列的选型

在这一小节中将介绍本文论述的 Wi-Fi 数模混合接收机中的天线阵列, 对阵元的排列方式及阵元数的选取做重点介绍。

本文论述的接收机考虑的重点是性能价格比, 我们在保证实际使用的性能的基础上尽量的降低设计复杂度和成本, 其中包括运算复杂度, 因为高运算量就意味着数量多的器件或高成本的器件价格, 也加大了稳定性的风险。

根据阵列方向图综合技术知道阵列天线的分析和综合主要取决于 4 个因素: 阵元数、阵元在空间的位置、阵元电流幅度分布、阵元电流相位分布。

1、阵元在空间位置的选择

考虑到等距的直线排列天线阵列具有相同的方向图函数, 单元天线空间排列方向相同, 所以它的排列方式是运算量最少的一种。所以直线等距排列的天线阵列是本设计的首先考虑的阵列排列方式。

方向图综合中许多经典的数值算法会遇到对波达方向函数—阵列因子矩阵 V 进行求逆运算, 在矩阵规模庞大时求逆运算的计算量是惊人的。如果 V 是一组正交基, R 就是一个对角矩阵, 其运算量与非对角矩阵的求逆相比基本可以忽略, 并且在展开方向图时就可应用 FFT 算法, 计算速度将进一步提高。但是由于 V 中的空中变量 $u = \cos \phi$ 的取值范围为 $-1 \leq u \leq 1$, 只有阵列间隔 $d = \lambda/2$ 或 λ 时, V 才是一个正交集。对于间隔 d 介于 $\lambda/2$ 和 λ 之间的阵列, 当 u 的取值范围 $u_{\max} - u_{\min} = \lambda/d$ 时, V 为一组正交集。

文献[2]中提到 LES 阵列中如果阵元间距超过 $\lambda/2$, 则会出现栅瓣, 导致阵列产生不希望的波束, 而可能放大噪声或干扰。

从波束形成技术中知道在阵列确定后, 其空间响应即波束图完全取决于权矢量

$$w = [w_1, \dots, w_M]^T \quad (3-1)$$

均匀直线阵列中, 为了得到波束图, 用入射角为 θ 的平面波入射到阵, 此时阵的输入为引导向量 $a(\theta)$, 即

$$x(n) = a(\theta) = [1, e^{-j\theta}, \dots, e^{-j(M-1)\theta}]^T \quad (3-2)$$

式中,

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta \tag{3-3}$$

为了将波束方向指向 $\theta = 0^\circ$ ，取 $w = [1, \dots, 1]^T$
 则此时波束图为

$$F(\theta) = |w^H a(\theta)| = \left| \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)\phi} \right| = \left| \frac{\sin(M\phi/2)}{\sin(\phi/2)} \right| \tag{3-4}$$

即

$$F(\theta) = \left| \frac{\sin(M\pi d \sin \theta / \lambda)}{\sin(\pi d \sin \theta / \lambda)} \right| \tag{3-5}$$

可以知道指向 $\theta = 0^\circ$ 的波束，不但在方向 $\theta = 0$ 时取得最大值，而且在满足式 (3-6) 的所有 θ 角都取得最大值 [17]，有

$$\phi = -\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta = \pm 2k\pi \tag{3-6}$$

或

$$\sin \theta = \pm k \frac{\lambda}{d} \quad k = 0, 1, 2, \dots \tag{3-7}$$

当 $d > \lambda/2$ 时，除了在 $\theta = 0$ 的波束有最大值外，在 $\left[-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}\right]$ 的空间范围内还存在使波束取得最大值的角度。在不同于瞄准方向的角度取得的波束最大值称为栅瓣。比如当 $d = 2\lambda$ 时前式变为 $\sin \theta = \pm k/2$ ，故在 $k = 1, 2$ ，即 $\theta = \pm 30^\circ, \pm 90^\circ$ 方向将会出现栅瓣。故为了不出现栅瓣，应取 $d \leq \lambda/2$ ，兼顾主瓣宽度以及前面分析的原因，常取 $d = \lambda/2$ 。

基于上述的分析，本文设计的接收机采用 $d = \lambda/2$ 的等距直线阵列。本文研究的 Wi-Fi 数模混合接收机是基于 802.11b 标准 (Wi-Fi) 的，即它的使用频段是 2.4G，所以我们根据公式 $c = \lambda f$ 知道 2.4G 的半波长是 6.25cm，间距越大体积越大。

2、阵元数的选择

根据阵列天线方向图的基本原理，直线等距阵元 m 上接收到的信号为：

$$u_m(t) = As(t)e^{-j\beta m \Delta d} = As(t)e^{-j\beta m \Delta x \cos \phi \sin \theta} \tag{3-8}$$

其中 A 是任意的增益常数。阵列输出端的信号 $z(t)$ 为

$$z(t) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m u_m(t) = As(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m e^{-j\beta m \Delta x \cos \phi \sin \theta} = As(t) f(\theta, \phi)$$

(3-9)

$f(\theta, \phi)$ 称为阵列因子(array factor)。阵列因子是波达方向 (θ, ϕ) 的函数，决定了阵列输出端的信号 $z(t)$ 与参考阵元处测得的信号 $As(t)$ 的比值。从前面的理论分析知道通过调整权集 $\{w_m\}$ ，可以将阵列因子的最大主瓣对准任意方向 (θ_0, ϕ_0) 。

从式(3-2)知道权值取 $w = [1, \dots, 1]^T$ 时，波束方向指向 $\theta = 0^\circ$ ，使波束指向某一特定方向 θ_0 的权值为

$$w = [1, e^{-j\phi_0}, \dots, e^{-j(M-1)\phi_0}]^T$$

(3-9)

其中，

$$\phi_0 = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_0$$

(3-10)

此时波束图为

$$F(\theta) = |w^H a(\theta)| = |a(\theta_0)^H a(\theta)|$$

$$= \left| \sum_{m=1}^M e^{j(m-1)(\phi - \phi_0)} \right| = \left| \frac{\sin[M(\phi - \phi_0)/2]}{\sin[(\phi - \phi_0)/2]} \right|$$

(3-11)

改变 θ_0 即可改变波束指向，即可以通过调整权集 $\{w_m\}$ 改变最大主瓣方向。本文第二章中图(2-7)所示为通过调整权集后 ϕ_0 为 45° 和 80° 时的波束图。

低成本，低复杂度以及指标实用是我们本设计产品的原则之一。本文设计的智能天线是以自适应天线技术为基础，但与自适应智能天线不同之处在于它的天线方向图是等旁瓣方向图，且方向图的加权值是预先计算好的。在系统工作时，首先通过测向确定移动用户信号的到达方向(DOA)，选取合适的加权，然后将方向图的主瓣指向移动用户方向，从而提高用户的接收信噪比。这样的智能天线对处于非主瓣区域的干扰，可以通过低的旁瓣电平来确保抑制，但对处于主瓣区域内的干扰，采用此类智能天线将无法抑制，不及自适应智能天线。但这样的智能天线的最大优点在于复杂度和成本大大降低，同时

性能可靠，波束形成无需迭代，而且响应速度快。

一个采用两个加权系数的二元阵，可以设计权使天线在一个需要信号方向上得到最大的响应或者在一个干扰方向上产生零点，在天线理论中将此定义为自由度 1。将最大主瓣更精确的对准我们想要的信号方向，并且最大程度的抑制旁瓣是天线阵列综合的目的。自由度越多，即天线阵元数越多越能使最大主瓣对准更精确的方向。阵元数越少体积越小，计算量越少，即产品的成本越小，更符合实际使用的要求。

在给定小区尺寸下，分扇区可使频谱资源得到更频繁的复用，使每个小区可以支持更高的业务密度。目前，由于频率资源的限制和用户需求的提高，在市区已很少采用全向天线，使用全向阵元的直线阵，在阵列轴线的两边会形成波束的“镜像”。更多的是把一个小区的 360° 水平等分为 4 个 90° 的扇区或 3 个 120° 的扇区，如图 (3-5) a/b 所示。从本文的设计产品的目标性价比考虑，本接收机天线阵列采用 3 个 120° 的扇区设计，即设计智能天线覆盖的角度为 $\pm 60^\circ$ ，这样使用三个天线面就可以对 360° 进行覆盖。在每个扇区则采用半波长等间距阵列。通过在各天线单元端口调整矢量权值，就可以形成不同波束指向和宽度波束。运用预先设置权值根据来波方向调整主瓣指向的方法得到方向图中，主瓣的形状和旁瓣的电平是方向图中最关心的指标，旁瓣不仅损失能量降低系统效率，还是干扰源之一。在实际使用中发现在主瓣方向区域内最高旁瓣的电平至少要要比主瓣低 12dB 以上才符合基本的要求。

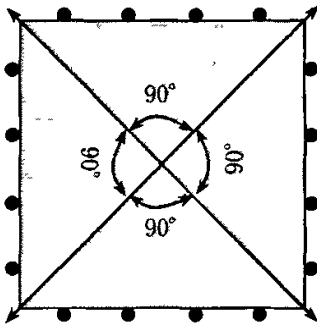


图 3-5a 4 个 90° 扇区

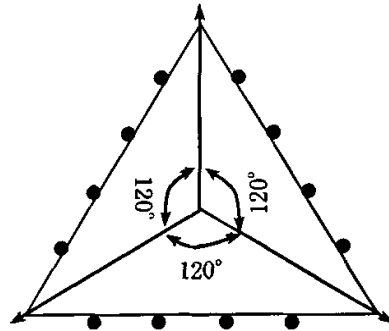


图 3-5b 3 个 120° 扇区

设计中我们就至少要选用多少阵元数的天线阵列才可以达到基本的指标要求来对本文设计的接收机使用不同阵元数的天线阵列进行了仿真和测试。

仿真 1-1

主要参数：阵列单元数 $M = 4$ ，间距 $d = 0.5\lambda$ 的线性均匀阵列，误差允许范围 $e = 1E-5$ ，来波方向 $\theta_d = 0^\circ$ 。

图 3-6 所示为零度来波方向的经过权值调整后拟合的归一化方向图。

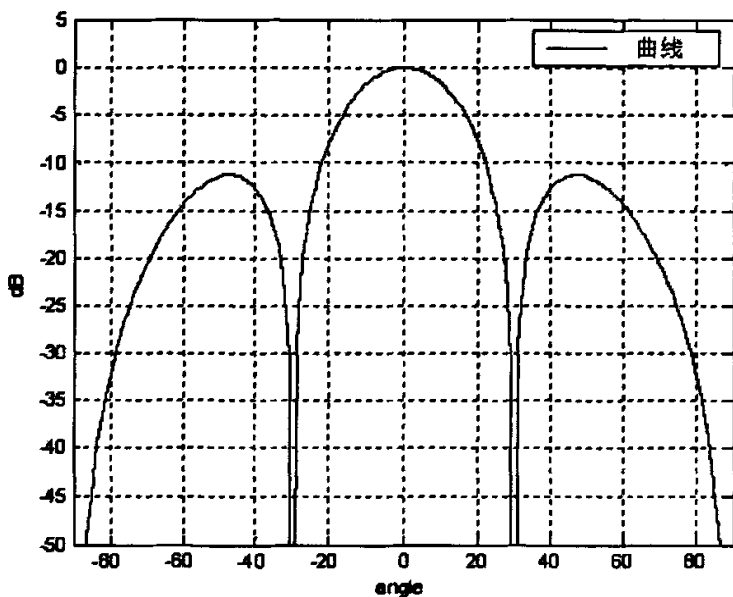


图 3-6 零度来波方向的 4 阵元归一化方向图

图中可以看到主瓣的方向是达到了预期的指标要求，但在指定区域内 ($\pm 60^\circ$) 主瓣与旁瓣之间的高度差为 -11dB 左右。

仿真 1-2

主要参数：阵列单元数 $M = 4$ ，间距 $d = 0.5\lambda$ 的线性均匀阵列，误差允许范围 $e = 1E-5$ ，来波方向 $\theta_d = \pi/3$ 。

图 3-7 所示是来波方向为 $\pi/3$ 的经过权值调整后拟合的归一化方向图。

图中可以看到主瓣的方向基本达到了预期的指标要求，但主瓣与旁瓣之间的高度差为 -11dB 左右。

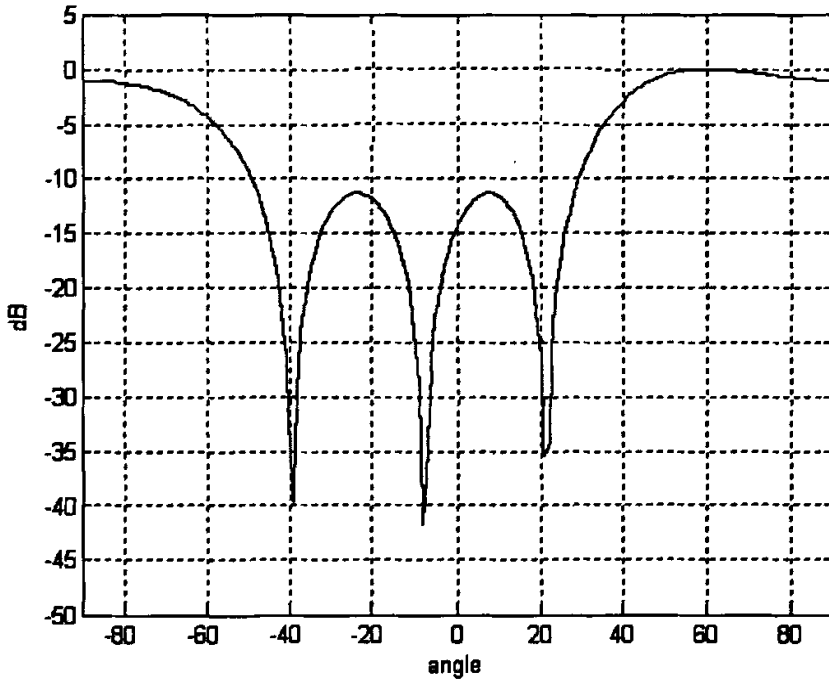


图 3-7 $\pi/3$ 来波方向的 4 阵元归一化方向图

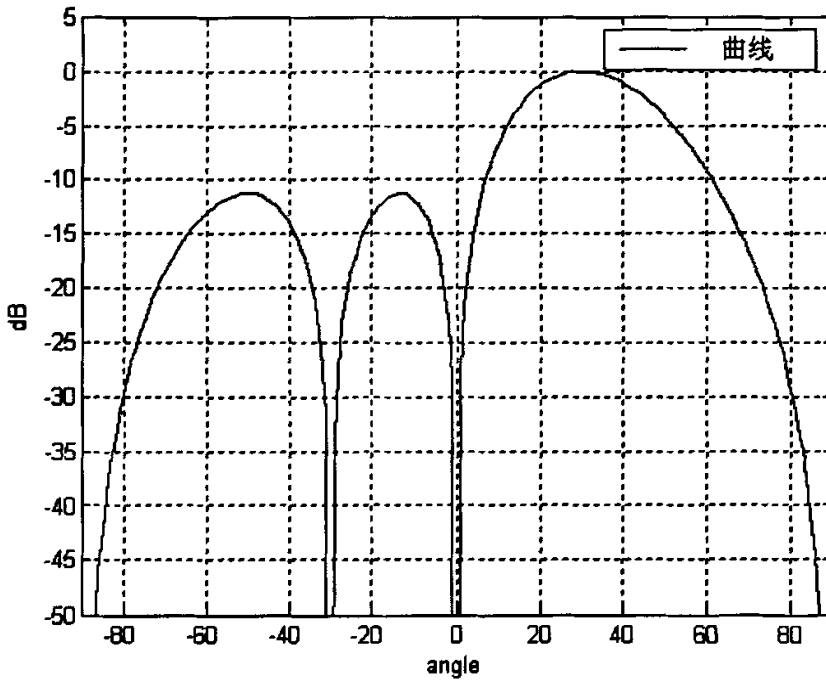


图 3-8 $\pi/6$ 来波方向的 4 阵元归一化方向图

仿真 1-3

主要参数：阵列单元数 $M = 4$ ，间距 $d = 0.5\lambda$ 的线性均匀阵列，误差允许范围 $e = 1E-5$ ，来波方向 $\theta_d = \pi/6$ 。

