

论文题目 毫米波衰减特性测量雷达前端

学科专业 电磁场与微波技术

指导教师 张永鸿 教授

作者姓名 付光耀

学 号 200921020145

分类号_____ 密级_____
UDC_____

学 位 论 文

毫米波衰减特性测量雷达前端

(题名和副题名)

付光耀

(作者姓名)

指导教师姓名 **张永鸿** **教授**

电子科技大学 **成都**

(职务、职称、学位、单位名称及地址)

申请学位级别 **硕士** 专业名称 **电磁场与微波技术**

论文提交日期 **2012.4** 论文答辩日期 **2012.5**

学位授予单位和日期 **电子科技大学**

答辩委员会主席_____

评阅人_____

年 月 日

注 1 注明《国际十进分类法 UDC》的类号

独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，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，也不包含为获得电子科技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谢意。

签名：_____ 日期： 年 月 日

论文使用授权

本学位论文作者完全了解电子科技大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权电子科技大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

(保密的学位论文在解密后应遵守此规定)

签名：

导师签名：

日期： 年 月 日

摘 要

毫米波技术已广泛应用于国防、民用、科研等各个领域之中。它虽然具有许多优点，但它的传播特性受环境的影响较为敏感。当出现降雨，烟雾或沙尘暴时，其传播衰减严重，在大多数情况下成为其缺点之一。正是由于毫米波技术的广泛应用，使得人们对其衰减特性的研究也在不断进行。

本文基于实际应用需求，针对烟幕对 8mm 和 3mm 波长电磁波衰减特性的测量，分别研制了 8mm 波衰减特性测量雷达前端（以下简称为 8mm 系统）和 3mm 波衰减特性测量雷达前端（以下简称为 3mm 系统）。主要内容有：

1. 根据设计要求对系统设计进行了详尽的分析，并提出合理的设计方案。系统可以工作在远/近程两种工作状态下，以提高接收机的动态范围。

2. 对锁相技术和超外差接收机结构进行了讨论，并对 3mm 系统中的锁相源进行了设计，它们被用于发射机的信号源和接收机 1 本振中。

3. 对系统中的各个模块进行调试，使其达到各模块的设计要求，并组装成品进行系统调试。由于系统要求能在-10~50℃的工作环境下正常工作，因此对系统进行了高低温测试。对调试阶段出现的问题进行分析并提出合理的解决方案。

8mm 系统发射机输出频率为 35.28GHz，相噪-76.17dBc/Hz@10kHz，输出功率近程-12.13dBm，远程 11.03dBm。接收机增益近程 35dB，远程 61.7dB。3mm 系统发射机输出频率为 93.76GHz，相噪-59.5dBc/Hz@10kHz，输出功率 11.9dBm。接收机增益近程 44dB，远程 70.1dB。两套系统均达到设计要求。

关键词：毫米波，衰减测量，收发机，射频前端

ABSTRACT

Millimeter-wave technology has been widely used in various fields of defense, civilian, and scientific research. Although it has many advantages, its propagation characteristics are sensitive to environment. If there is rain, smoke or dust storm, the propagation attenuation will be serious, in most case to become one of its disadvantage. The wide application of millimeter-wave technology takes the study of its attenuation characteristics also ongoing.

Based on the practical application of demand for the measurement of the smoke attenuation characteristic of millimeter-wave with the wavelength of 8mm and 3mm, in this thesis, two radar front-ends for attenuation measurement at wavelength of 8mm (hereinafter referred to as the 8mm system) and at wavelength of 3mm(hereinafter referred to as the 3mm system) have been proposed.

The main contents are as follows:

1. A detailed analysis and a reasonable design of the system have been made, according to the design requirements. Systems can work in far/short-range condition, in order to improve the dynamic range of the receivers.

2. Phase-locking techniques and superheterodyne receiver structures are discussed. And the phase-locked sources in transmitters, the local oscillators and the IF modules in receivers are analyzed and designed.

3. Debug each module in the two systems to achieve the design requirements. Then each module is assembled together for system debugging. The systems are required to work in the temperature from -10 to 50°C, so they must withstood the test of a high and low temperature testing. The problems in the debugging process have been analyzed and reasonable solutions also have been proposed.

The output frequency of the transmitter of 8mm system is 35.28GHz with the phase noise -76.17dBc/Hz@10kHz. And its output power is -12.13dBm in the short-range condition and 11.03dBm in the far-range, respectively. The gain of the receiver is 35dB in the short-range condition, 61.7dB in the far-range condition. The output frequency of the transmitter of 3mm system is 93.76GHz, with the phase noise

ABSTRACT

-59.5dBc/Hz@10kHz, output power 11.9dBm. The gain of the receiver is 44dB in the short-range condition, 70.1dB in the far-range condition. The two systems meet the design requirements.

Keywords: millimeter-wave, attenuation measurement, transceiver, RF front-end

目 录

第一章 引言	1
1.1 Ka 波段 T/R 前端发展概况	2
1.2 W 波段 T/R 前端发展概况	4
1.3 研究内容	7
第二章 8mm 波衰减特性测量雷达前端设计	8
2.1 灵敏度和动态范围	8
2.2 系统设计	10
2.2.1 FRIIS 传输方程	11
2.2.2 发射功率计算	12
2.3 发射机设计	14
2.3.1 X 波段 PLL	15
2.3.2 Ka 波段倍频放大模块	17
2.4 接收机设计	18
2.4.1 典型接收机结构	18
2.4.2 Ka 波段混频模块和中频模块	20
2.4.3 接收机本振	21
第三章 8mm 波衰减特性测量雷达前端实验研究	22
3.1 锁相源测试结果	22
3.2 Ka 波段倍频放大模块测试结果	24
3.3 接收机测试结果	26
3.4 系统调试	27
第四章 3mm 波衰减特性测量雷达前端设计	34
4.1 系统设计	34

4.2 锁相源设计.....	37
4.2.1 发射机 C 波段锁相源	37
4.2.2 接收机锁相源	38
4.3 中频模块.....	40
第五章 3mm 波衰减特性测量雷达前端实验研究.....	41
5.1 锁相环路测试结果.....	41
5.1.1 发射机 C 波段锁相源测试结果	41
5.1.2 接收机锁相源测试结果	42
5.2 倍频链路调试.....	43
5.2.1 U 波段 8 倍频模块调试.....	43
5.2.2 W 波段二倍频调试.....	45
5.3 谐波混频器调试.....	47
5.4 中频模块调试.....	47
5.5 系统调试.....	48
第六章 结论	52
致 谢	53
参考文献	54
攻硕期间取得的研究成果	56

第一章 引言

毫米波技术已广泛应用于国防、民用、科研各个领域之中。它虽然具有许多优点，但它的传播特性受环境的影响较为敏感^[1-3]。当出现降雾、降雨或沙尘暴时，其传播衰减严重，在大多数情况下成为其缺点之一。正是由于毫米波技术的广泛应用，使得人们对其衰减特性的研究也在不断进行。

人们对毫米波进行实验性的研究始于 1890 年。当时，赫兹用实验证明了麦克斯韦理论预言无线电波的可能性^[4]。毫米波技术在实践当中的运用主要源于二战时期。当时美国和英国使用的典型的机载雷达工作在 X 波段（近 10GHz）。然而，随着战争的发展，雷达的工作频率被提高到甚至超过了 K 波段。战争的后期，一种工作频率约 24GHz 的雷达诞生了。不幸的是，后来发现海军所选用的这一频率的大气衰减比较严重（比 X 波段大一个数量级），事实上在中心频率 22.3GHz 处，水蒸汽对其吸收是相当大的。由于缺乏大气对毫米波传播的影响的认识，雷达的效果没有达到其预期。

氧气、水蒸气大气衰减在大多数情况下是毫米波的一个严重不足，但起初没能得到很好的理解。直 20 世纪五六十年代，德克萨斯大学的 Straiton 和 Tolbert 带领一个非常活跃的团队，开发了雷达和辐射计。他们描绘出了每公里大气衰减的曲线（水平传播），该曲线后来成为了“经典”^[5-6]。该图发表于 Rosenblum 的论文中^[7]。许多团队，包括德克萨斯和贝尔实验室对该曲线中各个频率的实验数据进行了补充^[8]。

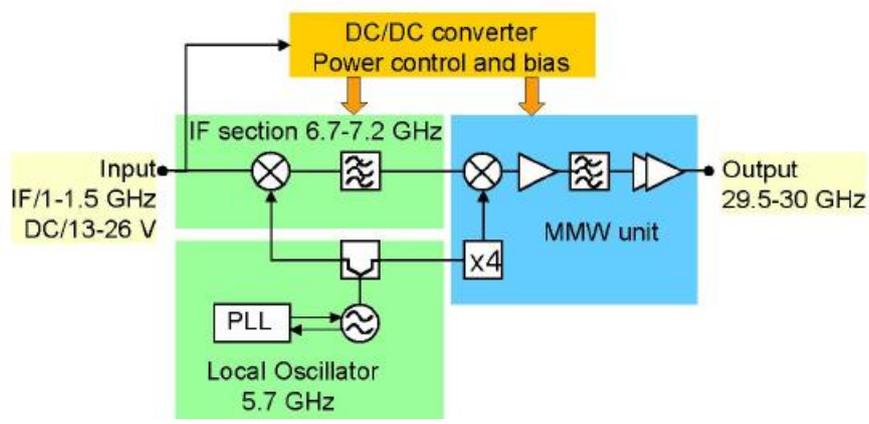
虽然此时人们对毫米波的大气衰减特性的认识已基本完备。但随着毫米波技术的广泛应用，除了大气对其衰减的影响，其它气候因素例如降雨或沙尘暴等对其造成的影响也以不容忽视。在 1975 年，Joerg Sander 给出了降雨对 $\lambda = 5.77, 3.3$ 和 2mm ($f = 52, 90.8$ 和 105GHz) 的衰减结果^[9]。2006 年，烟台大学 Zhao Qingling 和太原师范大学 Jin Li 提出了一种可以同时测量降雨对频率为 35 和 103GHz 的衰减特性和降雨分布的系统，并给出了测量结果^[10]。2011 年，厦门大学 Xiao-Ying Dong、Hsing-Yi Chen 和 Dong-Hui Guo 就沙尘暴对 3~100GHz 频率范围的衰减特性进行了测量，通过对数据的分析给出了传播因子^[11]。

本文研究的是 8mm 和 3mm 波衰减特性测量雷达前端。Ka 波段对应的真空中的波长为 11.3~7.5mm，W 波段对应的真空中的波长为 4~2.7mm，它们分别涵盖了

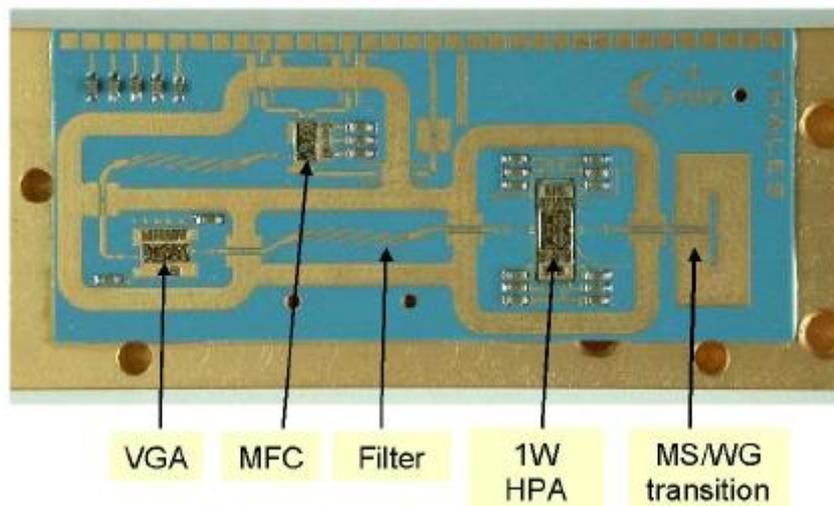
8mm 波长和 3mm 波长的电磁波。因此下面介绍 Ka 波段和 W 波段 T/R 前端发展概况。

1.1 Ka 波段 T/R 前端发展概况

2006 年, G. Gauthier, J.-P. Bertinet 和 J. Schroth 采用 LTCC 技术设计了一款 Ka 波段发射机模块, 如图 1-1 所示。其输出功率为 1W, 可在-40~60℃温度内正常工作^[12]。



(a)



(b)

图 1-1 发射机模块框图 (a) 和实物图 (b)

2009 年, M. Sosio, A. Mazzanti 和 M. Repposi 等人利用 65nm CMOS 技术实现设计了一种低功耗的 Ka 波段的接收机集成电路, 如图 1-2 所示。其增益为

31.5dB，噪声系数 6.7dB，输入 1dB 压缩点和三阶交调点分别为-24 和-13dBm。本振具有 25% 的频率调节范围，其相位噪声为-110dBc/Hz@1MHz。总耗散功率仅为 78mW^[13]。

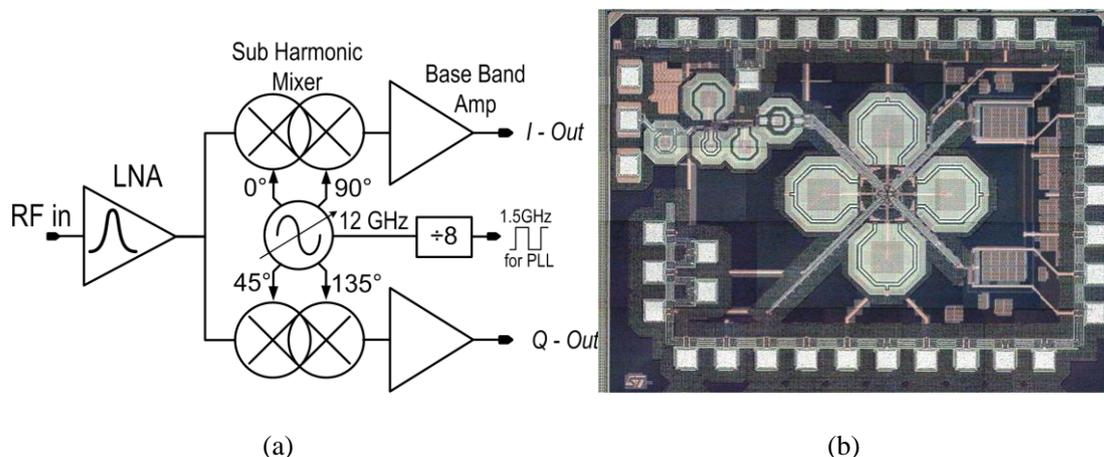


图 1-2 Ka 波段接收机前端框图 (a) 和测试芯片图 (b)

2010 年，东南大学 Jixin Chen, Pinpin Yan 和 Wei Hong 设计了一个 Ka 波段的接收机前端并采用 GaAs pHEMT 工艺 MMIC 芯片组实现，如图 1-3 所示。同时设计了一个基片集成波导滤波器来滤除接收机的镜像频率。在 35.3~37GHz 的频率范围内，变频增益大于 15dB。本振频率为 17.5GHz，中频 0.5~1.5GHz。输入 1dB 压缩点为-10dBm，噪声系数 6.6dB^[14]。

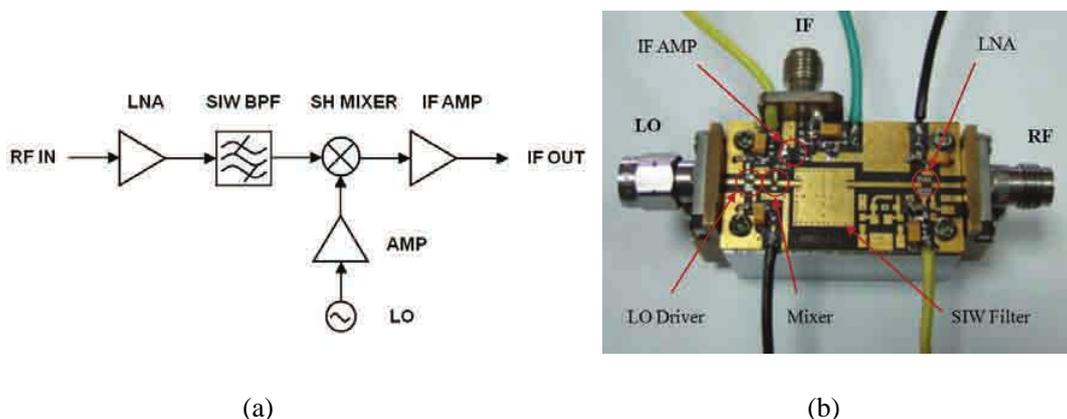


图 1-3 接收机前端模块框图 (a) 和实物图 (b)

2010 年，电子科技大学李桂萍和徐军等人采用混合集成电路（HICs）技术设计了一个 Ka 波段的收发机前端，如图 1-4 所示。在 34.5~35.5GHz 频率范围内其发射功率为 0.74~1W，接收机增益为 24.4~29.4dB，噪声系数为 4.9~5.6dB^[15]。

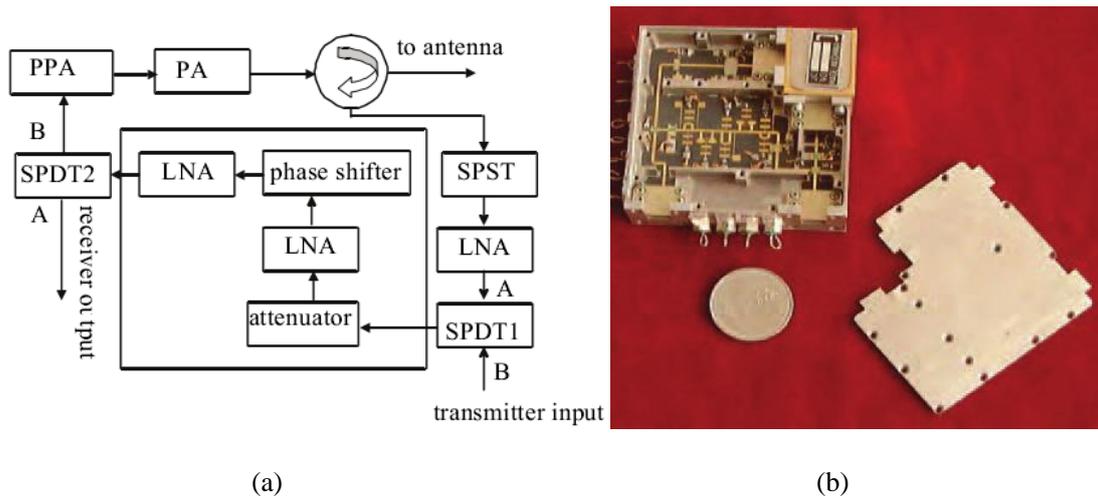


图 1-4 Ka 波段 T/R 前端框图 (a) 和实物图 (b)

1.2 W 波段 T/R 前端发展概况

1995 年, D. C. W. Lo, K. W. Chang 和 R. Lin 等人首次提出了基于 FMCW 雷达应用的单片 W 波段收发机, 其中接收机前端可以进行切换, 如图 1-5 所示。发射机输出功率为 6dBm, 频率在 1GHz 范围内可调。接收机利用一个新型平衡切换低噪放作为开关函数, 同时获得了 5.4dB 的变频增益和 10dB 的隔离度, 噪声系数 8dB^[16]。

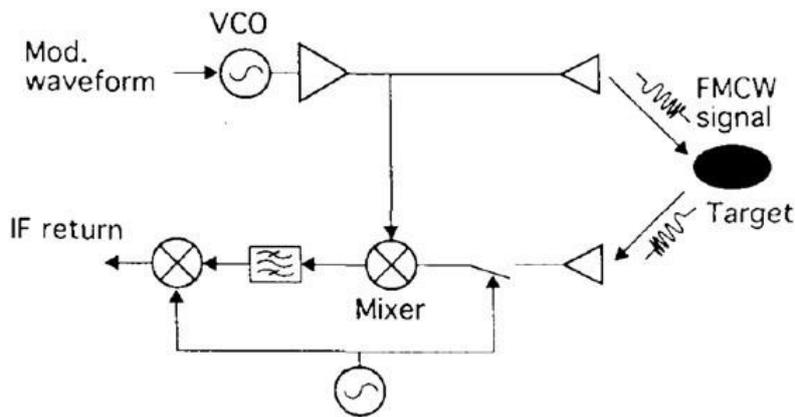


图 1-5 FMCW 雷达框图

2004 年, Farshid Aryanfar 和 Karnal Sarabandi 提出了一个 W 波段的相干传输测量系统, 如图 1-6 所示。工作频率为 90.8~92.8GHz。动态范围 85dB。本振信号是由一个介质谐振振荡器产生的, 它的频率变化为 6kHz/°C, 相位噪声为

