

# OFDM 无线通信系统射频前端研制

研究生：杨扬

指导教师：洪伟 教授，蒋芹 博士

## 摘要

市场对便捷高质量的无线多媒体业务和数据业务的开发,要求一种能够在有限的频带内实现高速可靠并且成本较低的无线通信方案。正交频分复用(OFDM—Orthogonal Frequency Divided Multiplexing)技术由于其显著的高频谱利用率和抗多径衰落能力,能够以较低的系统复杂程度,在传输特性恶劣的无线信道中实现高速数据传输,因而近来备受关注。本课题对适用于 OFDM 无线通信系统的射频前端进行了研究,讨论了系统方案并最终实现了硬件电路。

该射频前端模块包括发射机,接收机和本地振荡源,射频工作于 2.4GHz,中频工作于 190MHz,采用时分双工方式,直接调制发射、超外差接收和锁相环本地振荡源方案,具体包括 I/Q 正交调制、预放、功放、射频滤波、低噪放、混频、中频滤波、自动增益和 I/Q 解调以及 PLL 本振和收发切换等单元子电路,被集成在 150mm×140mm 的模块中。模块的低端可以与基带处理部分接口相连,构成完整的 OFDM 无线通信系统。

本文针对 OFDM 系统对射频前端的要求,讨论了射频收发系统的设计方法,确定了系统方案,进行了系统仿真,选择适当的芯片,设计电路,并重点分析了各子模块主要的性能指标,最后介绍了硬件调试方法,完成了硬件调试工作,测试结果初步达到预期设计指标。

关键词：正交频分复用, 射频前端, 直接调制, 超外差接收, PLL

# Research on RF Front-end for OFDM Wireless Communication System

M.S. Degree Candidate: Yang Yang

Supervisor: Prof. Wei Hong, Dr. Qin Jiang

## Abstract

The development for the market in providing high quality wireless multimedia and data services has driven the need to develop a wireless communication application that can reliably achieve high data rate in a limited frequency bandwidth with comparably low cost. OFDM (Orthogonal Frequency Divided Multiplexing) technique was found to perform extremely well in these aspects with its high spectral efficiency, high tolerance to multipath delay spread and simple structure. This paper focuses on the research of the RF front-end serving for the OFDM wireless communication system, presents the theoretical analysis, design process of the scheme and implementation of the circuits.

This RF front-end includes a direct modulation transmitter, a superheterodyne receiver and PLL local oscillators, working on TDD mode at the radio frequency of 2.4GHz and intermediate frequency of 190 MHz. It consists of several cell circuits such as an I/Q Quadrature Modulator, a Pre-Amplifier, a Power Amplifier, an RF Filter, a Low Noise Amplifier with Down Converter, an IF SAW Filter, an I/Q Demodulator with AGC, three PLL Frequency Synthesizers and a Switch, etc, all of which are integrated in a module sized 150mm×140mm. The RF Front-end can be combined with the Baseband Processing Module to build up an OFDM wireless communication system.

Aiming at the demands of the OFDM system, the paper discusses about the design theories of the RF Front-end and provides a practical scheme based on software simulations. The selected integrate chips are introduced and the circuits are implemented. The testing procedures and results are given, along with the analysis of their performances, which can be found satisfying the requirements.

Key Words: OFDM, RF Front-end, Direct Modulation, Superheterodyne, Receiver, PLL

## 学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得东南大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

签 名： 杨扬 日 期： 2003.3.31

## 关于学位论文使用授权的说明

东南大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权东南大学研究生院办理。

签 名： 杨扬 导师签名： 李华 日 期： 2003.3.31

# 第一章 绪论

## 1.1 背景

随着数字时代的进步，人们对于无线通信的要求不再满足于单纯的语音传输，而希望能够随时随地享受到便捷高质量的多媒体业务和数据业务，并能够方便地与因特网等有线通信系统进行良好沟通。此时，只能达到几十 Kbps 传输速率的传统调制方式的通信系统显然难以达到要求。但要实现高可靠性的高速无线通信存在着许多障碍：频率资源的紧张使得可用的频带宽度极其有限；未分配使用的频带内充斥着来自其他使用者的干扰；多径时延扩展等非理想信道特性使得频谱利用率低下，传输速率难以提高，等等。因此，在有限的频带内，提供高速、可靠并且成本较低的无线通信方案是目前市场对技术的要求。

OFDM (Orthogonal Frequency Divided Multiplexing—正交频分复用) 技术出于其显著的高频谱利用率，能够以较低的系统复杂程度，在传输特性恶劣的无限多径信道中实现高速数据传输，近来受到广泛关注。

OFDM 是一种多载波调制技术，由贝尔实验室的 R. W. Chang 在 1966 年首先提出<sup>[1]</sup>。他证明，多个相互正交的载波信号分别调制后，频谱可以相互重叠而不影响接收端正确地提取各个载波上的调制信息。相对于传统的多载波调制技术，这种频谱重叠方案显然能够极大地提高频谱利用率。1971 年，S. B. Weinstein 和 P. M. Ebert 提出这种多路子载波的调制解调可以用离散傅利叶变换/逆离散傅利叶变换 (DFT/IDFT) 来实现，从而又显著降低了 OFDM 系统实现的复杂程度<sup>[1]</sup>。然而在当时，直接使用这种思想设计实际系统还存在许多困难：实时傅利叶变换的运算量惊人，发射机和接收机本振源的频率稳定性和 RF 功放的线性度无法满足系统要求。其后的二、三十年间，人们不断地在理论上和实践上对 OFDM 调制方式进行探索和研究，在消除符号间干扰、减少子载波间干扰、利用 DFT/IDFT 实现、解决高峰均功率比、同步技术等各方面都有了巨大的进步<sup>[1,2,3]</sup>。随着 OFDM 理论上的成熟和数字信号处理 (DSP) 技术及超大规模集成电路 (VLSI) 工艺技术的飞速发展，如今，OFDM 赖以实现的实时数字信号处理器、高速 A/D、D/A 转换器、高稳定度的振荡源和高线性度的功率放大器等硬件可以以低廉的成本获得，使得 OFDM 技术在无线通信领域的实际应用成为可能。

由于 OFDM 较高的频谱利用率和有效地对抗多径时延的能力，它已被应用于地面无线通信和卫星通信领域。在欧洲，数字音频广播 (DAB: Digital Audio Broadcast)、数字视频广播 (DVB-T: Digital Video Broadcast-Terrestrial)、宽带无线接入 (BWA: Broadband Wireless Access) 采用它作为物理层标准，ETSI 和 IEEE

的新一代无限局域网 WLAN 物理层标准 HiperLAN/2 和 802.11a 也采用了 OFDM 技术<sup>[4]</sup>。随着高速无线通信不断增长的市场需求和 OFDM 技术的日趋成熟, OFDM 有可能成为下一代移动通信系统中的主流调制技术。

## 1.2 OFDM 无线通信系统简介

正交频分复用 (OFDM) 技术是一种多载波调制方式, 它将有限的信道带宽划分为许多等间距的子信道, 将高速串行码流转变成低速并行码流调制到各子信道上。由于各子信道的载波相互正交并重叠, 因而能达到很高的频谱利用率。各子载波调制可选用 BPSK, QPSK 或 QAM 等不同方式。

时域上的 OFDM 信号可表示为<sup>[2]</sup>:

$$u(t) = \left[ \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j\omega_n t} \right] \times \text{rect} \left( \frac{t}{N \cdot T_s} \right) \quad (1-1)$$

其中,  $a_n$  为信息序列,  $T_s$  为 OFDM 符号长度,  $N$  个子载波间的频差  $\Delta f = \frac{1}{N \cdot T_s}$ ,

将其进行傅利叶变换得到 OFDM 信号的频谱:

$$A_n(f) = \frac{\sin \left( \pi \frac{f - f_n}{\Delta f} \right)}{\pi \frac{f - f_n}{\Delta f}} = \text{sinc} \left( \frac{f - f_n}{\Delta f} \right) \quad (1-2)$$

如图 1.1 所示, 可以看出, 各子载波相互正交, 其频谱可以相互重叠, 每个子载波的峰值功率处正好位于其他所有子载波功率的零点, 因而接收端可以用相关器正确地解调出每个子载波上的信息而避免了其他子载波的干扰。相对于传统的频分复用系统, 在相同带宽条件下, OFDM 技术能达到很高的频谱利用率和数据传输速率。

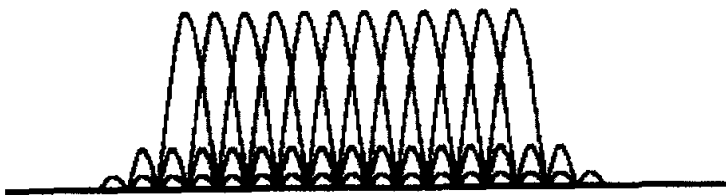


图 1.1 OFDM 信号频谱

由于每个子载波的带宽很窄, 符号速率降低, 码元周期增长, 因此子信道内

码间干扰很小，系统可有效地克服多径时延扩展，避免了相对复杂的时域均衡技术。并且，在信号间加入保护间隔，使得信号的最大时延扩展不超过保护间隔，就可完全消除子载波间的相互干扰，抑制 OFDM 符号间干扰。

然而，以传统的方式实现 OFDM 系统是不现实的。这需要为每一个子载波系统提供一套完整的发射和接收设备，包括发射和接收端大量频率精准、稳定性高的频率源，以及接收端边缘陡峭性能完美的滤波器来提取各子载波分量。随着子载波数目的增加，实现的难度、系统的复杂性和成本将增加到令人不可接受的程度。但 Weinstein 和 Ebert 在 1971 年所作的研究表明，OFDM 信号的表达式恰好是对  $N$  路输入信号的逆傅利叶变换，对其抽样的过程就是逆离散傅利叶变换 (IDFT)<sup>[1]</sup>，因此，实际的 OFDM 系统对  $N$  路数据的调制可用逆快速傅利叶变换 (IFFT) 在数字域实现，并且接收端可用快速傅利叶变换 (FFT) 进行解调<sup>[1]</sup>。

当然，OFDM 的调制方式也有它固有的弱点<sup>[1,2,3,10]</sup>。首先，OFDM 系统对发射机和接收机的本振频率和相位偏差非常敏感。这是由其多载波特性决定的，每个子信道所携带的信息只有在收发没有频差的条件下才能在接收端实现完整正确的解调。正交多载波的 OFDM 频谱排列很紧密，子信道间的间隔非常窄，频率偏差将使各子信道失去正交性，导致严重的 ICI。问题主要存在于本振源的频率精确度和稳定度、发射机的相位噪声以及由移动信道的多普勒频移所产生的收发机间的频率偏差。解决方法包括收发机间采用频率同步方案、提高本振频率的精确度和稳定度以及减少子载波数目等。

其次，OFDM 信号具有较高的峰均功率比 (PAPR: Peak to Average Power Ratio)。理论上，当某一时刻，各子载波的相位相同时，信号的峰均功率比将达到最大值  $10\log(2N)\text{dB}$  ( $N$  为子载波数)，是单载波调制方式的  $N$  倍。由于 OFDM 信号功率是各子载波信号功率之和，这要求射频前端特别是功率放大器具有高线性度和大动态范围，否则将会导致严重的频谱扩散和非线性失真，引起信道间干扰和误码率恶化。当然，这种情况出现的概率很小，因此，实际中通常采用削波 (Clipping)、峰值加窗 (Peak Windowing) 等技术，将信号的能量限制在功放的动态范围内。此外，还可以采用放大器输出功率回退 (OBO: Output Back-off) 的办法，使信号功率变化范围基本处于功放动态范围之内。另外，FFT/IFFT 算法依赖于信道的线性特性，对 IQ 信号的非线性失真和不平衡度也有较高的要求

### 1.3 OFDM 无线通信系统构成

图 1.2 为一个 OFDM 系统的系统框图，包括发射机和接收机。发射部分，数据信号通过 USB 接口进入基带处理平台，进行信道编码 (Channel Encoding)，然后交织 (Interleaving) 以对抗连续的突发错误，再作 QAM 映射 (Mapping)，导频插入 (Pilot Insertion) 以进行同步和信道估计，通过 IFFT 生成 OFDM 符号，

接着加入循环前缀 (Cyclic Prefix) 以消除 ISI, 进行削波 (Clipping) 来对抗高峰均功率比, 然后通过数模转换 (DAC) 将 OFDM 基带信号提供给射频 (RF) 前端, 完成频谱搬移等工作并将射频信号发射出去。接收部分以对称结构进行相反的变换由射频信号解调出数据信息。

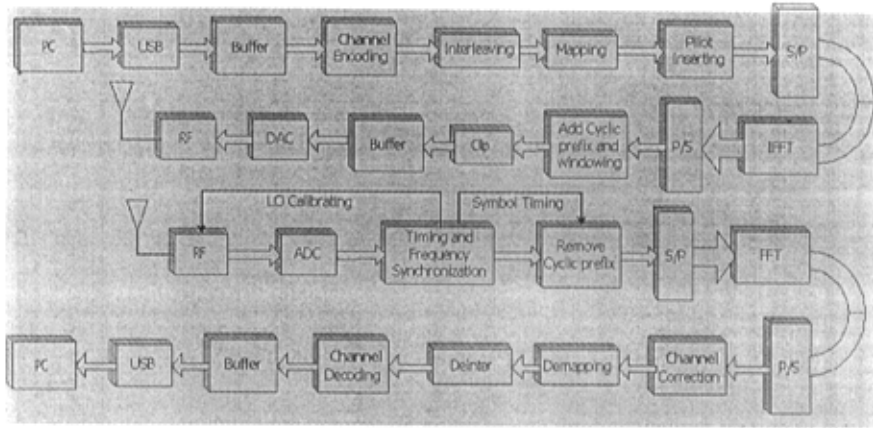


图 1.2 OFDM 无线通信系统框图

本课题内容是 OFDM 课题组研究工作的一部分。课题组目标是研究并实现 OFDM 无线通信系统。目前的实验系统由 USB 接口、基带数字信号处理平台、MPC860 通信平台, 射频前端和 PC 机组成。USB 接口完成 PC 机与基带处理平台的接口任务; 基带处理平台包括了实现简单通信协议、OFDM 调制解调核心算法、同步算法等功能的 DSP 模块, 实现前向纠错编解码、A/D、D/A、和未来准备采用的数字中频功能的 FPGA 模块, 以及为 FPGA 模块和射频模块本地振荡源提供参考频率源 DSP 模块; MPC860 为系统提供网络接口并进行 MAC 层上的通信协议处理; 射频前端实现基带 I/Q 信号的频谱搬移、射频信号的接收和发射。基带处理硬件平台如图 1.3 所示, 射频前端硬件如图 1.4 所示。该系统信道带宽 250KHz, 信道总数 64, 抽样速率 1Mbps, 采用 DQPSK 调制方式。