图 3-8 所示是来波方向为 $\pi/6$ 的经过权值调整后拟合的归一化方向图。

图中可以看到主瓣的方向基本达到了预期的指标要求，但主瓣与旁瓣之间的高度差也是 -11dB 左右。

综合上面的 3 次实验得到的方向图知道，本设计产品使用 4 阵元的直线阵列在天线阵列期望的覆盖角度 $\pm 60^\circ$ 范围内，旁瓣电平不能达到设计的基本指标要求。

我们将天线的阵元数增加到 5 个阵元做了仿真工作。

仿真 2-1

主要参数：阵列单元数 $M = 5$ ，间距 $d = 0.5\lambda$ 的线性均匀阵列，误差允许范围 $e = 1E-5$ ，来波方向 $\theta_d = 0^\circ$ 。

图 3-9 所示为零度来波方向的经过权值调整后拟合的归一化方向图。

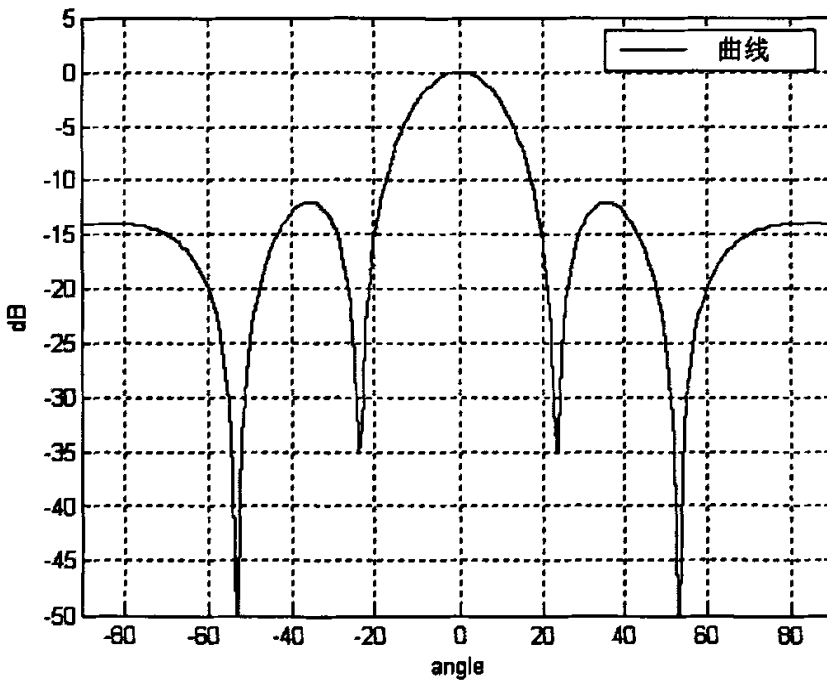


图 3-9 零度来波方向的 5 阵元归一化方向图

图中可以看到主瓣的方向基本达到了预期的指标要求,但主瓣与最高旁瓣之间的高度差也是-12dB 左右,比使用 4 阵元阵列时同来波方向的指标提高了 1dB。

仿真 2-2

主要参数: 阵列单元数 $M = 5$, 间距 $d = 0.5\lambda$ 的线性均匀阵列, 误差允许范围 $e = 1E-5$, 来波方向 $\theta_d = \pi/3$ 。

图 3-10 所示是来波方向为 $\pi/3$ 的经过权值调整后拟合的归一化方向图。

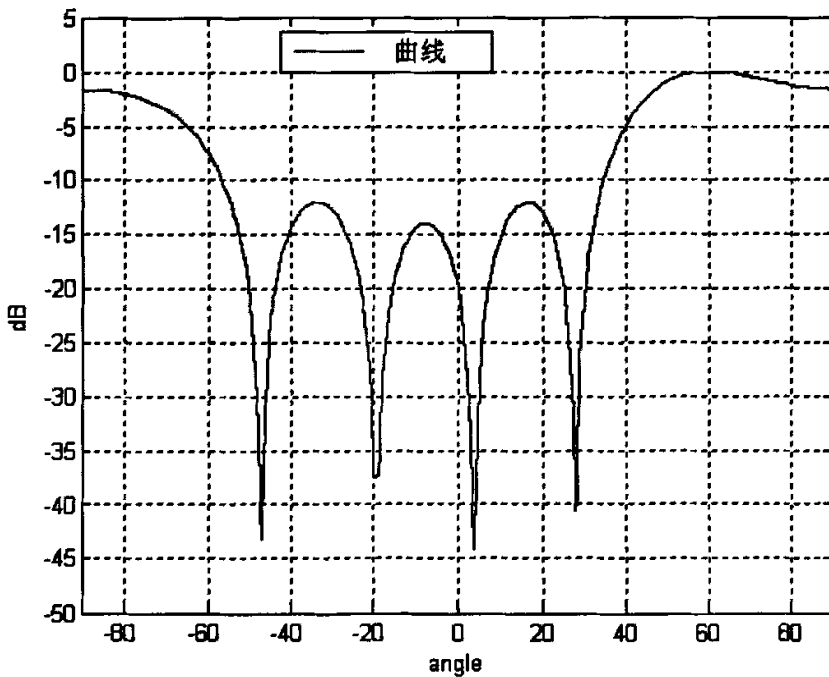


图 3-10 $\pi/3$ 来波方向的 5 阵元归一化方向图

图中可以看到主瓣的方向基本达到了预期的指标要求,但主瓣与最高旁瓣之间的高度差也是-12dB 左右,比使用 4 阵元阵列时同来波方向的指标也是提高了 1dB 左右。

仿真 2-3

主要参数: 阵列单元数 $M = 5$, 间距 $d = 0.5\lambda$ 的线性均匀阵列, 误差允许范围 $e = 1E-5$, 来波方向 $\theta_d = \pi/6$ 。

图 3-11 所示是来波方向为 $\pi/6$ 的经过权值调整后拟合的归一化方向图。

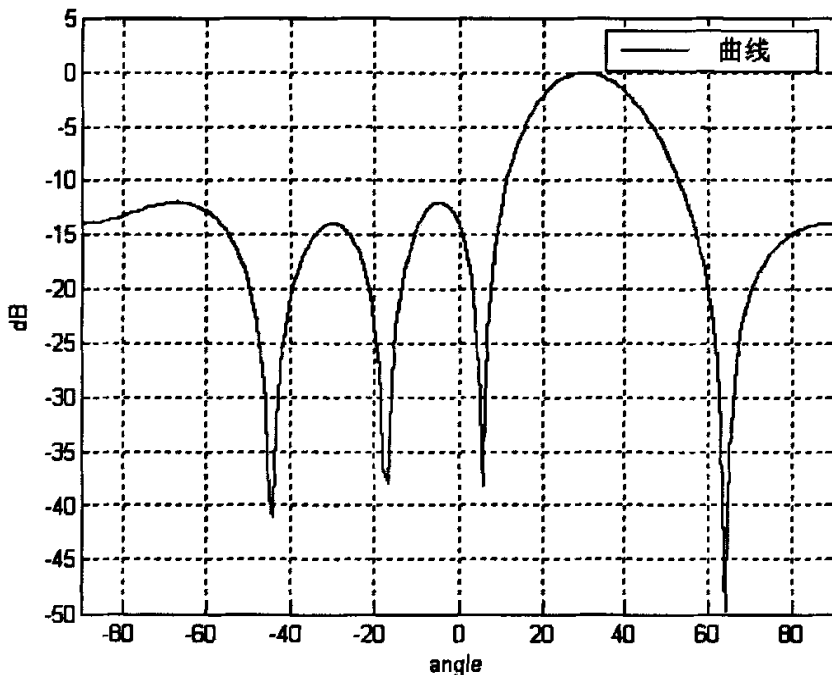


图 3-11 $\pi/6$ 来波方向的 5 阵元归一化方向图

综合 5 阵元的三次仿真我们看到在天线阵列期望的覆盖角度 $\pm 60^\circ$ 范围内，3 次的主瓣方向基本上都达到了预期的指标要求，但主瓣与最高旁瓣之间的高度差都在 -12dB 左右，比使用 4 阵元阵列时同来波方向的指标提高了 1dB 左右。但这只是我们的临界指标值，我们希望设计的产品的稳定性有更好的保证，我们再次增加天线的阵元数来做指标测试验证实验。

仿真 3

主要参数：阵列单元数 $M = 6$ ，间距 $d = 0.5\lambda$ 的线性均匀阵列，误差允许范围 $e = 1E - 5$ ，来波方向分别为 $\theta_d = 0^\circ$ ， $\theta_d = \pi/3$ ， $\theta_d = \pi/6$ 。

图 3-12, 3-13, 3-14 所示分别为零度， $\pi/3$ ， $\pi/6$ 来波方向的经过权值调整后拟合的 6 阵元归一化方向图。

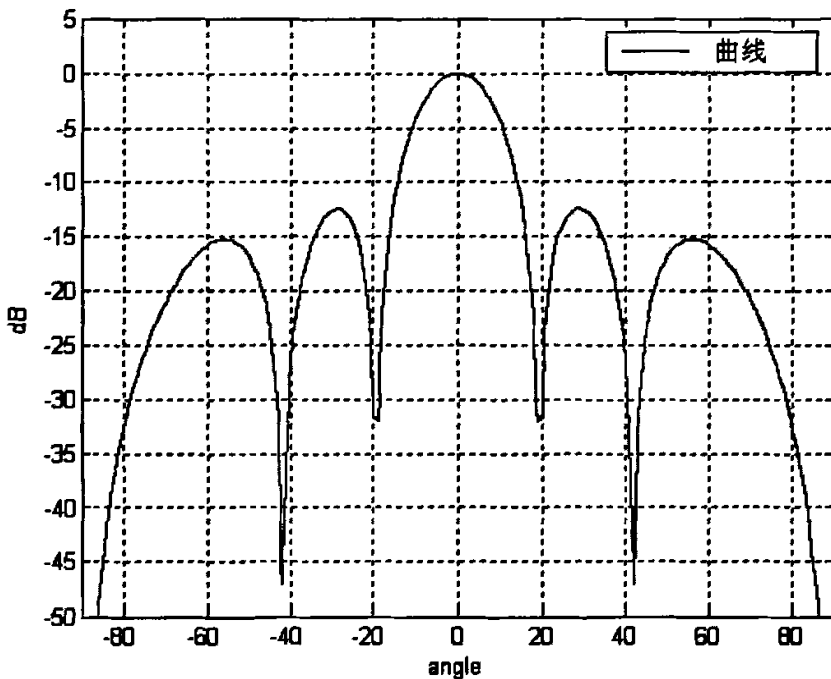


图 3-12 零度来波方向的 6 阵元归一化方向图

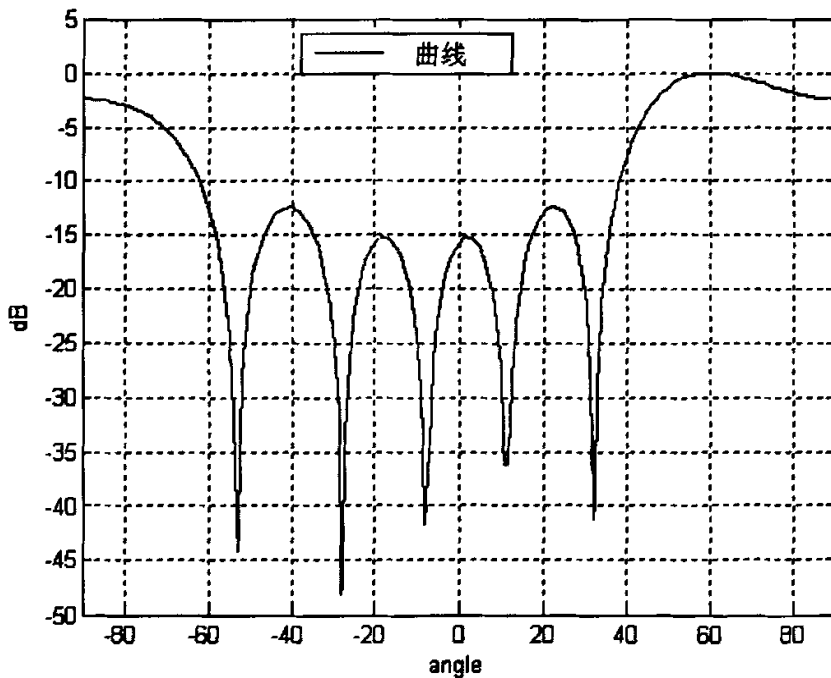


图 3-13 $\pi/3$ 来波方向的 6 阵元归一化方向图

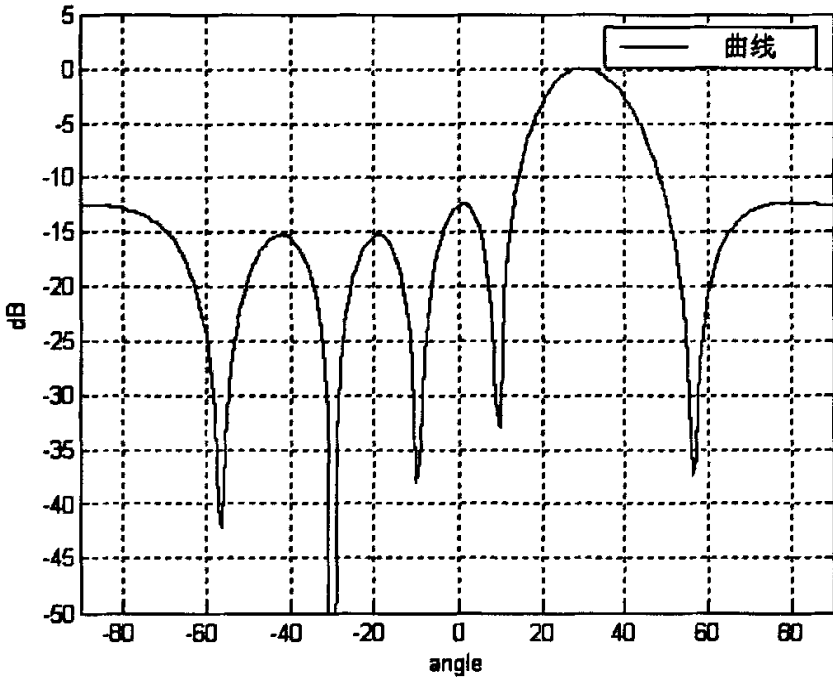


图 3-14 $\pi/6$ 来波方向的 6 阵元归一化方向图

从仿真 3 中我们得到了 3 种不同来波方向的归一化方向图，和 4 阵元，5 阵元一样图中的主瓣指向方向都达到了指标的要求，主瓣的-3dB 宽度也比 4 宽度窄了十几度。不同的是，我们发现在设计的直线阵列，主瓣与最高旁瓣之间的差值达到了 $>12\text{dB}$ 的指标要求。

仿真证明应用到我们设计的接收机中的智能天线阵列在天线阵列期望的覆盖角度 $\pm 60^\circ$ 范围内，阵元数至少要达到 6 阵元才达到设计基本指标。所以从实际应用出发，我们选用 $\lambda/2$ 等间距的 6 阵元直线阵列智能天线阵作为本设计产品的天线阵。