-86dBc/Hz@10kHz。发射功率约-22dBm，变频损耗约 27dB^[17]。

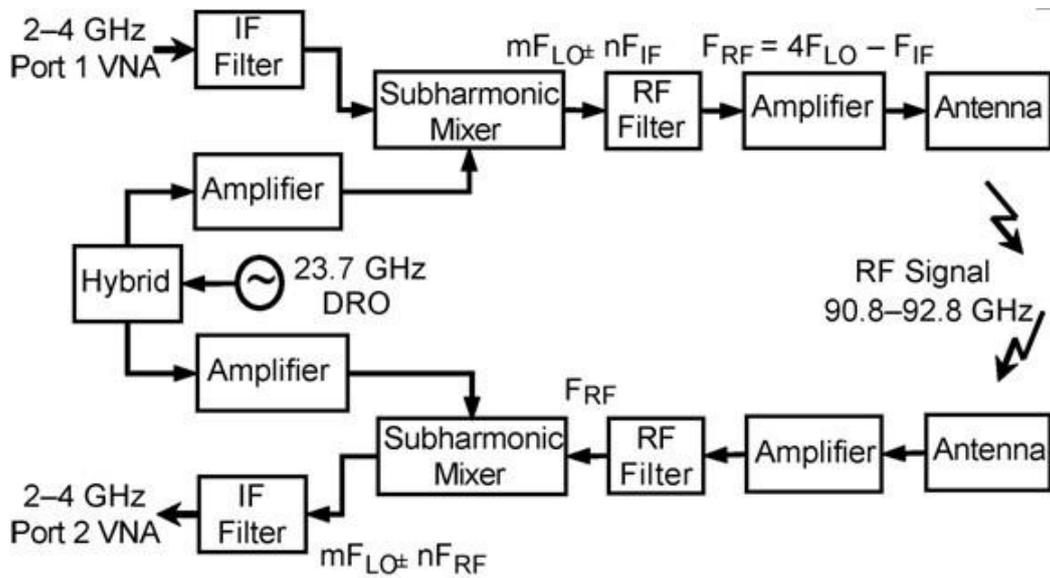


图 1-6 W 波段收发机框图

2006 年，A. Tessmann, M. Kuri 和 M. Riessle 等人设计了一个非常紧凑的 W 波段双通道接收机模块，如图 1-7 所示。具有 9dB 的变频增益，在 75~100GHz 的频率范围内噪声系数仅有 4dB^[18]。

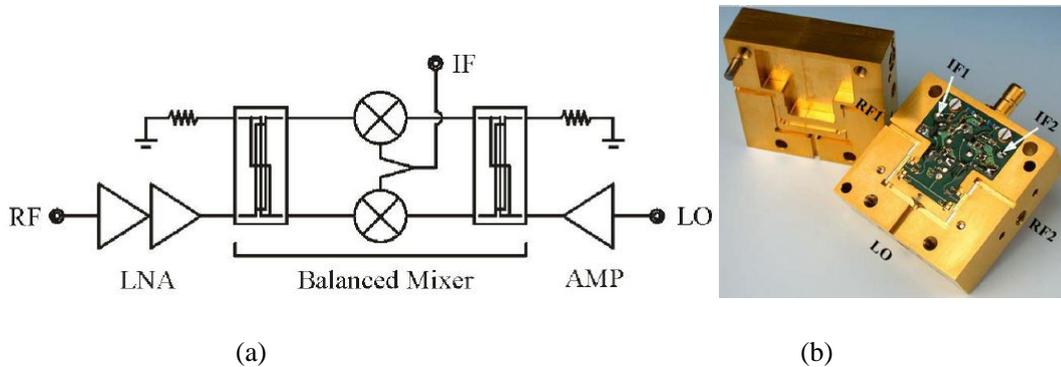


图 1-7 单片集成 W 波段超外差接收机框图 (a) 和实物图 (b)

2006 年，烟台大学 Zhao Qingling 和太原师范大学 Jin Li 在验证 Marshall-Palmer 等人提出的降雨量对毫米波衰减计算公式时，设计了一套 W 波段的收发机，如图 1-8 所示。其发射功率为 6.5dBm，接收机灵敏度为-89.5dBm，动态范围 40dB。测量范围 390m^[10]。

2010 年，南京科技大学 Zelong Xiao, Taiyang Hu 和 Li Wu 等人发表了对 W 波段弱信号探测的研究，如图 1-9 所示。基于多通道频率合成方法他们设计出了一种

灵敏度达-126dBm 的接收机。其动态范围超过 70dB，频率测量精度为 10MHz^[19]。

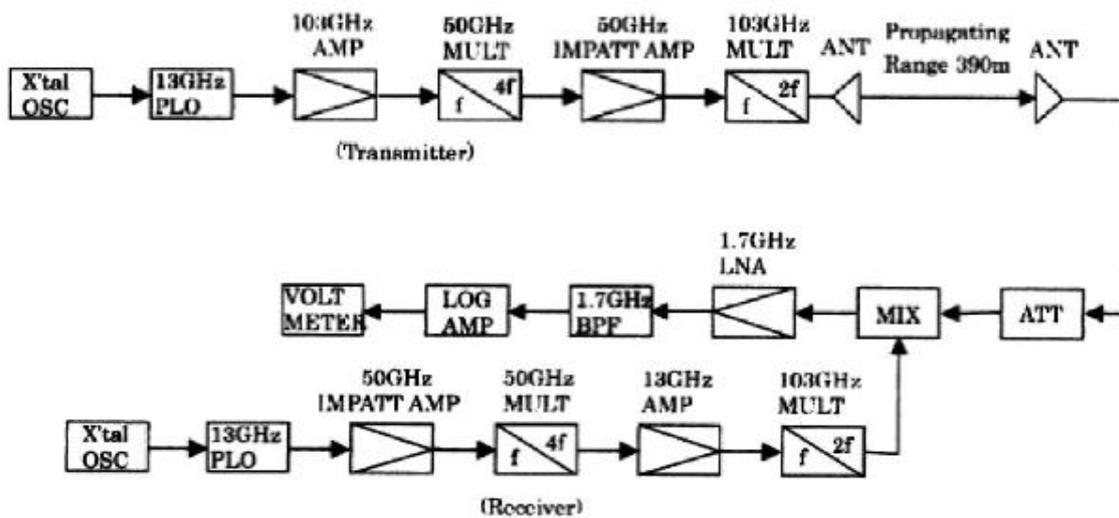


图 1-8 103GHz 频段传播实验设备系统框图

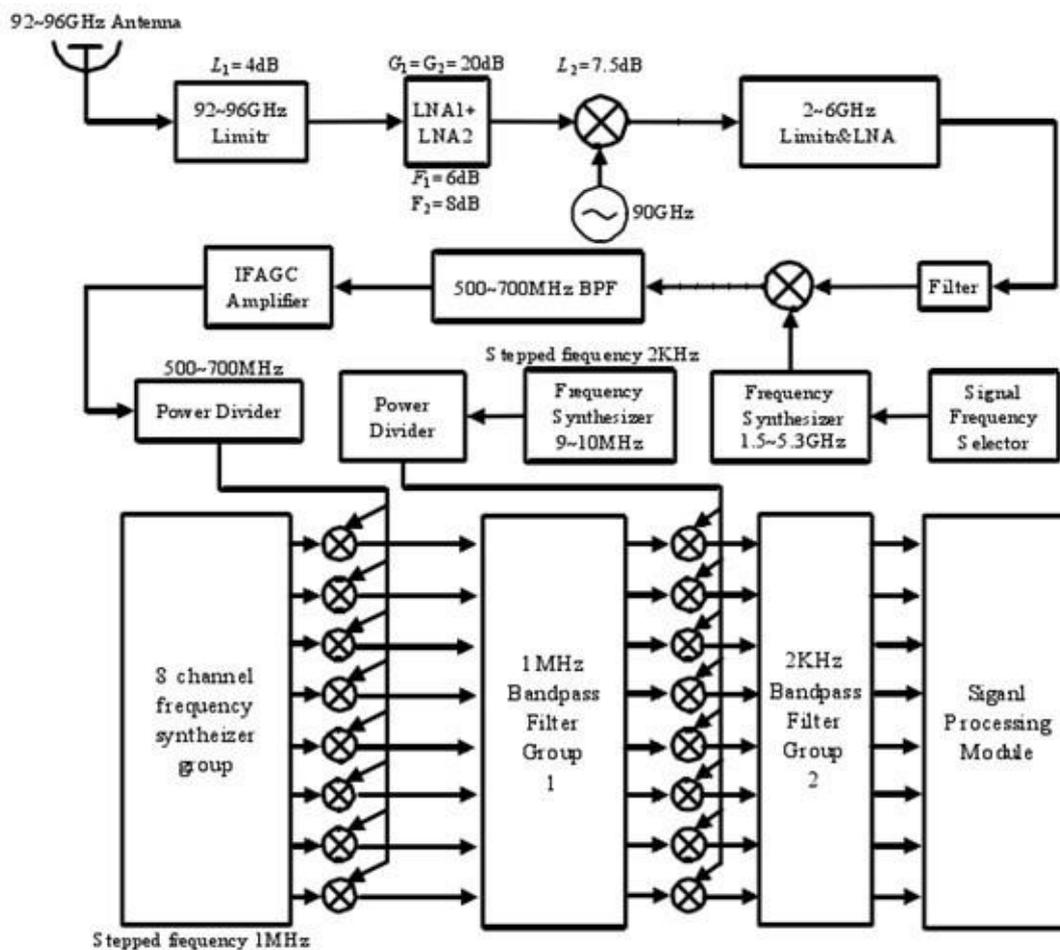


图 1-9 W 波段超高灵敏度接收机框图

2011年, Lei Zhou, Chun-Cheng Wang 和 Zhiming Chen 等人基于 65nm 标准 CMOS 技术设计了一个 W 波段接收机模块, 如图 1-10 所示。其射频前端峰值增益 35dB, 输入 1dB 压缩点为 -44dBm。3dB 带宽达 12GHz (80~92GHz), 噪声系数为 8.9dB。功耗仅 94mW^[20]。

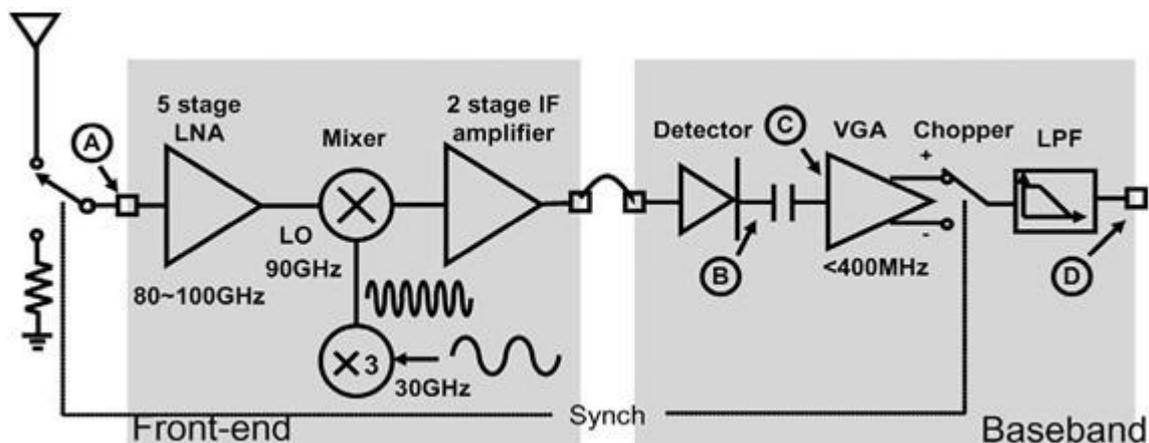


图 1-10 接收机框图

1.3 研究内容

本文基于烟幕对毫米波衰减特性测量的现实需求, 分别设计并实现了 8mm 和 3mm 波衰减特性测量雷达前端。本文对 Friis 传输方程和接收机理论进行了讨论, 并根据用户需求对系统的设计进行了详尽的分析。为了提高接收机的动态范围, 系统采用远近程两种工作方式。两套系统均采用模块化设计, 这样既节省了设计时间, 又便于系统调试。为了确保系统的可靠性, 本文就实验环节进行了大量工作。尤其是对系统进行了高低温 (-10~50℃) 环境下的测试, 这也是其它论文很少涉及到的。

第二章 8mm 波衰减特性测量雷达前端设计

8mm 波衰减特性测量系统（下面简称为 8mm 系统）主要指标如下：

1. 发射频率：35±1GHz（任意点频）
2. 频率稳定度：±5ppm
3. 接收机输出频率：30MHz
4. 接收机灵敏度：<-90dBm
5. 接收机动态范围：>40dB
6. 测量距离：5~1000m
7. 系统工作温度：-10~50℃

在上述诸多系统指标中，这里重点讨论接收机灵敏度和动态范围。

2.1 灵敏度和动态范围

接收机灵敏度反映了系统响应微弱信号的能力，以功率表示时，它等于最小可检测信号功率（MDS）^[21-22]。如图 2-1 所示是一个通用的接收机系统框图。天线将输入信号 S_i 和噪声同时传递给接收机。天线的噪声温度为 T_A ，接收机模块的等效噪声温度为 T_e ，总的增益为 G 。接收机的噪声特性还可以用噪声系数 F 来表示，它们之间存在如下关系： $T_e = (F - 1)T_0$ 。接收机的输出信噪比为 S_o/N_o 。

通过上面的定义，输出信号功率则可以写为

$$S_o = GS_i \quad (2-1)$$

总的输出噪声功率为

$$N_o = kB G (T_A + T_e) \quad (2-2)$$

其中， B 是接收机带宽（通常由中频带通滤波器决定）。因此最小可检测输入信号功率

$$\begin{aligned} MDS &= \frac{S_{o_{\min}}}{G} = \left(\frac{N_o}{G} \right) \left(\frac{S_o}{G} \right)_{\min} = kB(T_A + T_e) \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} \\ &= kB[T_A + (F - 1)T_0] \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} \end{aligned} \quad (2-3)$$

这是一个重要的结果，它给出了接收机输入端的最小可检测信号功率与接收机系统噪声特性及最小信噪比的关系。这个方程为 Friis 方程和 SNR 之间搭建了一个桥梁，这样便可计算整个无线系统的特性。

对于 $T_A = T_0$ 的特殊情况，(2-3) 式则可以简化为：

$$MDS = kBT_0 F \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} \quad (2-4)$$

以 dB 为单位，这个公式可以写成：

$$\begin{aligned} MDS(\text{dB}) &= 10\lg(kT_0) + 10\lg B + F(\text{dB}) + \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} (\text{dB}) \\ &= -174\text{dBm} + 10\lg B + F(\text{dB}) + \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} (\text{dB}) \end{aligned} \quad (2-5)$$

尽管 (2-4) 和 (2-5) 式常常代替 (2-3) 式被人们所使用，但是 (2-4) 和 (2-5) 式只有在天线温度等于 290K 的时候才成立，而实际上这种情况通常是不存在的。最小可检测信号功率和接收机增益是无关系的，因为噪声会随着信号一起增加。

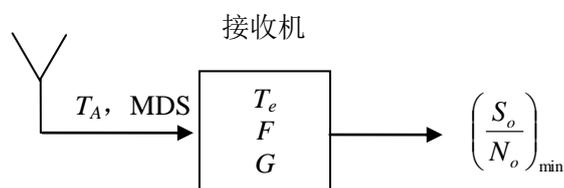


图 2-1 接收机框图

在放大器、混频器，或者接收机的线性范围内

$$P_{in} = P_{out} - G \quad (2-6)$$

其中 G 是接收机或放大器的增益，对于混频器 $G = -L_c$ 表示变频损耗（单位 dB）。

图 2-2 所示，对于具有增益的放大器或接收机而言，产生 1dB 增益压缩时的输入功率可以表示为

$$P_{in, 1\text{dB}} = P_{out, 1\text{dB}} - G + 1\text{dB} \quad (2-7)$$

对于具有变频损耗的混频器而言，

$$P_{in, 1\text{dB}} = P_{out, 1\text{dB}} + L_c + 1\text{dB} \quad (2-8)$$

或者也可以将等式 (2-7) 用负增益表示。其中 $P_{in, 1\text{dB}}$ 和 $P_{out, 1\text{dB}}$ 的单位为 dBm， G 和 L_c 的单位为 dB。这里 $P_{out, 1\text{dB}}$ 是在 1dB 压缩点的输出功率， $P_{in, 1\text{dB}}$ 是在 1dB 压

缩点的输入功率。尽管 1dB 压缩点是最常用的，但 3dB 压缩点和 10dB 压缩点也同样应用于一些特殊的系统中。

混频器、放大器，或者接收机的动态范围（DR）可以从 1dB 压缩点、增益、带宽，和噪声系数计算出来。DR 可以被定义为 1dB 增益压缩时的输入功率和可以被检测到的最小输入信号功率之差：

$$DR = P_{in, 1dB} - MDS \quad (2-9)$$

其中， $P_{in, 1dB}$ 和 MDS 的单位为 dBm，DR 的单位为 dB。

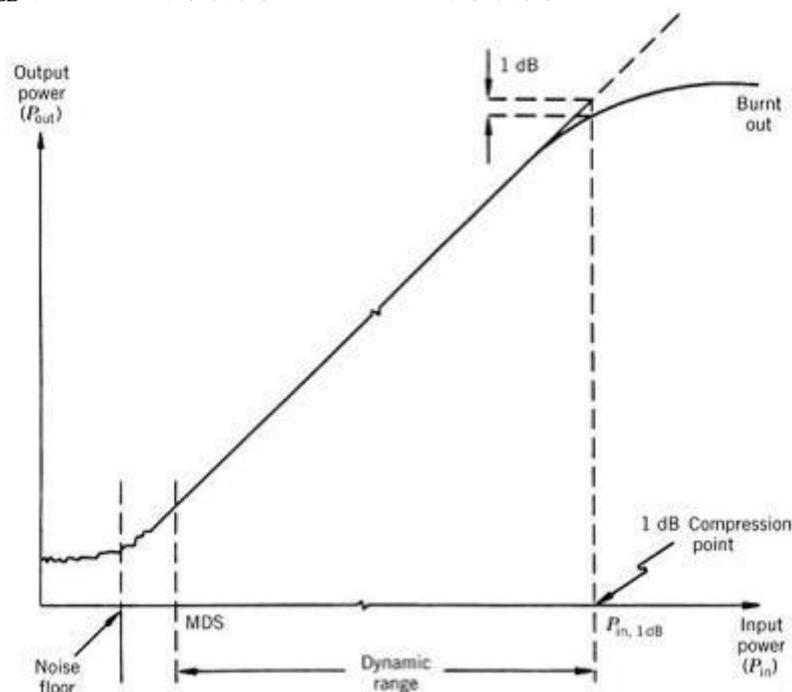


图 2-2 混频器、放大器，或接收机的系统响应

2.2 系统设计

根据发射频率和接收机输出频率的指标要求，本文最终选定发射频率为 35.28GHz；接收机第一本振频率为 33.84GHz；第二本振频率为 1.41GHz。由于该系统指标对测量距离提出了要求，发射机的输出功率应当考量接收机的线性动态范围（DR）来确定。当发射机与接收机相距 5~1000m 时，接收机所获得的功率都应该在其线性动态范围内。因此，在这里有必要首先对 Friis 传输方程进行简单介绍。

2.2.1 Friis 传输方程

考虑一个简化的收发系统，如图 2-3 所示。发射机将输出功率 P_t 馈入增益为 G_t 的发射天线。该信号被增益为 G_r 的接收天线接收下来。接收到的功率为 P_r ，收发机之间的距离为 R 。如果假设没有大气损耗、极化失配、天线馈源处的阻抗不匹配、错位，和障碍物，接收到的功率则可以由下面的公式计算。此时该天线应工作在远场区^[21-22]。

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi R)^2} \quad (2-10)$$

这个方程被称之为 Friis 功率传输方程。接收到的功率与收发两个天线的增益成正比，与 R^2 成反比关系。

如果 $P_r = S_{i,\min}$ 是系统所需的最小信号强度，则可以得到最大范围

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi)^2 S_{i,\min}} \right]^{1/2} \quad (2-11)$$