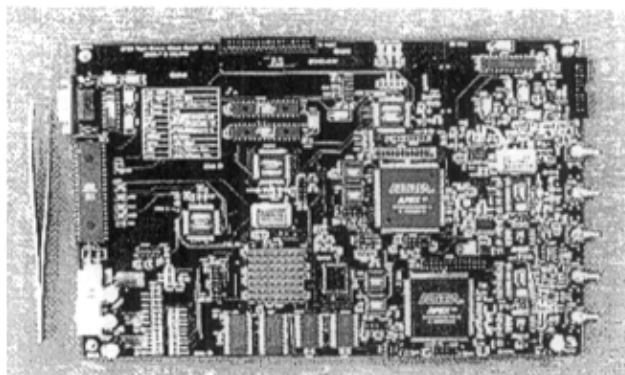


图 1.3 OFDM 通信系统基带处理硬件平台

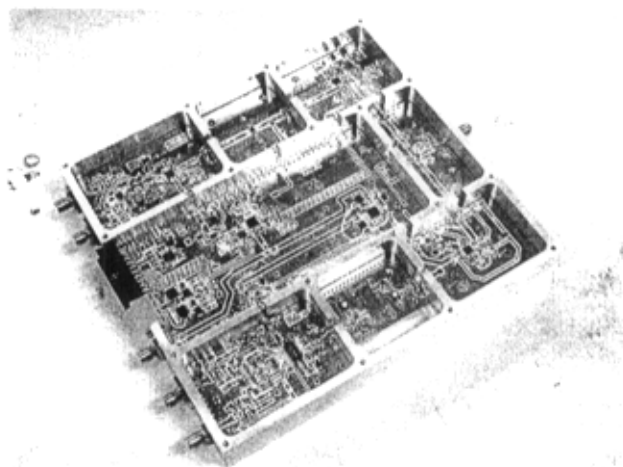


图 1.4 射频前端模块

## 1.4 课题内容及论文安排

本课题具体任务是为工作于 2.4GHz 的 OFDM 无线通信系统设计射频前端，确定系统方案，进行系统仿真，选择适当的芯片，设计电路，并进行硬件调试。

该射频前端主要由收发切换开关、PLL 本地振荡源、发射通道和接收通道组成。模块的低端与基带处理部分接口，构成完整地 OFDM 无线通信系统。在射频 2.4GHz 频段的实际硬件调试过程中，有些问题依赖于经验的指导，难以给出具体理论上的公式推导和定量解释，因此，本文将该射频前端系统分为几个模块，分别按照方案选择、关键指标分析、设计原理、仿真或测试结果的顺序进行阐述。

论文共分为七章：

第一章 概述了本课题的研究背景，包括 OFDM 通信系统的发展历史、基本原理、特性和系统构成，最后介绍了课题内容和论文的章节安排。

第二章 介绍了本课题研究的射频前端系统方案选择和设计，给出了系统框图、实际电路结构框图，并对各子模块电路结构和功能、内部接口定义以及射频前端与基带数字处理部分的接口定义进行了描述。

第三章 介绍了射频前端发射通道的设计。围绕系统对发射机性能的要求，描述了直接调制发射机的原理和特性和发射通道的具体电路设计过程。并对各级电路增益、线性度等关键指标进行分析并给出测试结果。

第四章 介绍了射频前端接收通道的设计。分析了系统对接收机性能的要求，描述了超外差式接收机的原理和接收通道具体电路设计过程，给出了测试结果。

第五章 介绍了本地振荡源的设计。描述了锁相式频率合成器的原理、相位噪声的来源和频率稳定度等概念，并给出测试结果。

第六章 对课题进行了总结，并对将来的工作提出改进意见。



## 第二章 射频前端系统方案设计

### 2.1 射频前端系统方案

该 OFDM 系统的射频部分工作频率选定在 2.4GHz 上,采用时分双工(TDD)方式,用一个收发切换开关隔离接收端和发射端。射频模块集成了发射通道、接收通道和提供本地振荡源的锁相环电路,系统框图如图 2.1 所示。

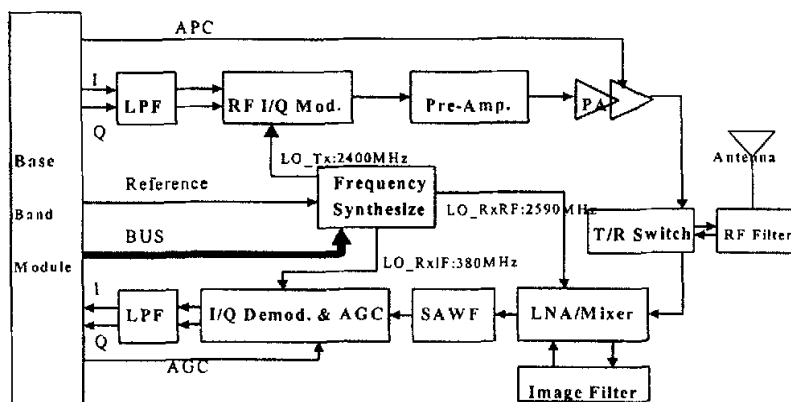


图 2.1 OFDM 系统 2.4GHz 射频前端模块系统框图

对于发射通道, OFDM 系统要求射频信号发射功率在较大的动态范围内可精确地调整,并同时满足高线性的要求。传统的发射机采用中频、上变频方案,但其所需部件较多、体积大、成本高。鉴于本系统的实际规模,射频模块发射部分采用直接调制方式。基带部分提供的 I/Q 信号进入发射通道,经过低通滤波后直接被正交调制并混频为 2.4GHz 的射频信号,然后经过一个增益模块进行预放,再至功率放大器放大到一定的输出功率,经由收发开关,通过 2.4GHz 射频滤波器滤除镜像频率和杂散混频积,最后由天线发射。

接收机通常有直接变换方案和超外差接收方案<sup>[5,7,9,11]</sup>。直接变换方案顾名思义,是将接收到的射频信号直接混频、解调至 I/Q 信号。它使用低通滤波器进行信道滤波,省去了高损耗、体积较大且较昂贵中频声表滤波器,因而结构简单。然而射频的本振频率容易与附近的干扰信号进行自混频而产生直流或低频漂移信号,对基带信号产生干扰。超外差结构中,射频信号通过滤波器后经低噪放,混频为中频信号,在中频频率上由声表面波滤波器进行信道滤波。由于声表面波滤波器的优越的带通滤波特性,此种方案具有良好的信道选择特性。鉴于此,本模块采用一级中频的超外差接收方案:射频信号由天线接收,通过射频滤波器滤波后经收发开关进入接收通道,依次经过低噪声放大器、镜像滤波器、混频器、

被转换为中频信号，由中频声表面波滤波器进行信道滤波，再经放大和自动增益控制（AGC）模块调节信号幅度，最后由解调器还原为 I/Q 信号经低通滤波输出给基带接收部分。

该射频模块中，发射通道和接收通道的射频载波信号频率都在 2.4GHz，接收通道的中频信号频率为 190MHz。因此，锁相环电路需提供三个本地振荡源：2.4GHz 的本振信号提供给发射通道的直接调制和混频，2590MHz 的本振信号提供给接收通道混频，以及正交解调芯片所要求的中频本振的二倍频 380MHz 信号。该部分的频率合成器集成了锁相环路、压控振荡器（VCO）和环路滤波器，作为参考频率源的信号由基带的直接数字合成器（DDS：Direct Digital Synthesizer）提供。

## 2.2 主要技术指标

本课题中应用于 OFDM 通信系统的射频前端主要技术指标有：

工作频率：2.4GHz—2.5GHz；

工作方式：时分双工（TDD）；

输入 I/Q 信号电平：1V<sub>pp</sub> @ 50Ω 负载；

带宽：4MHz；

发射功率：> 10dBm；

系统线性度：IP3 < -30dBc；

频谱杂散：< -55dBc @ 10dBm；

接收灵敏度：-75dBm @ 20dB 信噪比；

自动增益控制范围：> 20dB @ 0—5V 控制电压

## 2.3 系统仿真

利用 ADS 软件对以上 OFDM 系统 2.4GHz 射频前端发射通道和接收通道分别进行系统仿真<sup>[14]</sup>。

发射通道仿真的系统框图如图 2.2 所示。输入 OFDM 基带信号，经滤波、直接正交调制后通过功放输出。仿真得到发射机的邻近信道功率比（ACPR）如图 2.3 所示，在 2.4GHz 处约为 -35dBc。

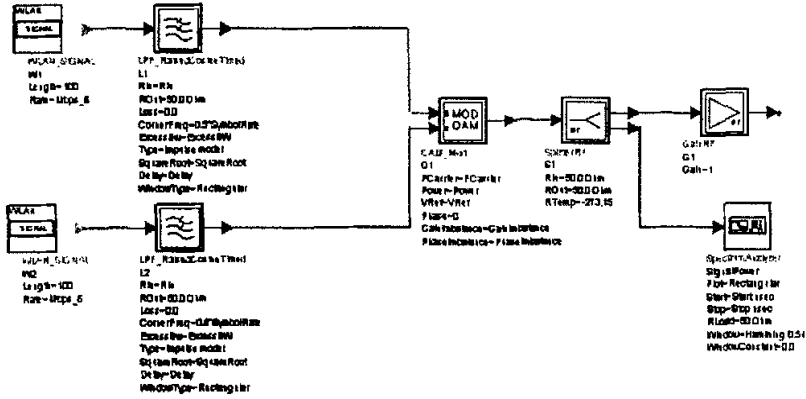


图 2.2 发射通道仿真框图

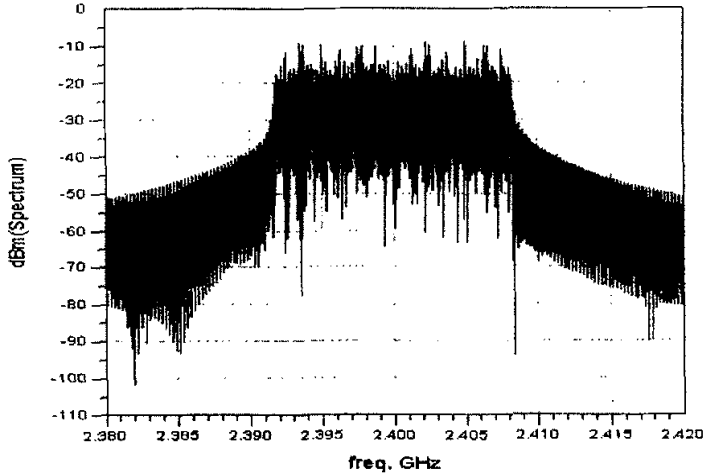


图 2.3 发射机 ACPR

对接收通道进行了增益仿真，如图 2.4 所示。射频信号接收后通过低噪放（LNA）放大，进入混频器，转换成中频信号，再由声表滤波器提取出有用的中频信息，进行中频放大后输出。图 2.5 为接收机的增益随频率变化的关系。

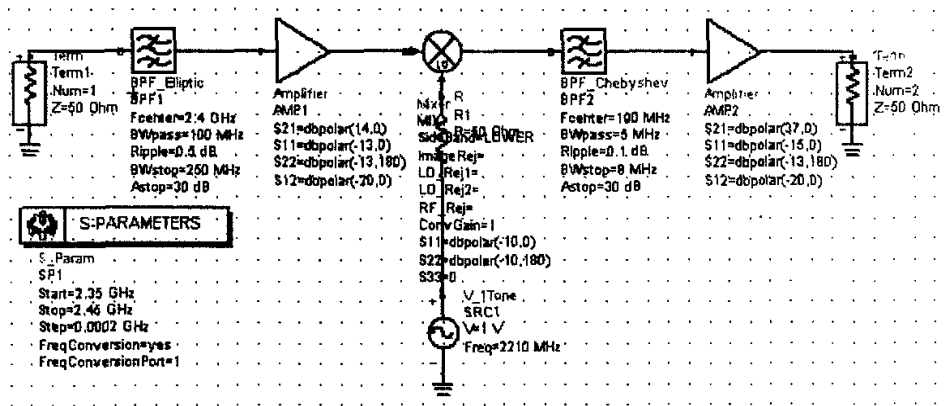


图 2.4 接收通道仿真框图

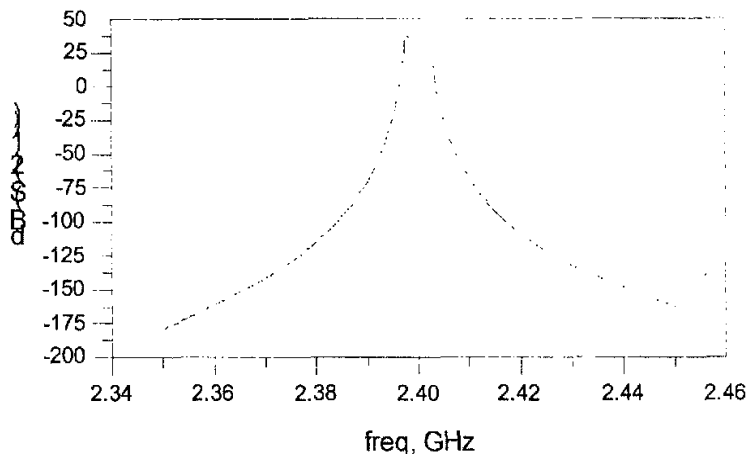


图 2.5 接收通道 Gain vs Frequency

## 2.4 射频前端实际电路结构

由于该射频前端工作于 2.4GHz，且 OFDM 系统对频率的精确度和稳定度有较高的要求，为了减少各子模块间的电磁串扰，提高系统的稳定性，实际电路结构设计中，将此射频前端模块分成了 8 个子模块，隔离成相互独立的小仓，射频信号在各模块之间通过电缆传输。这样既可以防止基带信号对射频信号的干扰以及射频信号间的相互耦合，并且方便对子模块电路进行调试。但此结构的缺点是电缆的损耗和电缆与电路板间焊点的阻抗不连续性将导致射频信号的衰减增加。

为了提高整个系统的稳定性，避免电路的复杂性，各功能电路采用了现有的



后者中，DDS 模块向射频本振模块提供 50MHz 的参考频率源，射频电路向 DDS 模块提供模拟电源。具体如下：

数据信号：I (in), Q (in), I (out), Q (out), DDS (in),

接口方式：SMA 接头；

控制信号：具体定义如表 2.1 所列，

接口方式：IDC20。

表 2.1 射频前端与基带部分控制信号接口定义

1		6	APC	11	AGC	16	GND
2		7	PA-PD	12	VCC	17	SDATA
3		8	Rx-SW	13	VCC	18	SCLK
4	Tx-PD	9	Tx-SW	14	GND	19	SENB-Tx
5	Rx-PD	10	LNA-PD	15	GND	20	SENB-Rx

## 第三章 发射通道设计

### 3.1 发射通道设计方案

在通信系统中，射频发射机将经过处理的数字基带信号对载波进行调制，使之成为射频信号并发送出去。发射机通常有两种设计方案：直接调制发射机和超外差式发射机<sup>[8,9,15]</sup>。

直接调制发射机中，来自基带的数字信号直接对射频载波进行调制，然后经过功放和射频滤波器馈送到天线，由天线发射，如图 3.1 所示。这种方案的发射机结构简单，只需要一个本振频率源，减少了由本振带来的相位噪声。但是，由于功放的频谱十分靠近本振的频谱，因此大功率的功放输出会对本振形成干扰。

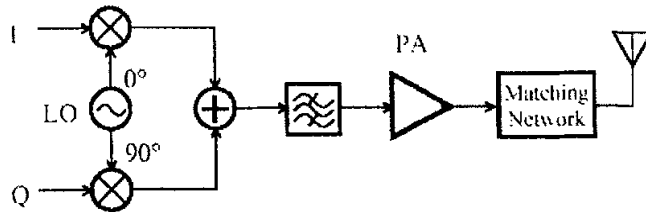


图 3.1 直接调制发射机原理图

超外差式发射机将基带数字信号在中频调制器中和中频载频进行调制，获得中频调制信号，经过带通滤波和功率中放，把此已调信号放大到上变频器要求的功率电平。上变频器再把它调制到射频载波上，经过射频功放输出馈送到天线，原理图如图 3.2 所示。可见，此方案具有较好的通用性和兼容性。功放和本振之间具有良好的隔离度，并且 I/Q 调制在中频上进行，可以实现较好的相位平衡和幅度平衡特性。但该方案需要较多的器件，系统复杂，成本较高。

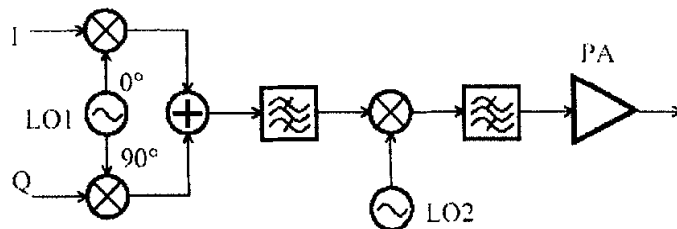


图 3.2 超外差式发射机原理图

近年来发展出在数字域进行中频调制的技术，即数字中频技术，基带的 I/Q 信号以数字方式实现正交调制和成型滤波，具有良好的幅度和相位平衡特性，并

可在基带数字处理模块中实现。

综合考虑，我们在发射通道中选用结构简单的直接调制方案，为避免信号相互产生干扰，调制、预放、功放和本振各子模块位于独立的单元电路上，并相互隔离，其具体电路结构如图 3.3 所示。