3.3 Wi-Fi 数模混合接收机系统设计

从前面的分析可以知道设计一台空间处理接收机,图 3-3 所示结构使用模拟器件技术成熟,价格相对较低,但波束形成时,每个独立的波束需要单独的 RF 波束形成网络,同时在权值处理是在 IF 进行,加大处理难度;图 3-4 所示的结构是在基带进行加权合并的,使用数字系统可以同时形成多波束,解决了独立波束形成,也有了数字电路处理信号稳定的好处。但这一结构使用的数字器件数量多,而数字器件相对价格高,这样就降低了它的实用性。

我们结合上面两种接收机的结构特点,对一种新的结构方式——数模混合的方式进行全新概念的设计,使其能够尽最大的可能提高其性能价格比,达到市场实用的效果。设计要点:

- 权值调整在基带进行,降低器件运算速率
- 利用模拟乘法器替代数模转换电路,减少 ADC 的器件数量
- 天线阵列结构尽可能简单,降低产品复杂度及结构体积

3.3.1 接收机系统结构设计

按照设计要点,综合前面分析的两种传统典型接收机结构,对本文设计的接收机做一个系统框图的粗略构造,如图 3-15 所示。

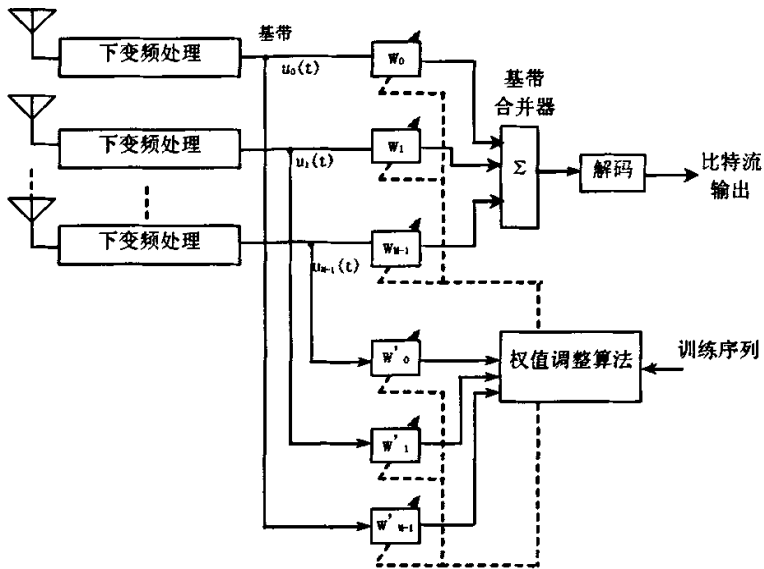


图 3-15 Wi-Fi 数模混合接收机系统框图

从这个粗略设计中体现了我们的设计要点之一，多路使用的多片的模数转换电路取消了，从器件的价格成本上大大减少了，这将大大的节约我们的设计成本。

从图 3-15 所示的方框图我们将我们的设计原理方框图进行细化工作。

从天线阵列单元接收到的射频信号一般都比较微弱，需要在前级加一个低噪声放大器 (LNA) 进行放大滤波，然后才进行变频工作，这样主要是使信号放大到要求的电平，并去除所有带外信号避免影响接收机的噪声系数。原则上要求 LNA 有较高的增益和较低的噪声系数，使的后续各部件的综合噪声对接收机的噪声指数影响不大。细化各部分功能之后得出如图 3-6 所示的基于智能天线技术的 Wi-Fi 数模混合接收机的原理方框图。

如图 3-16 所示，从天线阵列单元接收的射频信号经过低噪声放大器 LNA 放大后进入中频解调器进行 I/Q 解调，各通道 I/Q 解调器所需的本振信号是由一个公共的本振信号源提供，以保证各通道的相位关系；解调输出的基带 I/Q 信号分别进入两个模拟乘法器进行不同的信号处理：(1) 进入 DOA 模拟乘法器的 I/Q 信号与前一次更新的权值进行更新运算，运算后的各路 I' / Q' 信号进行合并输出到相关器与参考数据序列进行相关运算估计来波方向，同时得到新的权值。进行 A/D 变换后存储新的权值，分两路输出，一路进行 D/A 变换送回 DOA 模拟乘法器与下一时刻的 I/Q 信号进行更新的更新运算，使得我们的收到的数据流更精确；储存后的新权值的另一路输出是输出到数据模拟乘法器参与方向图综合，使主瓣方向更精确的对准来波方向。(2) 进入数据模拟乘法器的 I/Q 信号与最新更新的权值进行信号调整，调整后的信号进行合并然后进入基带解调器解调输出。

按系统各部分所完成的功能不同，将系统划分为 4 个部分，分别为：天线阵列模块，射频前端模块，数据接口模块和权值处理模块。

在后面的章节中我们对各个功能模块的设计进行详细的分析。

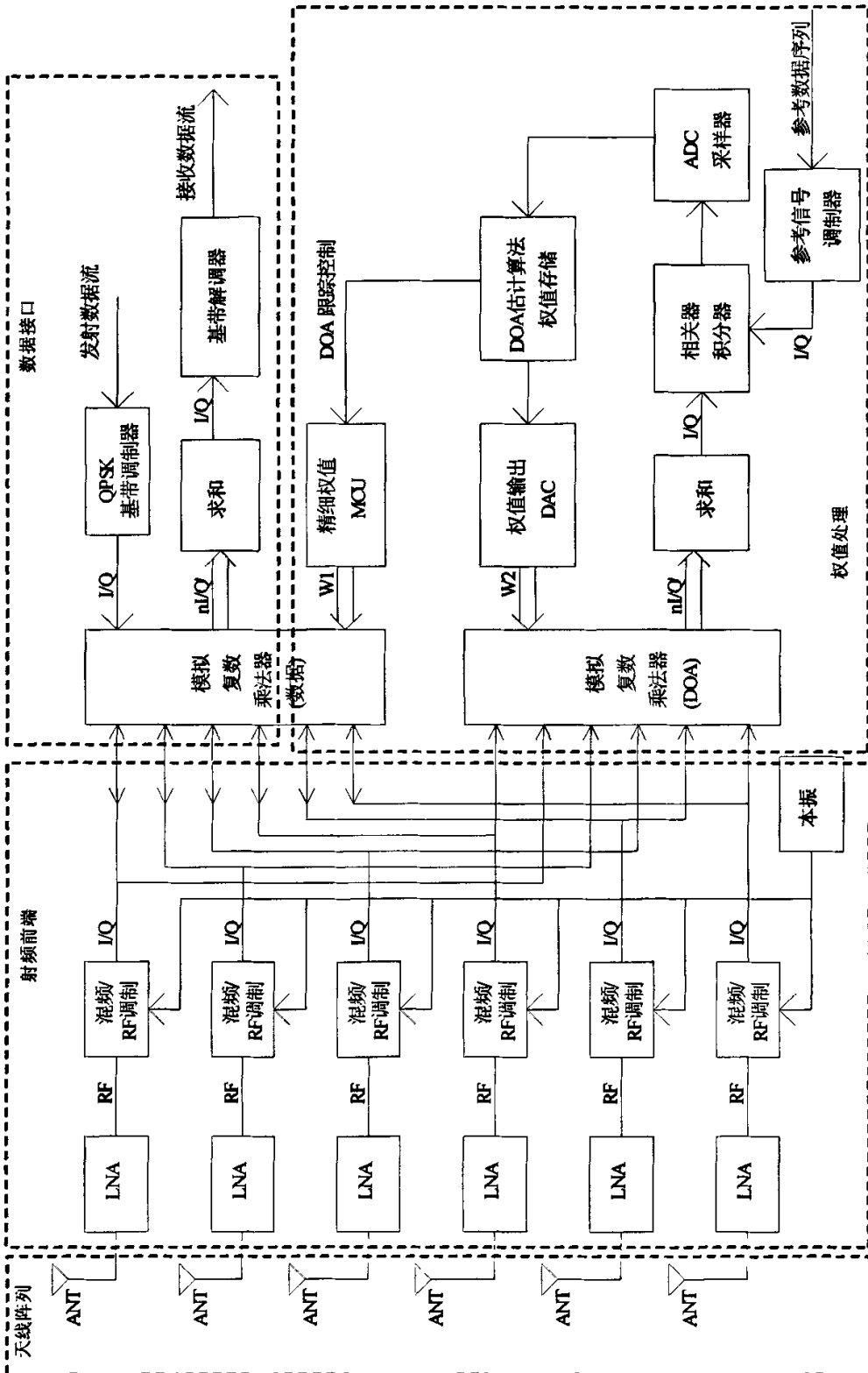


图 3-16 Wi-Fi 数模混合接收机原理框图

3.3.2 系统实现概要

图 3-16 是 Wi-Fi 数模混合接收机原理框图，主要包括天线阵列、射频前端、数据接口和权值处理模块。

从天线阵列接收下来的每一路微弱 RF 信号含有很多的带外干扰和带内噪声，经过带通滤波器及前端的 LNA 后可以滤除掉带外的干扰信号并提高带内信号的信号强度；放大到合适电平的信号送入射频前端模块。射频前端模块进行下变频及进一步的信号放大处理，射频前端采用零中频一次变频的方法，并且解调出正交的 I、Q 分量基带信号；解调出来的 I、Q 分量分两路进行处理。处理的信号流程图如图 3-17 所示。

进入数据复数乘法器的基带信号通过与最优（某种准则下）权值进行运算，对信号的失真补偿，最大程度的减少失真恢复出原数据比特流；进入 DOA 权值处理模块的基带信号运用 MONOPLUSE 算法通过对来波方向的估计计算，通过比对后得到来波的方向权值，就可以控制发射波束的方向对准感兴趣信号。

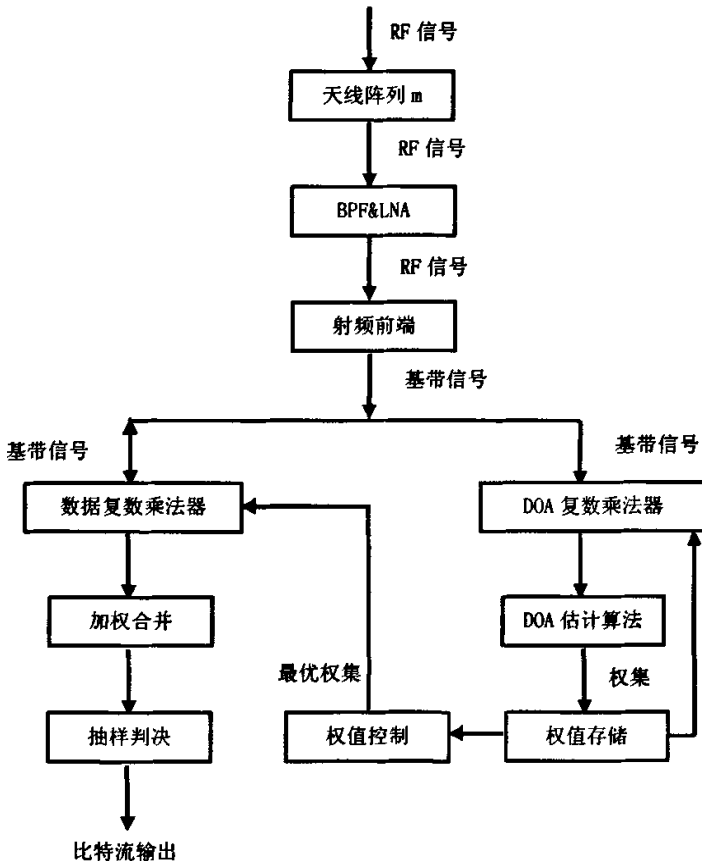


图 3-17 系统简单信号流程图

1. 天线阵列

前面已经对天线阵列的选用进行了详细的分析,经研究选用 $\lambda/2$ 等间距的 6 阵元直线阵列作为本设计接收机的天线阵列,其设计覆盖范围为 $\pm 60^\circ$,旁瓣电平在 -12dB 以上,采用 3 个 120° 的扇区设计,这样使用三个天线面就可以对 360° 进行全方位覆盖。

2. 射频前端

射频前端模块是本文研究设计的一个重点,它以往研究的接收机不同,本接收机设计的目的是具有高性价比的商用产品。

天线阵列接收到的信号在下变频到基带进行数字化之前要经过适当的低噪声放大器(LNA)放大和滤波,这样做主要是使信号放大到要求的电平,并去除所有带外信号避免影响接收机的噪声系数。原则上要求 LNA 有很高的增益和很低的噪声系数,使得后续各部件的综合噪声对接收机的噪声指数影响不大。因此,要设计一个合适的射频前端,必须要清楚各元件的性能参数,还要搞清各元件之间的相互影响、接收机灵敏度和动态范围之间的相互关系。

经过一段时间的市场调研和多方面比较,设计 Wi-Fi 接收机的射频前端下变频工作由一片集成芯片完成,从天线阵列接收到的每路阵元信号的射频处理由一片内部集成有 LNA、PA 和 TX/RX 开关的零中频接收芯片直接下变频到基带,输出 I、Q 分量。I、Q 信号分别送入两个不同功能的模拟乘法器组进行下一步的信号处理。具体的电路实现我们在下一章中详细论述。

3. 数据接口

数据接口模块包括一个复数模拟乘法器组、发射(调制)和接收(解调)端口。复数模拟乘法器由多片模拟乘法器和相加器组成,完成 I、Q 信号的权值迭加和方向图调整,复数模拟乘法器组是本文设计产品的一个设计重点之一。经过调整后的 I、Q 信号进行合并,送入解调器进行判决输出数据流。

4. 权值处理

权值处理模块是整个接收机的核心部分,它的最重要的工作是做 DOA 估计。权值处理模块包括权值更新和权值控制两部分。在智能天线中,权值处理模块起着关键的作用,其软硬件的性能之间决定着系统的性能,特别是需要用到复杂的自适应算法时,这一点就特别的明显。在这里还要强调的是,为了获得快速的响应,并行处理是非常重要的。

因此,在这里讨论把两个主要的自适应功能——输出波束形成和 DOA 估计作为两个独立的任务并行处理。而且由于数据的传输很快,与波束形成相关的计算必须高速完成。因为数据采样的每个新快拍要反复更新。另一方面,权值更新就比较慢,主要是因为实际的移动环境在 1~2ms 内基本保持不变[35];另外,前面也提过,即使选择相对简单的算法,权值更新也是很复杂的,权值更新软件最好用更高级的语言代码来写。采用高级语言也为监视系统的性能提供了一个更加灵活的方法,因为它使得系统的动态响应的可视化可以容易做到。出于成本的考虑我们不需要使用高性能的 DSP 芯片。波达方向的估计,波束的形成,方向图的综合,这些运算都是在权值处理模块中完成的,处理的方法关系到接收机的性能。

这里把权值处理模块中的加权求和分为两个独立的部分。一个是做数据接收发射用另一个是做 DOA 估计使用。这两部分的运算中涉及到了大量复数信号和复数乘法运算,包括 I、Q 分量。权值更新操作使用高性能的微控制芯片执行,使更新更简单化、有序化。权值更新的硬件实现主要由复数乘法器组、相关器和模数转换器(ADC)组成。权值控制主要由中央处理器(MCU)进行控制处理。

a. 数据接收发射部分

数据接收发射部分是对接收的 I、Q 分量信号进行失真波形的补偿和对噪声的滤除。包括复数乘法器组, I、Q 分量的加权合并器,及抽样判决电路。复数乘法器就是对 I、Q 分量与存储的最优权值进行运算,使从射频前端接收到的 I、Q 分量达到最佳补偿。同时最优权值还在复数乘法器中进行发射波束方向的控制。

b. DOA 估计部分

DOA 估计部分也由一个复数乘法器组、I、Q 分量的加权合并器、相关运算器和权值存储及控制器组成。它利用 MONOPLUSE 估计的算法对波达方向的估计,最终控制发射波束的方向。由射频前端输出的 I、Q 分量信号送入 DOA 复数乘法器,与存储的权值进行运算,运算后的值与存储的标准值进行比对,估计得到的来波方向。