为了包含因错位、极化失配、阻抗失配，和大气损耗等各种因素造成的损耗，可以增加一个因子 L_{sys} 来表示所有这些损耗。方程 (2-15) 就变为

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi)^2 S_{i,\min} L_{\text{sys}}} \right]^{1/2} \quad (2-12)$$

其中 $S_{i,\min}$ 由 (2-3) 式给出。

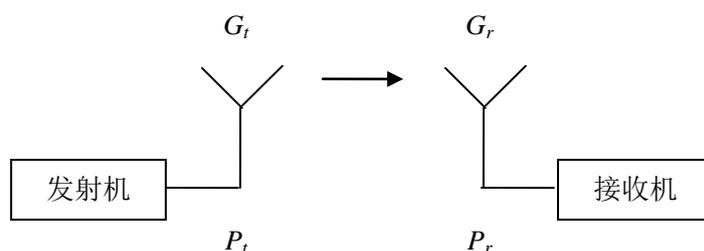


图 2-3 简化的收发系统

2.2.1.1 空间损耗

空间损耗量化了由于射频信号在自由空间中传播导致能量散布所带来的损耗。可以看出，随着距离的增加，从各向同性天线发射出来的功率密度 ($P_t/4\pi R^2$)

以 $1/R^2$ 减小。对于各向同性的发射以及接收天线，即 $G_r = G_t = 1$ ，方程 (2-10) 变为

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \quad (2-13)$$

空间损耗 (SL) 被定义为

$$SL = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)^2 \quad (2-14)$$

或

$$SL = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) \quad (2-15)$$

2.2.1.2 链接方程和链接预算

Friis 方程可以被用来计算接收到的功率。

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{L_{\text{sys}}} \quad (2-16)$$

等式 (2-16) 用分贝为单位则可以表示为：

$$10 \log P_r = 10 \log P_t + 10 \log G_t + 10 \log G_r - 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) - 10 \log L_{\text{sys}} \quad (2-17a)$$

或

$$P_r = P_t + G_t + G_r - SL - L_{\text{sys}} \quad (2-17b)$$

从等式 (2-17b) 可以看出，发射功率加上发射天线和接收天线的增益，再减去空间损耗和其它各种损耗即可计算出接收到的功率。

2.2.2 发射功率计算

发射机与接收机均采用标准喇叭天线，其口径为 $68.885 \times 52.375 \text{mm}^2$ ，增益 24dB。该天线的远场区 R_{ff} 可近似由下式计算得到^[22-24]

$$R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda} = 1.8 \text{ m} \quad (2-18)$$

其中， D 表示天线尺寸， λ 表示波长。可以看出测量距离均属于远场区。由 2.2.1.1 节中的等式 (2-15) 可以计算出接收机在最大和最小测量距离时的空间损耗如下：

1. 最大测量距离时，

$$SL_1 = 20\lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right) = 20\lg\frac{4\pi \times 1000}{3 \times 10^8 / (35.28 \times 10^9)} = 123.4 \text{ dB} \quad (2-19)$$

2. 最小测量距离时,

$$SL_2 = 20\lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right) = 20\lg\frac{4\pi \times 5}{3 \times 10^8 / (35.28 \times 10^9)} = 77.4 \text{ dB} \quad (2-20)$$

因此接收机在最大与最小测量距离时由于空间损耗导致所接收到的功率差为

$$SL_1 - SL_2 = 123.4 - 77.4 = 46 \text{ dB} \quad (2-21)$$

由于受系统线性动态范围的限制, 发射机与接收机均采用远程和近程两种工作方式, 它们各自在这两种工作方式的增益差约为 25dB。这样即系统在某一种工作状态下的线性动态范围小于接收机在最大与最小测量距离时所接收到的功率差, 但在发射机和接收机的远近期两种工作状态的组合下, 大大提高了接收机的线性动态范围, 并且可以满足实际应用。

系统设计时, 考虑接收机远程增益 G_h 为 60dB; 近程增益 G_l 为 35dB。信号处理模块的输入 0.5dB 压缩点 ($P_{0.5\text{dB}}$) 为 10dBm, 线性动态范围 (DR) 为 40dB。这里之所以采用 0.5dB 压缩点, 而不是 1dB 压缩点, 是为了满足合同要求的测量误差需要。由 2.2.1.2 节中给出的等式 (2-17b), 此处重写于下:

$$P_r = P_t + G_t + G_r - SL - L_{\text{sys}} \quad (2-22)$$

忽略因错位、极化失配、阻抗失配, 和大气损耗等各种因素造成的损耗, 令 L_{sys} 只表征烟幕衰减的损耗。现在考虑两种极端的情况来确定发射机远近期两种状态的输出功率。

1. 发射机与接收机之间的距离为 1000m, 且均采用远程工作方式。此时接收机所接收到的功率应在其线性动态范围内。因此可令

$$-90 \text{ dBm} = P_{0.5\text{dB}} - \text{DR} - G_h < P_r < P_{0.5\text{dB}} - G_h = -50 \text{ dBm} \quad (2-23)$$

所以定标测量时, 即在没有烟幕情况下, $L_{\text{sys}} = 0 \text{ dB}$ 。

$$-14.6 \text{ dBm} < P_{t1} = P_r - G_t - G_r + SL + L_{\text{sys}} < 25.4 \text{ dBm} \quad (2-24)$$

烟幕的衰减测量允许的最大衰减为 20dB, 即 $(L_{\text{sys}})_{\text{max}} = 20 \text{ dB}$ 。此时接收机所接收到的功率也应在其线性动态范围内。因此

$$5.4 \text{ dBm} < P_{t1}' < 45.4 \text{ dBm} \quad (2-25)$$

取两者交集, 得到发射机远程输出功率应该在 5.4~25.4dBm 之间。

2. 发射机与接收机之间的距离为 5m, 且均采用近程的工作方式, 此时接收

机所接收到的功率应在其线性动态范围内。

$$-65\text{dBm} = P_{0.5\text{dB}} - \text{DR} - G_l < P_r < P_{0.5\text{dB}} - G_l = -25\text{dBm} \quad (2-26)$$

按照上述方法计算定标时

$$-35.6\text{dBm} < P_{r2} = P_r - G_t - G_r + SL + L_{\text{sys}} < 4.4\text{dBm} \quad (2-27)$$

烟幕的衰减测量时

$$-15.6\text{dBm} < P_{r2}' < 24.4\text{dBm} \quad (2-28)$$

取两者交集，得到发射机近程输出功率应该在-15.6~4.4dBm 之间。

经过上述对发射机输出功率的评估，本文将发射机的远近期输出功率分别定为 15dBm 和-10dBm。该系统的总体设计如图 2-4 所示。



图 2-4 8mm 系统总体设计图

2.3 发射机设计

发射机包含 X 波段锁相源（PLO）模块和 Ka 波段倍频放大模块，如图 2-5 所示。发射机的信号源是通过锁相的方式得到的。发射机 X 波段锁相源输出频率为 11.76GHz 的信号，通过 Ka 波段倍频放大模块中的 3 倍频器得到 35.28GHz 的信号，由衰减器控制其远近期状态，最后经过功放（PA）输出。

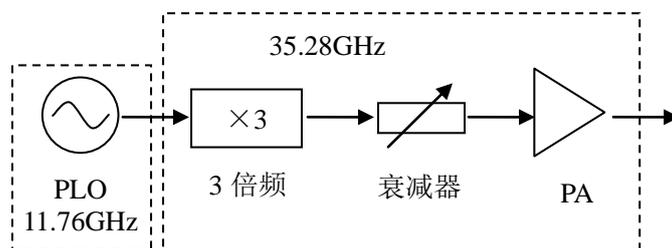


图 2-5 8mm 发射机框图

2.3.1 X 波段 PLL

采用锁相技术所得到的频率源具有低相噪和输出频率稳定等优点。故而在该系统中发射机的信号源和接收机的本振均采用锁相技术获得^[25-27]。

发射机的 X 波段锁相源频率锁定于 11.76GHz，其原理框图如图 2-6 所示。它给发射机提供了具有低相噪及高频率稳定度的信号源，其核心器件的选择如下：

1. 鉴相器。鉴相器选用的是 AD 公司的 ADF4107。其主要参数有：

- ◆ 工作频带宽：射频输入范围 0.5~6GHz。
- ◆ 射频输入灵敏度：-10~0dBm
- ◆ 最大鉴相输出电压：5V
- ◆ 可编程参考分频器：分别包括一个 6 位的计数器 A、13 位的计数器 B，和双模预分频器 (P/P+1)，它们共同实现 N 分频 ($N = BP + A$)。另外 14 位的参考计数器 R 可以对参考信号进行预分频，使得在参考信号的选择上可以更加灵活。假设 VCO 输出频率为 f_o ，参考信号为 f_r ，鉴相频率为 f_p ，他们之间的关系如下：

$$f_{PD} = \frac{f_{REFIN}}{R} \quad (2-29)$$

$$f_{VCO} = N \cdot \frac{f_{REFIN}}{R} \quad (2-30)$$

- ◆ 相噪基底：-219dBc/Hz。

2. VCO。VCO 选用的是 Hittite 公司的 HMC515。它的两个输出端口分别可以输出 $f_o = 11.5\sim 12.5\text{GHz}$ ； $f_o/2 = 5.75\sim 6.25\text{GHz}$ ；输出功率+10dBm；相为噪声 -110dBc/Hz@100 kHz。

3. 晶振。晶振选用的是河北博威集成电路有限公司的 40MHz 的温度补偿晶体振荡器。工作电压为 5V；频率稳定度 $<1.5\text{ppm}$ (-20~70℃)。可外接 20KΩ 可变电阻调节其输出频率，这样在系统联调时便于调节，使接收机下变频输出的 30MHz 信号落在信号处理模块的通带内。

首先，单片机初始化鉴相器。设置计数器 $R = 2$ ， $N = 294$ ，使鉴相频率为 20MHz。鉴相器的射频输入由 VCO 的 $f_o/2$ 端口提供 5.88GHz 的信号。锁相源的输出则由 VCO 的 f_o 端口提供，待锁定之后其频率为 11.76GHz。由于鉴相器最大鉴相输出电压为 5V，小于 VCO 输出 11.76GHz 所需的驱动电压，因此在环路滤波器之后加上一个运放 AD820 放大电压。由于 VCO 的 $f_o/2$ 端口输出功率 3~9dBm，而鉴相器的射频输入功率范围为 -10~0dBm，设计时考虑加衰减器。但实验发现该 VCO 的 f_o

端口和 $f_o/2$ 端口的输出功率均小于其 datasheet 所给出的值，因此最终并未加衰减器，故用虚线表示。反而由于 f_o 端口的输出功率只有 6dBm 左右，不足以推动倍频器，故而在 VCO 之后加了一个放大器。

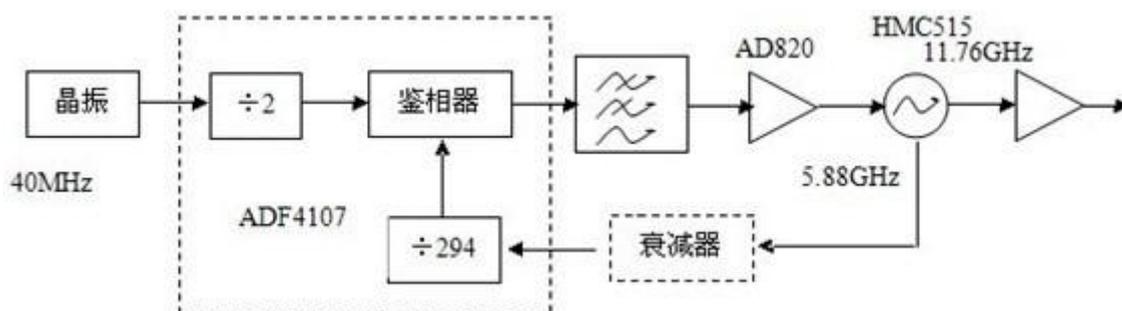


图 2-6 发射机锁相源原理框图

锁相文献中包括大量关于二阶 PLL 的文章。实际应用中的绝大多数 PLL，或者是二阶的，或者是通过忽略高阶效应（至少在初步设计时）而被设计成近似的二阶环路。如图 2-7 所示是一个二阶环路滤波器。定义：极点率 $T_2 = R_2C_2$ ；

$T_1 = \frac{R_2 \cdot C_2 \cdot C_1}{C_{tot}}$ ；其中 $C_{tot} = C_1 + C_2$ ，则有以下公式^[28-30]：

$$T_1 = \frac{\left(\frac{1}{\cos \phi}\right) - \tan \phi}{\omega_c} \quad (2-31)$$

$$T_2 = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot T_1} \quad (2-32)$$

$$C_{tot} = \frac{K\phi K_{VCO}}{\omega_c^2 N} \left[\frac{1 + \omega_c^2 \cdot T_2^2}{1 + \omega_c^2 \cdot T_1^2} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (2-33)$$

$$C_1 = C_{tot} \cdot \frac{T_1}{T_2} \quad (2-34)$$

$$C_2 = C_{tot} - C_1 \quad (2-35)$$

$$R_2 = \frac{T_2}{C_2} \quad (2-36)$$

其中 K_ϕ 表示鉴相器的增益， K_{VCO} 表示 VCO 的增益。设计电路时则可以通过以上公式给出环路滤波器的初始值。当然该初始值只是理论上的，环路滤波器的最终取值还须通过调试确定其最优值。

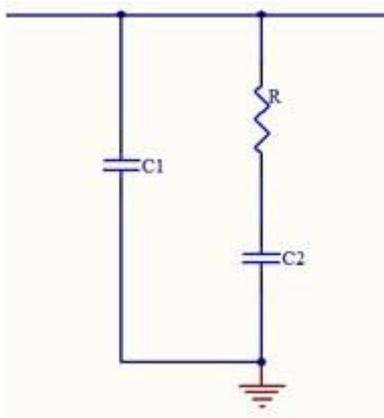


图 2-7 二阶环路滤波器图

2.3.2 Ka 波段倍频放大模块

发射机 X 波段锁相源模块为发射机提供了低相噪，频率稳定的信号源。Ka 波段倍频放大模块则在此基础上 3 倍频并放大得到所需的 8mm 波段的信号，以及合适的功率。

其中倍频模块选用的是 AVAGO 公司的 AMMC5040。它不仅仅是一款高增益放大器，而且还可以作为 2/3/4 倍频器使用，这里将其作为 3 倍频器使用。该芯片包含四级放大电路，其偏置电路如图 2-8 所示。通过大的输入功率使第一级放大电路工作在饱和状态获得奇次谐波，后三级工作在线性区实现放大。三倍频得到频率 35.28GHz 的信号经过压控衰减器和功放之后输出。

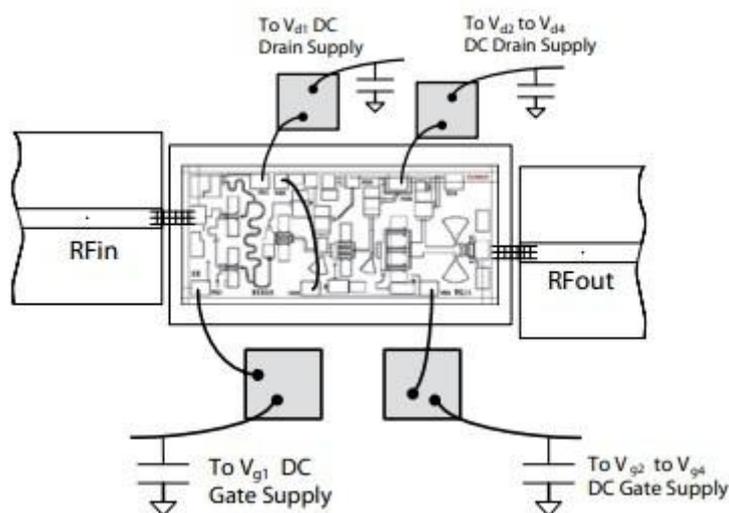


图 2-8 AMMC5040 作为三倍频器时偏置电路连接图。

2.4 接收机设计

2.4.1 典型接收机结构

1. 可调谐射频接收机^{[22][31]}

可调谐射频接收机是最早被提出的一种接收机电路。如图 2-9 所示，一个可调谐接收机包括许多射频放大模块和可调谐的带通滤波器以提供高增益和选择性。另外，滤波和放大可以使用具有可调谐带通响应的放大器来实现。在相对较低的广播射频频段，历史上这些滤波器和放大器一直使用机械可调的电容或电感。但由于需要多级同时调节，因此调节起来相当困难，并且由于这些滤波器的带宽相对较宽，造成选择性差。另外，可调谐接收机的所有增益都来自于射频部分，增加了接收机的成本和复杂性。由于可调谐射频接收机的这些缺陷，今天已经很少用到它。

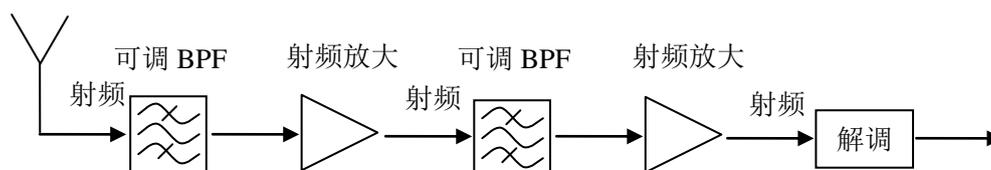


图 2-9 可调谐接收机框图

2. 直接变频接收机

如图 2-10 所示，直接变频接收机利用一个混频器和本振下变频产生一个零中频信号。本振的频率被设置为同接收到的射频信号一样的频率，这样就直接变频到基带信号。基于此原因，直接变频接收机有时也被称之为零差频接收机。对于 AM 接收，接收到的基带信号可能不需要任何进一步的处理。直接变频接收机较于可调谐射频接收机有许多优势，例如：选择性可以通过一个简单的基带低通滤波器控制，并且从射频和基带都可以获得增益。由于在整个下变频中没有中频放大，中频带通滤波器，和中频本振，直接变频接收机较于超外差接收机更为简单，成本较低。直接变频接收机的另一个重要的特性是没有镜像频率，因为混频器差频输出的是零频，而和频则是两倍的本振频率，可以非常容易的滤除。但是一个严重的缺陷是本振必须具有非常高的精度和稳定度，特别是对于较高的射频信号，以避免接收到的信号频率的漂移。这种类型的接收机常常用于多普勒雷达，其精确的本振可以从发射机获得。

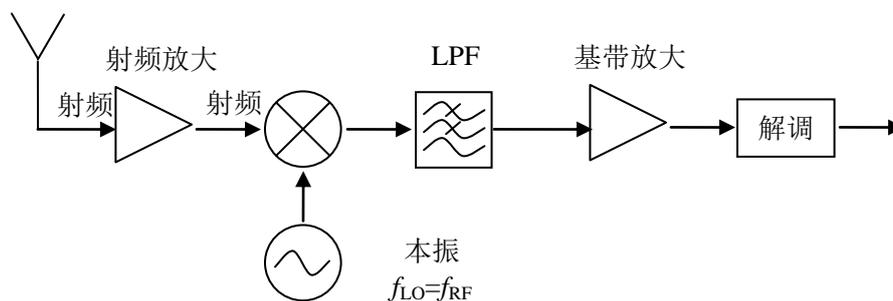


图 2-10 直接变频接收机框图

3. 超外差接收机

到目前为止，最流行的接收机类型当属超外差电路，如图 2-11 所示。该框图类似直接变频接收机，但是中频现在已经不为零了，并且一般中频的选择介于射频和基带之间。中频信号可以利用较高的矩形系数的滤波器以增加其选择性，以及中频放大器来获得较高的中频增益。通过改变本振的频率可以非常方便的完成调节，而中频信号始终保持不变。超外差接收机主要应用于广播、电视、雷达系统、手机系统和数据通信系统。

在微波和毫米波频段，超外差接收机往往需要采用两级下变频以避免本振稳定度所带来的问题。如图 2-12 所示，采用两次变频的超外差接收机包括两个本振及混频器，两次下变频得到两个中频信号，最终得到基带信号。