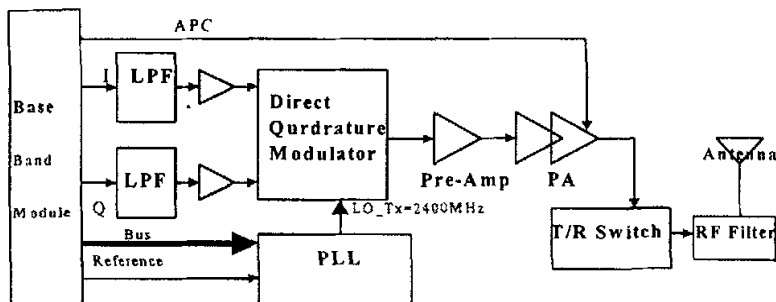


图 3.3 发射通道框图

## 3.2 OFDM 无线通信系统发射机主要性能指标

在设计应用于 OFDM 无线通信系统的射频前端发射机过程中，需要考虑以下一些性能指标，以此作为参考选择元器件，进行具体电路设计。

### 3.2.1 工作频段

对于射频前端来说，工作频率越高，越能获得较宽的通频带和较大的通信容量，同时也可得到更好的天线方向性和天线增益<sup>[15]</sup>。本系统选用 2.4GHz 的 ISM (Industry Science and Medical) 频段 (2.400GHz—2.483GHz)。并且，使用 ISM 频段不需要向无线电管理委员会提出申请，只是对其发射功率有所限制，一般应小于 1W。

### 3.2.2 发射功率

射频前端的输出功率指标与很多因素有关。例如为保证同样的通信质量，通信容量越大，频带越宽，则需要有更大的发射功率。另外，所需达到的发射功率还与射频信号空间传播环境、多径衰落的影响和不同接收技术的采用等诸多因素有关。由于本系统尚属实验系统，主要考虑室内电磁波传播环境，要求发射机的输出功率不小于 10dBm。

各级器件选定后，发射通道的功率预算和增益分配如表 3.1 所示。



表 3.1 发射通道功率预算和增益分配表

Part	Chip	Input Power (dBm)	Gain (dB)	Output Power (dBm)
Modulator	RF 2484	1Vpp		-18
Pre-Amp	SGA 5586	-18	17	-1
PA	RF 2189	-1	20	19
T/R Switch	AS179-92	19	0.5	18.5
RF Filter	LFB322G45SN1A504	18.5	-2	16.5

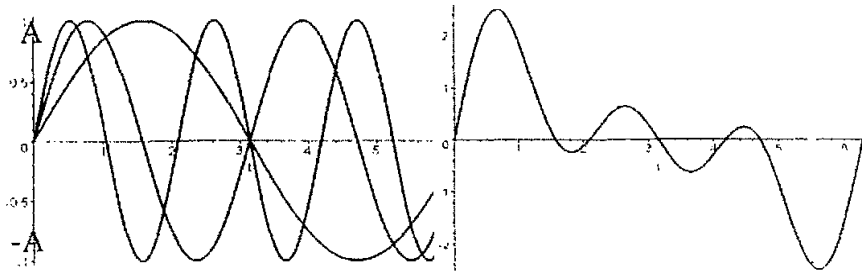
### 3.2.3 频率稳定度

通信系统对频率稳定的要求决定于其采用的通信制式以及对通信质量的要求。对于 OFDM 系统来说, 频率的稳定度和精确度相当重要。系统对频率偏差和相位噪声非常敏感, 它们会破坏各子载波间的正交性从而导致严重的信号失真<sup>[1,2]</sup>。发射机的频率稳定度取决于系统本地振荡源的频率稳定度。本设计方案中, 发射机需要频率为 2.4GHz 的本振信号。这将在后续本地振荡源章节加以详细讨论。

### 3.2.4 非线性指标

发信通道的主要部件如功率放大器和调制器等都处于大信号工作状态, 往往具有一定的非线性区域, 从而会产生互调分量和谐波分量, 使得输出信号失真, 影响接收机正确地恢复出原始信号, 造成误码率上升。

OFDM 系统对线性度的要求比较高<sup>[1,9]</sup>。由于 OFDM 信号功率是各子载波信号功率之和, 因此信号具有较高的峰均功率比 (PAPR), 如图 3.4 所示。当子载波数取  $N=64$  时, PAPR 最高将达到 21dB。尽管采用削波技术能够在一定程度上缓解, 但仍要求射频前端特别是功率放大器具有高线性度和大动态范围, 否则将会导致严重的频谱扩散和非线性失真, 引起信道间干扰和误码率恶化。另外, OFDM 系统的子载波相互正交, 每个子载波峰值处正好位于其他子载波频谱的零点, 因此子载波间的间隔可以很小, 从而达到高频谱利用率。然而由于非线性造成的互调分量却仍然会对其他子载波造成干扰。在接收端, OFDM 对信号的恢复依赖于线性的 FFT 算法, 一个子载波信号的破坏将会影响到其他子载波信号的正确恢复。因此, 发射机的线性度直接关系到系统性能。



单载波的平均功率= $A^2/2$

单载波的峰值功率= $A^2$

单载波的 PAP= $10\log 2=3\text{dB}$

N 个子载波的平均功率之和= $N/2$

最大峰值功率= $N^2 \cdot A^2$

最大可能 PAP= $10\log(2N)$

图 3.4 OFDM 信号的峰均功率比

常用的非线性指标有  $P_{1\text{dB}}$ —1dB 压缩点,  $IIP3/OIP3$ —输入三阶交叉点/输出三阶交叉点等。

通信系统大多为弱非线性系统, 输出电平  $e_o(t)$  与输入电平  $e_i(t)$  有如下关系 [16]:

$$e_o(t) = k_1 e_i(t) + k_2 e_i^2(t) + k_3 e_i^3(t) + \dots \quad (3-1)$$

取前三项, 当输入信号为单音信号:

$$e_i(t) = A \cos \omega_1 t \quad (3-2)$$

则输出为:

$$e_o(t) = \frac{1}{2} k_2 A^2 + \left( k_1 A + \frac{3}{4} k_3 A^3 \right) \cos \omega_1 t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_1 t \quad (3-3)$$

可以看出, 输出信号中有了有用信号的幅度有了变化, 还产生了谐波分量。对于输入的频率分量, 系统的增益为:

$$G = 20 \log \left( k_1 + \frac{3}{4} k_3 A^2 \right) \quad (3-4)$$

式中,  $k_3$  通常为负值, 因此, 信号实际的输出功率小于线性输出功率, 从而增益降低, 直至达到饱和, 输出功率不再增长。定义此时实际输出功率小于线性输出功率 1dB 处为 1dB 压缩点  $P_{1\text{dB}}$ , 如图 3.5 所示 [17]。为了保证系统良好的线性度, 放大器的工作点不能大于  $P_{1\text{dB}}$ , 最好在线性区的中点附近。

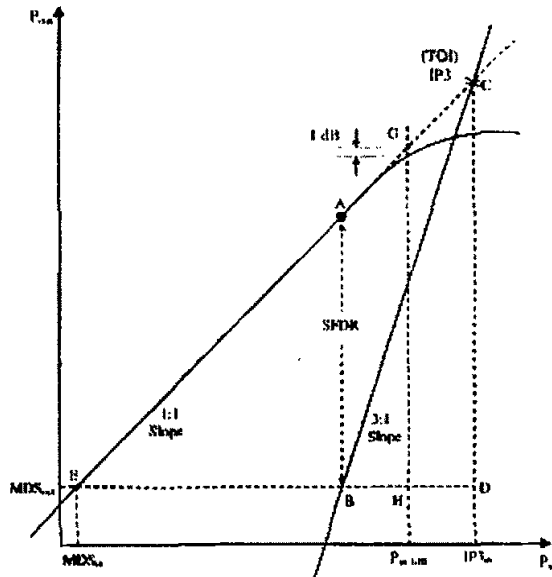


图 3.5 1dB 压缩点和三阶交调点示意图

当输入为双音信号:

$$e_i(t) = A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \quad (3-5)$$

则输出信号为<sup>[16]</sup>:

$$\begin{aligned} e_o(t) &= k_1 A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) + k_2 A^2 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 + k_3 A^3 (\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3 \\ &= k_2 A^2 + k_2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \left(k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3\right) \cos \omega_1 t + \left(k_1 A + \frac{9}{4} k_3 A^3\right) \cos \omega_2 t \\ &\quad + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \\ &\quad + k_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} k_2 A^2 \cos 2\omega_2 t \\ &\quad + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \frac{3}{4} k_3 A^3 \cos(2\omega_2 + \omega_1)t + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_1 t + \frac{1}{4} k_3 A^3 \cos 3\omega_2 t \end{aligned} \quad (3-6)$$

此时的输出信号不仅包含了输入信号的频率分量,而且由于系统的非线性,产生了许多互调分量和谐波分量,如图 3.6<sup>[16]</sup>。其中谐波分量 $2\omega_1$ 、 $2\omega_2$ 、 $3\omega_1$ 、 $3\omega_2$ 和二阶互调分量 $\omega_1 - \omega_2$ 、 $\omega_1 + \omega_2$ 以及三阶互调分量中的 $2\omega_1 + \omega_2$ 、 $2\omega_2 + \omega_1$ 与输入信号频谱间隔的较远,一般可用滤波器滤除。然而三阶互调分量 $2\omega_1 - \omega_2$ 、 $2\omega_2 - \omega_1$ 极有可能落在系统通频带内,造成严重的信号失真。

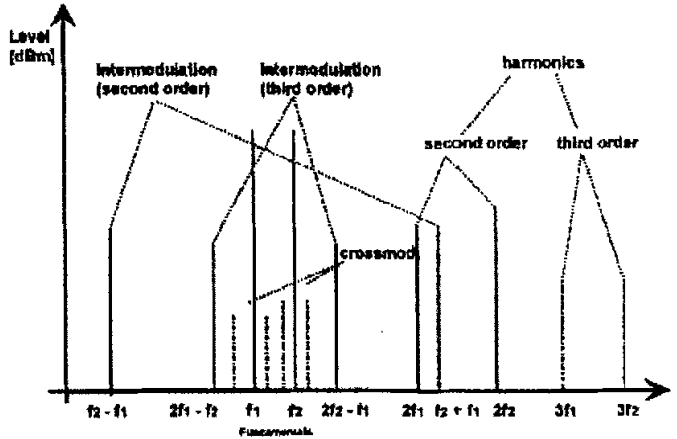


图 3.6 非线性系统互调与谐波分量示意图

三阶互调分量对系统的影响通常用三阶交叉点 (IP3) 来衡量。IP3 定义为信号线性输出功率与三阶互调信号功率的交点, 如图 3.5, 此处对应的输入功率称为输入 IP3 (IIP3—Input IP3), 输出功率为输出 IP3 (OIP3—Output IP3)。

邻近信道功率比 (ACPR) 也是反映系统线性性能的一个指标, 定义为发射信道功率与相邻信道功率之比。为了保证达到一定的邻近信道功率比, 需要限制输入信号的功率大小。

### 3.2.5 载波抑制和边带抑制

载波抑制和边带抑制是发射机中 I/Q 正交调制器的主要指标。带外频谱的泄漏不仅降低了有效的信号能量, 而且会造成对相邻信道的干扰。问题的产生主要来自电路和器件的不平衡性、移相网络的相位误差以及同相和正交 (I/Q) 信号分量间幅度和相位的误差<sup>[18]</sup>。

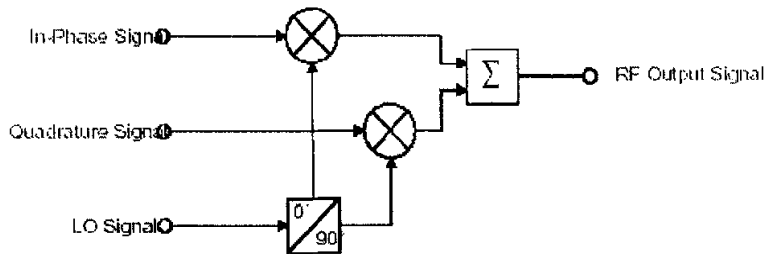


图 3.7 正交调制原理图

正交调制原理如图 3-7 所示。图中, 由于非理想特性, 输入端的 I/Q 信号可分别表示为:

$$I(t) = A \cos(\omega t + \phi) + D \quad (3-7)$$

$$Q(t) = \cos(\omega t + 90^\circ) \quad (3-8)$$

其中,  $A$  为 I/Q 信号幅度的比值, 相移  $\phi$  为 I/Q 信号间的相位偏差,  $D$  为输入端两信号直流电位的差值。于是, I/Q 信号经过正交调制后输出的射频信号为:

$$y(t) = A \cos(\omega t + \phi) \cos \omega_c t + D \cos \omega_c t - \sin \omega_c t \cos(\omega t + 90^\circ) \quad (3-9)$$

式中,  $\omega_c$  为载波频率。从上式可看出, 已调信号中载波的泄漏是由 I/Q 信号输入端存在直流电位差引起的。载波抑制为输出有用信号与载波信号功率的比值。因此, 对 I/Q 信号输入端的直流电平进行微调可以提高输出的载波抑制。在进行正交调制模块的设计和调试中, 此理论可指导对载波抑制作出优化。

边带抑制 (SBS: Sideband Suppression) 定义为输出信号上下边带信号的幅度之比, 可用来衡量 I/Q 正交调制器幅度和相位的不平衡度, 它的表达式如下<sup>[18]</sup>:

$$SBS(dBc) = 20 \log \sqrt{\frac{A^2 - 2A \cos \phi + 1}{A^2 + 2A \cos \phi + 1}} \quad (3-10)$$

### 3.3 发射通道组成

实际电路中, 除射频本振源将在第五章介绍外, 发射通道由三个单元电路组成: 低通滤波+放大+正交调制、预放和功放, 另外还有和接收通道共用的收发切换开关和射频滤波器, 参考图 3.3。下文将具体介绍。

#### 3.3.1 正交调制子模块

本模块电路的具体功能是: 由基带数字处理部分输入 I/Q 两路 OFDM 基带信号, 进行低通滤波, 经过运算放大器放大后, 由正交调制器将基带信号调制到射频载波上, 最后输出给下一级的预放。

正交调制器选用 RFMD 公司的 RF2484 芯片。该芯片具有良好的线性度和载波抑制, 以及较低的噪声水平(noise floor)。

该模块中, 从基带数字处理部分输入的 I/Q 信号, 在进入调制器之前, 要进行滤波, 以便滤除通带外的干扰。为使滤波器通带边缘尽量陡峭, 按照椭圆函数 LC 低通滤波器的设计方法进行设计, 并利用 Microwave Office 软件对电路元件值进行优化仿真。设计要求如下:

$$f_c = 2.5 \text{ MHz}, f_s = 3.5 \text{ MHz}, S_{11} < -17 \text{ dB} \text{ (DC} < f < 2.5 \text{ MHz)},$$

$$S_{21} < -70 \text{ dB} \text{ (} f > 3.5 \text{ MHz)}, S_{21} > -1 \text{ dB} \text{ (DC} < f < 2.5 \text{ MHz)}$$