3.4 本章小结

在这章中通过对传统空间处理接收机的分析比较,创新提出了一种新型的基于智能天线技术的数模混合接收机结构。同时详细论述了接收机天线阵列的阵列选取,并分别对接收机各功能块的实现进行了简要的论述。

通过本章的论述,构建了基于智能天线技术的 Wi-Fi 数模混合接收机的系统原理框图。

第四章 数模混合接收机电路设计

基于智能天线技术的 Wi-Fi 数模混合接收机是吸收了智能天线的抗干扰原理, 依靠阵列信号处理和数字波束形成技术, 采用数字电路和模拟电路混合设计技术, 设计成一种新型结构的接收机。它具有智能天线技术的提高系统容量, 增加系统覆盖范围的优点。是一种结构简单、性能价格比高的新型接收机。设计完成后与发射机一起工作, 形成符合市场要求的 WLAN AP, 即工作频率在 2.4GHz, 在四百米范围内能同时满足 32 个用户使用的 WLAN AP, 具有很高的市场实用价值。

在本文的第三章中, 图 3-16 是 Wi-Fi 数模混合接收机原理框图, 主要包括天线阵列、射频前端、数据接口和权值处理模块。

在这章中, 我们对接收机进行具体电路的设计, 主要对射频前端模块及复数模拟乘法器电路进行具体的分析。

4.1 接收机的原理框图

本文设计的接收机是基于 802.11b 标准的无线接入设备, 它与发射机一起工作可以是无线终端与有线网络无缝的接入。按 802.11b 的标准本设计的接收机规格为:

- 接收机的频率范围: 2400MHz~2499 MHz
- 中频频率: 零中频
- 频道带宽: 22MHz
- AGC 范围: $\geq 70\text{dB}$
- Bit Rate: 11 MHz
- 接收灵敏度: -85dBm

根据接收机规格, 按第三章的分析论述以及经过了多次的市场调查研究决定对接收机原理框图进行了主要芯片的确定, 如图 4-1 所示。

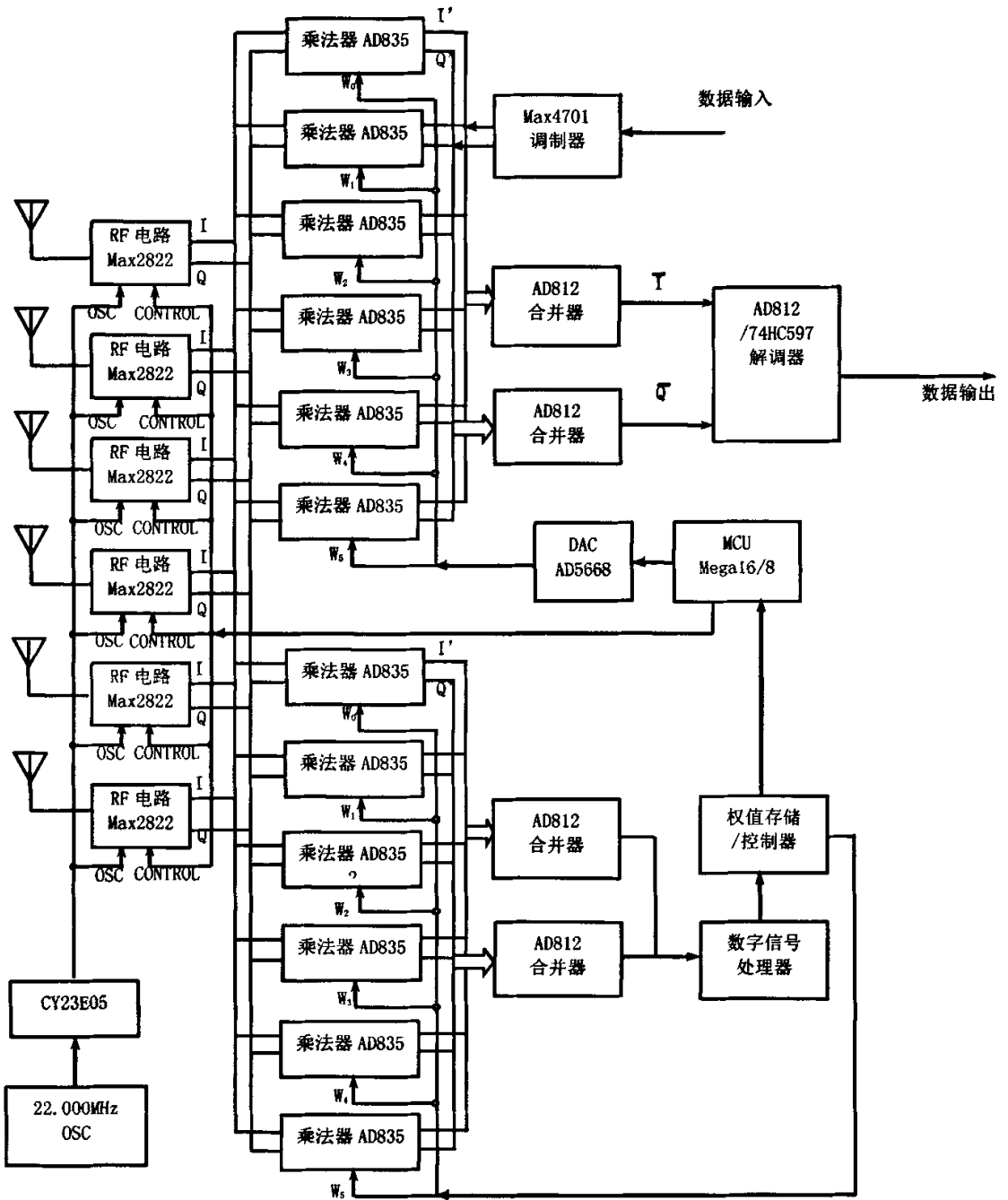


图 4-1 基于智能天线的 Wi-Fi 数模混合接收机原理框图

4.2 射频前端模块电路的设计

在智能天线接收系统中，射频前端模块的任务是对信号进行放大及频率变换，以满足基带信号处理的要求，是整个接收过程中的关键部分，射频转换模块输出信号的质量直接决定了整个智能天线系统的性能。另外考虑到智能天线对误差非常敏感，还要保证射频前端模块各个支路幅度和相位的一致性。射频前端模块的典型原理框图如图 4-1 所示。

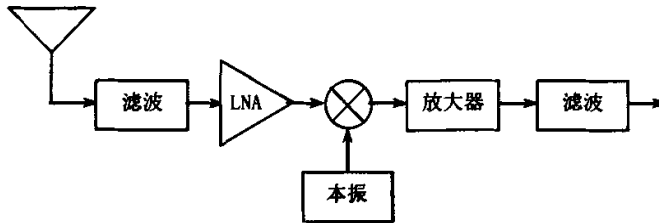


图 4-2 射频前端模块工作原理图

4.2.1 射频前端电路设计概要

对于一个智能天线概念论证的简单设计，成本使要考虑的首要因素，射频前端应通过使用低成本、灵活性强的商用器件来搭建。接收机可采用简单的一次下变频。从图 4-2 中所要完成的功能来看，MAXIM 公司最新研制的芯片 MAX2822 很适合本设计产品作为射频前端的主要器件使用，该芯片的功能是基于 802.11b 标准的集发送和接收于一体的芯片，它应用在 2.4G~2.5G ISM 波段。

芯片 MAX2822 是工作在 2.4G~2.5G ISM 波段适用于 802.11b(11Mbps)标准的、集收发于一体的收发器。该收发器包括了要求实现 802.11b 标准的 RF 到基带变频过程的所有电路，包括功率放大器，收发开关以及 50Ω 匹配器。该芯片有完整的接收和发送通道，VCO，频率合成器，基带接口和控制接口等 RF 电路。仅仅需要少量的外围器件就可以实现射频前端的电路功能。MAX2822 不需要经过中频变换直接从 RF 信号下变频的到基带，收发有独立的集成基带滤波器。可以高性能地工作在 802.11b(11Mbps 补码键控

(CCK)方式和 22Mbps 的 PBCC 方式。同时它完全适用于 802.11b 标准规定的 1Mbps、2Mbps、5.5Mbps 和 11Mbps 的所以速率，甚至适用于 22Mbps 更高的速率标准。

概括该芯片的特点是：

- 工作波段：2.4G~2.5G ISM
- 工作速率：1 M bps，2 M bps，5.5 M bps，11M bps(CCK)；22Mbps(PBCC)
- 内置增益为 +17dB 的功率放大器，并带有功率检测输出
- 内置发射和接收转换开关
- 从射频直接下变频到基带，输出 I、Q 分量
- 内置低噪声放大器，VCO，基带低通滤波器，PLL，AGC
- 接收灵敏度：-95dBm(1Mbps)；-85dBm(11Mbps)
- 超小型 48 脚 QFN 封装

根据接收机射频前端模块所以完成的功能，结合市场及 MAX2822 芯片功能和特点，它比较符合本设计接收机使用。由芯片 MAX2822 构成的射频前端模块原理框图如图 4-2a 所示。下面对 MAX2822 芯片的内部功能进行详细分析。

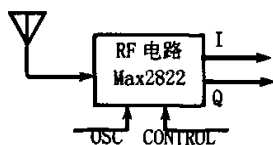


图 4-2a 射频前端模块原理框图

4.2.2 芯片功能分析

MAX2822 接收通道的内部功能框图如图(4-3)所示。

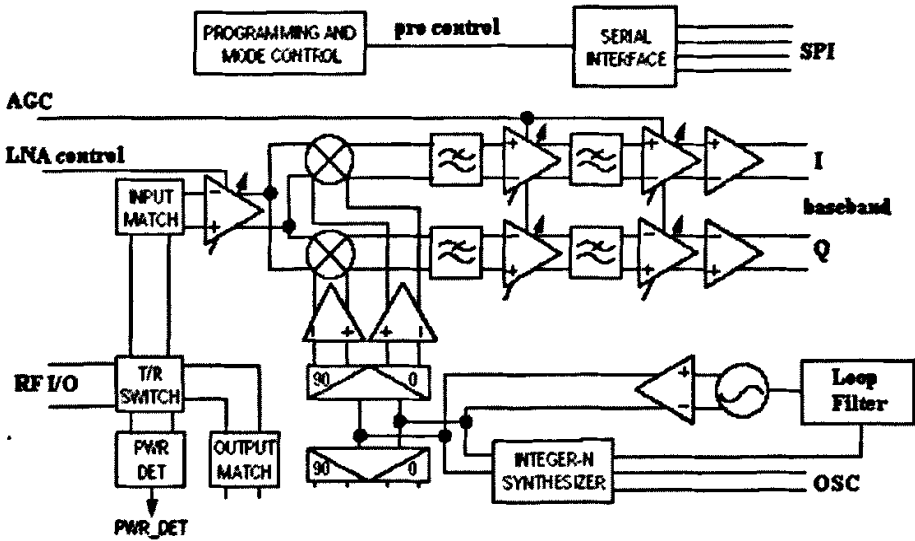


图 4-3 接收通道功能方框图

1、射频 I/O 及发送/接收切换

MAX2822 内部集成有功率放大器(PA)、低噪声放大器(LNA)和发送(TX)/接收(RX)切换器，TX/RX 切换器的输入端(RFP 和 RFN)是外部信号与芯片的连接端口，它通过一个不平衡变压器或具有不平衡转换功能的滤波器可以直接与天线相连。MAX2822 的射频(RF)接口(RFP 和 RFN)是一个 100Ω 平衡接口，无需加任何的器件就可以与外连接接口阻抗匹配。在大多数的天线与 RF 之间都使用这样的 100Ω 平衡接口与单端的 50Ω 不平衡口滤波器连接，其接口结构如图 4-4 所示。

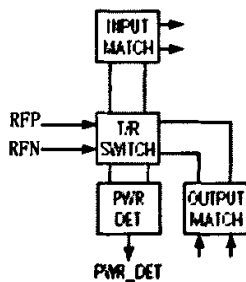


图 4-4 射频接口结构图

2、低噪声放大器

片内设计的低噪声放大器(LNA)是 $100\ \Omega$ 差分输入端口,如图 4-3 所示。所以从 RF 带通滤波器到 RFP/RFN 的接口进行单端不平衡到差分端口的转换是非常重要的。同样的在差分输入的端口布线上也是重要的,合理的布线能提高其 2 阶互调性能以及抑制 RF 的共模噪声。

LNA 有两个增益模式选择,通过 LNA control(引脚 RF_GAIN)的逻辑电平可以进行控制选择不同的增益,如图 4-5 所示。在测试环境为:正常工作电压+2.7V,环境温度+25℃,本振频率 2437MHz 测得的频率与接收电压增益关系图(见图 4-5)和增益与接收噪声关系图(见图 4-6)。

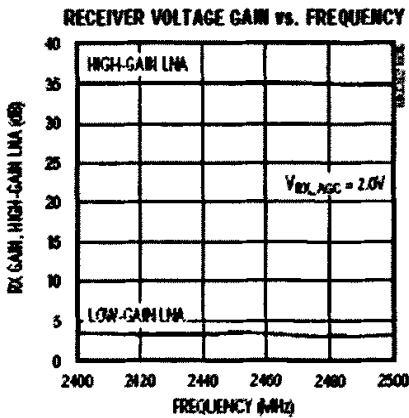


图 4-5

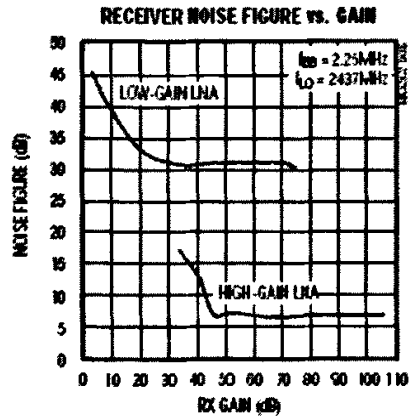


图 4-6

从图 4-5 中看出,增益在带内都是平坦的,在测试条件下,高增益模式的增益为 35dB,低增益模式的增益为 4dB 左右。

3、基带低通滤波器

基带低通滤波器提供陡峭的滤波特性对带外(>11MHz)干扰信号起到了很好的抑制作用,并能很好地保证接收机的接收灵敏度。滤波器的频率响应是在片内控制的不需要用户调整。滤波器的一3dB 频率是可以通串行接口(SPI)控制的,如图 4-3 所示。其程序设置见表 4-1。典型的接收频率响应如图 4-7a、b 所示。

Table 4-1 Receiver Settings Register

ADDRESS	DATA BIT	CONTENT	DEFAULT	DESCRIPTION
0100	D11:D4	--	11111111	Must be 11111111 for proper operation
	D3	--	0	Must be 0 for proper operation
	D2:D0	BW(2:0)	010	Receive Filter -3dB Frequency Select (frequencies are approximate): • 000 = 8.5MHz • 001 = 8.0MHz • 010 = 7.5MHz • 011 = 7.0MHz • 100 = 6.5MHz • 101 = 6.0MHz