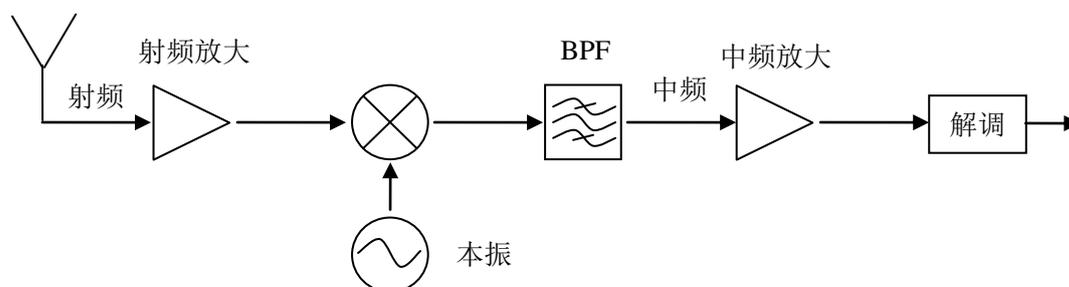


图 2-11 一次下变频超外差接收机框图

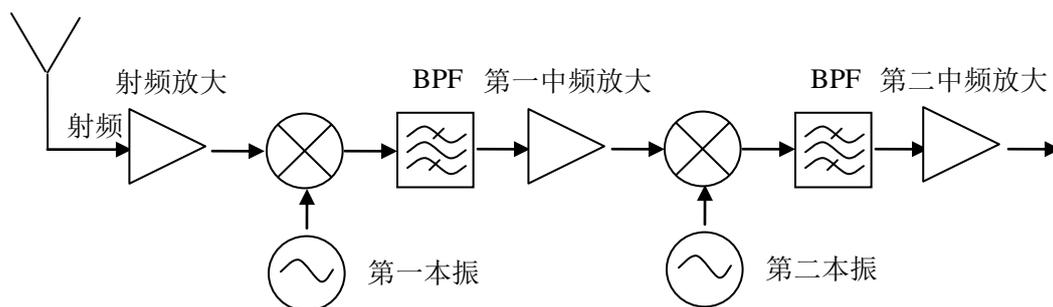


图 2-12 两次下变频超外差接收机框图

2.4.2 Ka 波段混频模块和中频模块

接收机采用的是 2.4.1 节中给出的两次下变频超外差接收机结构，其优缺点已经讨论过，这里就不再赘述。它包含锁相本振（LO）模块、中频模块，和 Ka 波段混频模块，如图 2-13 所示。第一级的增益和噪声系数对于获得一个总的低噪声系数是至关重要的^[32-33]。因此，第一级放大选择的是 UMS 公司的低噪声

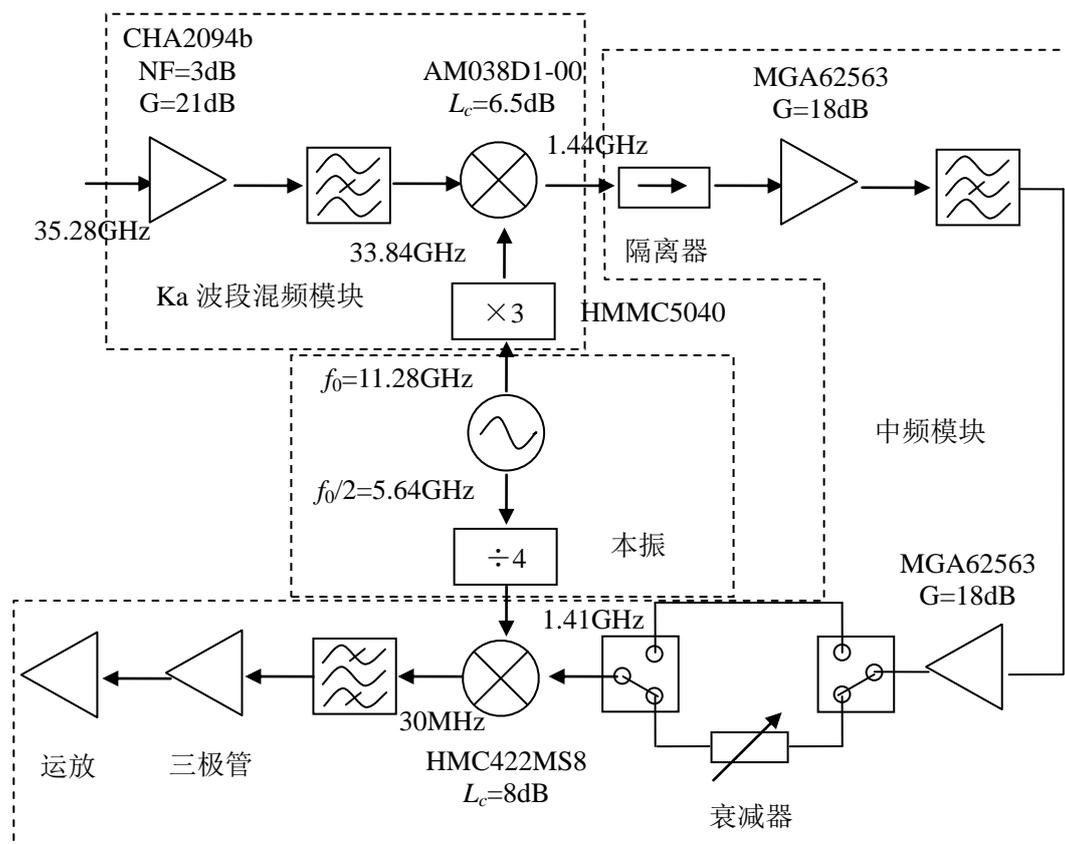


图 2-13 8mm 系统接收机框图

CHA2094b。该芯片工作频率为 36~40GHz；噪声系数 3dB；增益 21dB。接收机接收到发射机输出的频率为 35.28GHz 的信号后，经低噪放放大后并滤波。此处选用的是带阻滤波器而非带通滤波器，主要是为了滤除 32.4GHz 的镜像频率。滤波之后的信号进行第一次下变频得到频率为 1.44GHz 的第一中频信号。该信号由同轴电缆输入到中频模块进行第二次下变频。在中频模块的输入端采用隔离器以改善因毫米波混频器的反射导致驻波的恶化。第一中频经放大滤波后通过一个压控开关，利用 TTL 信号来选择其远近程状态。二次下变频最终得到 30MHz 信号，经滤波放大之后输出给信号处理模块。其中本振信号是通过锁相的方式得到的。

2.4.3 接收机本振

接收机本振包含第一本振 11.28GHz，和第二本振 1.41GHz。如图 2-14 所示，其核心器件与发射机锁相部分相同。锁相环路锁定第一本振，其原理与发射机锁相环路相同，这里不再赘述。第二本振由 VCO 的 $f_0/2$ 端口提供，经放大之后四频分，得到 1.41GHz 信号，然后放大。同样由于 VCO 输出的功率过小，所以反馈回路未加衰减器。并单独为其设计了一个放大器以放大 11.28GHz 信号，推动后面的倍频器。

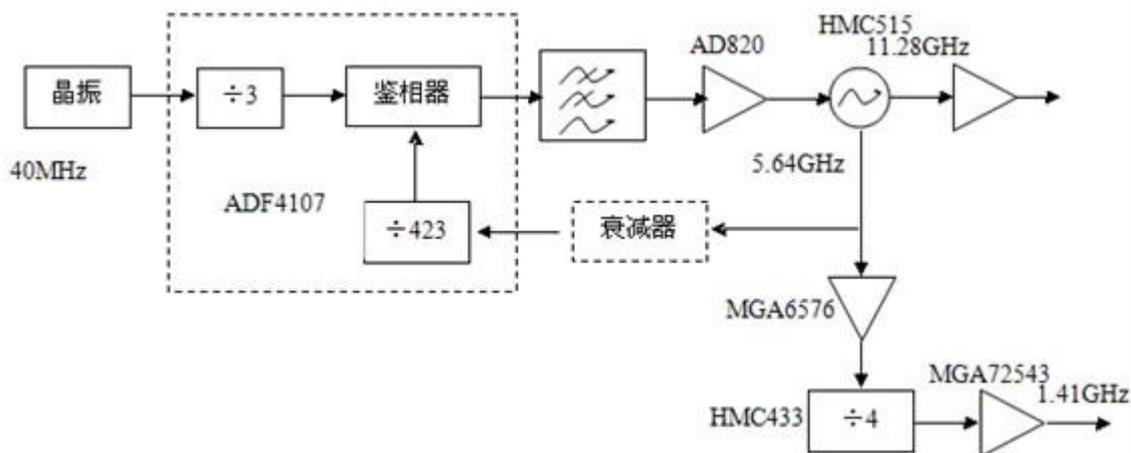


图 2-14 接收机本振原理框图

本章中所涉及的模块的加工版图均属所在团队的技术储备，但随后的焊接、组装，调试和测试工作都是本人完成。并且对之前师兄师姐们的设计中存在的不足做了改进。例如：在 2.3.1 节和 2.4.3 节中提到的，由于 VCO 的输出功率过小，最后为他们设计了一个放大器，以推动后面的倍频器。

第三章 8mm 波衰减特性测量雷达前端实验研究

整个系统被划分为若干个模块，装配于各自的腔体中，它们之间用同轴线连接，这样即避免了各个频率之间的相互干扰，降低了设计的难度，又可以对它们独立进行调试，便于对调试时出现的问题进行有效快捷的判断，从而提出合理的解决方案。

3.1 锁相源测试结果

经过调试，发射机的 X 波段锁相源最终锁定频率为 11.76GHz，输出功率 12.5dBm，相位噪声-85.83dBc/Hz@10kHz，如图 3-1 和图 3-2 所示。

接收机第一本振最终锁定在频率 11.28GHz，输出功率 11.17dBm，相位噪声-83.67dBc/Hz@10kHz；第二本振锁定于频率 1.41GHz，输出功率 8dBm，相位噪声-100.67dBc/Hz@10kHz，如图 3-3 至图 3-5 所示。由于厂家没有提供晶振的相噪，所以这里无法给出理论与实验结果的对比。

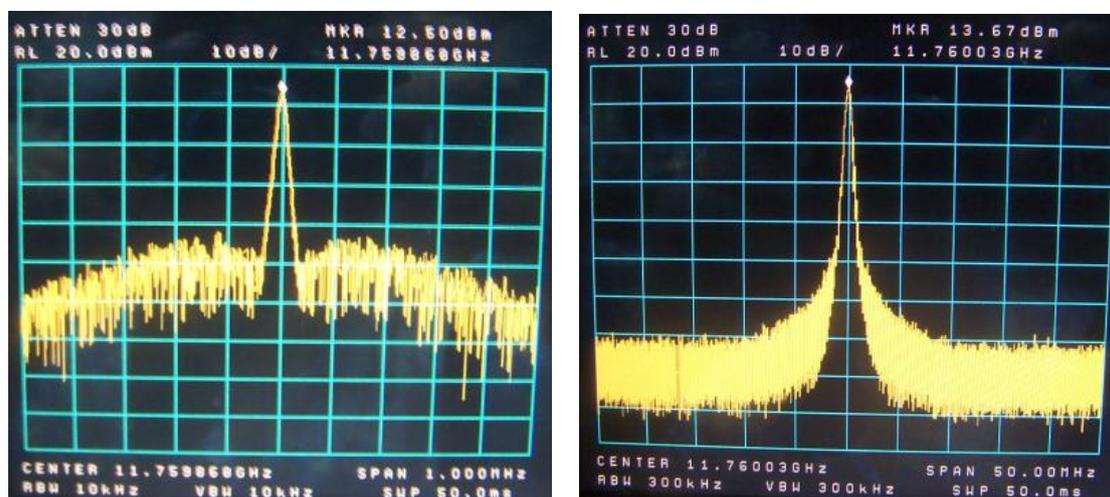


图 3-1 发射机 X 波段锁相源频谱

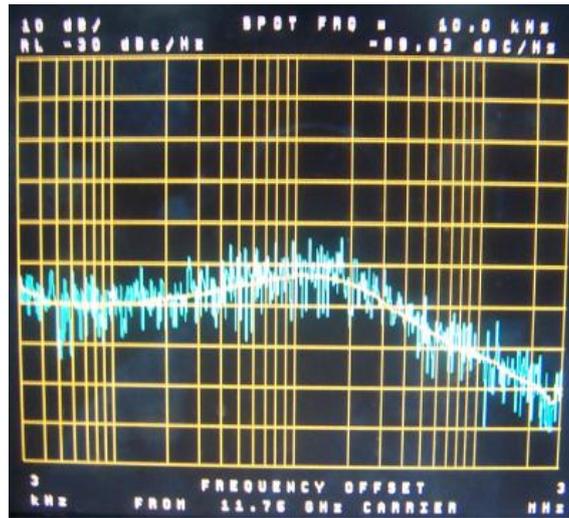


图 3-2 发射机 X 波段锁相源相噪

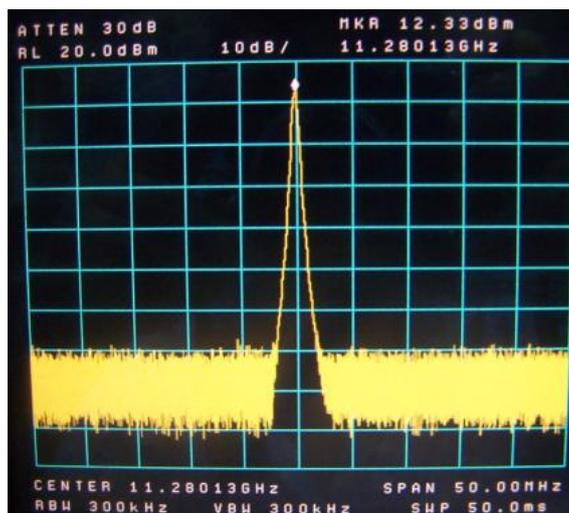
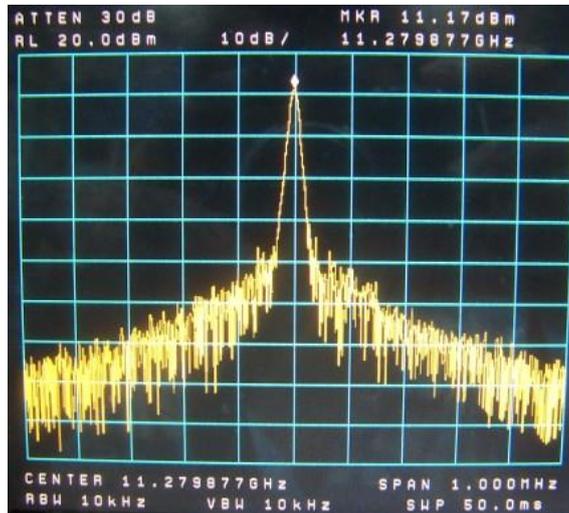


图 3-3 第一本振频谱

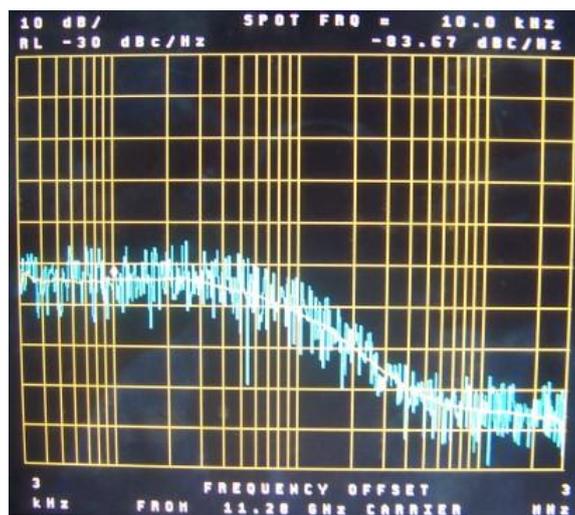


图 3-4 第一本振相噪

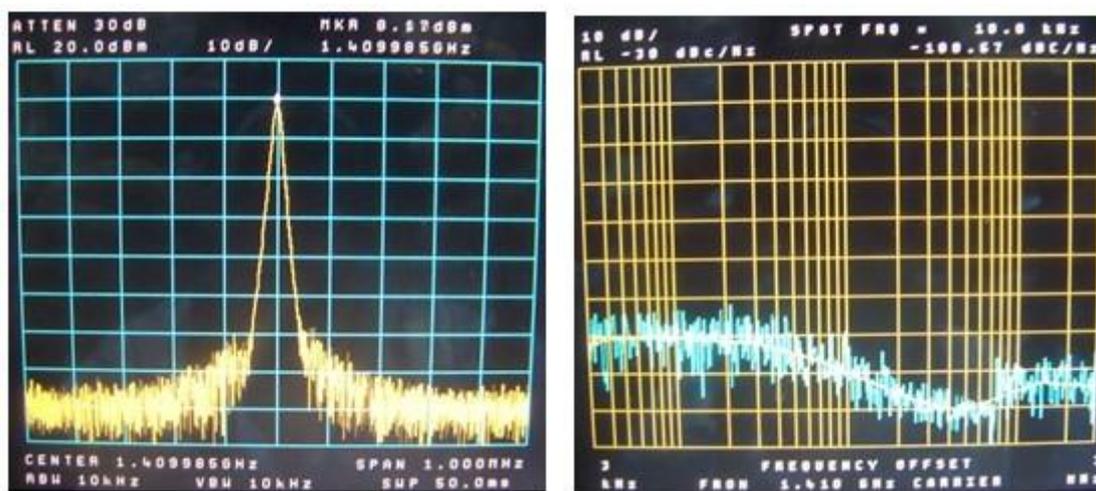


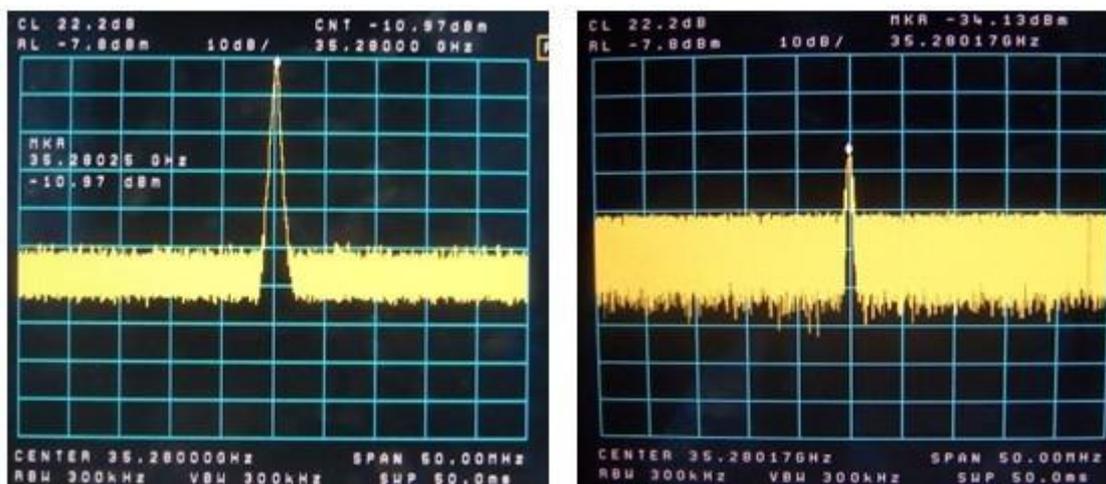
图 3-5 第二本振频谱及相噪图

3.2 Ka 波段倍频放大模块测试结果

由于实验室的频谱分析仪的最大测量频率为 26GHz，发射机的输出频率已超过其测量范围。故而采取谐波混频方式进行测试。测试框图如图 3-6 所示，其中衰减器设置为衰减 20 分贝。首先对实验设备进行校准，将图 3-6 中的发射机用信号源代替，测得频谱仪显示功率较信号源输出功率低 2dB。然后对发射机进行测试，选择远近程两种不同的工作状态，分别从频谱仪上得到远程为-10.97dBm；近程为-34.13dBm，如图 3-7 所示。折算出的实际远程输出功率为 11.03dBm；近程输出功率为-12.13dBm，两种状态功率差为 23.16dB。



图 3-6 发射机 Ka 波段倍频放大模块测试框图



(a) (b)

图 3-7 发射机远进程功率 (a: 远程状态; b: 近程状态)

相位噪声 $-76.17\text{dBc}/\text{Hz}@10\text{kHz}$ ，如图 3-8 所示。在 3.1 节中已经测得发射机的 X 波段锁相源的相位噪声为 $-85.83\text{dBc}/\text{Hz}@10\text{kHz}$ 。理论上，经过三倍频相噪恶化