设计  $n=9$  (9 阶) 的椭圆函数 LC 低通滤波器, 其电路拓扑结构参考图 3.9。

Microwave Office 进行优化仿真后得到各元件值, 图 3.8 为利用网络分析仪

测得的实际电路特性曲线。可以读出，此滤波器特性为：

$B_w@-3\text{dB}$ : 2.45MHz

通带内中心频率插损: 1.4dB

通带外抑制:  $-70\text{dB}@f > 3.5\text{MHz}$

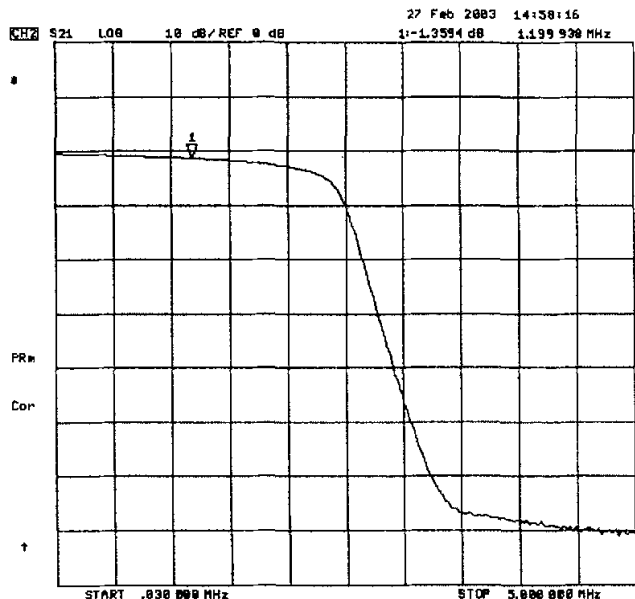


图 3.8 LPF 滤波特性实测结果

运放选择 Analog Devices 公司的 AD8062 芯片对基带信号进行放大，确保调制器的输入调制信号达  $1.1V_{pp}$  左右，以保证良好的工作性能。

图 3.9 为本模块单元电路原理图。

### 3.3.2 预放子模块

由上一节中对发射通道功率和增益分配的分析可知，调制模块输出的射频信号功率仅为  $-16\text{dBm}$ ，为了达到最终发射功率  $10\text{dBm}$  的要求，并且保证射频功率放大器工作在线性区域，需要在信号进入功放前进行预先放大。选择 Stanford Microdevices 公司的 SGA-5586 增益模块芯片，该芯片为宽带功率放大器，工作频带从 DC 可达  $4000\text{MHz}$ ，增益有  $17.1\text{dB}$ ，输入输出阻抗都已匹配到  $50\Omega$ ，可以方便地进行级联，并且具有良好的线性度。本模块的原理图如图 3.10。

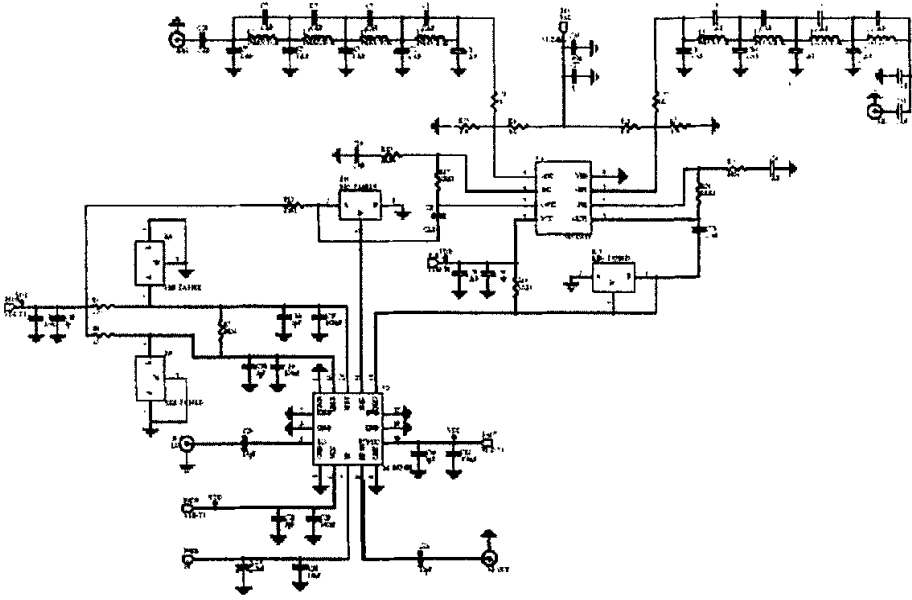


图 3.9 调制子模块电路原理图

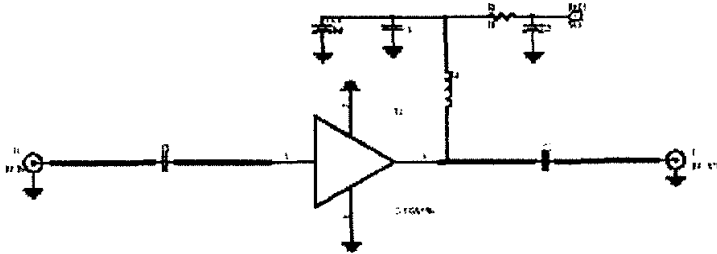


图 3.10 预放子模块电路原理图

### 3.3.3 功放子模块

该模块单元电路包括了功率放大器和为功放提供电源的电源稳压模块。如图 3.11 所示。

功放选择 RFMD 公司的 RF2189 线性功放芯片。它集成了两级放大，采用单电源供电，工作电压较低（3.3V），效率较高，并提供 Power Down 控制功能。

由于功放工作电流较大（最高达 320mA），而且其大功率的输出信号容易通过电源对系统中其他的射频部分造成干扰，因此，对功放采取单独供电。选用 Texas Instrument 公司的 TPS7301 芯片。

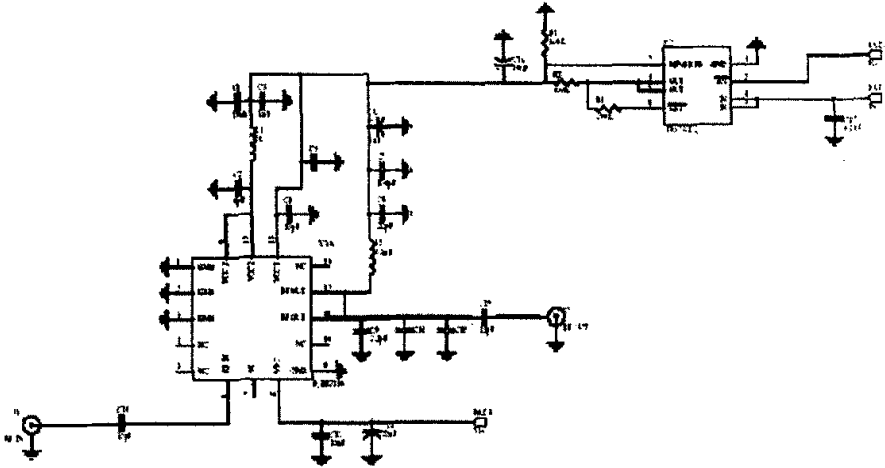


图 3.11 功放模块电路原理图

### 3.3.4 射频滤波+开关子模块

工作于 TDD 方式的系统, 通过控制开关切换收发方式。在开关与天线之间, 使用射频滤波器进行粗略的射频段的信道选择, 并且滤除信道外的噪声。对开关的基本要求是尽可能低的差损和尽可能高的隔离度和线性度。对射频滤波器的要求是低带内插损和边缘陡峭的截止特性。

开关选择 Alpha 公司的 AS-179-92 芯片, 它的差损有 0.5dB, 控制信号由基带部分提供。射频滤波器选用 Murata 公司的 LFB322G45SN1A504, 它的中心频率  $f_0=2450\text{MHz}$ , 带宽为  $f_0 \pm 50\text{MHz}$ , 带内插损 2dB。

这一部分的电路原理图如下:

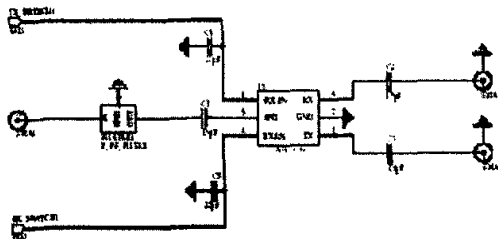


图 3.12 开关和射频滤波器子模块电路原理图

## 3.4 发射通道测试结果

### 3.4.1 正交调制子模块调试结果

调制器载波抑制的优化是通过细调电路中四个可变电阻器, 改变 I/Q 两路的直流参考电平和直流偏置完成的, 具体分析见 3.2.5 节。可变电阻器应使这四点的电平能在 4.1 V 附近的范围内能够实现精细的微调。电源的滤波会对输出载波



附近的频谱纯度带来影响，因此使用钽电容来提高滤波性能。

测试条件：

单端输入 I 路或 Q 路信号频率  $f_{in}$ : 1.2 MHz

单端输入 I 路或 Q 路信号功率  $P_{in}$ : -2 dBm

输入本振信号频率  $f_{LO}$ : 2.4 GHz

输入本振信号功率  $P_{LO}$ : -5 dBm

测试结果：

输出已调信号频率  $f_{out1}$ : 2401.2 MHz,  $f_{out2}$ : 2398.8 MHz

输出已调信号功率  $P_{out1}$ : -18 dBm (扣除测试电缆损耗)

载波抑制: -45 dBc

二次谐波抑制: -40 dBc

### 3.4.2 预放子模块调试结果

当输入射频信号  $f_{in}$  为 2.45GHz，输入信号功率与输出信号功率关系如图 3.13。模块的增益  $Gain=P_{out}-P_{in}=15$  dB。

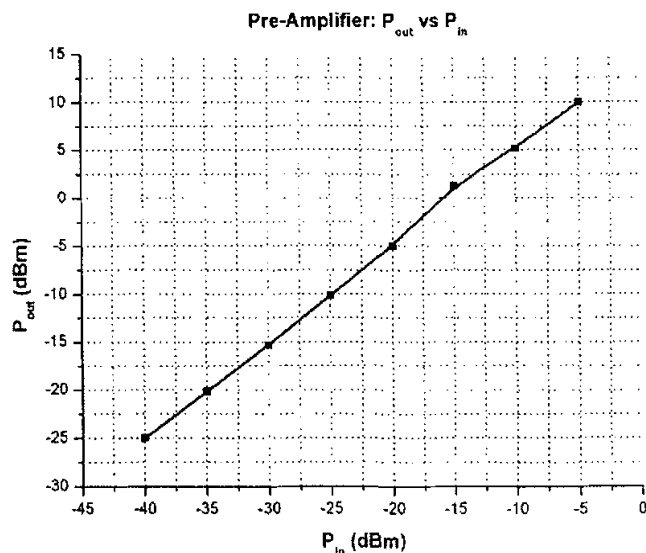


图 3.13 预放子模块  $P_{out}$  vs  $P_{in}$

### 3.4.3 功放子模块调试结果

为功放芯片提供电源的稳压模块 TPS7301，其输出电压是可调的。调试其外围电路，使得  $V_{in}$  达 5V， $V_{out}$  达 3.4V。

对功放 RF2189 的调试主要集中在输入输出端的耦合、匹配电路以及电源滤波网络上，以达到理想的阻抗匹配和频率响应，获得预期的增益和理想的线性度。

测试条件:

电源  $V_{cc}$ : 3.38 V

Power Down 控制电压  $V_{pc}$ : 3 V

输入信号频率  $f_{in}$ : 2.45 GHz

测试结果:

输入输出功率关系如图 3.14

小信号增益 Gain: 21.5 dB

1dB 压缩点  $P_{1dB}$ : 1 dBm

饱和输出功率  $P_{out-sat} > 23.7$  dBm

功放子模块  $P_{out}$  vs  $P_{in}$  见图 3.14

二次谐波 vs 输入功率  $P_{in}$  见表 3.2

输入信号功率  $P_{in}$  为 0dB 时, 增益 Gain vs 控制电压  $V_{pc}$  见图 3.15

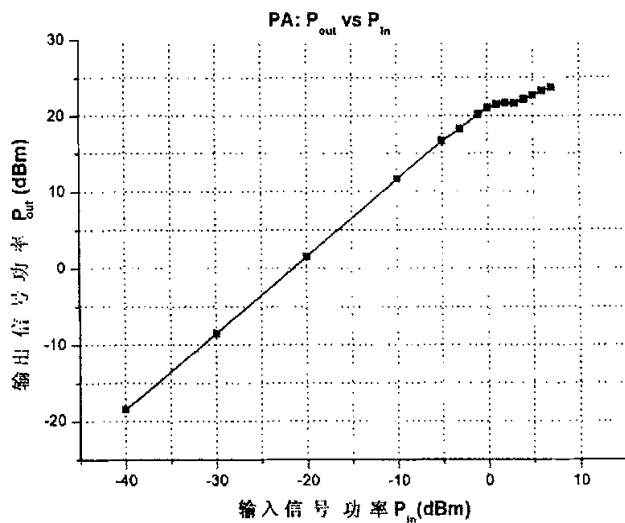
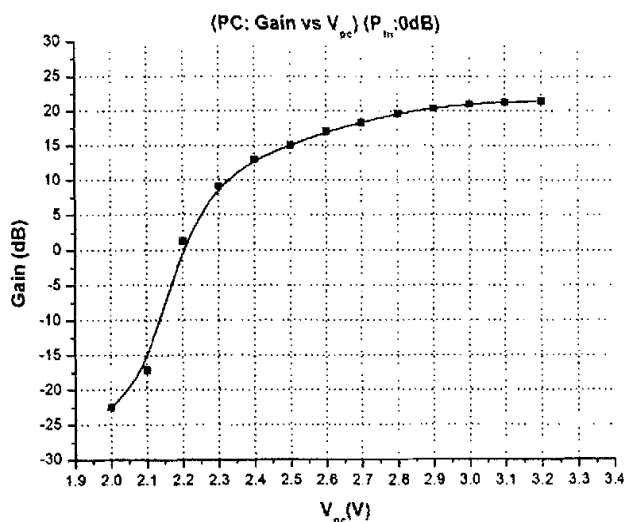


图 3.14 功放子模块  $P_{out}$  vs  $P_{in}$

表 3.2 功放子模块 Second Harmonic vs  $P_{in}$

$P_{in}$ (dB)	-40	-20	-10	-5	0
$P_{out}$ (dB)	-20.2	-0.2	9.8	14.7	19
Second Harmonic (dBc)		-64	-53.9	-48.2	-32.9

图 3.15 功放子模块 Gain vs  $V_{dc}$ 

#### 3.4.4 发射通道联调结果

在发射通道输入端单端输入 I 路或 Q 路信号, 发射端输出经过放大的上边带、下边带的已调信号, 泄漏的载波信号, 以及由于非线性产生的互调信号。其中调制器输出的上边带和下边带的已调信号对于功放来说即双音信号, 因此从输出频谱中可测得三阶互调, 了解发射收通道的非线性特性 (见 3.2.4 节)。由于 OFDM 对系统的线性度有较高的要求, 因此在调试过程中, 必须对发射功率和线性度进行综合考虑。首先仔细调试各级电路的阻抗匹配状况, 在系统线性工作区内达到最大的输出功率, 然而线性度能并不理想, 此时再采取回退, 适当降低功放的输入信号功率, 系统的非线性程度即可降低。发射通道联调结果如下:

测试条件:

单端输入 I 路或 Q 路信号频率  $f_{in}$ : 1.2 MHz

单端输入 I 路或 Q 路信号功率  $P_{in}$ : -8 dBm

输入本振信号频率  $f_{LO}$ : 2.4 GHz

输入本振信号功率  $P_{LO}$ : -2 dBm

测试结果:

发射功率  $P_{out}$ : 10.6 dBm

载波抑制: -42 dBc

三阶互调 IMD3: -35 dBc

## 第四章 接收通道设计

### 4.1 接收通道设计方案

无线通信射频接收机有直接变换接收、超外差接收和再生接收等几种形式，其中最为常用的是直接变换接收机和超外差接收机。从性能上看，超外差接收机无可争议地是各种方案中的最佳选择，但从结构上，每一部超外差接收机的最后一级下变频都可以看作为直接变换发射机<sup>[5]</sup>。后者将接收到的射频信号滤波后直接混频解调至基带 I/Q 信号，再用低通滤波器提取有用信号，显然非常简单。但由于电路的非线性和自混频产生的直流偏移以及低频噪声会对信号产生严重的干扰，并且随着频率的增高，信道带宽的降低，接收机为了达到相应的信道选择性所需的 Q 值也不断增高，系统的复杂性和成本将变得令人不可接受。