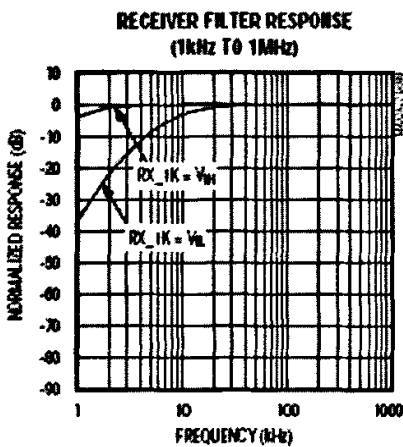


图 4-7 a

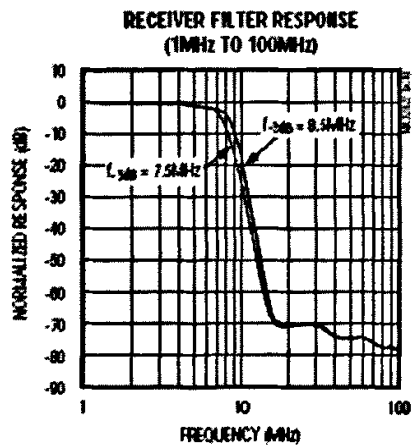


图 4-7 b

从图中看到，滤波器虽然不可调，但是其默认的设置是最理想的（-3dB 点在 7.5MHz），即在滤除噪声和防止基带失真之间选择了一个最佳点，所以无需用户进行调整了。

4、接收增益控制

增益控制原理框图如图 4-8 所示。

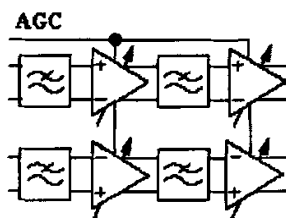


图 4-8 AGC 控制原理框图

接收通道的增益是通过外部电压的控制可以连续调整的，从图中可以看到是通过 AGC(管脚 RX_AGC)调整的，当 $V_{RX_AGC}=0V$ 时有最大增益；当 $V_{RX_AGC}=2.0V$ 时有最小增益。AGC 是高阻的模拟输入，可以通过基带 IC 模拟信号进行连接控制。增益控制是连续值，典型值为 70dB。接收电压增益和控制电压的特性图如图 4-9 所示。

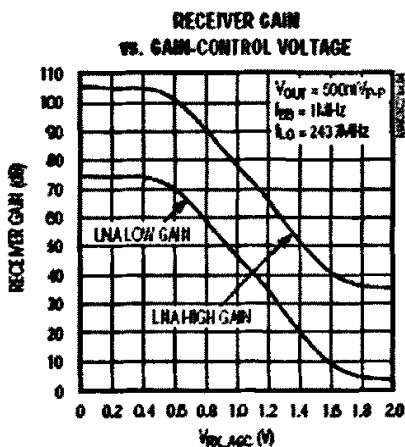


图 4-9 接收增益控制曲线

5、基带放大输出

基带的输出(图 4-10a)是低阻抗差分缓冲输出，输出的信号为同相的 I 信号和正交的 Q 信号，它们可以直接与复数模拟乘法器相连进行权值迭加处理或权值更新处理。在条件为：工作电压+2.7V，环境温度+25℃，本振频率 2437MHz 音频，发送基带输入为 400mVp-p，接收基带输出为 500mVp-p 时，输入信号分别为音频信号和调制信号分别得到的基带输出频谱图，分别如图 4-10b 和 4-10c 所示。

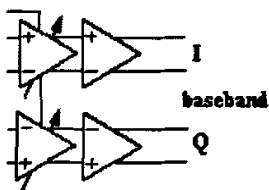


图 4-10a 基带输出接口

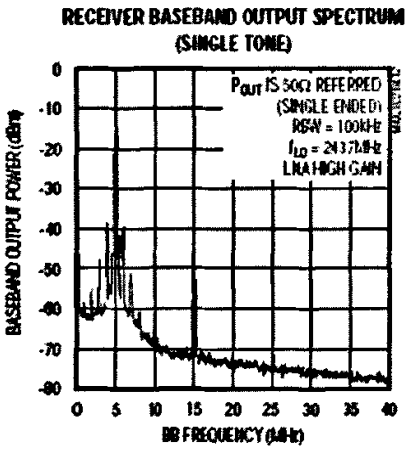


图 4-10b 频谱图 (音频信号)

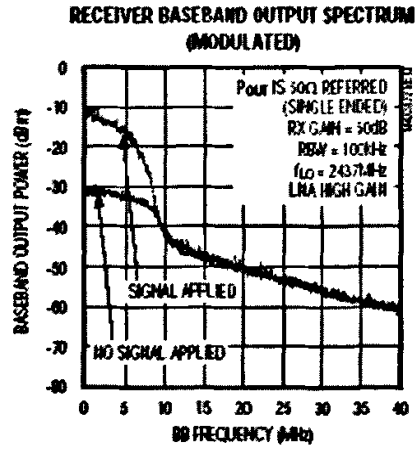


图 4-10c 频谱图 (调制信号)

6、频率合成器

如图 4-11 所示，频率合成器和 PLL 的信道频率设置是通过串行口 (SPI) 由外部编程设置的。载波频率 2400MHz~2499MHz 可以由数 0~99 通过编程进行设置 (LO 的频率 = 信道频率 + 2400)。参考频率由外部 22MHz 的晶体振荡器提供。这些信道设置是充分考虑了 802.11b 的标准中所有覆盖的频率要求的，22MHz 晶体振荡器选择也是无线通信中常用的晶体振荡器，所以在器件的选择和频率的要求上是经过了充分考虑的。

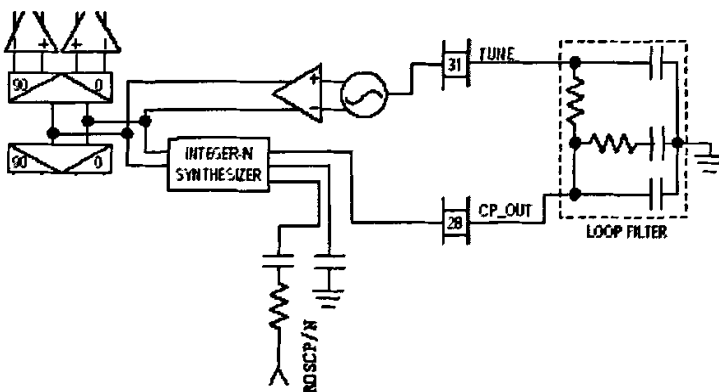


图 4-11 频率合成器

参考频率是从 OSC(管脚 ROSCP 和 ROSCN) 高阻模拟输入的, 它们只要通过一个耦合电容就可以直接与晶体振荡器相连了。输入的范围是 200mV_{p-p} 到 500mV_{p-p}, 所以晶体振荡器的输出可以通过一个电阻或电容的衰减网络就可以提供合适的电平与输入端口相匹配了(如图 4-11 所示)。

外部的环路滤波器(由 C-RC 组成, 见图 4-11), 连接到 VCO 的输入脚 TUNE, 这个低通滤波器通过脚 CP_OUT 与合成器相连组成一个闭环网络而组成设计的 PLL。图中电阻电容的参数选择要设计好环路的带宽, 保证环路锁定时间以及环路的稳定性要求。通过验证 45KHz 的环路带宽可以保证 5us 的发送转换时间, 10us 的接收转换时间。环路带宽变窄会导致 TX/RX 的转换时间达不到要求。收/发的转换时间图如图 4-12 所示。

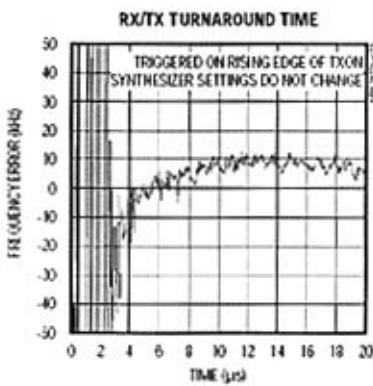


图 4-12

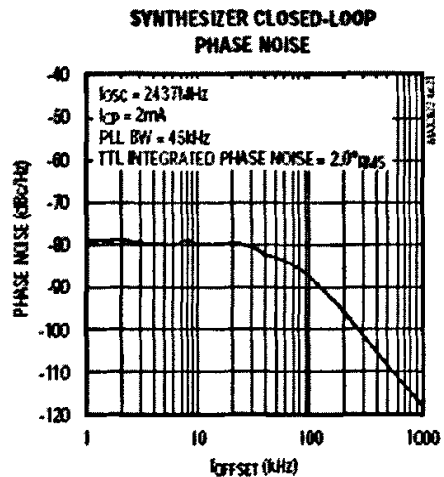


图 4-13

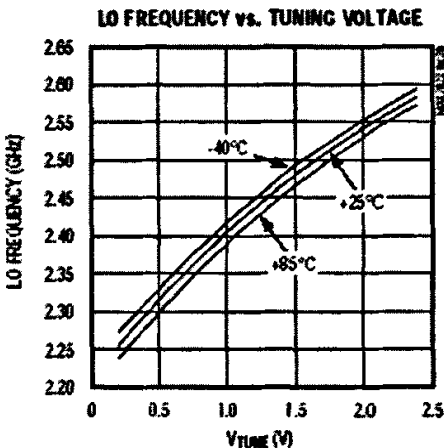


图 4-14

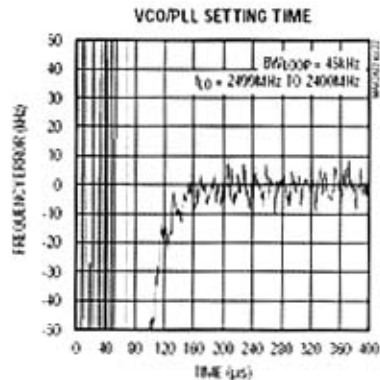


图 4-15

图 4-13 是在前面所述的低通滤波器的带宽为 45KHz 测试环境下测得的闭环相位噪声关系图；图 4-14 是测得的本振频率与 TUNE 脚电压的关系图；图 4-15 是 VCO/PLL 锁定时间与频率稳定度的关系图。这些典型的工作特性图对设计电路时有很高的参考价值。

7、程序控制寄存器

从前面的研究中知道，芯片内部有些主要功能模块是有程序控制寄存器来控制工作的，这些寄存器可以通过串行端口 SPI/QSPI/MICROWIRE 进行功能设置。芯片内部包括 5 个程序控制寄存器：功能块使能寄存器，合成器寄存器，信道频率寄存器；接收设置寄存器以及发送设置寄存器。我们将详细对前面 4 个寄存器做分析。每个寄存器有 16 比特组成，前 4 个最高有效比特是寄存器的地址位 (MSBs)，后 12 个低有效比特是寄存器的数据位。寄存器配置见表 4-2。

Table 4-2 Programming Register Definition Summary

REGISTER NAME	4 ADDRESS BITS				12 DATA BITS											
	A3	A2	A1	A0	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
	MSB	15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	LSB
ENABLE	0	0	0	1	E11	E10	E9	E8	E7	E6	E5	E4	E3	E2	E1	E0
SYNTH	0	0	1	0	X	X	X	X	0	1	0	0	0	0	0	R0
CHANNEL	0	0	1	1	X	X	X	X	X	CF6	CF5	CF4	CF3	CF2	CF1	CF0
RECEIVE	0	1	0	0	2C2	2C1	2C0	1C2	1C1	1C0	DL1	DL0	SF	BW2	BW1	BW0
TRANSMIT	0	1	0	1	X	X	X	X	X	DE	DR1	DR0	PA3	PA2	PA1	PA0

X = Don't care.

芯片的每个寄存器在刚上电是保持一个默认状态（见表 4-3），这个状态是通过管脚 VCC_DIG 的电平从 0V 跳变到 2V 时保持的，这个状态可以通过串行接口由编程改变。

Table 4-3 Register Power-Up Defaults States

REGISTER	ADDRESS	DEFAULT	FUNCTION
ENABLE	0001	0000 0001 1110	Block-Enable Control Settings (E)
SYNTH	0010	0000 0100 0000	Synthesizer Settings: • Reference frequency (R)
CHANNEL	0011	0000 0010 0101	Channel frequency settings (CF)
RECEIVE	0100	1111 1101 0010	Receiver Settings: • -3dB lowpass filter bandwidth (BW) • Detector midpoint level (DL)
TRANSMIT	0101	0000 0010 1101	Transmit Settings: • PA bias (PA) • PA driver bias (D) • PA driver enable (DE)

下面我们对具体的每个寄存器怎样工作做一个大概的介绍：

功能块使能寄存器

功能块使能寄存器可以独立的控制每个主要电路功能块能否工作，功能块工作的使能条件是对应使能比特位的逻辑电平设置和其他输入状态的控制（见表 4-4）。

Table 4-4 Block-Enable Register (ENABLE)

ADDRESS	DATA BIT	CONTENT	DEFAULT	DESCRIPTION AND LOGICAL DEFINITION
0001	D11	E(11)	0	Reserved
	D10	E(10)	0	PA Bias-Control Enable (PAB_EN) PAB_EN = SHDNB · (E(10) + TX_ON)
	D9	E(9)	0	Transmit Baseband Filters Enable (TXFLT_EN) TXFLT_EN = SHDNB · (E(9) + TX_ON)
	D8	E(8)	0	Tx Upconverter + VGA + Driver Amp Enable (TXUVD_EN) TXUVD_EN = SHDNB · (E(8) + TX_ON)
	D7	E(7)	0	Reserved
	D6	E(6)	0	Rx Downconverter + Filters + AGC Amps Enable (RXDFA_EN) RXDFA_EN = SHDNB · (E(6) + RX_ON)
	D5	E(5)	0	Receive LNA Enable (RXLNA_EN) RXLNA_EN = SHDNB · (E(5) + RX_ON)
	D4	E(4)	1	Autotuner Enable (AT_EN) AT_EN = SHDNB · (E(4) + RX_ON + TX_ON)
	D3	E(3)	1	PLL Charge-Pump Enable (CP_EN) CP_EN = SHDNB · E(3)
	D2	E(2)	1	PLL Enable (PLL_EN) PLL_EN = SHDNB · E(2)
	D1	E(1)	1	VCO Enable (VCO_EN) VCO_EN = SHDNB · E(1)
	D0	E(0)	0	Reserved

合成器寄存器

合成器寄存器 (SYNTH) 控制参考频率的分频和 PLL 的泵浦电路。详细的比特位设置见表 4-5。

Table 4-5 Synthesizer Settings Register (SYNTH)

ADDRESS	DATA BIT	CONTENT	DEFAULT	DESCRIPTION
0010	D11:D8	X	0000	Reserved
	D7	—	0	Must be 0 for proper operation
	D6	—	1	Must be 1 for proper operation
	D5:D0	R(5:0)	000000	Reference Frequency Divider: <ul style="list-style-type: none"> • 000000 = 22MHz • 000001 = 44MHz

信道频率寄存器

信道频率寄存器(CHANNEL)为芯片设置载波频率。这些信道是可以用0~99的数字进行编程设置的,它们各自实际的频率是(2400+所在的信道数)MHz,默认的设置是37,即默认的本振频率是2437MHz。具体设置见表4-6。

Table 4-6 Channel Frequency Register (CHANNEL)

ADDRESS	DATA BIT	CONTENT	DEFAULT	DESCRIPTION
0011	D11:D7	X	00000	Reserved
	D6:D0	CF(6:0)	0100101	Channel Frequency Select: $f_{LO} = (2400 + CF(6:0))\text{MHz}$ <ul style="list-style-type: none"> • 000000 = 2400MHz • 000001 = 2401MHz • • 1100010 = 2498MHz • 1100011 = 2499MHz

接收设置寄存器

接收设置寄存器(RECEIVE)控制接收滤波器-3dB的截止频率,默认的设置保证正常的工作状态,可以通过寄存器比特位的设置调整滤波器的截止频率。详细设置见表4-7。