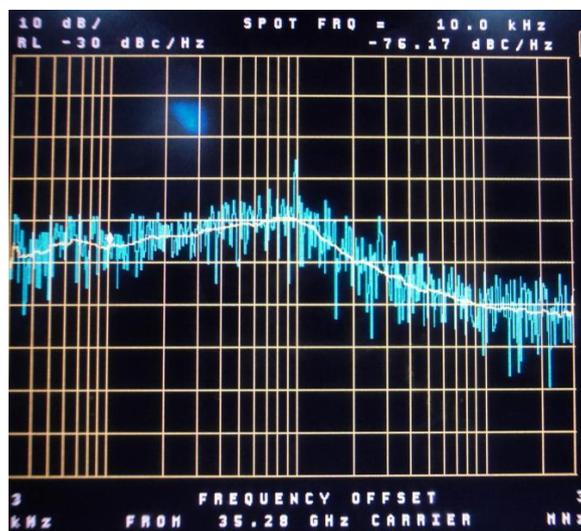


图 3-8 发射机输出相噪

$20\lg 3 = 9.54\text{ dB}$ ，所以发射机的输出相噪理论上应该为 $-76.29\text{dBc}/\text{Hz}@10\text{kHz}$ 。结果表明理论值与测量值较为吻合。

3.3 接收机测试结果

接收机的测试框图如图 3-9 所示。信号源输出频率 35.28GHz，功率 0dBm。衰减器衰减 60dB。测得远近期两种状态下的输出功率分别为-1dBm 和-26.67dBm，如图 3-10 所示。其远近期增益分别为 59dB 和 33.33dB。增益差为 25.67dB。接收机的输出 0.5dB 压缩点 $P_{-0.5dB} = 9dBm$ ，如图 3-11 所示。由于接收机所获得的功率相对较小，Ka 波段混频模块一般是不可能出现压缩情况，因此接收机的 $P_{-0.5dB}$ 主要取决于中频模块。



图 3-9 接收机测试框图

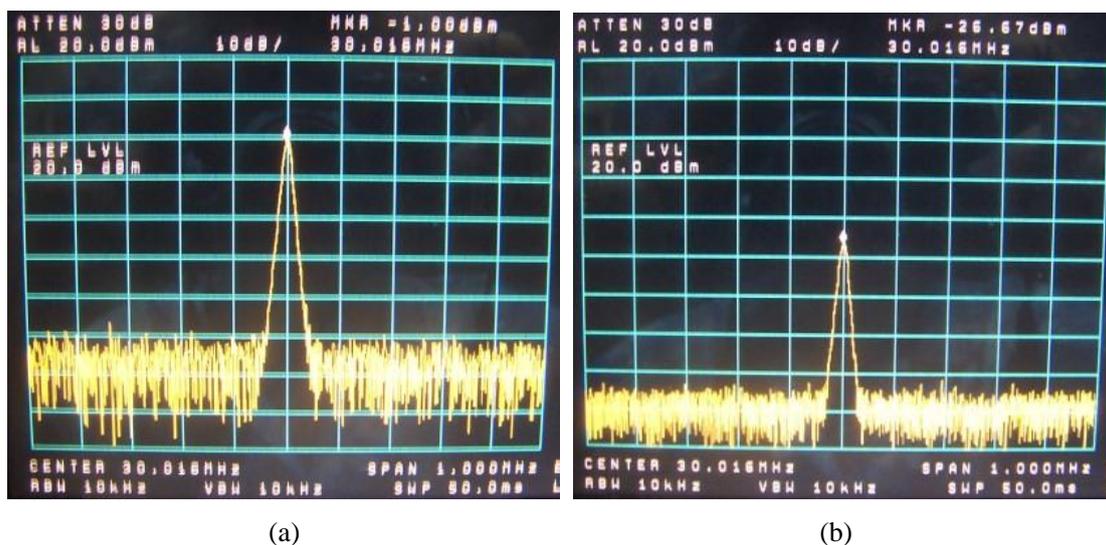


图 3-10 接收机远近期输出信号 (a: 远程状态; b: 近程状态)

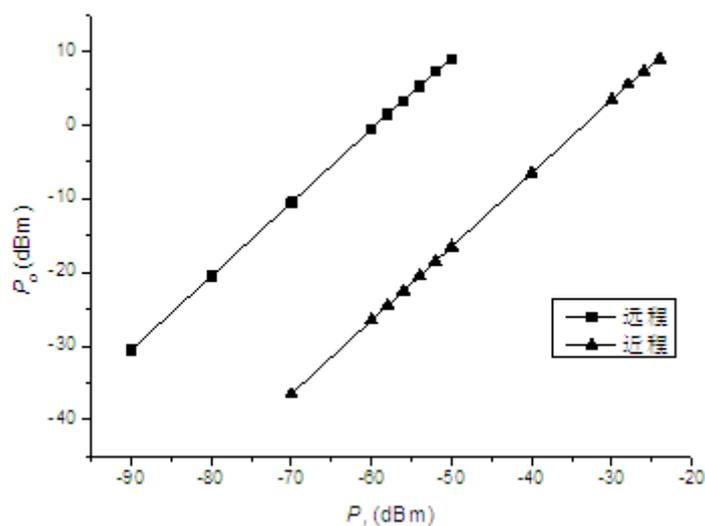


图 3-11 接收机输出 0.5dB 压缩点

3.4 系统调试

该系统各个独立模块的实验已经完成。现在将它们通过同轴电缆和波导连接起来，发射机的 X 波段锁相源模块和 Ka 波段倍频放大波模块共用一个电源，接收机的锁相本振模块、中频模块和 Ka 波段混频波模块共用一个电源，以模拟实际的供电情况。其测试框图和实物图分别如图 3-12 所示和 3-13 所示。

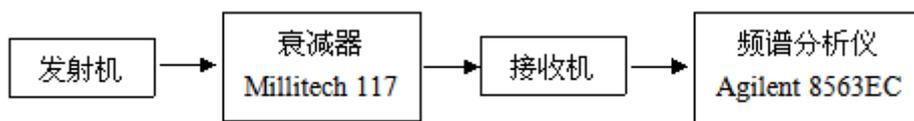


图 3-12 8mm 系统测试框图

为了避免接收机饱和，设置衰减器的衰减量为 60dB。在频谱仪上观察到的接收机输出的 30MHz 信号如图 3-14 所示。可以看出，在偏离中心频率大约 100kHz 处有杂散。为了找出引入该杂散的源头，进行了以下工作：

1. 用信号源代替发射机输出频率为 35.28GHz 的信号。观察接收机输出的 30MHz 信号，发现无此杂散。可以排除接收机引入该杂散的可能性。
2. 用谐波混频器代替接收机，观察发射机输出的 35.28GHz 信号，发现此杂散存在。这进一步表明该杂散是发射机引入的。

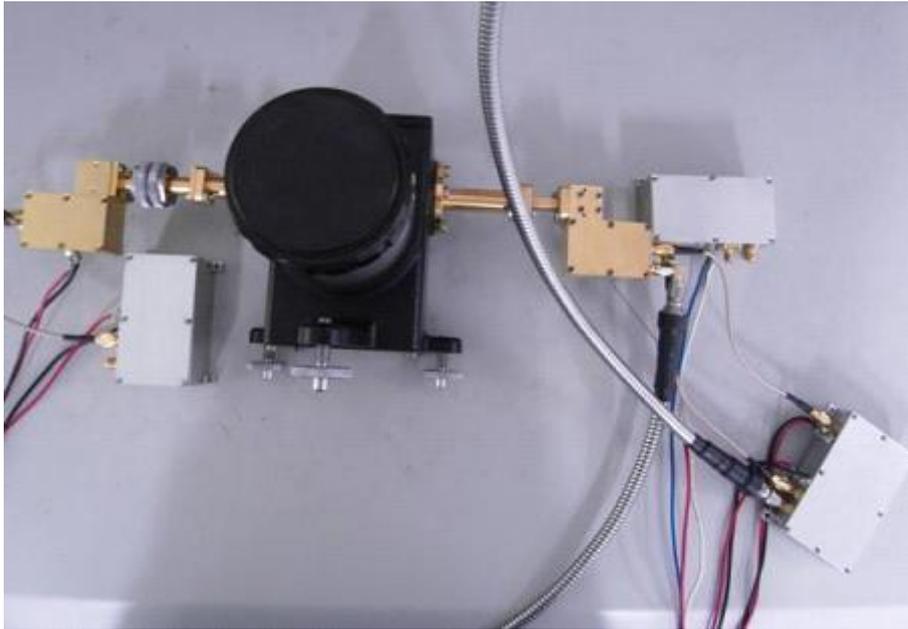


图 3-13 8mm 系统实物图

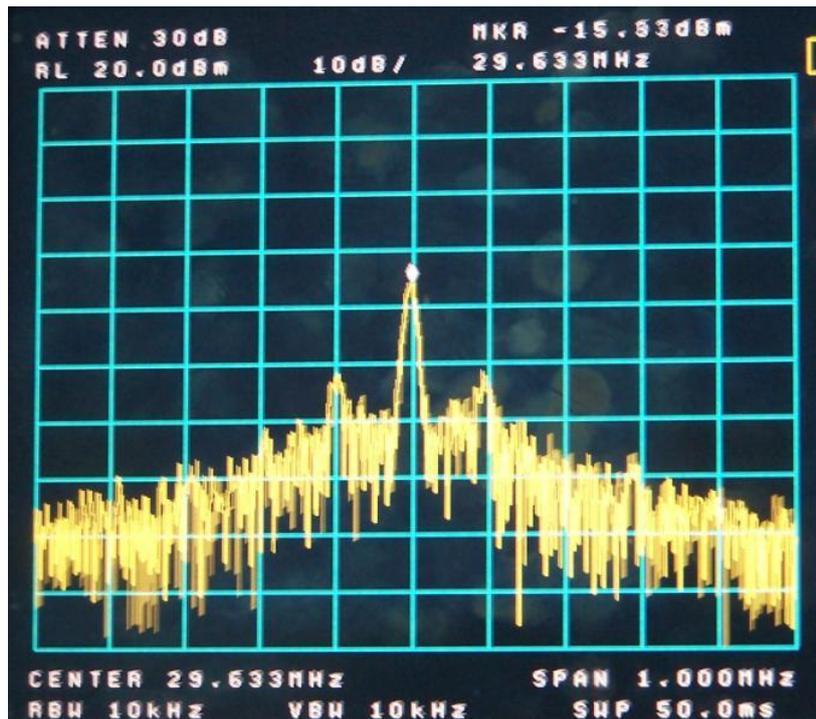


图 3-14 8mm 系统输出频谱图（距离中心频率 $\pm 100\text{kHz}$ 处有杂散）

3. 直接用频谱仪观察发射机 X 波段锁相源模块输出的 11.76GHz 信号，发现有此杂散。而之前该模块单独测试的时候是没有出现该杂散。为了进一步证明该杂散是否是它引入的。将其独立进行供电，使它不和其它任何模块连接，此时则

没有发现该杂散。说明该杂散只有在锁相源模块与 Ka 波段倍频放大模块连接在一起之后才会出现。

4. 用示波器观察锁相源模块和毫米波模块哪些地方会出现该杂散。结果发现该杂散是由毫米波模块中的稳压芯片 MAX851 产生的，并通过共地连接对锁相源模块产生干扰。

自此，该杂散的源头就被定位了。解决方法：在 MAX851 的输出和锁相源模块的输入处分别加 CLC 滤波。其中 C 表示电容，L 表示电感。待问题得到解决，重新用图 3-12 所示的测试方法进行测试，得到的 30MHz 的信号如图 3-15 所示。

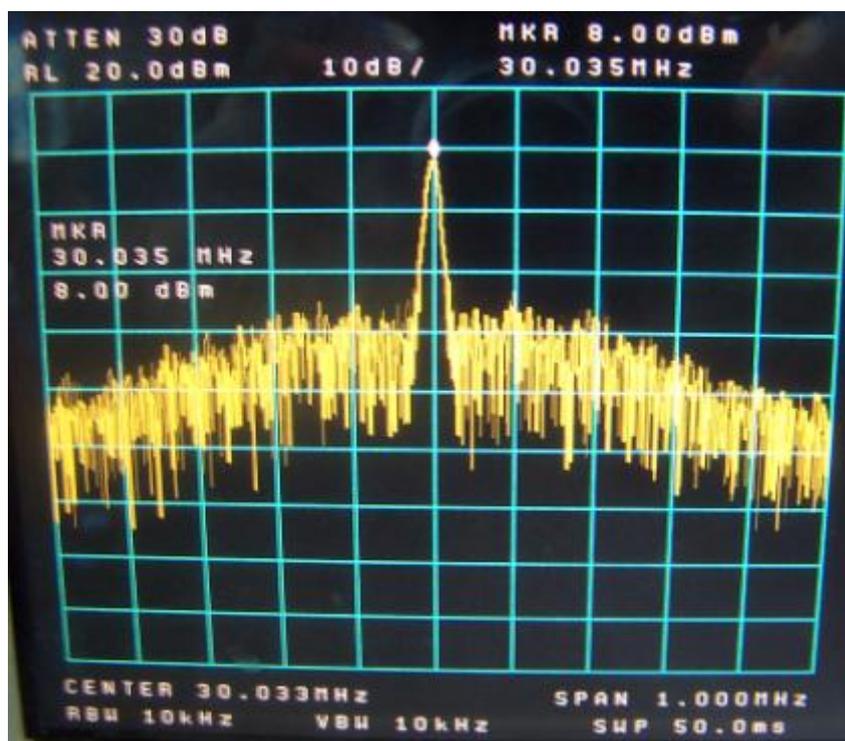


图 3-15 8mm 系统输出频谱图

现在该系统已经能正常工作，对其具体指标的测试结果罗列于表 3-1 中。实验结果与设计较为吻合。

该系统常温下的稳定性测试结果如图 3-16 所示。可以看出在系统刚开机的 17 分钟内，其输出功率降低了 1.67dB。从图上看上去似乎系统在经过两个多小时其输出功率才稳定下来，其主要原因是因为数据的采样时间间隔较长。在随后的 3 个多小时里，系统的输出功率波动范围在 0.4dB 范围内。然后将系统切换到远程工作状态。由于系统已经工作了近 6 个小时，已经非常稳定。所以在远程工作状态下工作了近 2 个小时其功率波动也只有 0.3dB。

表 3-1 系统主要指标

发射机	输出频率 (GHz)		35.28
	相噪 (dBc/Hz@10kHz)		-76.17
	近程输出功率 (dBm)		-12.13
	远程输出功率 (dBm)		11.03
接收机	输出频率 (MHz)		30
	近程	增益 (dB)	33.33
		0.5dB 压缩点 (dBm)	9
	远程	增益 (dB)	59
		0.5dB 压缩点 (dBm)	9

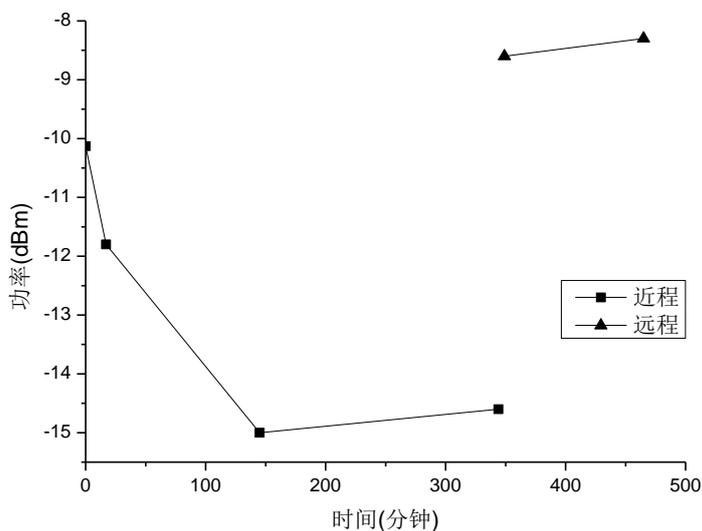


图 3-16 系统稳定性测试 (室温)

该系统要求能在 $-10\sim+50^{\circ}\text{C}$ 的工作环境下工作，因此还要对其进行高低温测试。由于高低温箱内的空间有限，因此每次只能将发射机和接收机中的一个置于箱内，而另一个则置于箱外，它们之间用波导连接。高低温实验的平台如图 3-17 所示。发射机和接收机高低温测试的实验结果如图 3-18 至图 3-20 所示。从这些实验结果可以看出，系统刚开机的时候输出功率会相对较大，经过一段时间的预热系统的输出功率趋于稳定。



图 3-17 高低温实验

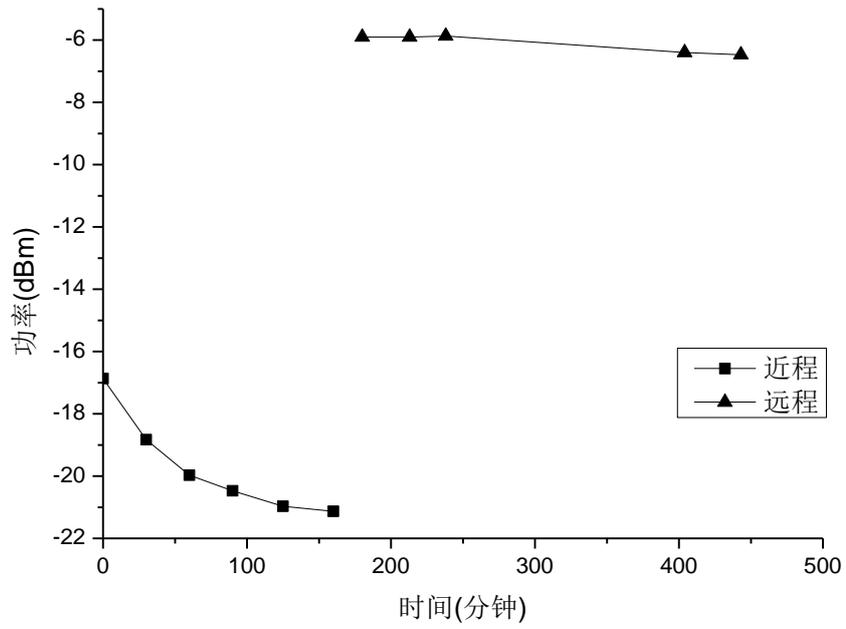


图 3-18 接收机稳定性测试（低温）

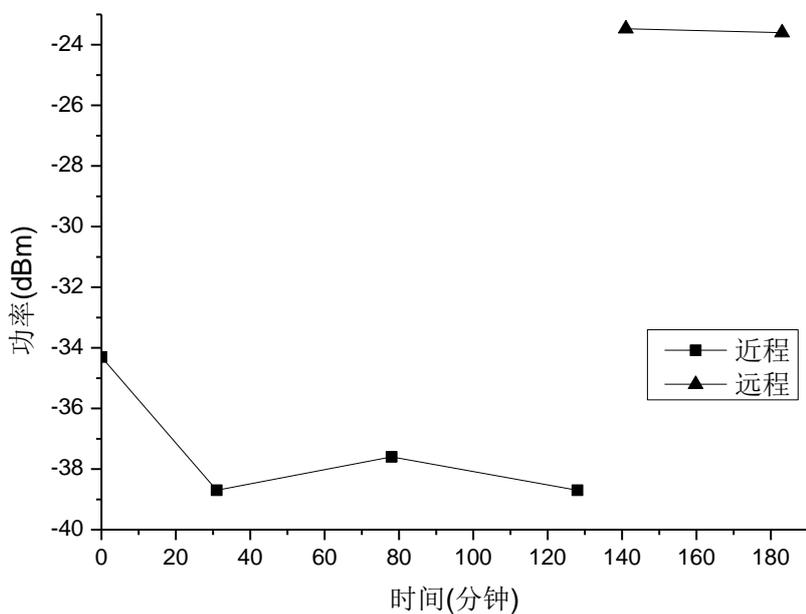


图 3-19 接收机稳定性测试（高温）

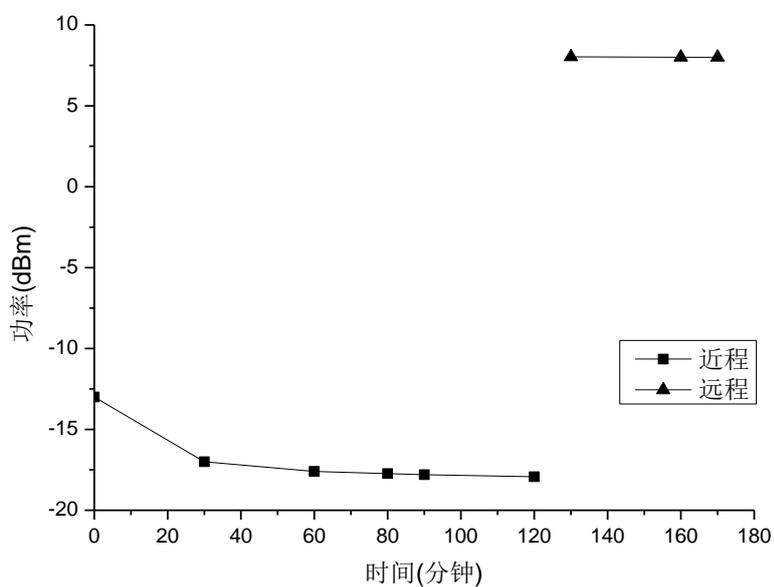


图 3-20 发射机稳定性测试（高温）

经过上述调试和测量工作，8mm 系统最终达到合同的要求，并且交付用户。该系统的最终实物如图 3-21 所示。



图 3-21 8mm 系统实物图

第四章 3mm 波衰减特性测量雷达前端设计

4.1 系统设计

3mm 波衰减特性测量系统（下面简称为 3mm 系统）主要指标如下：

1. 发射频率：94±1GHz（任意点频）
2. 频率稳定度：±5ppm
3. 接收机输出频率：30MHz
4. 接收机灵敏度：<-90dBm
5. 接收机动态范围：>40dB
6. 测量距离：5~1000m
7. 系统工作温度：-10~50℃