超外差接收机却能够以十分简洁的结构近乎完美地解决这个问题，它仅仅在一个具有良好性能的直接变换接收机前加入混频部分，把接收信号混频到较低的频率上，即中频，再由直接变换接收机进行中频的信道滤波、混频和解调工作。如此，就可以在很宽的频带范围内达到同样良好的信道选择性和灵敏度<sup>[5,8]</sup>。针对不同的系统对性能不同的要求，还可以设置多级中频。

本设计采用中频  $IF=190\text{ MHz}$  的超外差式接收机，结构框图如图 4.1 所示，可分为射频单元、中频单元和解调单元。

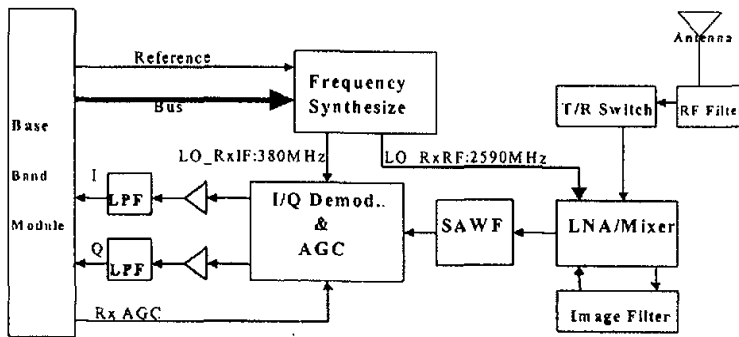


图 4.1 接收通道框图

来自接收天线微弱的射频信号进入射频单元，经过射频滤波器选出需要的工作频段信号并抑制其他波道的干扰，然后有用信号被送至低噪声放大器进行放大。由于低噪放工作于宽频带，因此在进入混频器之前，接收信号还要通过一个镜像频率抑制滤波器来消除镜像噪声。混频器将射频接收信号和本振信号进行混

频, 得到中频信号, 进入中频单元, 通过声表面波滤波器滤波。此处决定着整个接收信道的通频带和选择性。然后信号进入解调单元, 通过自动增益控制(AGC), 保证到达解调器的信号电平比较稳定, 进行正交解调后得到 I/Q 信号, 通过放大滤波后输送给基带数字处理部分。

这种方案的设计、制造和调整都比较方便, 而且能够实现良好的信道选择性和接收灵敏度。

## 4.2 OFDM 无线通信系统接收机主要性能指标

对于接收机来说, 灵敏度和信道选择性无疑是最重要的两个特性。灵敏度是在保证输出信号能满足一定的信噪比要求下, 所能接收的最小信号功率。信道选择性是指接收机在对通频带以内的信号接收下对通频带以外的干扰信号的抑制能力。一个有实际使用价值的接收机, 必须满足对这两个特性相当程度的要求。接收机的这两个特性, 与以下的一些指标参数有关。

### 4.2.1 噪声系数

噪声系数是接收机的一项重要指标, 是衡量接收机热噪声性能的参量, 对接收机抑制乱真信号响应的能力即灵敏度有很大的影响。其定义为, 在一定条件下(标准室温  $T_0=290\text{K}$  及匹配状态下), 接收机的输入信噪比与输出信噪比的比值<sup>[16]</sup>:

$$NF = 10 \log N_F = 10 \log \left( \frac{P_{iS} / P_{iN}}{P_{oS} / P_{oN}} \right) \quad (4-1)$$

式中,  $P_{iS}$ ,  $P_{iN}$  分别为接收机的输入额定信号功率和额定噪声功率,  $P_{oS}$ ,  $P_{oN}$  分别为接收机的输出额定信号功率和额定噪声功率。

由于接收机本身噪声的存在, 使得输出信噪比变坏, 噪声增大。所以噪声系数的大小, 反映了接收机内部噪声的大小。若理想情况下, 接收机不引入新的噪声, 则  $N_F=1$ 。实际情况中,  $N_F > 1$ 。

在标准室温  $T_0 = 290\text{K}$  和匹配状态下, 计算网络噪声系数的公式为<sup>[17]</sup>:

$$N_F = \frac{N_o}{GkT_0B} \quad (4-2)$$

式中,  $k=1.38 \times 10^{-23}\text{J/K}$  (玻尔兹曼常数),  $B$  为等效噪声带宽,  $G$  为网络匹配状态下额定功率增益。

对于由多级器件串联组成的接收机, 总的噪声系数为输入信号端的噪声与接收机本身引入的噪声系数之和, 如下式表示<sup>[17]</sup>:

$$N_F = N_{F1} + \frac{N_{F2} - 1}{G_1} + \frac{N_{F3} - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{N_{Fn} - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (4-3)$$

式中,  $N_F$  为接收机总的噪声系数,  $N_{F1}, N_{F2}, \dots, N_{Fn}$  为各级器件的噪声系数,  $G_1, G_2, \dots, G_{n-1}$  为各级器件的额定功率增益。

可见, 接收机总的噪声系数主要决定于前几级, 特别是第一级的噪声系数。而当第一级的增益  $G_1$  相对于第二级的噪声系数  $N_{F2}$  足够大时, 总的噪声系数就主要决定于第一级噪声系数  $N_{F1}$ 。

对应于图 4.1 所示的接收机方案, 第一级是无源输入回路(包括天线、射频滤波器和收发开关), 它们不提供增益。这样, 第二级的低噪声放大器的噪声和增益对整个接收机噪声性能的影响就很大。因此, 应选择噪声和增益性能良好的器件, 以保证接收机的噪声水平和灵敏度。

#### 4.2.2 通频带宽和灵敏度

要使接收到的已调波频谱中的有用频带信号无失真的通过, 接收机需要有足够的工作频带宽度, 这就是通频带。通频带过宽, 尽管信号的主要频谱成分会无失真地通过, 但也会使接收机受到较多噪声的干扰; 反之, 通频带过窄, 噪声自然会减少, 但却造成有用信号频谱分量的损失, 所以要合理地选择接收机的通频带和通带的幅频衰减特性。通信系统中, 传输信道的通频带一般取传输符号速率的 1.5 倍左右<sup>[15]</sup>。接收通道的通频带宽度主要取决于接收中频滤波器的带宽。

通频带宽是影响接收机灵敏度的主要因素之一, 因为带宽决定了接收机的有效输入噪声, 即<sup>[17]</sup>

$$P_{iN} = kT_0 B_N \quad (4-4)$$

式中,  $B_N$  为接收机的带宽,  $k=1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$  为波尔兹曼常数。显然, 为了达到一定的输出信噪比, 接收机的输入信号功率必须满足

$$P_{iS} > P_{iN} + \frac{S}{N_{out}} + NF \quad (4-5)$$

因此, 通频带宽为  $B_N$  的接收机, 其灵敏度为<sup>[16]</sup>:

$$S(\text{dBm}) = -174 + 10 \log B_N + \frac{S}{N_{out}} + NF \quad (4-6)$$

其中,  $-174 \text{dBm}$  是标准室温 ( $T_0=290\text{K}$ ) 下  $1\text{Hz}$  带宽内热噪声功率。

#### 4.2.3 频率稳定度

接收机接收到的射频信号的频率稳定度是由发射机决定的。但射频信号将在接收机内与接收本振混频产生中频信号, 因此若接收通道的本振发生频率偏离,

就会使混频后的中频信号也发生频率偏离。这样，一方面可能使得中频信号频谱的一部分不能通过中频滤波器，造成频谱有用信号能量的损失，导致输出信号的信噪比下降，引起信号失真；另一方面，OFDM 系统对频率的稳定度和精确度相当敏感，信号频谱细微的偏移也将导致不能被正确的解调，使误码率增加。

由于采用了一中频（IF=190 MHz）的超外差式接收方案，因此接收通道需要两个本振源频率，分别是

$$LO\_RxRF=RF+IF=2590 \text{ MHz} \quad (4-7)$$

$$LO\_RxIF=IF \times 2=390 \text{ MHz} \quad (4-8)$$

其中 LO\_RxIF 之所以是中频 IF 的 2 倍是源于解调芯片对本振频率的要求。

为了避免接收本振与发射本振间产生干扰，提高本振频率的稳定度，接收与发射分别使用两个独立的、分别都拥有两个 PLL 锁相环频率合成器芯片。详细分析请参考第六章本地振荡源章节。

#### 4.2.4 信道选择性

对信道选择性的要求是随着无线通信技术的发展而不断提高的。如今，无线通信需求量的增加使得有限的频率资源显得越发紧张。工作频率的上升，信道的不断密集，对接收机提出了更高的信道选择性要求。对接收机而言，要求它只接收通频带内的频率分量，对通频带外，尤其是邻近信道的干扰、镜像频率干扰及本信道的收、发干扰等要有足够大的抑制能力，这就是接收机的选择性。

接收机的选择性可用增益—频率（G-f）特性表示，如第二章中图 2.5 所示利用 ADS 软件对接收机仿真所得到的 G-f 特性曲线。要求在通频带内增益足够大，而且 G-f 特性平坦；通频带外的衰减越大越好；通带与阻带之间的过渡区越窄越好。

接收机的选择性主要是靠低噪放之前的射频滤波器、混频之前的镜像频率抑制滤波器，以及混频后的中频滤波器来保证的。参考图 4.1 所示的接收机系统框图。

低噪放之前的射频带通滤波器进行最初的射频信道选择，其通带频率由接收机的射频工作频率确定，一般多用微波腔体滤波器或射频陶瓷滤波器，属于宽带滤波器。为了降低系统噪声系数，达到理想的灵敏度，要求此滤波器的差损尽可能低。

信号进入低噪放后，由于低噪放为一宽带放大器，因此，其通带内有用信号和所有噪声都将被放大。如果就此直接进入混频器，与射频本振进行混频到中频，则接收信号中与射频相隔一个中频的镜像频率噪声也将和射频混频到中频频率，造成信噪比的恶化，如下图所示<sup>[1]</sup>：

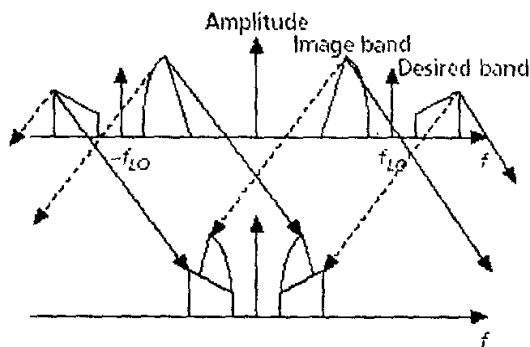


图 4.2 镜像频率的干扰

因此，为了减少镜频干扰，在低噪放和混频间应安置一滤波器滤除镜频频率处的噪声。可以看出，中频（IF）频率越高，镜像频率与有用信号之间的间隔越大，抑制镜像频率的滤波器越容易实现。

系统中实现良好的信道选择特性最关键的部分是中频滤波器。由于

$$Q = \frac{f}{B_w} \quad (4-9)$$

因此在较低的频段上，易实现带宽更窄，滤波特性更好的滤波器，从而获得更好的信道选择性。这也是超外差式接收机结构的由来。本设计中，采用通带中心频率 190MHz，3dB 带宽 4MHz，滤波特性优异的声表面波滤波器。

#### 4.2.5 最大增益和自动增益控制（AGC）

接收机的最大增益要满足对灵敏度的要求。增益指标在低噪放，中放和解调器之间进行分配，并且要将开关、射频滤波器、混频器、中频滤波器等损耗考虑在内。此外，应注意各放大器是否会出现饱和和非线性情况。

在无线信道中，信号的衰落现象十分严重，因此对于接收机来说，输入信号的强度会有很大变化。为了保证解调器能够在稳定的信号输入功率下工作，接收机需要能够对输入信号的放大程度进行自动调节，这就是自动增益控制（AGC: Automatic Gain Control）功能<sup>[5]</sup>。

AGC 通过一个环路，检测信号的强度，据此调节射频或中频放大器，使输入解调器的信号强度基本一致。因此，AGC 所能提供的增益不应小于

$$\Delta RF_{in} - RF_{out} \quad (4-10)$$

其中， $\Delta RF_{in} = RF_{in(max)} - RF_{in(min)}$  为接收机输入信号功率范围； $\Delta RF_{out}$  为解调器允许的输入信号功率范围。

本设计使用了将 AGC 与中频放大、解调集成在一起的芯片，增益控制范围达  $\pm 50\text{dB}$ 。由第一章的介绍可知，OFDM 信号具有较高的峰均比。为了能够进



一步提高系统的动态范围和线性度,还可以考虑对射频放大器也做一定的增益控制。这样即使接收信号过强时,工作在射频段的放大器也能保证有不太高的输出功率,避免阻塞放大器和后面的混频器,减少杂散,提高接收机的线性度。

### 4.3 接收通道组成

接收通道由低噪放+混频,中频滤波,AGC+解调三个子模块组成。另外,接收通道与发射通道共用一个本振源+电源以及射频滤波+开关模块。

#### 4.3.1 低噪放+混频子模块

本模块的功能是对接收的射频信号进行初步放大并混频至中频。作为超外差式接收通道的第一级放大,由上一节的分析可知,尽可能低的噪声系数是关键,可采取的措施包括使用低噪声放大器,并且在混频前进行镜像滤波。

本模块选用 RFMD 公司的 RF2494 芯片。该芯片在 2.4GHz 射频上,集成了低噪声放大器(LNA),一级射频放大器和双平衡混频器。LNA 由两级电路构成,分别是 13dB 增益的共放大器和一个可在 3dB 和 17dB 间切换的可变衰减器,使得 LNA 的增益可变。混频器之前的一级放大防止有用信号被带外的强信号阻塞。混频器不仅将信号与本振进行混频,还有一定的增益功能以补偿之后声表滤波器较大的差损。它设有 LNA 输出端口,可以方便地在 LNA 和混频器之间插入镜频滤波器。镜频滤波器同样选用与射频滤波器相同的 Murata 公司的 LFB322G45SN1A504。它的带宽范围是 2400MHz—2500MHz,带内插损-2dB。

由于混频器的输出端是集电极开路差分电路,而通常后级的声表滤波器为单端输入,为了达到良好的匹配,使用电流合并转换,电路结构如图 4.3 所示<sup>[21,22]</sup>。

图中,  $R_1$  与  $L_1$  用来确定混频器输出端的负载,负载的大小决定混频器的功率转换增益,  $L_1$  越高寄生损耗越低(Q 值越高)则转换增益越高。  $L_1$  与  $C_1$  构成一选频网络,谐振于中频频率<sup>[27]</sup>。

$$f_{IF} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1 \cdot C_1}{2}}} \quad (4-11)$$

$L_2$  和  $C_2$  为 L 型阻抗匹配电路,将  $R_1$  和  $L_1$  调节的混频器的输出阻抗匹配到中频声表滤波器的输入阻抗  $R_L$ 。另外,  $L_2$  还起到对混频器进行直流馈电的作用。