Table 4-7 Receiver Settings Register (RECEIVE)

ADDRESS	DATA BIT	CONTENT	DEFAULT	DESCRIPTION
0100	D11:D4	—	11111111	Must be 11111111 for proper operation
	D3	—	0	Must be 0 for proper operation
	D2:D0	BW(2:0)	010	Receive Filter - 3dB Frequency Select (frequencies are approximate): <ul style="list-style-type: none"> • 000 = 8.5MHz • 001 = 8.0MHz • 010 = 7.5MHz • 011 = 7.0MHz • 100 = 6.5MHz • 101 = 6.0MHz

通过对串行口的控制,不需要做硬件的改动,我们对本接收机几个主要的参数可以很灵活的调整,以更好的适应实际使用的要求。

4.2.3 射频前端及其外围电路设计

通过前面对主要芯片 MAX2822 的功能详细分析, 根据射频前端的原理框图(图 4-2), 我们对 MAX2822 的外围电路进行了设计, 图 4-16 所示是一路阵元信号的射频前端电路原理图。

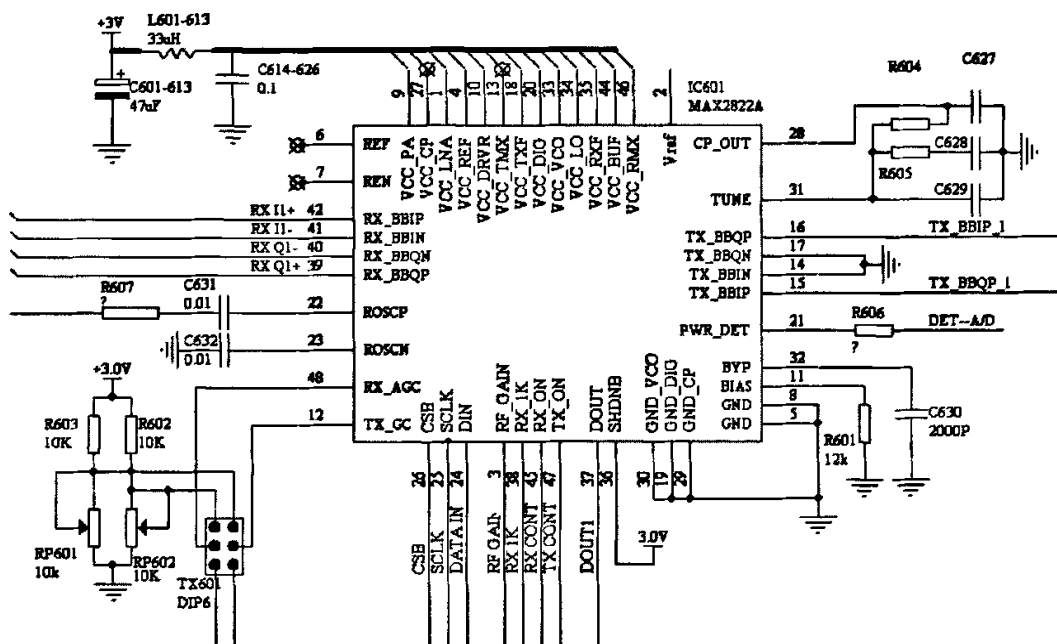


图 4-16 MAX2822 外围电路设计

图中 RX_AGC 的控制进行了两种可选择的控制, 通过 TX601 插座进行选择, 短路插销接到上边, 是通过一个 10K 的固定电阻与 10K 的可变电阻进行分压, 这样可以按图 4-9 手动控制增益; 短路插销接到下边, 是由微控制器 ATmega16 来编程控制(如图 4-17 所示)。

从图中我们还看到由 TX_BBIP 和 TX_BBQP, 这是由原始信息码流经过一定的处理后将从这里送入 MAX2822 进行发送, 本设计重点研究的是接收部分, 同时也对发射部分做了相关的研究设计。TX_GC 就是控制发送增益的信号, 也对 PWR_DET 送出的检测信号进行模数转换进行功率监测。

CSB, SCLK, DATAIN 这三个信号与微控制器 ATmega16 的串行输出口相连, 对 MAX2822 内的程序寄存器进行控制, DOUT1 与串行输入口相连对 MAX2822 的数据进行读取, 进行监控, 以便更好的对信号进行控制。RF GAIN, RX 1K, RX CONT, TX CONT 信号与 ATmega16 的 I/O 口相连, 由 ATmega16 编程控制它们的工作状态。

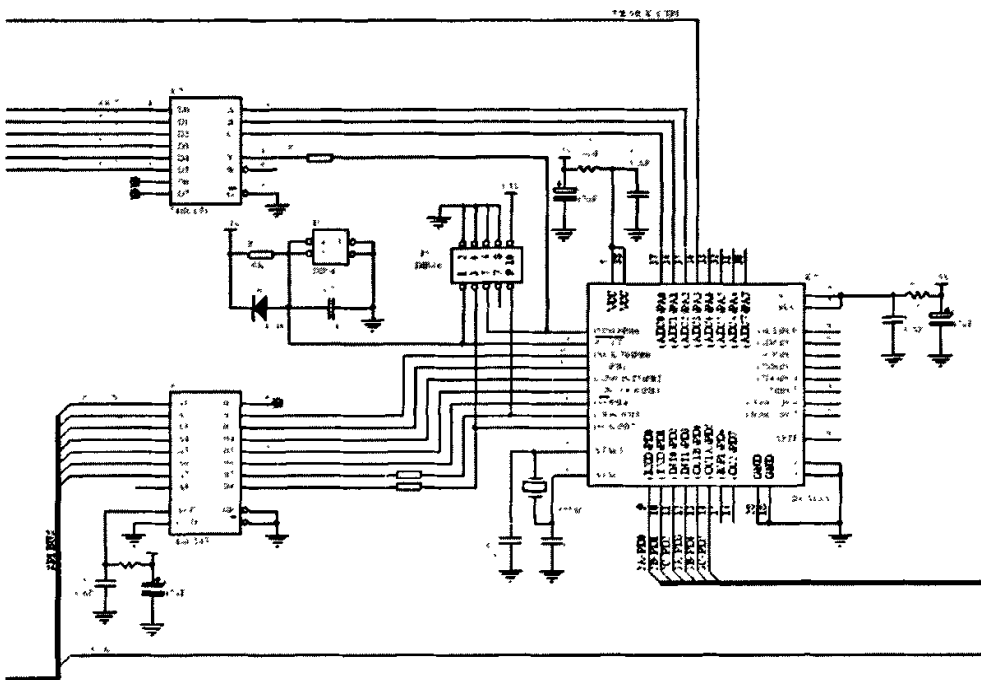


图 4-17 微控制器 ATmega16 外围电路设计

芯片使用的 22MHz 的参考晶体振荡信号通过 Cypress Semiconductor Corporation 生产的高驱动能力的零延时缓冲器 CY23EP05 经 R607, C631 送入 MAX2822, 缓冲器 CY23EP05 器件输入输出零延时, 一个输入可以驱动 5 个输出, 我们使用两片这样的器件就可以同时为 6 路通道提供统一的振荡信号, 这样就可以保证各通道的相位关系, 这对于智能天线的系统来说是很关键的, 因为体现方向图的因素之一就是信号的相位。晶体振荡部分如图 4-18 所示。

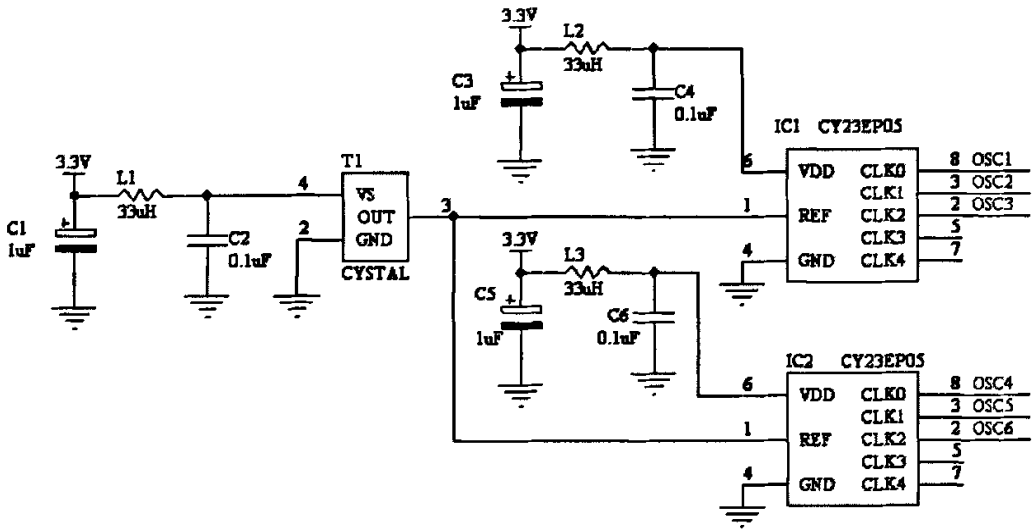


图 4-18 振荡器时钟分配

图中 RX I1+、RX I1-、RX Q1+、RX Q1-，信号是分成两路，一路送到数据模拟乘法器，与更新后的权值进行迭加，输出更优的基带信号；另一路送往 DOA 模拟乘法器，参与权值更新运算。

4.3 复数模拟乘法器设计

在本设计产品中我们使用了两个模拟复数乘法器组，如图 4-1 所示。一个我们称之为 DOA 模拟复数乘法器，它的任务是完成权值的更新。权值处理器对来波的方向进行估计，得到的加权值进行存储后送回 DOA 模拟复数乘法器，再一次进行更新，如此循环不断迭代使估计值更接近最优(基于某种准则下)预期值，得到某种准则下的最优权值，参与基带信号的调整和方向图的形成；另一个我们称之为数据复数乘法器，它的任务是完成基带信号与最优权值(基于特定准则下)迭加，以期达到抑制干扰信号和滤除噪声信号的目的，输出失真最小的基带信号，完成输出波束的形成。

这两个主要的自适应功能——输出波束形成和权值更新作为两个独立的任务是可以并行完成的。这样的并行处理对于获得快速的响应是非常重要的。由于数据传输很快，与波束形成相关的计算必须高速完成，数据采样的每个新快照要反复更新。另一方面，权值的更新就比较慢，主要是因为实际的移动环境在 1~2ms 内基本保持不变[35]。

4.3.1 加权处理过程

1. 接收原理

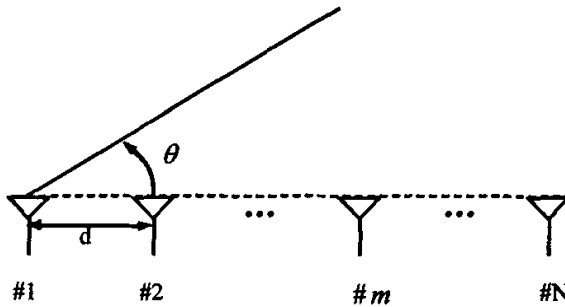


图 4-19a 等距直线阵阵元

如图 4-19a 所示，对应接收天线阵列输出为：

$$\bar{x}(t) = (x_1(t), x_2(t), \dots, x_m(t), \dots, x_N(t)) \tag{4-1}$$

$x_m(t)$ ($m = 1, \dots, N$) 为第 m 个天线输出的复信号。

设信号到达右边的第一个天线的时间为 0 基准，则到达第 n 个天线的时间为

$$(n-1)\cos\theta_i \cdot \frac{d}{\lambda}, \text{ 引入的相位为: } e^{j2\pi(m-1)\cos\theta_i \frac{d}{\lambda}}$$

下面用一个向量来表示所有天线的这种关系：

$$\bar{a}(\theta_i) = \left(1, e^{j2\pi\cos\theta_i \frac{d}{\lambda}}, \dots, e^{j2\pi(N-1)\cos\theta_i \frac{d}{\lambda}} \right)^T \tag{4-2}$$

这个向量被称为阵列响应矢量或导向矢量 (steering vector)。最终天线阵列输出为：

$$\bar{x}(t) = \sum_{j=1}^L \bar{a}(\theta_j) \tag{4-3}$$

即：

$$\bar{x}(t) = \bar{A}(\theta) \tag{4-4}$$

式中的 $\bar{A}(\theta) = (\bar{a}(\theta_1), \bar{a}(\theta_2), \dots, \bar{a}(\theta_N))$

(4-5)

这里通过分析得出天线阵的输出信号与接收信号之间的关系。我们知道智能天线的作用是将用户信号从干扰信号及噪声中提取出来，下面分析加权处理的过程。

2. 加权处理过程

由图 4-19a，假设期望的信号 $\bar{s}_k(t)$ 自 $\theta(k)$ 方向入射，而干扰信号共有 $M-1$ 个，分别来自其他用户，其中第 j 个干扰信号为 $\bar{s}_j(t)$ 是从 $\theta(k)$ 方向入射的，则阵元接收的信号矢量为

$$\bar{x}(t) = \bar{s}_k(t) + \sum_{j=1}^{M-1} \bar{s}_j(t) \quad (4-6)$$

这里 $\bar{x}(t)$ 将分为三部分，一部分为期望接收的信号矢量 $\bar{s}_k(t)$ ，一部分为干扰信号矢量 $\bar{s}_j(t)$ 。

经加权后，天线阵的输出可表示为：

$$y(t) = \bar{w}^T \bar{s}_k(t) + \sum_{j=1}^{M-1} \bar{w}^T \bar{s}_j(t) \quad (4-7)$$

式(4-7)分别表示：天线阵输出的期望的信号 $Y_k(t)$ 和干扰信号 $Y_j(t)$ ，现在的问题就是如何确定最佳权向量 \bar{w} ，以期达到抑制干扰信号 $Y_j(t)$ 目的。如何获得加权因子 \bar{w} 是智能天线中波束成型技术的一个核心问题。权值 \bar{w} 的获得可有多种方法：

1. 采用各种自适应仿真算法在一定准则下计算出最优权值 \bar{w}_{opt} ，如前面所述的 LMS，RLS 等算法，

2. 可以直接采用方向向量 (steer vector) 的共轭作为权值。

4.3.2 复数乘法器的设计

前面我们使用到的数据复数乘法器就是要完成上一小节提到的加权处理的过程，即将在权值处理模块中得到的最佳权向量与接收到的信号进行迭加，处理过程就是完成式(4-9)的运算过程。图(4-19b)所示是数据复数乘法器的电路原理图。