3mm 系统的技术指标要求同 8mm 系统相比，除了工作频率不同之外，其它指标均相同。该系统的总体设计思路与 8mm 系统基本一致。根据发射频率和接收机输出频率的指标要求，本文最终选定发射频率为 93.76GHz；接收机第一本振和第二本振频率分别为 92.4GHz 和 1.33GHz。

首先，同样要确定天线远场区的范围。3mm 系统所采用的标准喇叭天线的口径为 $24.613 \times 18.694 \text{mm}^2$ ，增益 24dB。该天线的远场区

$$R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda} = 0.6\text{m} \quad (4-1)$$

可以看出测量距离均属于远场区。由 2.2.1.1 节中的等式 (2-15) 可以计算出接收机在最大和最小测量距离时的空间损耗 (SL) 如下：

1. 最大测量距离时，

$$SL_1 = 20\lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right) = 20\lg\frac{4\pi \times 1000}{3 \times 10^8 / (93.76 \times 10^9)} = 131.9 \text{ dB} \quad (4-2)$$

2. 最小测量距离时，

$$SL_2 = 20\lg\left(\frac{4\pi R}{\lambda_0}\right) = 20\lg\frac{4\pi \times 5}{3 \times 10^8 / (93.76 \times 10^9)} = 85.9 \text{ dB} \quad (4-3)$$

因此，接收机在最大与最小测量距离时所接收到的功率差为

$$SL_1 - SL_2 = 131.9 - 85.9 = 46\text{dB} \quad (4-4)$$

由于受系统线性动态范围的限制，接收机采用远程和近程两种工作方式，这两种工作方式的增益差约为 25dB。发射机则采用近距离工作时在输出端口加衰减波导。这样即使系统在某一种工作状态下的线性动态范围小于接收机在最大与最小测量距离时所接收到的功率差，但在发射机与接收机的远近期两种工作状态的组合下，大大提高了接收机的动态范围，并足以满足实际应用。

系统设计时，考虑接收机远程增益 G_h 为 70dB；近程增益 G_l 为 45dB。信号处理模块的输入 0.5dB 压缩点 ($P_{0.5\text{dB}}$) 为 10dBm，线性动态范围 (DR) 为 40dB。和 2.2.2 节中计算 8mm 系统发射机的输出功率类似，考虑两种极端情况。

1. 发射机与接收机之间的距离为 1000m。接收机采用远程工作方式，此时接收机所接收到的功率应在其线性动态范围内。因此可令

$$-100\text{dBm} = P_{0.5\text{dB}} - \text{DR} - G_h < P_r < P_{0.5\text{dB}} - G_h = -60\text{dBm} \quad (4-5)$$

所以定标测量时，即在没有烟幕情况下， $L_{\text{sys}} = 0\text{dB}$ 。

$$-16.1\text{dBm} < P_{t1} = P_r - G_t - G_r + SL + L_{\text{sys}} < 23.9\text{dBm} \quad (4-6)$$

烟幕的衰减测量允许的最大衰减为 20dB，即 $(L_{\text{sys}})_{\text{max}} = 20\text{dB}$ 。此时接收机所接收到的功率也应在其线性动态范围内。因此

$$3.9\text{dBm} < P_{t1}' < 43.9\text{dBm} \quad (4-7)$$

取两者交集，得到发射机远程输出功率应该在 3.8~23.9dBm 之间。

2. 发射机与接收机之间的距离为 5m。接收机采用近程工作方式，此时接收机所接收到的功率应在其线性动态范围内。因此可令

$$-75\text{dBm} = P_{0.5\text{dB}} - \text{DR} - G_l < P_r < P_{0.5\text{dB}} - G_l = -35\text{dBm} \quad (4-8)$$

所以定标测量时，即在没有烟幕情况下， $L_{\text{sys}} = 0\text{dB}$ 。

$$-37.1\text{dBm} < P_{t2} = P_r - G_t - G_r + SL + L_{\text{sys}} < 2.9\text{dBm} \quad (4-9)$$

烟幕的衰减测量时，即 $(L_{\text{sys}})_{\text{max}} = 20\text{dB}$ 。

$$-17.1\text{dBm} < P_{t2}' < 22.9\text{dBm} \quad (4-10)$$

取两者交集，得到发射机远程输出功率应该在 -17.1~2.9dBm 之间。

经过上述对发射机输出功率的评估，本文将发射机的输出功率定为 10dBm，近程工作时加上衰减波导。该系统的总体设计如图 4-1 所示。



图 4-1 3mm 系统总体设计图

3mm 系统发射机的框图如图 4-2 所示。发射机的频率源以及接收机的第一本振和第二本振信号都是通过锁相的方式得到的。发射机 C 波段锁相源输出频率为 5.86GHz 的信号，经过 16 次倍频得到频率为 93.76GHz 的信号，放大后输出。当系统在室内工作，即测量距离较近时，在发射机输出端加一个衰减波导减小发射机的发射功率，以避免接收机饱和；而当系统在室外工作，即测量距离较远时，则去掉该衰减波导，因此该衰减波导在此用虚线框表示。接收机采用的是 2.1.1 节中给出的两次下变频超外差接收机结构，如图 4-3 所示。第一本振通过锁相方式得到频率为 5.775GHz 信号，经过 8 倍频倍频到 46.2GHz。第二本振频率为 1.33GHz。接收机接收到发射机输出的 93.76GHz 的信号后，通过二次谐波混频器下变频得到频率为 1.36GHz 的第一中频信号。在中频模块中进行第二次下变频最终得到 30MHz 信号输出给信号处理模块。

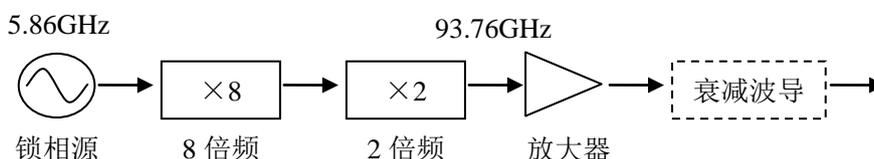


图 4-2 3mm 系统发射机框图

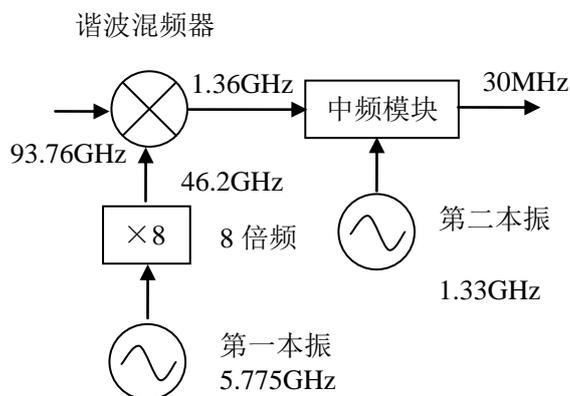


图 4-3 3mm 系统接收机框图

由于发射机方面需要将 C 波段的信号经过 16 次倍频得到 W 波段信号；接收机方面则需要将 C 波段信号经过 8 倍频得到 U 波段信号作为其第一本振，再通过谐波混频器进行下变频。可以看出发射机和接收机均需要进行 8 次倍频，因此设计时将 U 波段 8 倍频作为一个独立的模块进行设计。

整个系统被划分为若干个模块。其中，发射机包含 C 波段锁相源（PLO）模块、U 波段 8 倍频模块、W 波段 2 倍频模块和 W 波段放大器；接收机包含微波锁相模块、中频模块、U 波段 8 倍频模块，和谐波混频器模块。各个模块之间相互独立，装配于各自的腔体中。这样即避免了各个频率之间的相互干扰，降低了设计的难度，又可以对它们单独进行调试，便于对调试时出现的问题进行有效快捷的判断，从而提出合理的解决方案。

4.2 锁相源设计

4.2.1 发射机 C 波段锁相源

发射机的 C 波段锁相源频率锁定于 5.86GHz，其原理框图如图 4-4 所示。它给发射机提供了具有低相噪及高频率稳定度的信号源。锁相环路中的晶振和鉴相器与 8mm 系统所用相同。VCO 选用的是 Hittite 公司的 HMC431LP4。工作频率为 5.5~6.1GHz；输出功率 2dBm；相噪-102dBc/Hz@100 kHz。

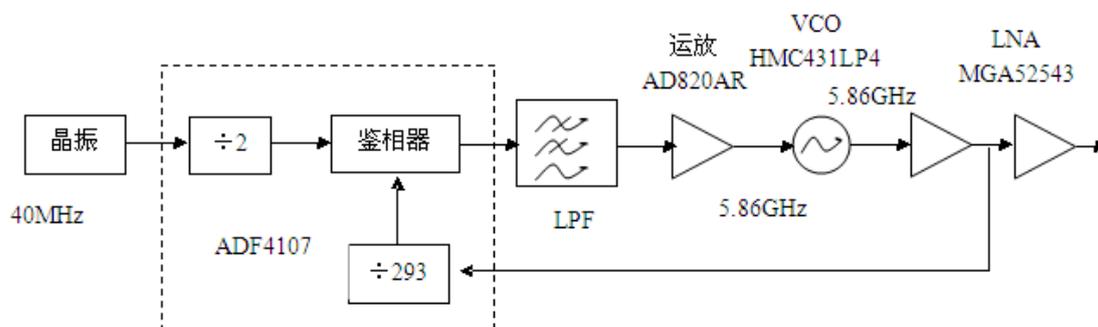


图 4-4 发射机 C 波段锁相源原理框图

首先，单片机初始化鉴相器。设置计数器 $R=2$, $N=293$ ，使鉴相频率为 20MHz。锁相环路锁定之后其输出频率为 5.86GHz。虽然常温下 VCO 的变容管所需的电压小于鉴相器输出的最大电压 5V，但由于系统的工作温度为 -10~50℃，为了避免在高低温情况下，VCO 的变容管所需的电压超过鉴相器输出的最大电压而造成失锁。因此在环路滤波器之后加上一个运放 AD820AR 放大电压。VCO 的输出经过两个

低噪放 MGA52543 放大后，输出功率大于 12dBm，足以推动其后的 U 波段 8 倍频模块。

4.2.2 接收机锁相源

接收机锁相源分别用于接收机第一和第二本振，其框图如图 4-5 所示。它的一个环路产生 5.775GHz 信号作为第一本振的源，经过 U 波段 8 倍频模块倍频之后得到第一本振信号。它的第二个环路产生 1.33GHz 信号，即第二本振。

第一本振锁相环路中的核心器件与发射机锁相部分相同。第二本振的 VCO 所采用的芯片的型号为 SMV1365C-LF，其工作频率为 1.265~1.465GHz，相噪 -98dBc/Hz@10kHz。单片机的型号为 PIC16F630，它的数据读写端口有 6 比特，可以同时对这两个锁相环路的鉴相器进行初始化。

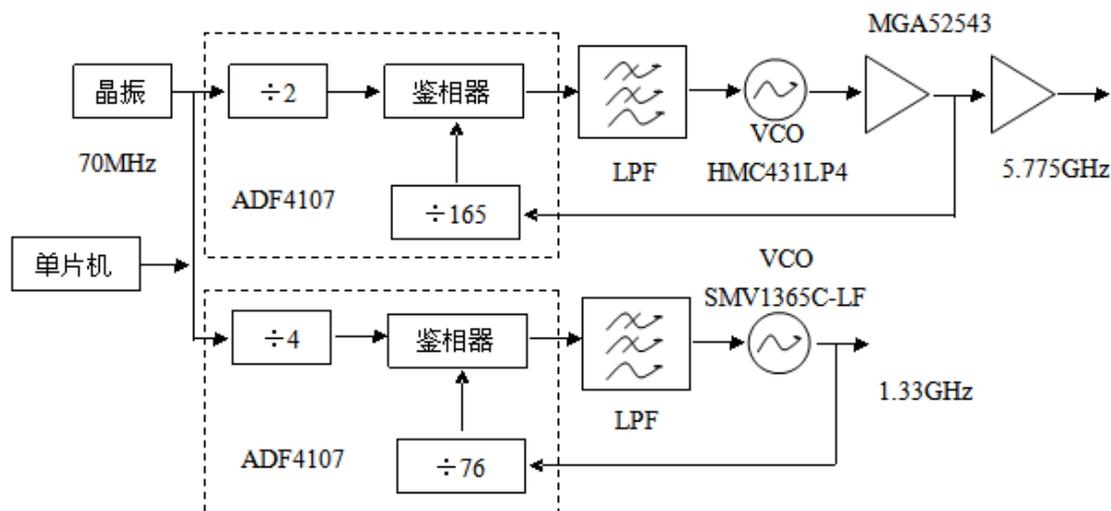
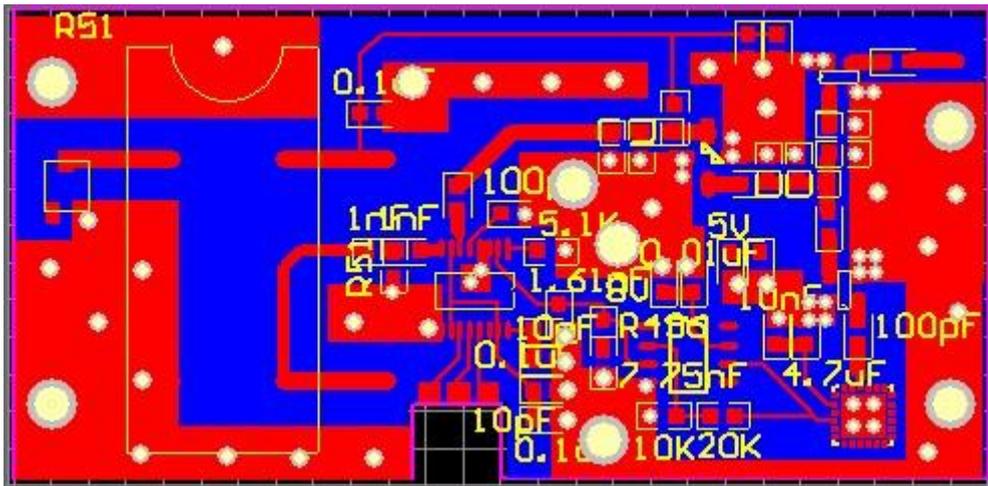
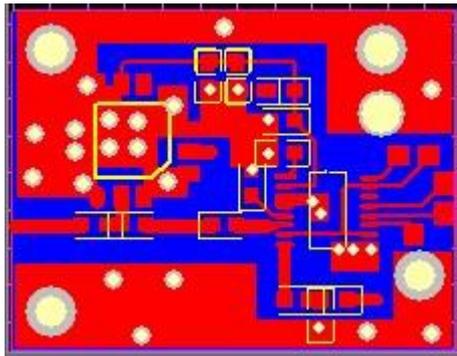


图 4-5 接收机本振原理框图

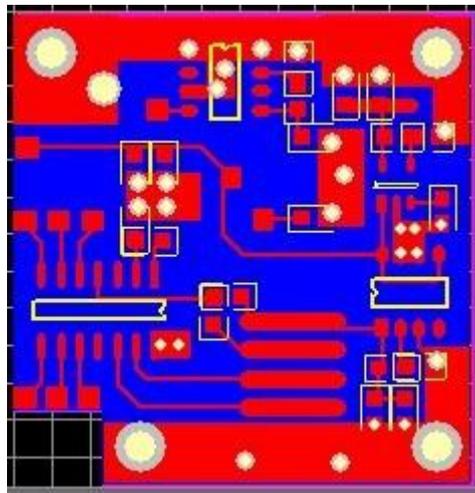
由于发射机的 C 波段锁相源和接收机锁相源的第一个环路在方案设计上只有细微的差别，因此综合考虑二者的电路，采用同一块 PCB 版图设计，如图 4-6（上）所示。接收机第二本振和稳压模块分别如图 4-6（下左）和图 4-6（下右）所示。腔体的侧视图如图 4-7 所示。用于发射机和接收机第一本振的 C 波段锁相环路位于腔体的下方。第二本振和稳压部分位于腔体的上方，它们之间有金属隔开。这样既可以减小腔体所占的平面空间，也可以减小两个本振之间的相互干扰，以及有效避免电磁场对电源的干扰而引入杂散。



(a)



(b)



(c)

图 4-6 发射机 C 波段锁相源 PCB 版图

(a: 发射机锁相源和接收机锁相源第一环路; b: 第二本振; c: 稳压部分)

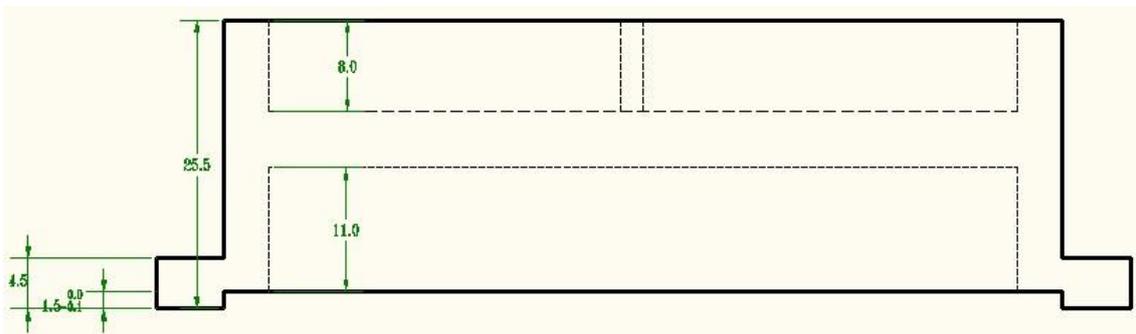


图 4-7 发射机 C 波段锁相源腔体侧视图

4.3 中频模块

中频模块主要是将第一次下变频得到的第一中频信号 1.36GHz 进行放大滤波，然后进行第二次下变频得到最终的 30MHz 信号，滤波放大之后输出到信号处理模块。中频模块的另一个功能就是控制接收机的远近程工作方式。它通过一对开关，选择直通或者衰减。其统框图如图 4-8 所示。该系统中频模块的原理和器件的选择与 8mm 系统基本一致，但该系统的增益需求要大于后者，因此在第二次下变频之前增加了一级放大以获得更大的增益。由于用于第一次下变频的谐波混频器的驻波较大，为了减小其对中频模块的影响，在中频模块的输入加上隔离器。第一级放大采用 Agilent 公司的低噪放 MGA62563，噪声系数为 1dB。为了避免电路自激，在第一级放大和第二级放大之间加了滤波器。同时它也可以滤出 1.3GHz 的镜像频率。在第三级放大之后是一个远近程的控制电路。利用 TTL 信号来控制一个开关电路来实现远近程的切换^[35]。然后经过第二次下变频得到 30MHz 信号，滤波放大输出到信号处理模块。