该模块的电路原理图如图 4.4。

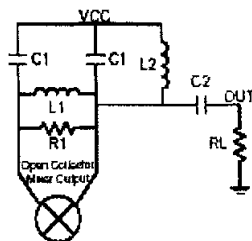


图 4.3 电流合并结构

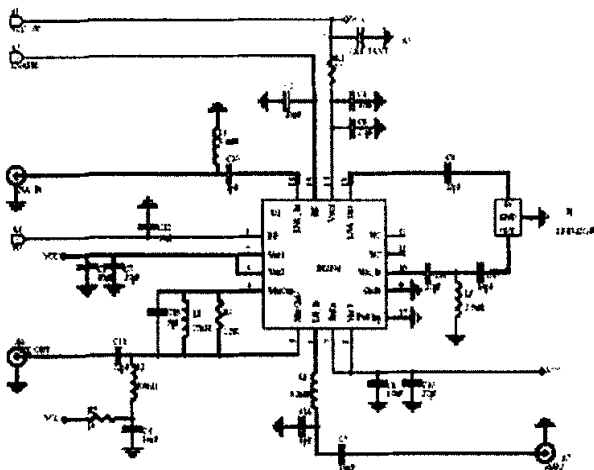


图 4.4 LNA 与混频模块电路原理图

### 4.3.2 中频滤波器模块

超外差式接收机的信道选择特性主要是通过中频滤波器实现的，声表面波滤波器（SAWF: Surface Acoustic Wave Filter）以其优异的滤波特性而在此领域得到广泛应用。SAWF 是一种以铌酸锂、锆钛酸铅或石英等压电材料为基体构成的一种电声换能元件，它中心频率从几 MHz 可到上 GHz，并且通带狭窄，通带至阻带过渡边缘十分陡峭，是理想的信道选择滤波器。但 SAWF 也有两个缺点：一是插损很高，一般在 10dB 以上；另外成本较为昂贵。

影响 SAWF 滤波特性的因素主要有两个，其一，输入信号未经滤波直接耦合到输出端，造成带外抑制下降；其二，输入信号经过输出端和输入端二次反射后到输出端的信号，成为三次传递反射波（Triple Transit Echo），造成通带内幅度特性产生波纹，引起信号畸变<sup>[8,9]</sup>。

为了在系统中获得 SAWF 的最佳滤波特性，一般需要在 SAWF 的输入输出端做匹配。本模块中采用 Thomson Microsonics 公司的 TMX P551 芯片。它的输入输出阻抗均为 50  $\Omega$ ，在匹配网络中使用了可变电容器，电路原理图如图 4.5。

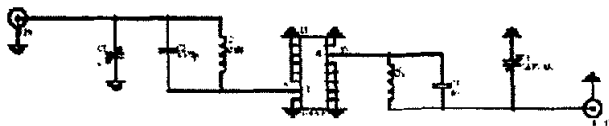


图 4.5 中频滤波模块电路原理图

#### 4.3.3 自动增益控制+正交解调子模块

该模块完成中频信号的放大和自动增益控制功能，并进行正交解调输出 I/Q 信号，放大滤波后提供给基带数字处理部分。选用 RFMD 公司的 RF2667 芯片实现，它集成了能够提供增益控制达  $\pm 50\text{dB}$  的 AGC 放大器和 I/Q 正交解调器。

与调制过程前对基带信号的处理相似，为了将解调后得到的 I/Q 信号进一步放大并滤除杂散，在信号输入基带数字处理部分前还经过运放的放大和低通滤波。同样选用 AD8062 和 LC 椭圆函数低通滤波网络。参考 3.3.1 节的相关内容。

图 4.6 是该模块的电路原理图。

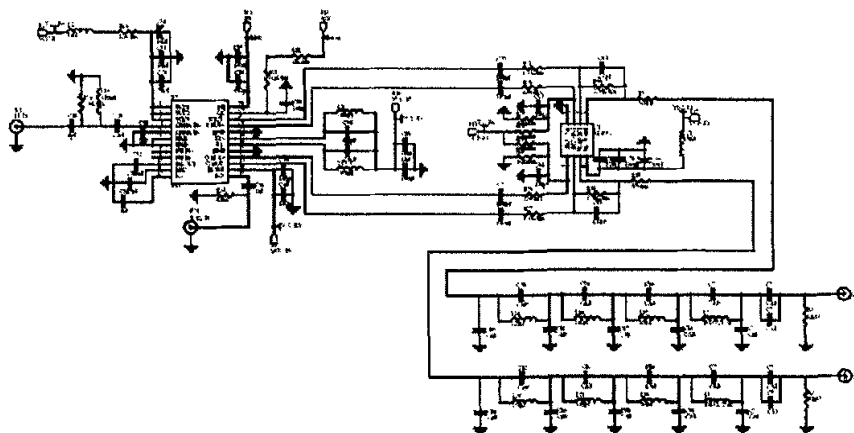


图 4.6 AGC 与解调模块电路原理图

## 4.4 接收通道测试结果和分析

### 4.4.1 低噪放+混频子模块调试结果

测试条件:

输入信号频率  $f_{in}$ : 2400 MHz, 功率  $P_{in}$ : -60 dBm

输入本振信号频率  $f_{LO}$ : 2590 MHz, 功率  $P_{LO}$ : -5 dBm

Gain Select: 1

测试结果:

输出信号频率  $f_{out}$ : 190 MHz

输出信号功率 (包括镜频滤波器 2dB 的差损)  $P_{out}$ : -36.7dB

增益  $G=P_{in}-P_{out}$ : 23.3 dB

### 4.4.2 中频声表滤波器子模块调试结果

使用 HP 8753ES 网络分析仪对图 4.5 所示实际电路进行二端口  $S_{21}$  参数测试。

测试结果:

差损  $G_{loss}$ : -14.3 dB

3dB 带宽  $B_w$ : 4.5 MHz

带外抑制 > 40 dBc

滤波特性曲线如图 4.7

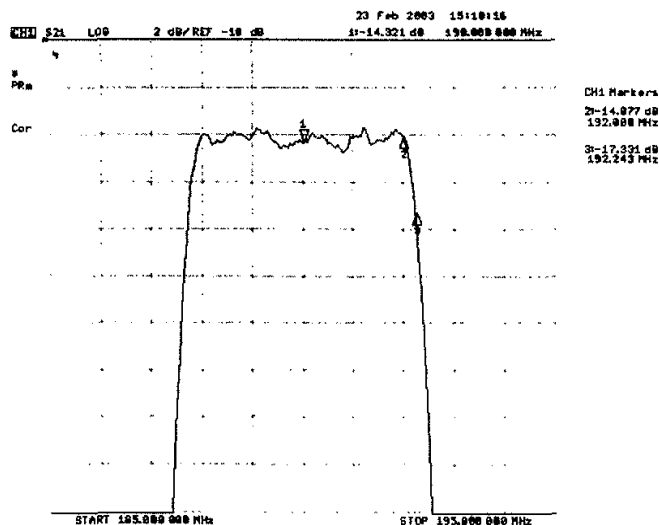


图 4.7 声表滤波器 TMX P551 的  $S_{21}$  特性曲线

### 4.4.3 AGC+正交解调子模块调试结果

可将图 4.6 所示电路分为 AGC+混频、运放放大和低通滤波三部分分别调试后再进行联调。运算放大器的增益可通过改变反馈电阻的阻值进行调节。

测试条件:

输入信号频率  $f_{in}$ : 191.2 MHz

输入信号功率  $P_{in}$ : -60dB

输入本振信号频率  $f_{LO}$ : 380 MHz, 功率  $P_{LO}$ : 0dBm

测试结果:

输出信号频率  $f_{out}$ : 1.2MHz

AGC 增益 vs 控制电压关系如图 4.8

RF2667 输出 I/Q 信号幅度平衡度如表 4.2

$V_{GC}$  为 2.2 V 时, RF2667 输入输出功率关系如图 4.9

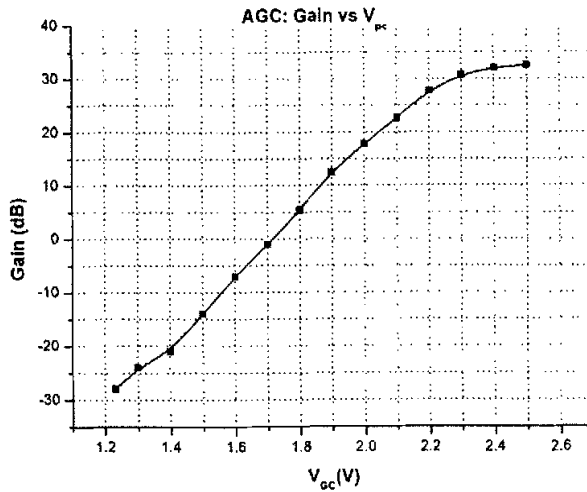
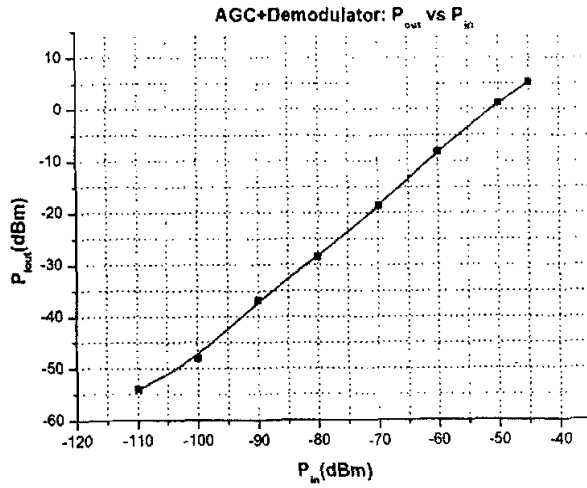


图 4.8 AGC 测试结果 Gain vs  $V_{GC}$

表 4.2 I/Q 输出信号幅度平衡度

$V_{GC}$ (V)	2.1	2.2
$P_{Iout}$ (dBm)	-38.47	-34.05
$P_{Qout}$ (dBm)	-38.76	-34.19

图 4.9 AGC+正交解调模块  $P_{out}$  vs  $P_{in}$ 

#### 4.4.4 接收通道调试结果

测试条件:

输入信号频率  $f_{in}$ : 2401 MHz, 功率  $P_{in}$ : -90 dBm

输入射频本振信号频率  $f_{LO\_RxRF}$ : 2590 MHz, 功率  $P_{LO\_RxRF}$ : -5 dBm

输入中频本振信号频率  $f_{LO\_RxIF}$ : 380 MHz, 功率  $P_{LO\_RxIF}$ : 0 dBm

$V_{GC}=2.2V$

测试结果:

输出信号频率  $f_{out}$ : 1.2 MHz

输出信号功率  $P_{out}$ : -21.3 dBm

## 第五章 本地振荡源设计

由前述的设计方案可知,本射频前端系统需要 3 个本振频率源,分别为提供给发射通道中正交调制器 2400MHz 信号,提供给接收通道混频器的 2590MHz 信号,和提供给正交解调器的两倍于中频的 380MHz 信号。本设计采用两块锁相式频率合成器芯片,由基带 DDS 提供 50MHz 的参考源信号。

### 5.1 锁相式频率合成器

在通信系统的射频前端,本地振荡源为发射和接收通道的混频器及调制/解调器提供本振信号,因此,本振信号的精确与稳定对系统有着举足轻重的影响。该信号的频率必须能够满足相当高的精度要求,同时保持一定的稳定度。并且,为了方便收发机进行频率同步或切换信道,还需提供能够以很小的间隔进行频率的精确调整功能。本振信号可由频率合成器提供,它可以利用反馈电路进行控制,通过固定的参考源频率产生一个或多个频率源作为本振信号。应用最为广泛的就是锁相式频率合成器。

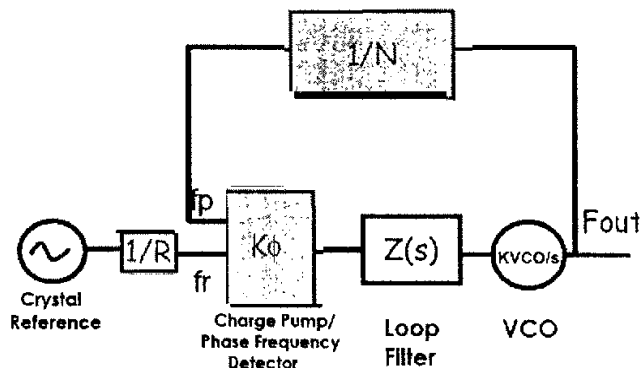


图 5.1 PLL 基本结构框图

锁相式频率合成器,通常就是指锁相环(PLL: Phased Locked Loop),其基本结构如图 5.1 所示<sup>[6]</sup>。PLL 以一个稳定的晶体振荡源(Crystal Reference)作为参考频率,将此频率进行  $R$  分频后,得到鉴相频率  $f_r$ ,输入鉴相器。同时,压控振荡器(VCO: Voltage Controlled Oscillator)的输出频率进行  $N$  分频后,得到  $f_p$ ,也输入鉴相器。鉴相器对这两路输入信号的相位进行比较,输出幅度正比于两者相位差的控制电流,系数为  $K_\phi$ 。这个控制电流通过阻抗为  $Z(s)$  的环路滤波器(Loop Filter),在环路滤波器的输出端产生电压,对 VCO 进行控制。VCO 的输

出频率和控制电压之间有一个固定的比值系数  $K_{VCO}$ 。控制电压调节 VCO 输出信号的频率，使其通过  $N$  分频后的相位与参考晶振通过  $R$  分频后信号的相位之差保持恒定。由于频率是相位的导数，只要鉴相器的这两个输入信号保持恒定的相位差，它们的频率就达到一致。

由以上分析可知，锁相环是传递相位的闭环系统，由图 5.2 所示<sup>[23]</sup>，设  $\phi_r$  为晶振经  $R$  分频器分频之后的相位， $\phi_o$  为 VCO 输出相位， $\phi_p$  为 VCO 经  $N$  分频器分频之后的相位， $\phi_e$  为鉴相器的输出相位，则环路的基本传递函数可以表示为：

$$\text{前向传递函数 } G(s) = \frac{\phi_o}{\phi_e} = \frac{K_\phi \cdot Z(s) \cdot K_{VCO}}{s} \quad (5-1)$$

$$\text{后向传递函数 } H(s) = \frac{\phi_p}{\phi_o} = \frac{1}{N} \quad (5-2)$$

$$\text{闭环传递函数 } H_c(s) = \frac{\phi_o}{\phi_r} = \frac{G(s)}{1 + H(s) \cdot G(s)} \quad (5-3)$$

$$\text{开环传递函数 } H_o(s) = \frac{\phi_p}{\phi_e} = H(s) \cdot G(s) = \frac{K_\phi Z(s) K_{VCO}}{N \cdot s} \quad (5-4)$$

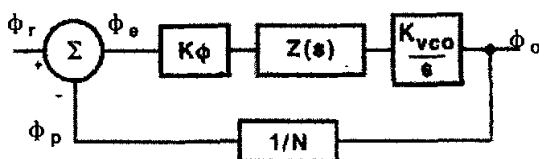


图 5.2 PLL 线性化相位模型

通过这样一个负反馈的系统，PLL 可以精确、稳定地进行频率的跟踪和锁定。它的输出频率为

$$F_{out} = N/R f_{XTAL} \quad (5-5)$$

其中  $f_{XTAL}$  是参考晶振的输出频率， $N/R$  为 PLL 的分频比。

可以看出，PLL 的环路结构主要由鉴相器、环路滤波器和压控振荡器三个部分组成。

### 5.1.1 鉴相器

现今的 PLL 大多使用电流型电荷泵鉴相器 (Charge Pump Phase/Frequency Detector)。其工作原理如图 5.3 所示<sup>[6]</sup>。对应于图 5.1 所示的 PLL 原理图，晶振信号  $R$  分频后得到鉴相频率  $f_r$ ，相位  $\phi_r$ ；VCO 输出信号  $f_o$  进行  $N$  分频后频率  $f_p$ ，相位  $\phi_p$ 。鉴相器只对  $\phi_r$  和  $\phi_p$  的上升沿敏感，输出电流有三种状态，分别为  $+K$