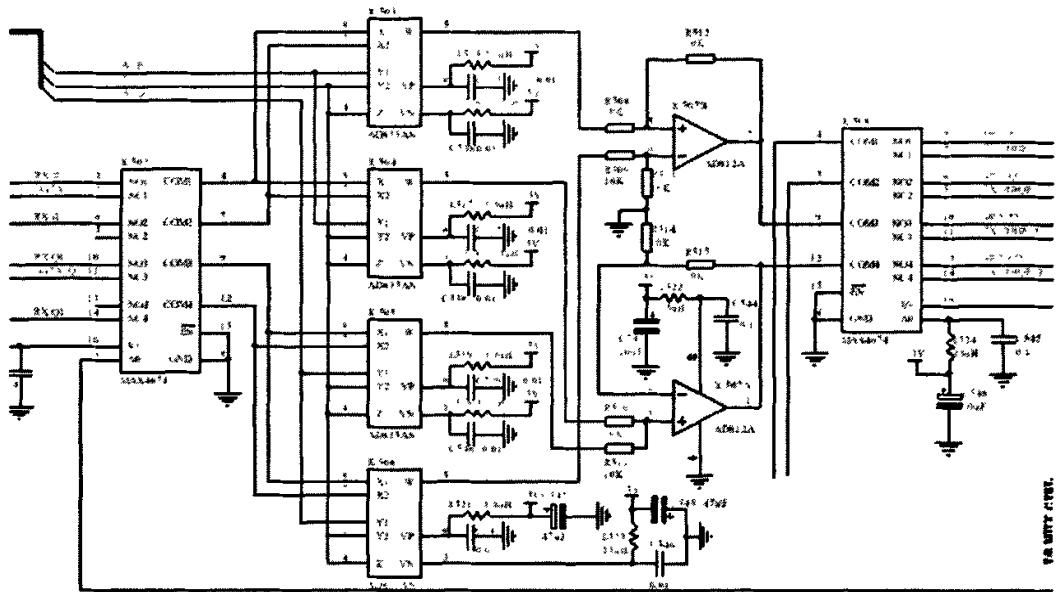


图 4-19b 乘法器电路设计

乘法器由 4 片 Analog Devices , Inc. 生产的 AD835 芯片 [12] 完成电路运算，其逻辑功能图如图 4-20 所示。

芯片 MAX4674 内部由 4 个宽带 2:1 模拟复用器组成，它在电路中完成发送和接收数据的切换。控制脚 A0 与微控制器 ATmega16 的 I/O 口连接，控制发送和接收的时序。发送信息由 NC1、NC3 输入，接收到的信息从 N01、N02、N03、N04 输入，分别从公共端 COM1、COM2、COM3、COM4 输出。

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

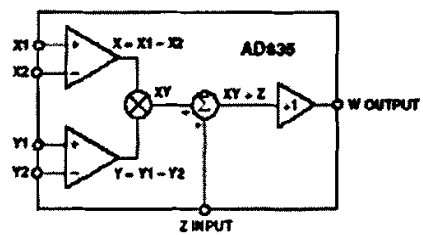


图 4-20 逻辑功能图

经过乘法器处理后的输出信号 MUL_I`1、MUL_Q`1 送到加法器进行 6 路信号的合并，如图 4-21 所示。合并后经抽样、判决输出比特数据流。

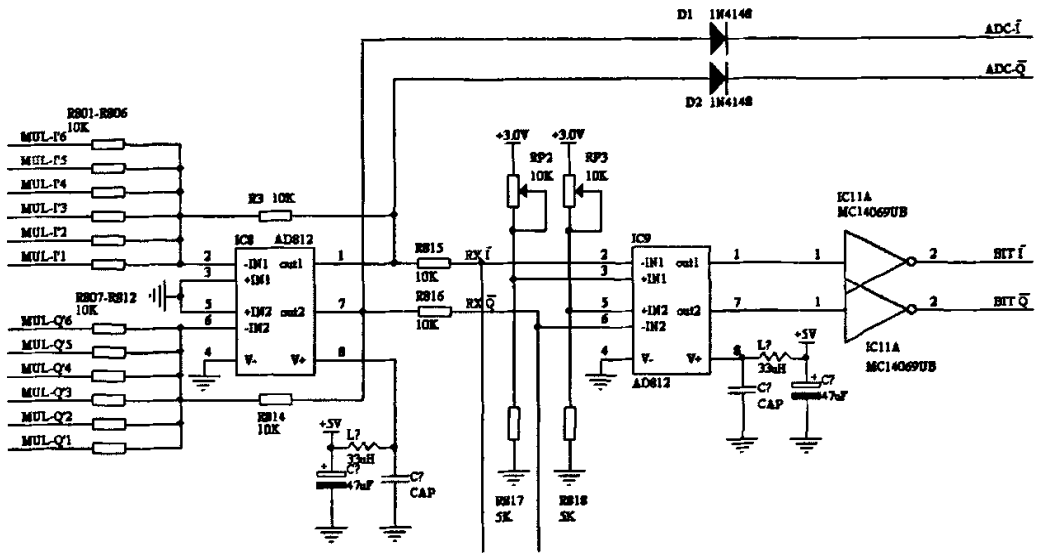


图 4-21 多路合并电路

4.4 权值处理模块分析

权值处理模块是整个设计接收机中的关键部分，其软硬件的性能直接决定着系统的性能。前面已经对其简单分析过它可以分为输出波束形成和权值更新两个独立的任务并行处理，模块功能可参见本文第三章中的图(3-16)。出于简单性和成本的考虑，我们的设计不需要使用高性能的 DSP 芯片。

经过市场调研及理论分析，我们得到如图(4-22)所示的原理框图。

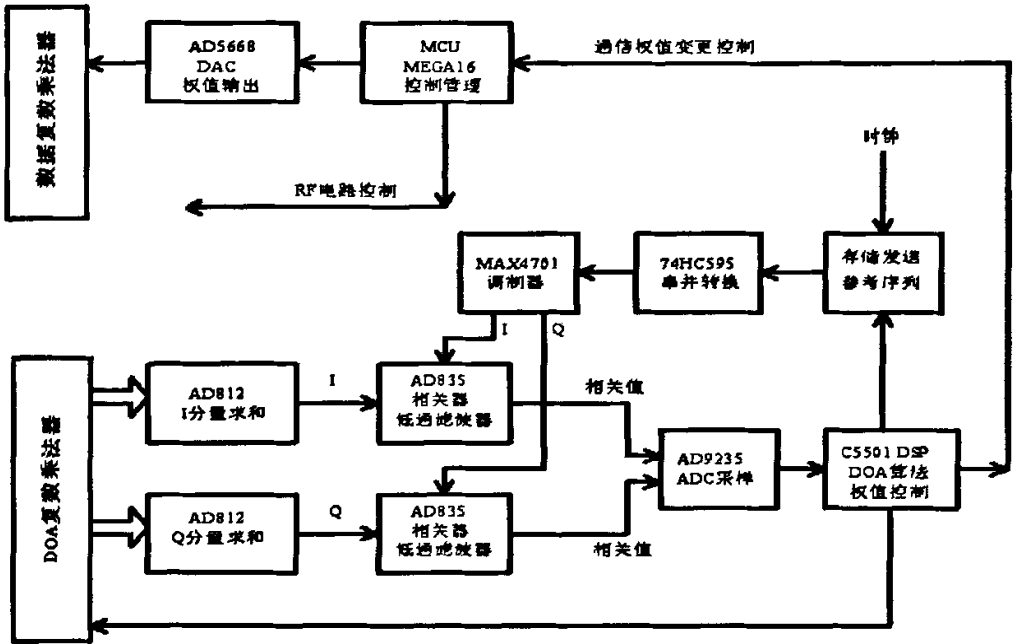


图 4-22 权值处理模块原理框图

处理的流程图如图(4-23)所示。

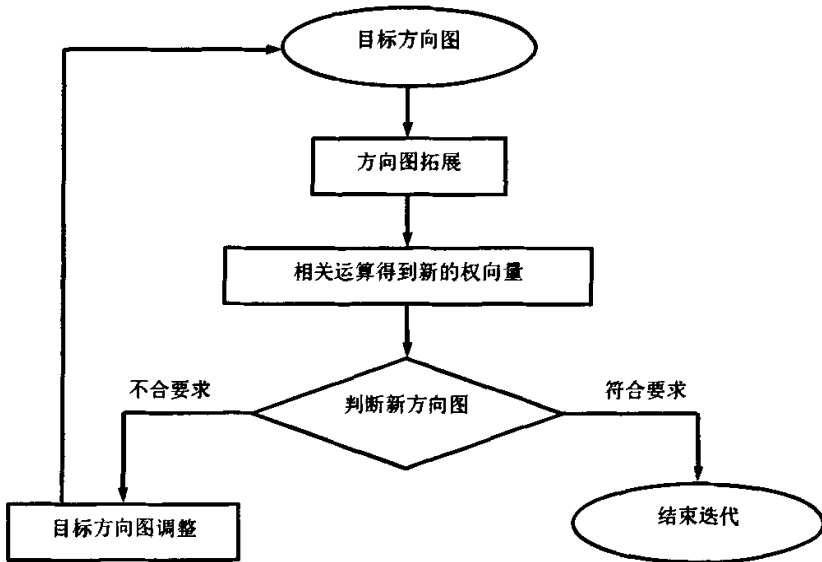


图 4-23 权值处理流程图

4.5 Wi-Fi 接收机的电源和接地设计

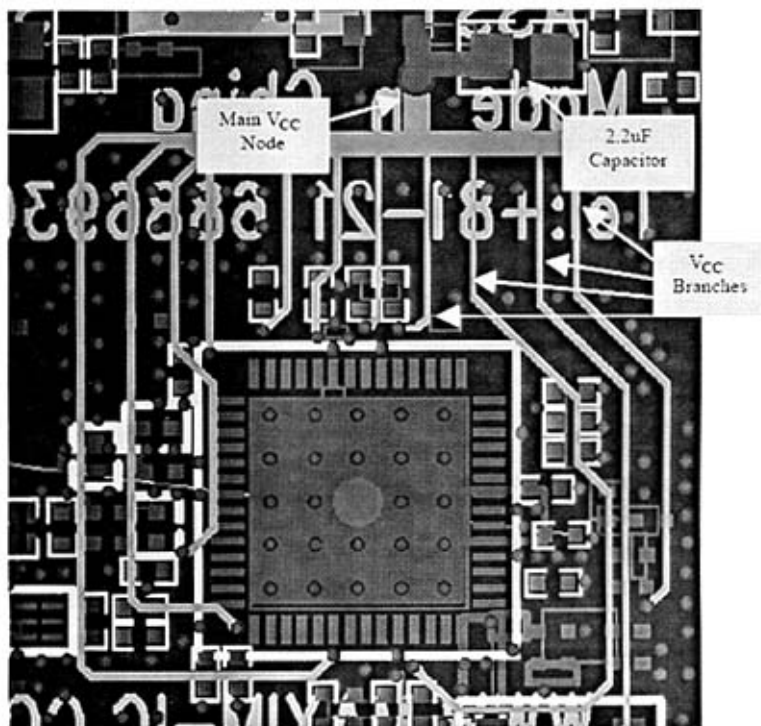
射频(RF)电路的电路板布局应在理解电路板结构、电源布线和接地基本原则的基础上进行。电源布线、电源旁路和接地技术,可有效提高 RF 设计的性能指标^{[22][30][31][32]}。

4.5.1 电源布线和电源旁路的基本原则

设计 RF 电路时,电源电路的设计和电路板布局常常被留到高频信号通路的设计完成之后。对于没有经过深思熟虑的设计,电路周围的电源电压很容易产生噪声干扰,从而对 RF 电路的系统性能产生负面影响。合理分配 PCB 的板层、采用星形拓扑的 V_{cc} 引线,并在 V_{cc} 引脚加上适当的去耦电容,将有助于改善系统的性能,获得最佳指标。

合理的 PCB 层分配便于简化后续的布线处理,对于一个四层 PCB,在大多数应用中用电路板的顶层放置元器件和 RF 引线,第二层作为系统地,电源部分放置在第三层,任何信号线都可以分布在第四层。第二层采用不受干扰的地平面布局,可以获得尽可能短的地环路,为第一层和第三层提供高度的电气隔离,使得两层之间的耦合最小。

大面积的电源层能够使 V_{cc} 布线变得轻松,但是,这种结构常常是导致系统性能恶化的导火索,在一个较大平面上把所有电源引线接在一起将无法避免引脚之间的噪声传输。反之,如果使用星形拓扑则会减轻不同电源引脚之间的耦合。图 4-24 给出了星形连接的 V_{cc} 布线方案。图中建立了一个主 V_{cc} 节点,从该点引出不同分支的电源线,为 RF IC 的电源引脚供电。每个电源引脚使用独立的引线,为引脚之间提供了空间上的隔离,有利于减小它们之间的耦合。另外,每条引线还具有一定的寄生电感,这恰好是我们所希望的,它有助于滤除电源线上的高频噪声。

图 4-24 星形拓扑 V_{cc} 布线

使用星形拓扑 V_{cc} 引线时，还有必要采取适当的电源去耦，而去耦电容存在一定的寄生电感。电容器只是在频率接近或低于其自激振荡频率(SRF)时才具有去耦作用。在 V_{cc} 星形拓扑的主节点处最好放置一个大容量的电容器，如 $2.2\mu\text{F}$ 。该电容具有较低的 SRF，对于消除低频噪声、建立稳定的直流电压很有效。IC 的每个电源引脚需要一个低容量的电容器(如 10nF)，用来滤除可能耦合到电源线上的高频噪声。对于那些为噪声敏感电路(例如，VCO 的电源)供电的电源引脚，可能需要外接两个旁路电容。例如：用一个 10pF 电容与一个 10nF 电容并联提供旁路，可以提供更宽频率范围的去耦，尽量消除噪声对电源电压的影响。每个电源引脚都需要认真检验，以确定需要多大的去耦电容。

良好的电源去耦技术与严谨的 PCB 布局、 V_{cc} 引线(星形拓扑)相结合，能够为任何

RF 系统设计奠定稳固的基础，也就是为整个接收机提供高稳定性的保证。尽管实际设计中还会存在降低系统性能指标的其它因素，但是，拥有一个“无噪声”的电源是优化系统性能的基本要素。

4.5.2 RF 接地和过孔设计的基本原则

地层的布局和引线同样是含有 RF 电路的接收机电路板设计的关键，它们会直接影响到电路板的寄生参数，存在降低系统性能的隐患。RF 电路设计中没有唯一的接地方案，设计中可以通过几个途径达到满意的性能指标。可以将地平面或引线分为模拟信号地和数字信号地，还可以隔离大电流或功耗较大的电路。根据以往无线局域网评估板的设计经验，在四层板中使用单独的接地层可以获得较好的结果。凭借这些经验，用地层将 RF 部分与其它电路隔离开，可以避免信号间的交叉干扰。如上所述，电路板的第二层通常作为地平面，第一层用于放置元件和 RF 引线。

接地层确定后，将所有的信号地以最短的路径连接到地层，通常用过孔将顶层的地线连接到地层，需要注意的是，过孔呈现为感性。过孔的物理模型如图 4-25 所示。图 4-26 所示为过孔精确的电气特性模型，其中 L_{via} 为过孔电感， C_{via} 为过孔 PCB 焊盘的寄生电容。如果采用这里所讨论的地线布局技术，可以忽略寄生电容。一个 1.6mm 深、孔径为 0.2mm 的过孔具有大约 0.75nH 的电感，在 2.4GHz 波段的等效电抗大约为 12Ω 左右。因此，一个接地过孔并不能够为 RF 信号提供真正的接地，对于高品质的电路板设计，应该在 RF 电路部分提供尽可能多的接地过孔，特别是对于通用的 IC 封装中的裸露接地焊盘。不良的接地还会在接收前端或功率放大器部分产生辐射，降低增益和噪声系数指标。还需注意的是，接地焊盘的不良焊接会引发同样的问题。

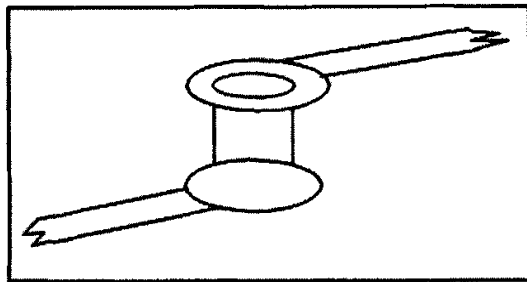


图 4-25 过孔的物理模型

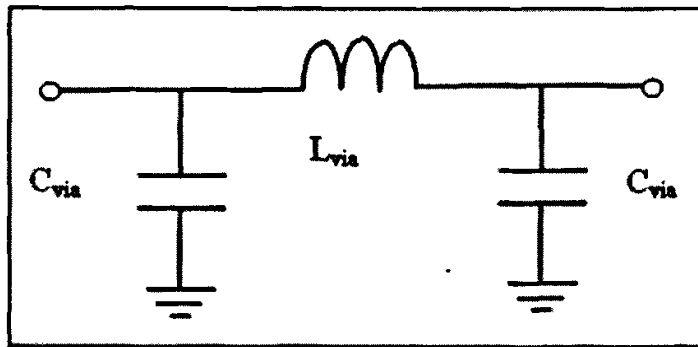


图 4-26 过孔的电气模型

滤除其它电路的噪声、抑制本地产生的噪声，从而消除级与级之间通过电源线的交叉干扰，这是 V_{cc} 去耦带来的好处。如果去耦电容使用了同一接地过孔，由于过孔与地之间的电感效应，这些连接点的过孔将会承载来自两个电源的全部 RF 干扰，不仅丧失了去耦电容的功能，而且还为系统中的级间噪声耦合提供了另外一条通路。