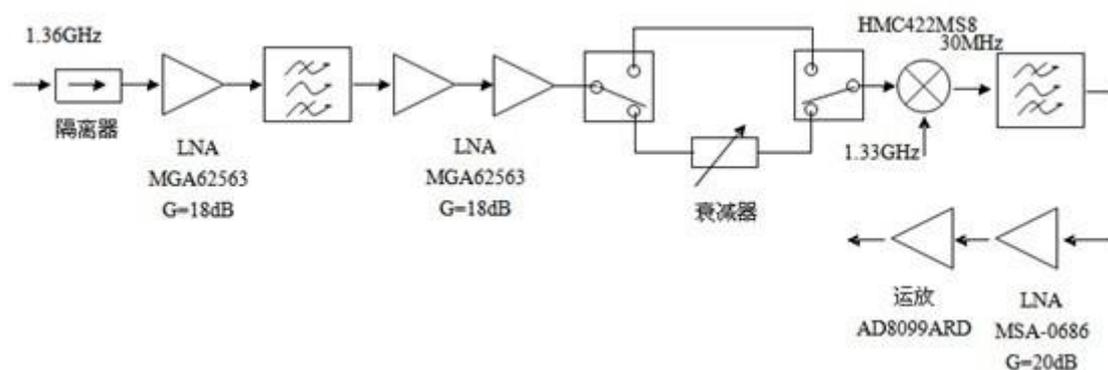


图 4-8 中频模块原理框图

本章中所涉及的毫米波部分的模块的加工版图均属所在团队的技术储备，但随后的焊接、组装，调试和测试工作都是本人完成。

第五章 3mm 波衰减特性测量雷达前端实验研究

5.1 锁相环路测试结果

5.1.1 发射机 C 波段锁相源测试结果

经过调试，发射机 C 波段锁相源最终锁定在 5.86GHz，输出功率 12.67dBm，相位噪声 -88dBc/Hz@10kHz，如图 5-1 和图 5-2 所示。

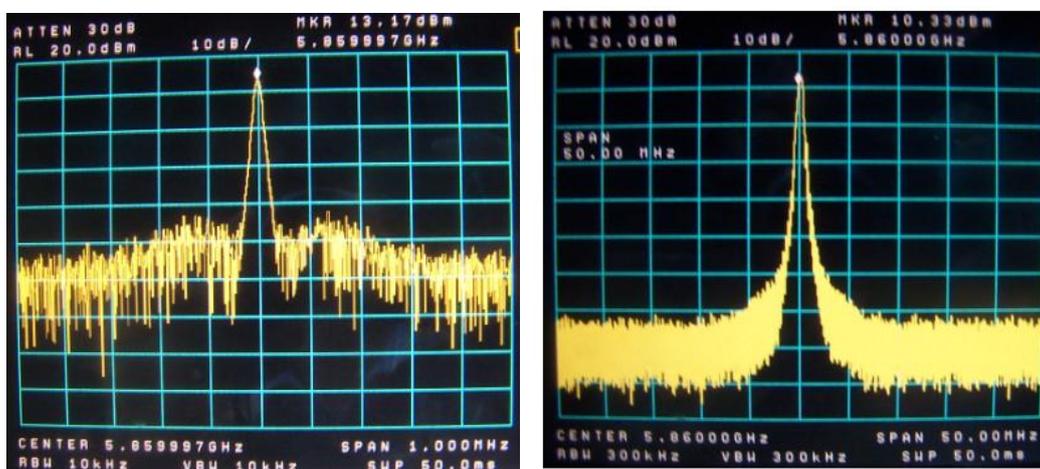


图 5-1 发射机 C 波段锁相源频谱

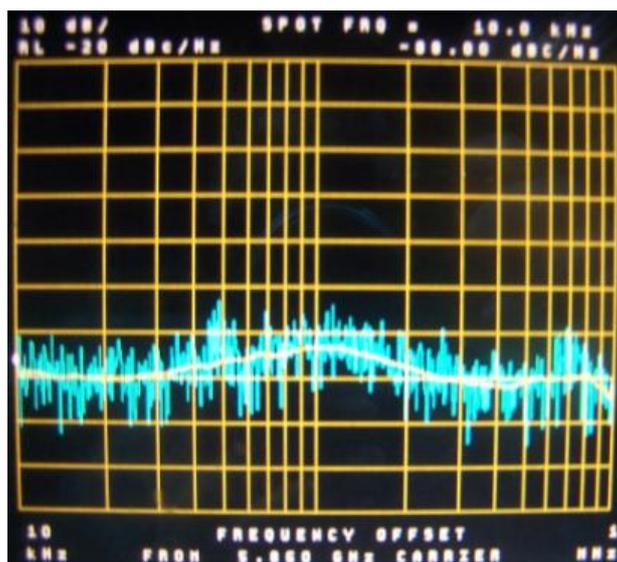


图 5-2 发射机 C 波段锁相源相噪。

5.1.2 接收机锁相源测试结果

经过调试，接收机第一本振最终锁定在频率 5.775GHz，输出功率 12.83dBm，相位噪声-80.33dBc/Hz@10kHz，如图 5-3 和图 5-4 所示；第二本振锁定于频率 1.33GHz，输出功率 0dBm，相位噪声-84.33dBc/Hz@10kHz，如图 5-5 所示。

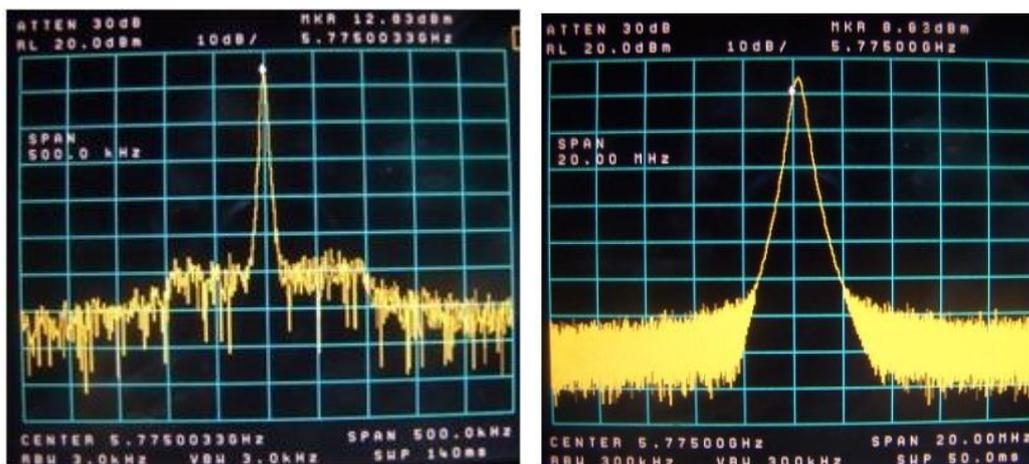


图 5-3 第一本振频谱

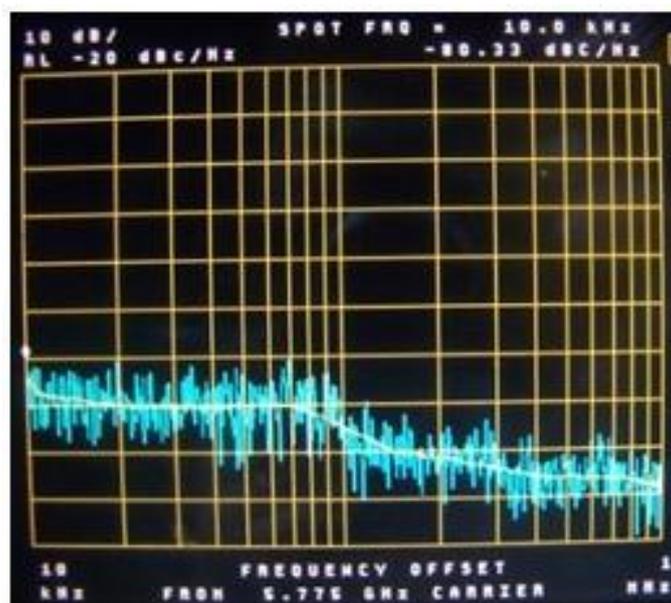


图 5-4 第一本振相噪

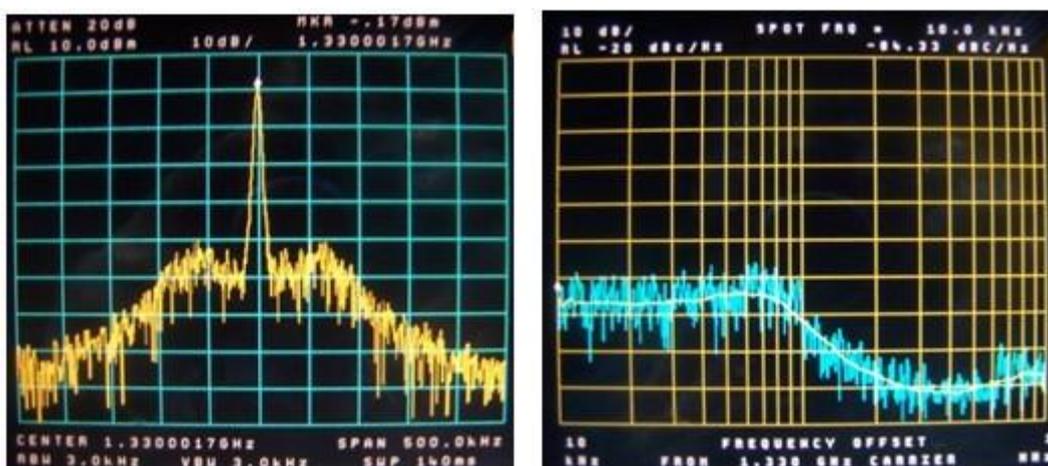


图 5-5 第二本振频谱及相噪图

5.2 倍频链路测试结果

5.2.1 U 波段 8 倍频模块测试结果

U 波段 8 倍频模块的测试框图如图 5-6 所示，其中衰减器设置为衰减 30 分贝。通过调节放大器 TGA4522 使应用于发射机的 U 波段 8 倍频模块的输出功率尽可能大，这样可以使其后的 W 波段的 2 倍频输出更大的功率。测得应用于发射机中的 U 波段 8 倍频模块的输出功率为 14.5dBm。图 5-7 给出了应用于发射机中的 U 波段 8 倍频模块输出频谱图。该模块在输入频率 5.86GHz 时，输入输出功率关系以及在输入功率为 12dBm 时，输入频率与输出功率关系分别在图 5-8 和图 5-9 中给出。作为接收机第一本振的 U 波段 8 倍频模块的输出功率为 4.5dBm。



图 5-6 U 波段 8 倍频模块测试框图

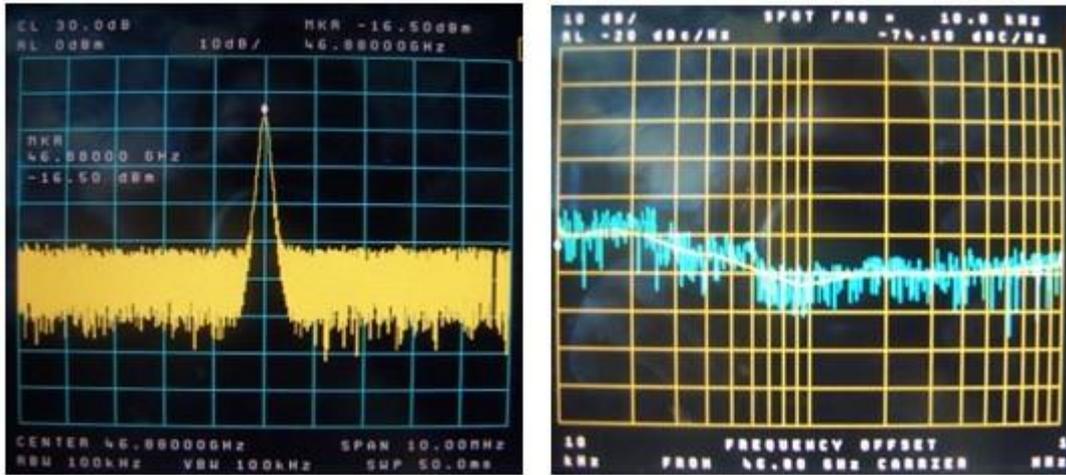


图 5-7 U 波段 8 倍频模块输出频谱图

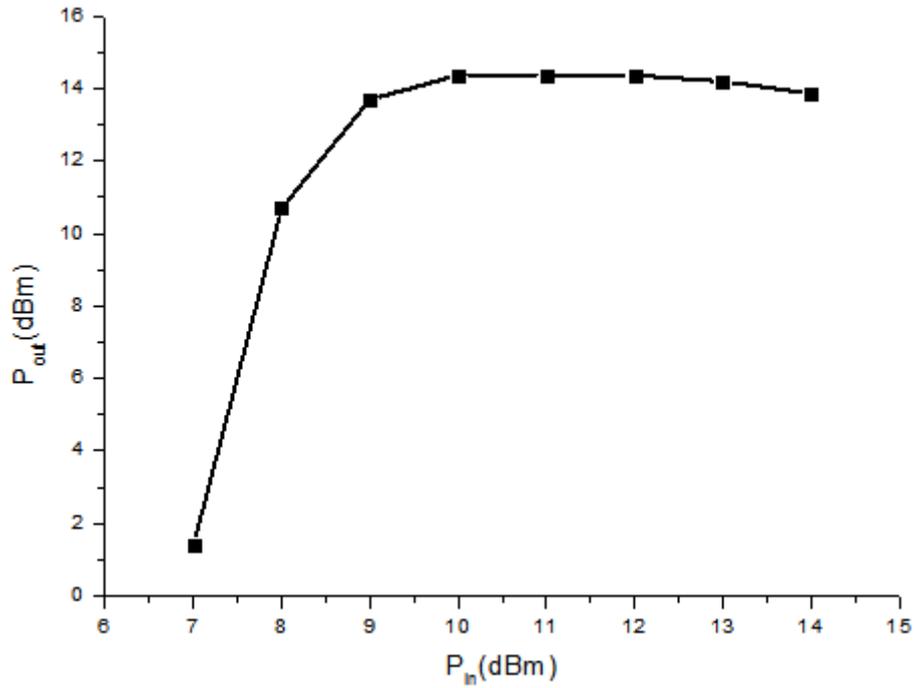
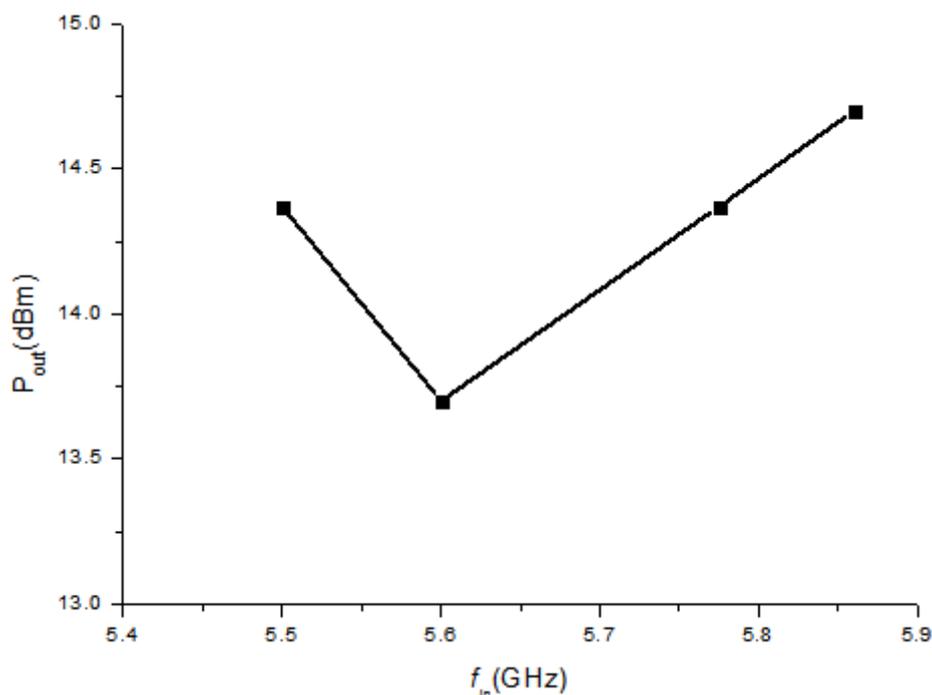


图 5-8 U 波段 8 倍频模块输入输出功率关系 ($f_m=5.86\text{GHz}$)

图 5-9 U 波段 8 倍频模块输入频率与输出功率关系 ($P_{in}=12\text{dBm}$)

5.2.2 W 波段二倍频测试结果

发射机的设计要求提出其输出功率应达到 10dBm ，因此 W 波段 2 倍频被分为 2 倍频和放大两个模块，如图 5-10 所示。W 波段 2 倍频模块采用肖特基势垒二极管 MA4E1317，W 波段放大器采用 APH631^[36]。

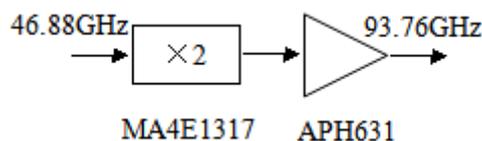


图 5-10 W 波段 2 倍频框图

W 波段 2 倍频模块的测试框图如图 5-11 所示。在频率为 46.88GHz 时，输入功率在 5.2.1 节中已测为 14.5dBm ，其输出功率为 2.27dBm 。

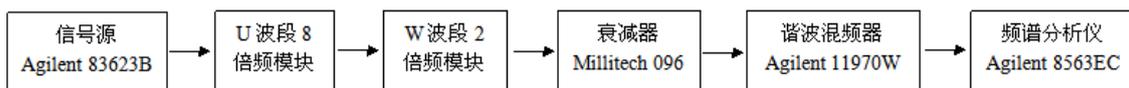


图 5-11 W 波段 2 倍频模块测试框图

W 波段放大器模块的测试框图如图 5-12 所示。

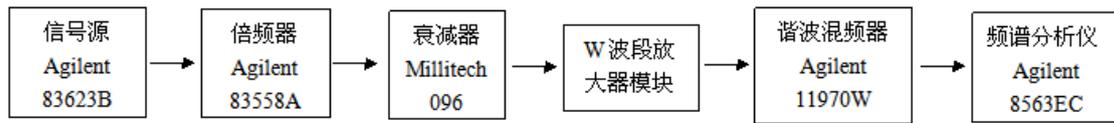


图 5-12 W 波段放大器模块测试框图

图 5-13 给出 W 波段放大器模块的增益，它的输出 1dB 压缩点测试结果如图 5-14 所示。在频率 93.76GHz 处，其增益有 17.2dB，输出 1dB 压缩点为 11.2dBm。



图 5-13 W 波段放大器模块的增益

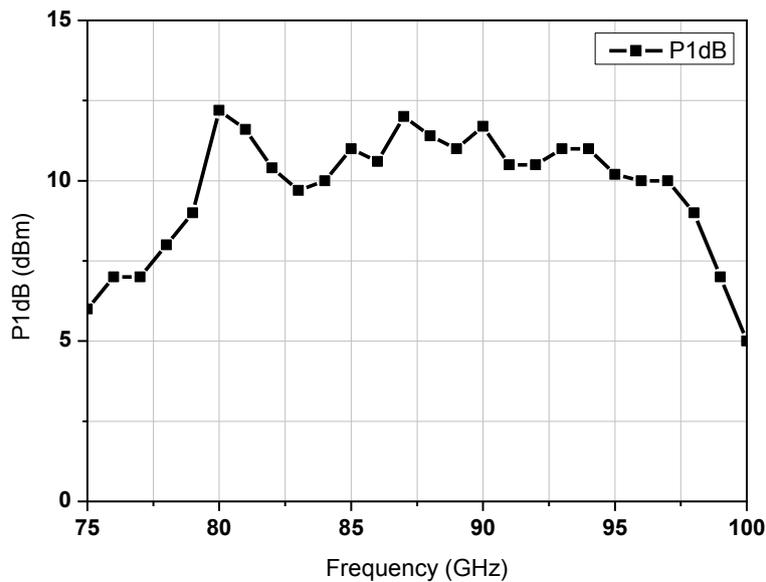


图 5-14 W 波段放大器模块输出 1dB 压缩点

从以上测试结果可以看出，W 波段 2 倍频器的输出有 2.27dBm，再加上 W 波段放大器的增益 17.2dB，发射机的输出已经超过了 W 波段放大器的输出 1dB 压缩点。因此发射机最终的输出功率是可以达到设计要求的 10dBm。

5.3 谐波混频器测试结果

谐波混频器的变频损耗测试结果如图 5-15 所示。本振频率 46.2GHz，功率 15dBm。在射频信号频率为 93.76GHz 时，其变频损耗为 12.3dB。