$\omega$ , 0,  $-K_{\phi}$ 。鉴相器的输出电流通过环路滤波器转换成电压, 从而对 VCO 的输出频率加以控制。

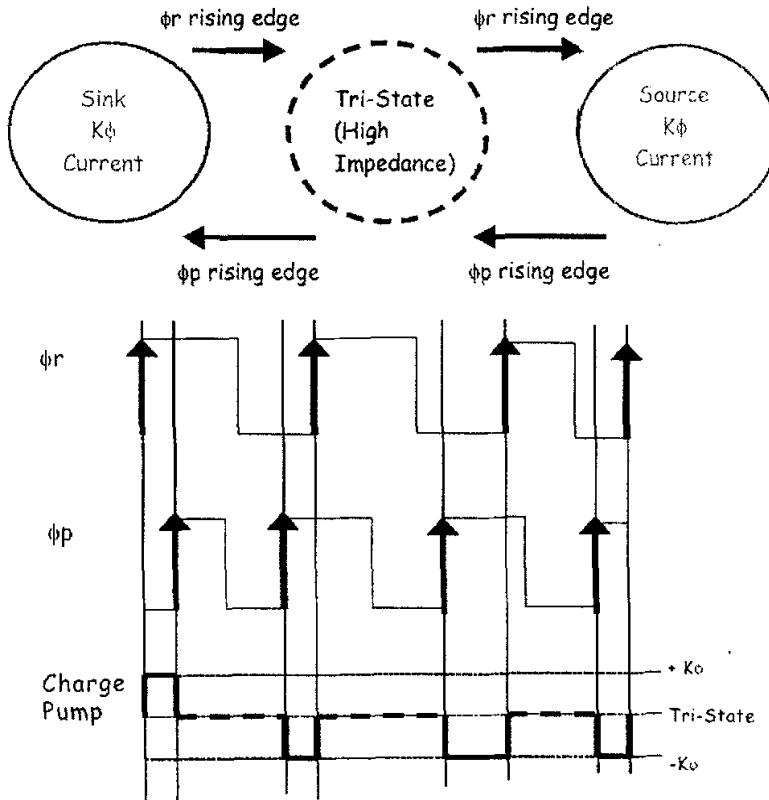


图 5.3 电荷泵的工作原理

### 5.1.2 环路滤波器

环路滤波器在 PLL 中主要的功能是将鉴相器电荷泵输出的电流转化为 VCO 的控制电压。环路滤波器具有低通特性, 可以滤除误差信号的高频分量; 更重要的是它对环路参数的调整起着决定性的作用, 对环路的稳定性和各项性能都有着重要的影响。环路滤波器又有源和无源两类。通常, 为了避免有源器件引入额外的相噪, 采用无源环路滤波器。

环路滤波器的设计包括确定电路结构、阶数、环路带宽、相位裕度等参数。其中, 环路带宽是最重要的参量之一。较窄的环路带宽可以抑制鉴相杂散和 VCO 产生的相噪, 但锁定时间较长; 反之亦然<sup>[6]</sup>。

无源环路滤波器最基本的形式是二阶环路滤波器, 电路结构如图 5.4 左图<sup>[6]</sup>。为了达到更好的环路性能, 可在二阶环路滤波器输出端与 VCO 之间增加一个串联 RC 低通回路, 这样就构成了一个三阶环路滤波器, 如图 5.4 的右图<sup>[6]</sup>。它可以增大由鉴相频率引起的寄生分量的衰减, 从而降低了对邻近信道的干扰, 并且

可以兼顾锁相带宽和响应时间。

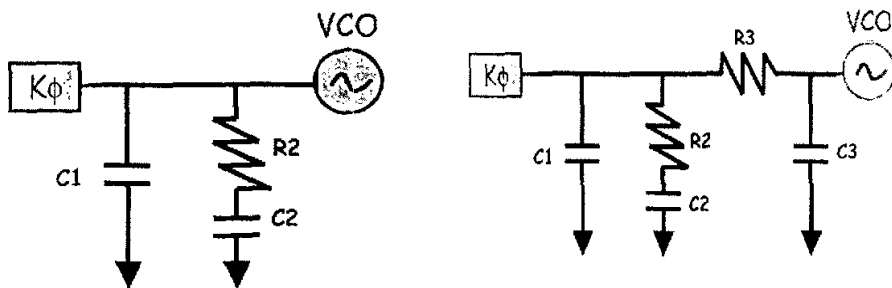


图 5.4 二阶环路滤波器和三阶环路滤波器的结构

二阶环路滤波器  $Z_S(s)$  和三阶环路滤波器  $Z_T(s)$  的阻抗传递函数可分别由式 (5-5) 和式 (5-6) 表示<sup>[6,23]</sup>。

$$Z_S(s) = \frac{sR_2C_2 + 1}{s^2R_2C_1C_2 + sC_1 + sC_2} \quad (5-6)$$

$$Z_T(s) = \frac{Z_S(s)}{sC_3Z_S(s) + sR_3C_3 + 1} \quad (5-7)$$

式中,  $s = j\omega$ 。

对于通常采用的三阶环路滤波器, 可采用开环增益带宽和相位裕度法计算电路中各元件值。假设时间常数  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  表示为:

$$T_1 = R_2 \frac{C_1C_2}{C_1 + C_2} \quad (5-8)$$

$$T_2 = R_2C_2 \quad (5-9)$$

$$T_3 = R_3C_3 \quad (5-10)$$

由  $R_3$ ,  $C_3$  组成的串联低通回路所增加的额外衰减  $Atten$  表示为<sup>[23]</sup>:

$$Atten = 20 \log \left[ (2\pi f R_3 C_3)^2 + 1 \right] = 20 \log \left[ (2\pi f T_3)^2 + 1 \right] \quad (5-11)$$

由 (5-8)、(5-9)、(5-11), 可以分别得到  $C_2$  和  $T_3$ :

$$C_2 = C_1 \left( \frac{T_2}{T_1} - 1 \right) \quad (5-12)$$

$$T_3 = \sqrt{\frac{10^{(A/20)} - 1}{(2\pi f_r)^2}} \quad (5-13)$$

若近似地认为  $C_3 \leq C_1/10$ ，则开环增益在频域内可表示为<sup>[6]</sup>：

$$\begin{aligned} H(s)G(s)\Big|_{s=j\omega} &= K_\phi Z_T(j\omega)K_{VCO} / N \cdot j\omega \\ &= \frac{-K_\phi K_{VCO}(1+j\omega T_2)}{\omega^2 C_1 N(1+j\omega T_1)} \cdot \frac{T_1}{T_2} \cdot \frac{1}{(1+j\omega T_3)} \end{aligned} \quad (5-14)$$

为保证环路的稳定性，令开环增益为 1，其相角与  $-180^\circ$  之间的差值  $\phi_i$  称作相位裕度， $\phi_i$  一般在  $30^\circ - 70^\circ$  之间。高相位裕度会牺牲环路稳定性、响应时间、鉴相频率衰减等其他指标，根据经验，可以取为  $45^\circ$ 。此时所对应的频率点称为临界频率  $\omega_c$ ，其表达式如下<sup>[6,23]</sup>：

$$\omega_c = \frac{(T_1 + T_3) \tan \phi_i}{(T_1 + T_3)^2 + T_1 T_3} \left[ \sqrt{1 + \frac{(T_1 + T_3)^2 + T_1 T_3}{[(T_1 + T_3) \tan \phi_i]^2}} - 1 \right] \quad (5-15)$$

$$C_1 = \frac{T_1 K_\phi K_{VCO}}{T_2 N \omega_c^2} \sqrt{\frac{1 + (\omega_c T_2)^2}{[1 + (\omega_c T_1)^2][1 + (\omega_c T_3)^2]}} \quad (5-16)$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_c^2 (T_1 + T_3)} \quad (5-17)$$

$$T_1 = \frac{\sec \phi_i - \tan \phi_i}{\omega_c} \quad (5-18)$$

式中， $\omega_c$  是环路带宽，根据经验它取鉴相频率的五分之一左右。

确定 VCO 的控制灵敏度  $K_{VCO}$ ，主分频比  $N$ ，环路带宽  $\omega_c$ ，鉴相灵敏度  $K_\phi$ ，以及对鉴相频率所需增加的额外衰减  $Atten$  后，即可由以上关系式得出计算三阶环路滤波器元件值的公式如下<sup>[6,23]</sup>：

$$C_1 = \frac{T_1 K_\phi K_{VCO}}{T_2 N \omega_c^2} \sqrt{\frac{1 + (\omega_c T_2)^2}{[1 + (\omega_c T_1)^2][1 + (\omega_c T_3)^2]}} \quad (5-19)$$

$$C_2 = C_1 \left( \frac{T_2}{T_1} - 1 \right) \quad (5-20)$$

$$R_2 = \frac{T_2}{C_2} \quad (5-21)$$

$$C_3 \leq \frac{C_1}{10} \quad (5-22)$$

$$R_3 = \frac{T_3}{C_3} \quad (5-23)$$

### 5.1.3 压控振荡器

PLL 中的压控振荡器 (VCO), 由通过环路滤波器输出的电压控制其振荡频率。它的输出频率  $\omega_v(t)$  应与控制电压  $u_c(t)$  成线性关系, 即:

$$\omega_v(t) = \omega_0 + K_v u_c(t) \quad (5-24)$$

式中,  $\omega_v(t)$  为压控振荡器的瞬时角频率,  $\omega_0$  为压控振荡器控制电压为零时的角频率,  $K_v$  为控制灵敏度或增益系数。

压控振荡器的输出通过  $N$  分频经过反馈电路到鉴相器上, 对鉴相器输出误差电压起作用的不是其频率, 而是其相位<sup>[6]</sup>:

$$\int \omega_v(\tau) d\tau = \omega_0 t + K_v \int u_c(\tau) d\tau \quad (5-25)$$

$$\text{令} \quad \theta_v(t) = K_v \int u_c(\tau) d\tau \quad (5-26)$$

$$\text{它的算子形式为} \quad \theta_v(t) = \frac{K_v}{p} u_c(t) \quad (5-27)$$

对压控振荡器的一些指标要求包括频率稳定度好 (包括长周期稳定度与短周期稳定度); 控制灵敏度  $K_v$  高; 控制特性的线性度好; 线性区域宽等等。

## 5.2 OFDM 无线通信系统本地振荡源主要性能指标

### 5.2.1 频率稳定度

频率稳定度是指在规定时间内或在规定的温度、湿度、电源电压等变化范围内振荡频率的相对变化量。由第一章对 OFDM 调制方式的分析看出, 由于其多载波特性, 子载波间的频率间隔很小, 系统对发射机和接收机的本振频率偏差非常敏感。频率偏差将使各子信道失去正交性, 导致严重的 ICI。

在 OFDM 系统的接收端, 其 DFT 输出信号为<sup>[1,12]</sup>:

$$Y_k = a_k I_0 + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} a_m I_{k-m} + N_k \quad (5-28)$$

其中,  $a_k$  为接收信号的幅度衰减与相移,  $I_n$  为第  $k$  个子载波受到的来自于其他子

载波干扰,  $N_k$  为该子信道上的噪声干扰。

发射端和接收端的信噪比分别为:

$$SNR_m = \frac{E_s}{N_0}, \quad SNR_{out} = \frac{E_0^2}{\frac{N_0}{E_s} + V_0} \quad (5-29, 5-30)$$

式中,  $E_0^2$  为有用信号的能量;  $N_0/E_s$  为热噪声能量;  $V_0 = E[|\delta|^2] + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} E[|I_{k-m}|^2]$  表

示其他噪声的能量, 第一项是  $I_0$  的方差。

因此, 信噪比的恶化可表示为:

$$D = 10 \log \left( \frac{E_s/N_0}{\frac{E_0^2}{N_0/E_s + V_0}} \right) = -10 \log \left( \frac{E_0^2}{1 + V_0 \frac{E_s}{N_0}} \right) \quad (5-31)$$

当接收机和发射机的本振间存在频率偏差  $\theta(t) = 2\pi\Delta ft + \theta_0$  时,

$$|I_0| = \frac{\sin(\pi\Delta fT)}{\pi\Delta fT} \quad (5-32)$$

$$\text{则} \quad E_0^2 = |I_0|^2 \approx 1 - \frac{(\pi\Delta fT)^2}{3} \quad (5-33)$$

Pollet 等推导出由于接收机和发射机之间的固定频差  $\Delta f$  将导致信噪比恶化程度为<sup>[12]</sup>:

$$D \cong \frac{10}{3 \ln 10} (\pi\Delta fT)^2 \frac{E_s}{N_0} \quad (5-34)$$

减小收发间信号的频差, 最有效的方法就是使用自动频率控制 (AFC: Automatic Frequency Control)。类似于 AGC 功能, 通常, 由基带的频率同步部分完成 AFC 的算法, 在射频前端, 通过调节晶振的控制电压, 达到精确细微地调节 PLL 输出本振频率的目的<sup>[1]</sup>。本设计中, 参考频率源未使用晶振, 而是采用了 DDS (Direct Digital Synthesizer) 方案, 由处于基带数字处理部分的 DDS 向 PLL 提供 50MHz 的信号作为参考频率源。因此, 这一部分的 AFC 电路是在 DDS 模块中实现的。

在实际电路设计中, 还可采取以下一些措施来提高本振信号的频率稳定度: 在 VCO 输出耦合端使用小电容, 减小 VCO 的负载牵引; 选用高 Q 值的电感和

电容,减小寄生参量;尽量缩短元器件间的连线和接地线,减小分布电感和电容;电源端使用大电容进行退耦,滤除杂波;将本振模块隔离屏蔽,减少来自其他模块电路和外界的电磁场干扰。

### 5.2.2 相位噪声

相位噪声是噪声对系统输出信号的相位调制,而使输出相位产生不需要的抖动<sup>[19]</sup>。

本振信号的相位噪声对 OFDM 系统主要有两方面的影响:一是对所有的子载波都引入了随机的相位变化。但这种相位误差对所有的符号作用相同,可以用跟踪技术或差分检测来减弱其影响。二是相噪使得本振的频谱展宽,引入子载波间干扰,降低了邻道选择性并恶化接收机的噪声系数,使信噪比恶化<sup>[1]</sup>。

PLL 中, VCO、鉴相器、参考频率源、分频器、环路滤波器等都会不同程度的引入噪声。由图 5.1 和图 5.2 的锁相环结构模型和式(5-1)至(5-4),锁相环内部的噪声来源和它们的传递函数如下<sup>[6]</sup>:

$$\text{参考晶振(Crystal Reference): } H_{CR}(s) = \frac{1}{R} \cdot \frac{G(s)}{1+H(s) \cdot G(s)} \quad (5-35)$$

$$\text{R 分频器(R Divider): } H_{RD}(s) = \frac{G(s)}{1+H(s) \cdot G(s)} \quad (5-36)$$

$$\text{N 分频器(N Divider): } H_{ND}(s) = \frac{G(s)}{1+H(s) \cdot G(s)} \quad (5-37)$$

$$\text{鉴相器(Phase Detector): } H_{PD}(s) = \frac{1}{K_{\phi}} \cdot \frac{G(s)}{1+H(s) \cdot G(s)} \quad (5-38)$$

$$\text{压控振荡器(VCO): } H_{VCO}(s) = \frac{1}{1+H(s) \cdot G(s)} \quad (5-39)$$

考虑环路带宽  $\omega_i$  和相位裕度  $\phi_i$  定义:

$$\|G(j\omega_i) \cdot H\| = 1 \quad (5-40)$$

$$180 - \angle G(j\omega_i) \cdot H = \phi_i \quad (5-41)$$

对于参考晶振、分频器和鉴相器的传递函数中共有的因子  $\frac{G(s)}{1+H(s) \cdot G(s)}$  有:

$$\frac{G(s)}{1+H(s) \cdot G(s)} \approx \begin{cases} N & \omega \ll \omega_c \\ G(s) & \omega \gg \omega_c \end{cases} \quad (5-42)$$

对于 VCO 的传递函数, 有:

$$\frac{1}{1+H(s)\cdot G(s)} \approx \begin{cases} \frac{N}{G(s)} & \omega \ll \omega_c \\ 1 & \omega \gg \omega_c \end{cases} \quad (5-43)$$