PLL 的实现在系统设计中总是面临巨大挑战，要想获得满意的杂散特性必须有良好的地线布局。目前，IC 设计中将所有的 PLL 和 VCO 都集成到了芯片内部，大多数 PLL 都利用数字电流电荷泵输出通过一个环路滤波器控制 VCO。本设计使用的 RF 芯片 MAX2822 就是这一类型的 IC。通常，需要用二阶或三阶的 RC 环路滤波器滤除电荷泵的数字脉冲电流，得到模拟控制电压。靠近电荷泵输出的两个电容必须直接与电荷泵电路的地连接。这样，可以隔离地回路的脉冲电流通路，尽量减小 LO 中相应的杂散频率。第三个电容(对于三阶滤波器)应该直接与 VCO 的地层连接，以避免控制电压随数字电流浮动。如果违背这些原则，将会导致相当大的杂散成分。

图 4-27 所示为 PCB 布线的一个范例，在接地焊盘上有许多接地过孔，允许每个 V_{cc} 去耦电容有其独立的接地过孔。方框内的电路是 PLL 环路滤波器，第一个电容直接与 GND_CP 相连，第二个电容(与一个 R 串联)旋转 180 度，返回到相同的 GND_CP，第三个电容则与 GND_VCO 相连。这种接地方案可以获得较高的系统性能。

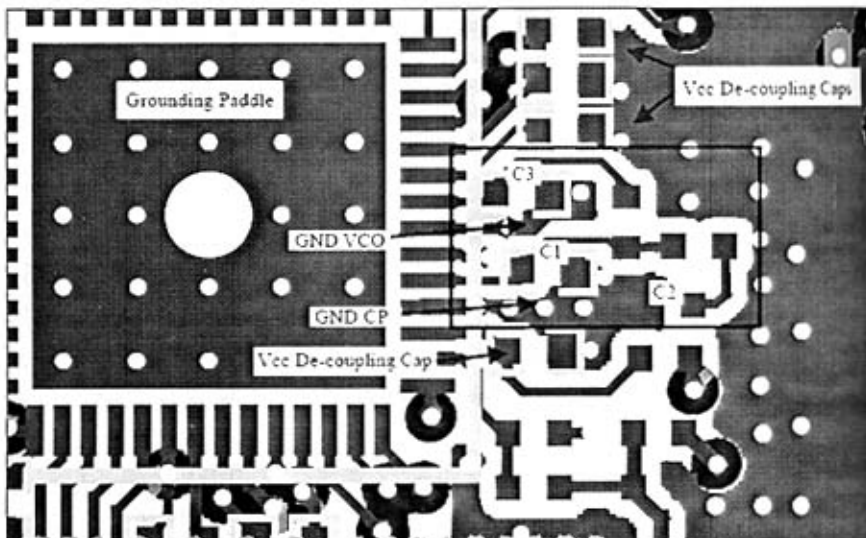


图 4-27 PLL 滤波器元件布置和接地示例

4.5.3 通过适当的电源旁路和接地来抑制 PLL 杂散信号

抑制 PLL 杂散的有效途径是合理的接地、电源布局和去耦技术，本小节讨论的布线原则是减小 PLL 杂散分量的良好设计开端。考虑到电荷泵中存在较大的电流变化，采用星形拓扑非常必要。如果没有足够的隔离，电流脉冲产生的噪声会耦合到 VCO 电源，对 VCO 频率进行调制，通常称为“VCO 牵引”。通过电源线间的物理间隔和每个 V_{CC} 引脚的去耦电容、合理放置接地过孔、引入一个串联的铁氧体元件(作为最后一个手段)等措施可以提高隔离度。

图 4-28 提供了一个由于不合理的 VCO 电源去耦方案所产生的结果，电源纹波表明正是电荷泵的开关效应导致电源线上的强干扰。这种强干扰可以通过增加旁路电容得到有效抑制。图 4-29 显示的是在电路改变后，在同一点的测量结果。

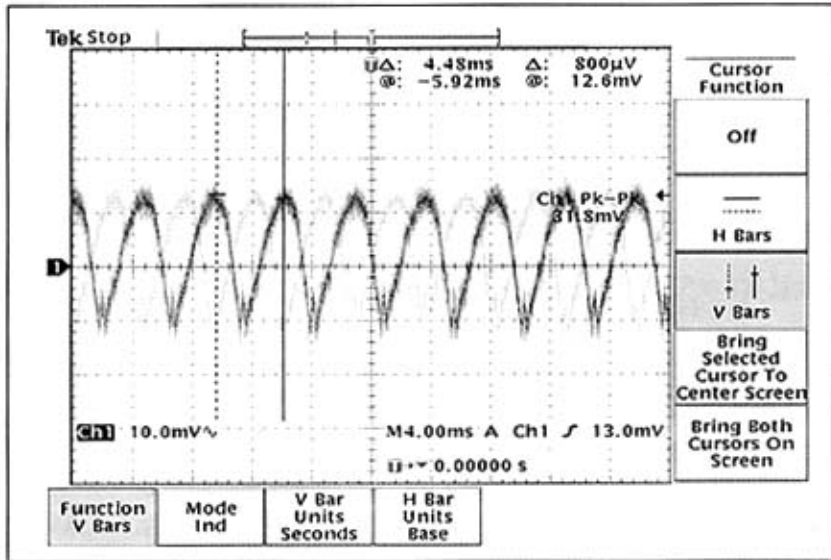


图 4-29 不合理的 VCC_VCO 测试结果

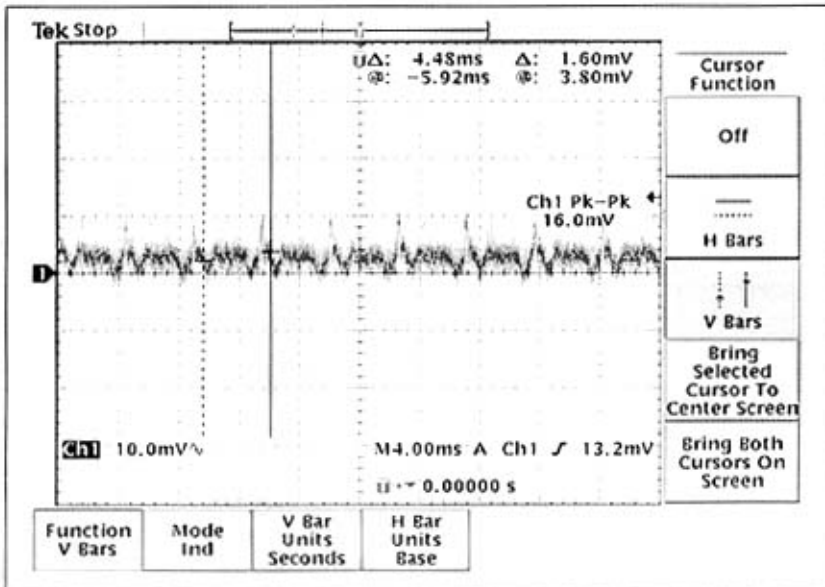


图 4-30 在 VCO 电源端增加旁路电容后噪声测试结果

测试显示，在 VCO 电源端增加旁路电容后减小了噪声。

4.4 本章小结

在这一章中，根据上一章设计的接收机系统框图对本设计接收机确定了具体的电路原理图。对 RF 接收模块电路和复数乘法器组电路进行了详细的电路连接及分析，同时对接收机中的关键模块——权值处理模块的工作原理及流程进行了分析。在最后一小节中对接收机 PCB 版图设计的电源和接地技术进行了论述。

结束语

本文所研究的基于智能天线技术的 Wi-Fi 数模混合接收机在通信领域具有很重要的意义，很多实际应用都工作于该频段。论文做了以下几个方面的具体工作：

(1)介绍并分析了接收机目前的研究现状及其市场应用价值。

(2)对智能天线技术的特点进行了分析，并简单论述了智能天线技术。

(3)参考设计了接收机的系统结构，并对部分设计结果进行了理论分析。

(4)介绍了接收机的具体电路设计，包括芯片的选择，验证。在 PCB 版图设计中特别对 RF 部分的电源和接地技术做了具体的分析

由于时间和条件限制，我们的设计工作还在进行当中，设计的部分目标指标没有完成。同时本文并没有涉及发射部分的研究和设计，这将是本设计需要继续完成并发展的的工作。完成整个接收机模块的调试和测试也将成为本设计以后的工作重点。

参考文献

- [1] http://www.mii.gov.cn/art/2007/09/24/art_27_33467.html
- [2] Jochen Schiller. *Mobile Communications*. second edition, Beijing China, High Education Publication, 2005. P171-P197.
- [3] Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE). Supplement to IEEE Standard for Information Technology — Telecommunications and Information Exchange between Systems—Local and Metropolitan Area Networks—Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Higher-Speed Physical Layer Extension in the 2.4 GHz Band. Piscataway, New Jersey, 1999.
- [4] Joseph C. Liberty, Theodore S. Rappoport. *Smart Antennas for Wireless Communications IS-95 and Third Generation CDMA Applications*. Prentice Hall PTR. 1999
- [5] A. F. Naguib, N. Seshadri and A. R. Calderbank. Space-time coding and signal processing for high rate wireless communications. *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 17, no. 3, P76-P92, 2000.
- [6] P. Zetterberg, P. L. Espensen. A Downlink Beam Steering Technique for GSM/DCS1800/PCS1900. *IEEE Int' l. Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Commucations*, Taipei, Taiwan, Oct. 1996
- [7] Ari Hottinen, Olav Tirkkonen, Risto Wichman. *Multi-antenna Transceiver Techniques for 3G and Beyond*. Beijing China: China Railway publishing house. 2004. 4
- [8] 罗涛, 乐光新. *多天线无线通信原理与应用*. 北京邮电大学出版社. 2005. 11
- [9] G. Tsoulos, M. Beach, J. McGeehan. *Wireless personal communications for the 21st century :European technological advances in adaptive antennas*. *IEEE Communications Magazine*, vol. 35, no. 9, P102-P109, 1997
- [10] 张华. *智能天线技术在 DS/CDMA 系统上行链路中的应用研究*. 电子科技大学博士论文, 2001 年

- [11] <http://www.maxim-ic.com.cn> Max2822 datasheet. 2.4GHz 802.11b Zero-IF Transceiver with Integrate PA and TX/RX Switch.
- [12] <http://www.analog.com> AD835 datasheet.
- [13] <http://www.philips.com> MC1596 datasheet: Balanced modulator.
- [14] <http://www.analog.com> AD5668 datasheet: 12-/14-/16-Bit DAC.
- [15] <http://www.maxim-ic.com.cn> MAX4674 datasheet. Wideband Quad 2:1 Analog Multiplexer.
- [16] ATMAL datasheet: 具有 16KB 系统内可编程 Flash 的 8 位微控制器. ATmega16
- [17] 谢显中等. 基于 TDD 的第四代移动通信技术. 北京. 电子工业出版社. 2005. 7
- [18] Jesal L. Mehta. Transceiver Architecture for Wireless ICs. RF Design February 2001. P76-P96
- [19] B. Razavi. Design considerations for direct-conversion receivers. IEEE Circuits and Systems II; Analog and Digital Signal Processing. Vol. 44. 428-435. June 1997
- [20] S. Belofiore, C. A. Balanis. Smart-antenna systems for mobile communication networks: Part I. Overview and antenna design. IEEE Antennas and Propagation Magazine. Vol. 44. P145-P154, June 2002
- [21] 谢显中. TD-SCDMA 第三代移动通信系统技术与实现. 电子工业出版社. 2004. 6
- [22] Z. Li. Radio Frequency Circuits For Tunable Multi-Band CMOS Receivers For Wireless LAN Applications. Ph.D. Dissertation, University of Florida, Gainesville, FL, 2004.
- [23] Darren S. Goshi, Yuanxun Wang and Tatsuo Itoh. A Single RF Channel Smart Antenna Receiver Array with Digital Beam forming for WLAN Application.
- [24] Seong-Sik Jeon, Yangxun Wang. A Novel Planar Array Smart Antenna System with Hybrid Analog-Digital Beam forming.
- [25] R. O. Schmidt, R. E. Franks, Multiple Source RF Signal Processing: An Experimental System. IEEE Trans. On Antennas and Propagation, Vol. AP-34, No. 3. P281-P290, Mar. 1986
- [26] S. V. Schell, Calabretta, W. A. Gardner, B. G. Agee. Cyclic MUSIC Algorithms for Signal Selective DOA Estimation. Proc. of the Int' l. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing-89, P2278-P2281, 1989

- [27] S. V. Schell. Performance Analysis of the Cyclic MUSIC Method of Direction Estimation for Cyclostationary Signals. IEEE Trans. On Signal Processing, Vol. 42. No. 11. P3043-P3050, Nov. 1994
- [28] W. A. Gardner. Simplification of MUSIC and ESPRIT by Exploitation of Cyclostationarity. Proc. of the IEEE. Vol. 76. P845-P847, July 1988
- [29] <http://www.maxim-ic.com.cn/design/information.cfm>
- [30] Reinhold Ludwig, Pavel Bretchko. 射频电路设计—理论与应用. 北京:电子工业出版社 2002
- [31] Andy Kowalewski. KRF 产品设计过程中降低信号耦合的 PCB 布线技巧. 电子工程师专辑
- [32] Dale Reed. PCB 互连设计过程中最大程度降低 RF 效应的基本方法. 电子工程师专辑
- [33] 高鹏, 安涛, 寇怀成. Protel 99 入门与提高. 北京:人民邮电出版社 2000
- [34] 吴伟陵, 牛凯. 移动通信原理. 电子工业出版社. 2005 年 11 月. P272-287
- [35] 金荣洪, 耿军平, 范瑜. 无线通信中的智能天线. 北京邮电出版社 2006 年 6 月. P291-299.

致 谢

本文是在导师周渊平教授的关心和指导下完成的。首先感谢周老师对我的支持。周老师渊博的学识、敏锐的学术洞察力、海人不倦的师者风范、严谨的治学作风和平易近人的态度，让我终身受益。在本文完成之际，谨向导师致以衷心的感谢。

感谢中山大学信息科学与技术学院电子系的所有老师，感谢他们在平时给我的指导。

在这里特别感谢莫武中师兄在学习过程中给予我的指导和帮助，莫博士丰富的实践经验和认真踏实的工作作风，以及谦和耐心的教导，使我得以充实顺利的完成这一年多的学习生活。

感谢实验室朱明等其他同学给予我的支持和帮助，与他们就科研问题的讨论让我获益良多；感谢潘矜矜、李云、孙智研、唐晓辉、周绍午、张锦燊、姚国栋等同学以及家人对我的学习上的帮助、生活上的关心和精神上的鼓励。向他们表示由衷的敬意和感谢。

最后，对所有参加论文评审和对本文提出宝贵意见的各位专家、教授以及老师表示衷心的感谢。

衷心感谢所有关心、爱护和帮助过我的老师和朋友！