因此, 环路带宽内的噪声主要来自于参考晶振  $N_{CR}$ 、 $N$  分频器  $N_{ND}$ 、 $R$  分频器  $N_{RD}$  和鉴相器的噪声  $N_{PD}$ <sup>[25]</sup>:

$$\text{带内噪声} \approx N_{CR} \cdot \left(\frac{N}{R}\right)^2 + \left(N_{ND} + N_{RD} + \frac{S_{PD}}{K_{\phi}}\right) \cdot N^2 \quad (5-44)$$

可以看出,  $N$  对带内噪声的影响很大, 因此, 应尽量选择噪声本底好的 PLL 芯片。另外, 环路带宽的选择对带内噪声也有较大影响。若环路带宽过窄, VCO 对带内噪声的贡献不可忽略; 若环路带宽过宽, 则会引起带外噪声的恶化。与本振间隔较远的带外噪声则主要由 VCO 的噪声特性确定。

相位噪声通常采用如图 5.5 所示的表达式采用频谱仪测量, 即偏离载频  $\Delta f$  处的噪声与载波信号功率的比值  $S_c(f)$ , 通常把它归一化到 1Hz 带宽, 单位为 dBc/Hz<sup>[13,24]</sup>:

$$S_c(f)(dB) = 10 \times \log \left[ \frac{P_b(1Hz)}{P_s} \right] \quad (5-45)$$

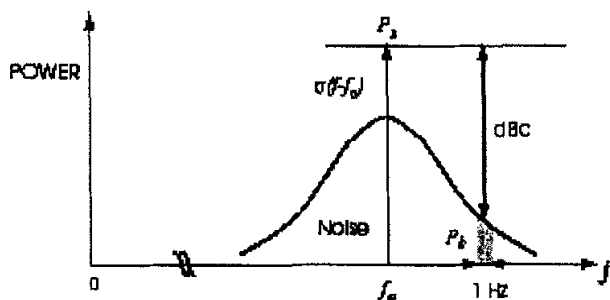


图 5.5 相位噪声的测量

### 5.3 本地振荡源模块组成

实际电路中, 由于需要三个本振信号, 本振模块选用了两片 Silicon Laboratories 公司的 Si4133W 锁相环频率合成器芯片。该芯片可提供三个本振频率: RF1=2.3GHz—2.6GHz, RF2=750MHz—1.7GHz, IF=62.5—1.0GHz。其中, RF1 与 RF2 只能选择其一, 但可与 IF 同时工作。该芯片具有高度的集成性, 他将三个完整的 PLL 结构, 包括 VCO, 环路滤波器, 鉴相器; 对参考源信号的可编程  $R$  分频器, 对 VCO 输出的可编程  $N$  分频器以及 IF 信号输出的可编程分频

器完全集成在芯片内部，通过三根串行线接口进行 PLL 控制。

由前两章的分析可知，本射频前端的发射通道和接收通道共需要三个本振信号，分别为：发射通道的射频本振 LO\_Tx: 2400 MHz 以及接收通道的射频本振 LO\_RxRF: 2590 MHz 和中频本振 LO\_RxIF: 380 MHz。选用两片 Si4133W 芯片，一块提供 LO-TxRF，另一块提供 LO\_RxRF 和 LO-RxIF。

对应于不同频率范围的 PLL，芯片内部集成了 3 个 VCO。其中提供本振 RF1=2.3GHz—2.6GHz 的 PLL 环路的 VCO，它的频率可调范围由内部的电路结构确定，不需外接电路调节。RF2 与 IF 的频率可由一外接电感确定，如图 5.6<sup>[26]</sup>。

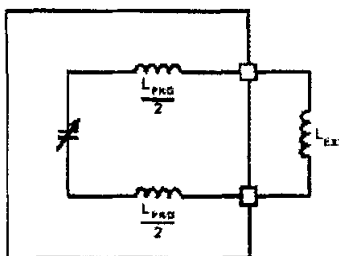


图 5.6 Si4133W 芯片 VCO 频率调节电路

VCO 的中心频率由它的归一化电容值和与之并联的总的电感值确定：

$$f_{CEN} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{TOT} \cdot C_{NOM}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_{PKG} + L_{EXT}) \cdot C_{NOM}}} \quad (5-46)$$

为了适当增加本振信号的输出功率以达到调制/解调其的要求，在 LO\_Tx 和 LO\_RxIF 的输出端都分别安置了一级放大器。另外，为整部射频前端提供稳压电源的电源模块也集中在本模块单元电路上。图 5.7 为本振模块的电路原理图。

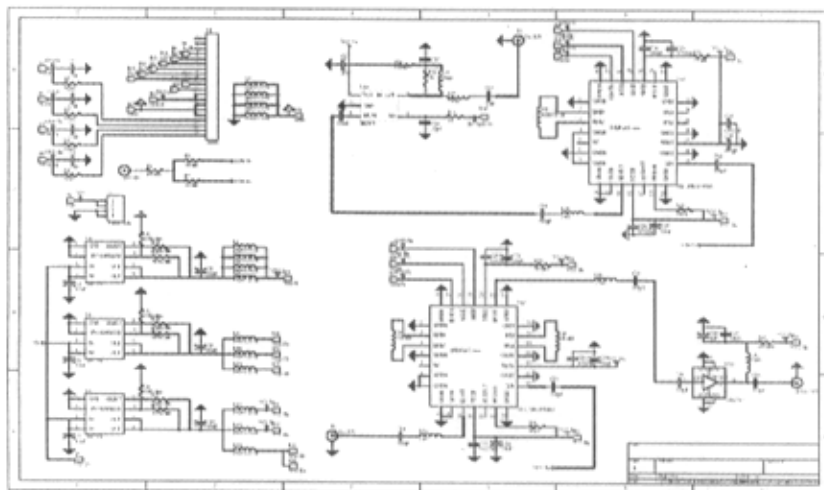


图 5.7 本振模块电路原理图



## 5.4 本地振荡源测试结果

由于实际电路结构的限制，未能从 SMA 接头测试数据，而以电缆连接频谱仪测试，因此，以下结果应包含一些难以确定的损耗和干扰。

测试条件：

输入参考源信号频率  $f_{\text{ref}}$ : 19.2 MHz,

输入参考源信号功率  $P_{\text{ref}}$ : 4 dBm

测试结果：

1. LO\_Tx 输出频率  $f_{\text{LO\_Tx}}$ : 2400 MHz  
LO\_Tx 输出功率  $P_{\text{LO\_Tx}}$ : -3 dBm  
LO\_Tx 相位噪声: -70 dBc/Hz@1 KHz offset  
-86 dBc/Hz@100 KHz offset  
-120 dBc/Hz@1 MHz offset  
-122 dBc/Hz@5 MHz offset
2. LO\_RxRF 输出频率  $f_{\text{LO\_RxRF}}$ : 2590 MHz  
LO\_RxRF 输出功率  $P_{\text{LO\_RxRF}}$ : -4.17 dBm  
LO\_RxRF 相位噪声: -54 dBc/Hz@1 KHz offset  
-83 dBc/Hz@100 KHz offset  
-120 dBc/Hz@1 MHz offset  
-132 dBc/Hz@5 MHz offset
3. LO\_RxIF 输出频率  $f_{\text{LO\_RxIF}}$ : 380 MHz  
LO\_RxIF 输出功率  $P_{\text{LO\_RxIF}}$ : -4.33 dBm  
LO\_RxIF 相位噪声: -78 dBc/Hz@1 KHz offset  
-80 dBc@10 KHz offset  
-101 dBc/Hz@100 KHz offset  
-118 dBc/Hz@1 MHz offset

## 第六章 总结

### 6.1 课题总结

本课题设计并实现了一个适用于 OFDM 无线通信系统的射频前端。首先根据 OFDM 系统的性能要求确定射频前端的整体方案，选择直接调制方式发射机和超外差式接收机，以及锁相环本地振荡源，利用 ADS 软件对系统性能进行了分析，并确定了实际电路的实现形式。然后根据各子模块的功能和预期的指标选择适当的芯片，设计各单元子电路并进行调试，最后将其整合成为一个完整的射频前端系统进行联调。模块实物如图 1.4。其中，蒋芹博士参与了整体方案设计和低噪放混频以及开关模块的设计，张华参与了发射通道的设计和调试工作。

整个研究工作可以分为三个过程：方案的设计、电路的设计和电路的调试。

进行方案设计，首先了解了射频系统的理论知识，包括系统的组成，各器件的功能和衡量其性能的主要技术指标。同时掌握 OFDM 通信系统的基本概念和特点，针对 OFDM 系统的总体要求，结合射频电路知识和市场上所能提供的芯片功能和指标，设计收发机的结构，进行指标预算和分配，选择合适的芯片，协调与其他部模块之间的接口。为了更好地了解设计方案的可行性，利用 EDA 软件进行系统仿真。在方案设计过程中，还需要对性能、成本、尺寸等方面进行综合考虑。

确定了系统的结构、选定了芯片后，就可以进行具体单元电路的设计。单元电路的设计目标，是达到芯片所能提供的最好的技术指标，这个过程，需要注意两点：一是电路中的匹配问题，包括阻抗匹配网络和选频网络等；二是 PCB 布版，频率越高，分布参数效应越大，对 PCB 布版的要求也相应更加严格。布版是否合理将会直接影响到后面的调试工作能否顺利。在具体电路设计中，对模拟和射频电路基本知识的掌握是必不可少的。

射频电路的实现还依赖于大量的调试工作。由于较高的频率，元器件的分布参数效应和外界环境的变化会对电路产生许多难以预知的影响，实际电路的响应与预期的理论值可能会有相当的差距。这时，往往扎实的电路知识，丰富的调试经验，严谨、虚心和耐心的工作态度是解决问题的关键。另外，对调试过程和测试结果详细地记录、分析和整理对经验的增长和理论知识的提高也有很大的帮助。

## 6.2 系统改进意见

作为实验系统，本射频前端的设计，还存在许多值得商榷和改进之处：

1. 为了提高发射信号功率，改善发射信道的线性度，可考虑将预放子模块增加自动功率控制（APC）功能。
2. 在中频声表滤波器与 AGC 模块间再加一级中频放大可以进一步提高系统的接收灵敏度。
3. 将本振源 PLL 芯片的监控引脚 AUXOUT 引出提供给基带控制部分，以便于能够及时重新置数，纠正失锁状态。
4. 进一步优化电路结构中的匹配网络，争取最佳的阻抗匹配和频率响应，从而提高系统的线性度和灵敏度。
5. 系统的实际电路尺寸可进一步缩小，提高集成度。子模块间的接口可考虑采用微带直接相连的方式，减小损耗和不连续性。本振源模块最好能够与其他所有单元电路分隔开，减少来自外电路的干扰。电路的整体布局 and 电源、控制信号的布线还可改进得更合理，提高稳定性与可靠性。
6. 为了调试的方便，可在一些关键电路中采用可变电阻和可变电容，等等。

## 参考文献

- [1] R. Van Nee, R. Prasad, 'OFDM Wireless Multimedia Communications', Artech House Boston, 2000
- [2] L. Hanzo, C. H. Wong, M. S. Yee, 'Adaptive Wireless Transceivers', IEEE Press, John Wiley Sons, Ltd, 2002
- [3] Richard van Nee, 'Basics and History of OFDM', Woodside Networks
- [4] Bruce Kraemer, 'OFDM WLAN Standards & Regulatory Issues', Intersil, EuroForum, 2001
- [5] Robert C. Dixon, 'Radio Receiver Design', Marcel Dekker, Inc., 1998
- [6] Dean Banerjee, 'PLL Performance, Simulation and Design', National Semiconductor, 2001
- [7] Jin Liu, Jianyi Zhou, Xiaowei Zhu, Jixin Chen, Wei Hong, 'W-CDMA RF Module Design With Direct Modulation'
- [8] 陈志恒, '射频集成电路设计'讲义, 东南大学射频与广电集成电路研究所, 2001
- [9] 董吟龄, 'OFDM 数据通信系统中射频前端模块的研制', 硕士学位论文, 2002
- [10] Eric Lawrey, 'The Suitability of OFDM as a Modulation Technique for Wireless Telecommunications with a CDMA Comparison', 1997
- [11] Shahriar Mirabbasi, Ken Martin, 'Classical and Modern Receiver Architectures', IEEE Communication Magazine, 2000
- [12] T. Pollet, M. van Bladel, M. Moeneclaey, 'BER Sensitivity of OFDM Systems to Carrier Frequency Offset and Wiener Phase Noise', IEEE Trans. on Comm. Vol 43, 1995
- [13] Mark Curtin, Paul O'Brien, 'Phase-Locked Loops for High-Frequency Receivers and Transmitters', Analog Dialogue 33-3, 1999
- [14] 杨扬, 洪伟, 'OFDM 通信系统 2.4GHz 移动台射频前端模块研制', 第十七届南京地区研究生通信年会, 2002
- [15] 姚彦, 梅顺良, 高保欣等, '数字微波中继通信工程', 人民邮电出版社, 1990
- [16] Ulrich L. Rohde, David P. Newkirk, 'RF/Microwave Circuit Design For Wireless Applications', John Wiley & Sons Inc., 2000
- [17] Kai Chang, 'RF and Microwave Wireless Systems', John Wiley & Sons Inc., 2000

- 
- [18] 'Optimization of Quadrature Modulator Performance', RF Micro Devices, 2002
- [19] Thomas H. Lee, Ali Hajimiri, 'Oscillator Phase Noise: A Tutorial', IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 35, No. 3, March 2000
- [20] '2.45 GHz Spread-Spectrum Radio Reference Design', RF Micro Devices Inc., 2000
- [21] 'RF 2494 High Frequency LNA/Mixer', RF Micro Devices Inc., 2001
- [22] M. B. Judson, 'Low Voltage Front-end Circuits: SA601, SA620', Philips Semiconductors, 1997
- [23] 'An Analysis and Performance Evaluation of a Passive Filter Design Technique for Charge Pump PLL's', National Semiconductor Corporation, 2001
- [24] 'Phase Noise Theory and Measurement', Comstron, Aeroflex, 1995
- [25] 李伟强,王四清, 'IS-95 CDMA 手机射频前端频率合成器的设计', 移动通信, 2000
- [26] 'RF Synthesizer with Integrated VCOs for W-CDMA and GSM/UMTS Wireless Communications', Silicon Laboratories, 2002
- [27] 'RF 2449 CDMA/FM Low Noise Amplifier/Mixer 900MHz Downconverter', RF Micro Devices Inc., 1999

## 致谢

在研究生阶段的学习和课题的完成过程中,实验室的老师和同学们给予了我莫大的帮助。首先,我要感谢我的导师洪伟教授。从课题的选题,方案论证,研究过程中问题的分析与解决直至论文的写作,洪老师始终悉心指导和帮助。洪老师在学术上开阔的思路,创新的精神和追求完美的科学态度,将对我产生长远的影响。衷心地感谢蒋芹老师,在课题完成的每一个环节,她都给予了详细的指导,并且参与了部分设计工作。很多次当我面对某个问题一筹莫展之时,她清晰的思维,细致的分析和丰富的经验都会令我豁然开朗。感谢张华,与我一同完成了发射通道的设计和调试,并且毫无保留地传授了他高超的射频电路调试经验。感谢王元庆在本振源调试中的给我的指导和帮助以及张念祖同学提供的 PLL 控制程序。特别感谢我的师姐董吟龄,在与她相处的短短的半年时间里,把我引入了射频电路设计的大门,她所完成的课题是我工作的基础。

还要感谢 OFDM 项目组的所有成员。赵洪新深厚的理论功底和实践经验,王海明老师对无线通信产业敏锐的洞察力和项目管理能力,杨广琦老师甚强的工作能力,都给我留下了深刻的印象,也是我努力的榜样。他们的建议与帮助使我受益匪浅。感谢曹旭峰、束裕、孙国乾、李荐荐、王兆辉等伙伴成员,与他们的讨论使我深受启发。刘进、周建义、田玲等老师和陈继新、严频频、郝章成、叶华等同学也曾给予我热心的帮助。向所有支持帮助过我的老师、同学和朋友致谢!

最后,感谢父母和家人!我的每一分成长都来自于他们无私的关心和支持。