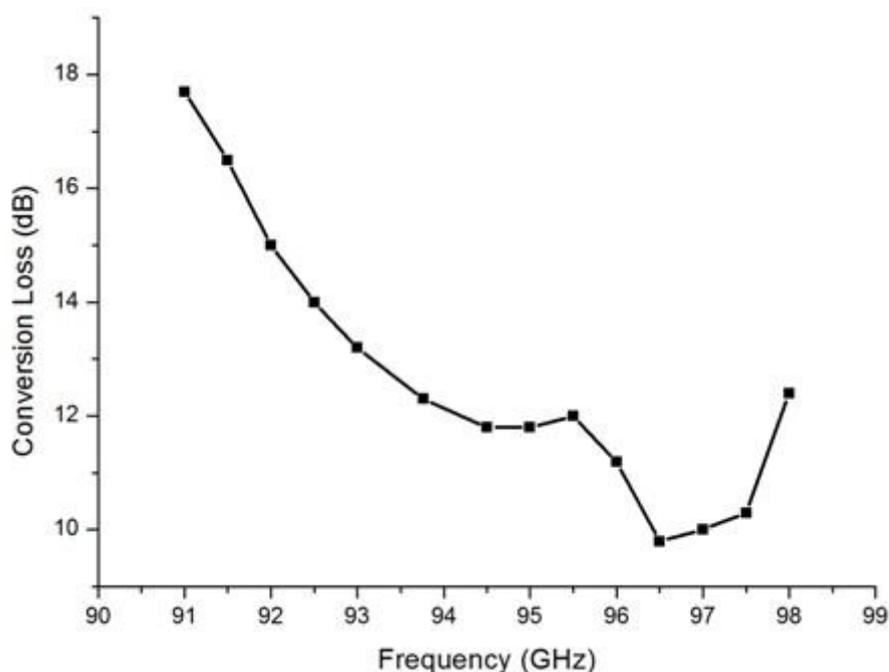


图 5-15 谐波混频器的变频损耗

5.4 中频模块测试结果

中频模块的测试框图如图 5-16 所示。信号源输出频率 1.36GHz，功率-85dBm。测得远近期两种状态下的输出功率分别为-4.67dBm 和-30.83dBm，如图 5-17 所示。其远近期增益分别为 80.33dB 和 54.17dB。增益差为 26.16dB。在 3.3 节已经提到接收机的压缩点主要由中频模块决定，而两套系统的中频模块所选用的器件基本一致，只是增益有所不同，因此它们的压缩点理论上应该一致。并且测试结果也给予了证明，该中频模块的 $P_{-0.5dB}=9dBm$ 。

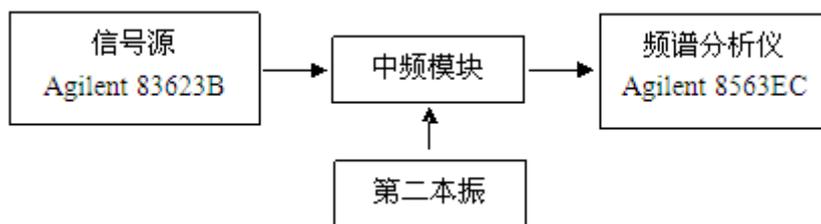
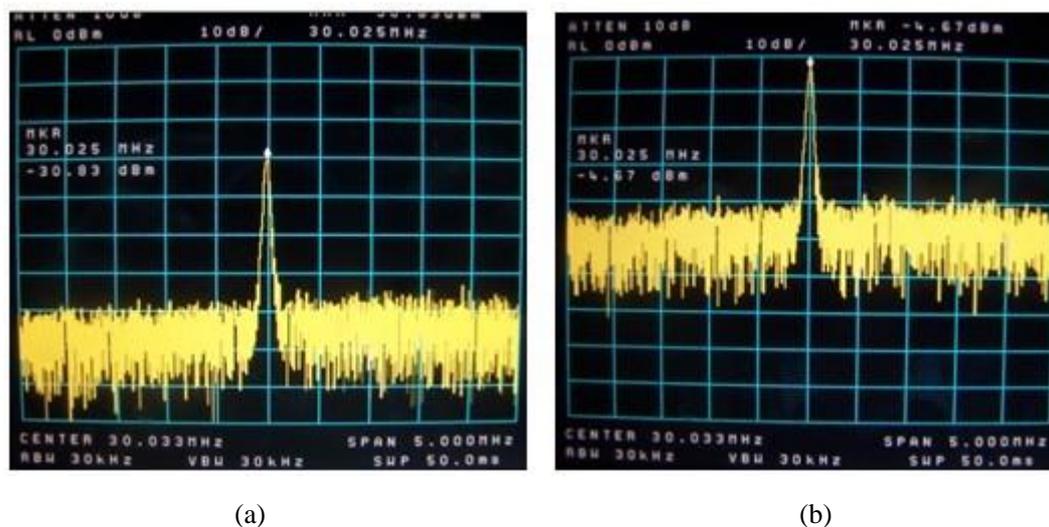


图 5-16 中频模块测试框图



(a) (b)
图 5-17 中频模块输出频谱 (a: 近程; b: 远程)

5.5 系统调试

该系统各个独立模块的实验已经完成。现在将发射机的 C 波段锁相源模块、U 波段 8 倍频模块、W 波段 2 倍频模块，和 W 波段放大器连接起来，共用一个电源；接收机的锁相源模块、中频模块、U 波段 8 倍频模块，和谐波混频器连接起来，共用一个电源，以模拟实际系统的供电情况。下面先对发射机进行测试，其测试框图如图 5-18 所示。



图 5-18 发射机测试框图

为了防止谐波混频器饱和，设置衰减器的衰减量为 30dB。在频谱仪上观察到偏离中心频率 $\pm 50\text{kHz}$ 处有明显杂散，如图 5-19 所示。这个现象似乎和第四章中出现的问题类似。观察 C 波段锁相源模块的输出，发现此杂散存在。而在第五章对

其单独测试的结果是令人满意的，所以该杂散的源头应该是由其它模块产生的。用示波器对各个模块的电源输入端进行检测，发现 U 波段 8 倍频模块的电源输入端纹波最大，约为 60mV。最后将该模块单独供电，发现此纹波仍然存在。问题就此定位。解决该问题最简单的方法仍然和 8mm 系统的处理方法一样，即在锁相源模块的电源输入端提高滤波强度，这次引入 CLCLC 滤波。其中，C 表示电容，L 表示电感。待杂散消除之后测得发射机输出频谱图如图 5-20 所示，其相位噪声为 $-59.5\text{dBc}/\text{Hz}@10\text{kHz}$ 。在 5.1.1 节中已经测得发射机 C 波段锁相源的相位噪声为 $-88\text{dBc}/\text{Hz}@10\text{kHz}$ 。理论上，经过 16 次倍频后，相噪恶化 $20\lg 16 = 24.1\text{dB}$ ，所以发射机的输出相噪理论上应该为 $-63.9\text{dBc}/\text{Hz}@10\text{kHz}$ 。测量值较理论值恶化了 4.4dB。这主要是由于 16 次倍频链中的各模块引起的，该结果还是可以接受的。

接下来在测试接收机的时候也遇到与发射机同样的杂散问题。问题的解决也是引入 CLCLC 电路加强滤波效果。

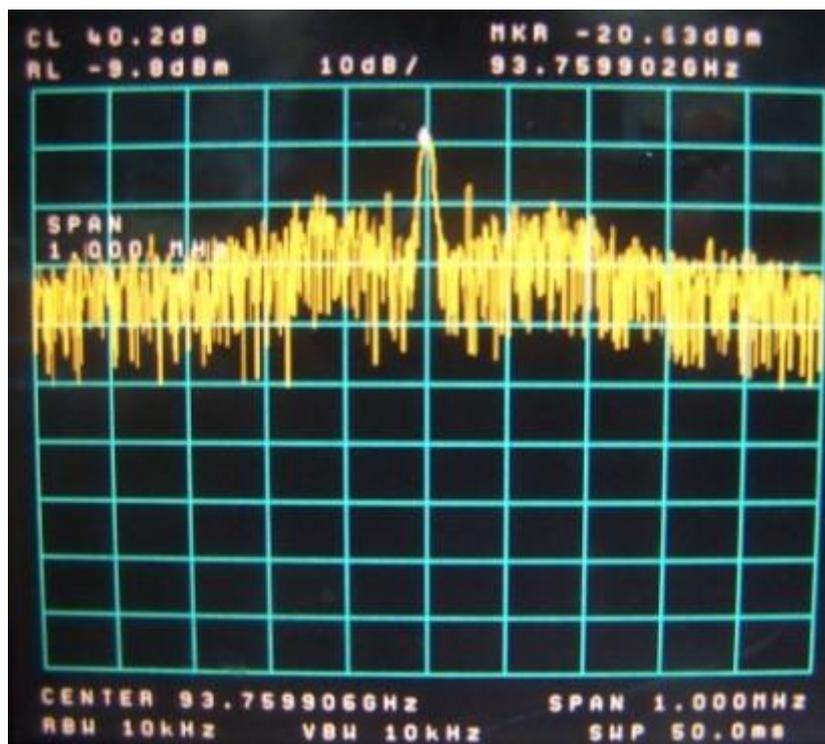


图 5-19 发射机输出频谱图（杂散位于距中心频率 $\pm 50\text{kHz}$ ）

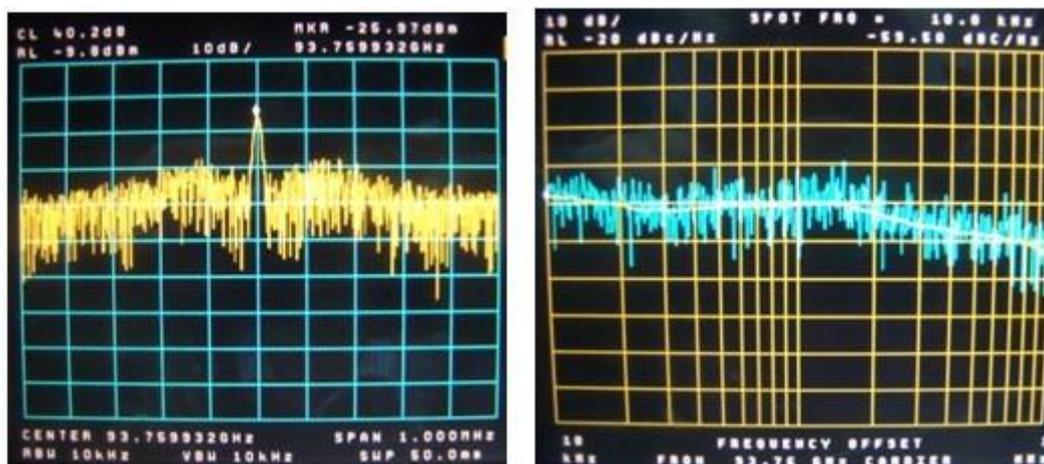


图 5-20 发射机输出频谱图

发射机与接收机均调试好后开始对整个系统进行测试。将图 5-18 中的谐波混频器用接收机替换，即为该系统的测试框图。当然，此时与频谱仪的连接与之前会有所差别。测试结果如图 5-21 所示。

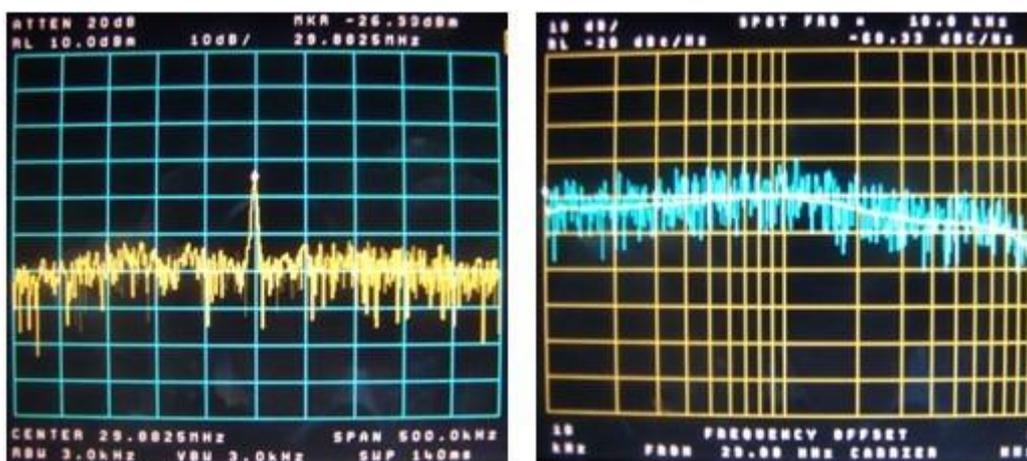


图 5-21 系统测试结果

现在该系统已经能正常工作，对其具体指标的测试如表 5-1 所示。实验结果与设计较为吻合。最后给在图 5-22 中给出了 3mm 系统各模块的实物图。

表 5-1 3mm 系统主要指标

发射机	输出频率 (GHz)		93.76
	相噪 (dBc/Hz@10kHz)		-59.5
	输出功率 (dBm)		11.9
接收机	输出频率 (MHz)		30
	近程	增益 (dB)	44
		0.5dB 压缩点 (dBm)	9
	远程	增益 (dB)	70.1
		0.5dB 压缩点 (dBm)	9

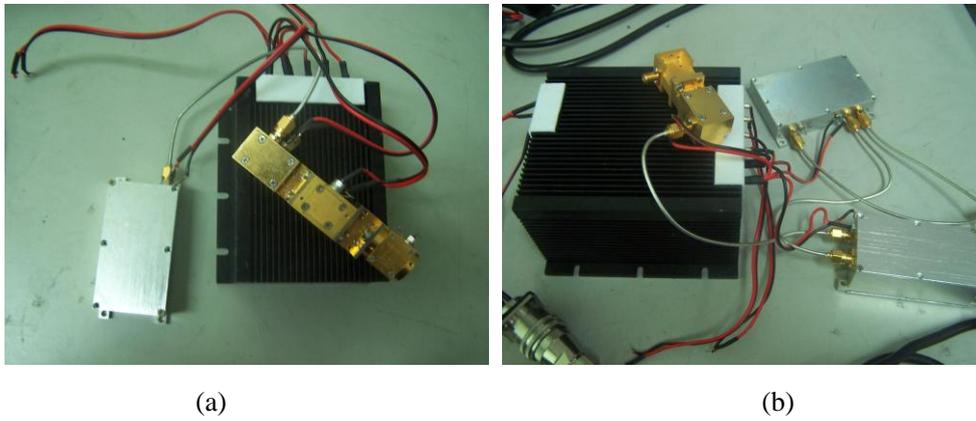


图 5-22 3mm 系统实物图 (a: 发射机部分; b: 接收机部分)

第六章 结论

毫米波技术已广泛应用于国防、民用、科研等各个领域之中。它虽然具有许多优点，但它的传播特性受环境的影响较为敏感。当出现降雨，烟雾或沙尘暴时，其传播衰减严重，在大多数情况下成为其缺点之一。正是由于毫米波技术的广泛应用，使得人们对其衰减特性的研究也在不断进行。

本文基于实际应用需求，针对烟幕对 8mm 和 3mm 波长衰减特性的测量，分别研制了 8mm 波衰减特性测量雷达前端和 3mm 波衰减特性测量雷达前端。根据设计要求对系统设计进行了详尽的分析，并提出合理的设计方案。对锁相技术和超外差接收机结构进行了讨论，并对 3mm 系统中的锁相源进行了设计。虽然这两套系统中部分模块非本人设计，属所在团队的技术储备，但这些模块的装配与调试工作以及整个系统的调试都是本人完成。

由于本课题的内容针对的是实际项目，为了确保系统的可靠性，本文就实验环节进行了大量工作。尤其是对系统进行了高低温（-10~50℃）环境下的测试，这也是其它论文很少涉及到的。

8mm 系统已经交付客户。而 3mm 系统由于信号处理部分存在某些问题还未能解决，因此等待与信号处理部分进行系统联试。

致 谢

在完成本文之际，研究生阶段的学习也已进入尾声，回首往事，我必须得首先感谢罗永伦老师，您作为我研究生阶段的启蒙老师，在学习，科研和生活等各方面都给予了我莫大的帮助，让我能尽快的进入这一阶段所应有的状态，并取得了一定成绩。这无疑给我之后的学习和研究打下了坚实的基础。

本文的顺利完成离不开我的导师张永鸿教授的谆谆教导。尤其是在系统的调试阶段遇到了各种各样的问题，您自始至终都能不厌其烦的启发和引导我去寻找问题的所在。您深厚的理论功底和实践经验，严谨的治学态度和对科研的热爱与执着是我学习工作中的典范。至此，由衷的向您表示感谢。同时，还要感谢樊勇教授在学习与科研上给予我的指导和启迪。感谢何宗锐老师在系统调试阶段给予的帮助。感谢对本文提出宝贵的意见的所有老师。

在这三年的时间里，感谢同学们的关心与帮助，这里特别要感谢蒋迪学长在我最困难的时候给与了我极大的帮助。感谢徐开达、余卓哲，冯鑫和薛伟同学在我的课题上给予的帮助。

感谢所有关心和帮助过我的老师、同学和朋友！

参考文献

- [1] 薛良金. 毫米波工程基础. 哈尔滨工业大学出版社, 2004, 1-15
- [2] 阮成礼. 毫米波理论与技术. 电子科技大学出版社, 2001, 1-5
- [3] 凌永顺, 同武勤. 毫米波对抗技术. 光学工程, 2004, 31(7):1-4
- [4] James C. Wiltse. History of millimeter and submillimeter waves. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, 1984, 32(9):1118-1127
- [5] A. W. Straiton, C. W. Tolhert, C. O. Britt. Apparent temperature distributions of some terrestrial materials and the sun at 4.3mm wavelength. *J. Appl. Phys.*, 1958, 29:776-782
- [6] D. E. Tolbert, A. W. Straiton. Synopsis of attenuation and emission investigations of 58 to 62 kMc frequencies in the Earth's atmosphere. *Proc. IEEE*, 1963, 51:1754-1760
- [7] E. S. Rosenblum. Atmospheric absorption of 10-400 KM CPS radiation: Summary and bibliography to 1961. *Microwave J.*, 1961, 4:91-96
- [8] A. B. Crawford, D. C. Hogg. Measurement of atmospheric attenuation at millimeter wavelengths. *Bell Syst. Tech. J.*, 1956, 35:907
- [9] Joerg Sander. Rain attenuation of millimeter waves at $\lambda=5.77, 3.3,$ and 2 mm. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1975, 23(2):213-220
- [10] Zhao Qingling, Jin Li. Rain attenuation in millimeter wave ranges. *Antennas, Propagation & EM Theory, International Symposium*, 2006, 1-4
- [11] Xiao-Ying Dong, Hsing-Yi Chen, Dong-Hui Guo. Microwave and millimeter-wave attenuation in sand and dust storms. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2011, 10:469-471
- [12] G. Gauthier, J.-P. Bertinet, J. Schroth. Low-cost Ka-band transmitter for VSAT applications. *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International*, 2006, 1398-1401
- [13] M. Sosio, A. Mazzanti, M. Repposi, et al. A low-power Ka-band direct conversion receiver employing half-frequency local oscillator in 65nm. *Microwave Conference*, 2009, 256-259
- [14] Jixin Chen, Pinpin Yan, Wei Hong. A Ka-band receiver front end module. *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, 2010, 535-537
- [15] Li Guiping, Xu Jun, Luo Shendu, et al. A Ka-band T/R front-end for phased array radar. *Microwave and Millimeter Wave Technology International Conference*, 2010, 1001-1004
- [16] D. C. W. Lo, K. W. Chang, R. Lin, et al. A single-chip W-band transceiver with front-end

- switching receiver for FMCW radar applications. Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1995, 225-228
- [17] Farshid Aryanfar, Kamal Sarabandi. A millimeter-wave scaled measurement system for wireless channel characterization. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2004, 52(6):1663-1670
- [18] A. Tessmann, M. Kuri, M. Riessle, et al. A compact W-band dual-channel receiver module. Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, 2006, 85-88
- [19] Zelong Xiao, Taiyang Hu, Li Wu, et al. Design of W-band ultra-high sensitivity receiver. Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, 2010, 1392-1395
- [20] Lei Zhou, Chun-Cheng Wang, Zhiming Chen, et al. A W-band CMOS receiver chipset for millimeter-wave radiometer systems. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2011, 46(2):378-391
- [21] David M. Pozar. Microwave and RF Designer of Wireless Systems. New York: John Wiley & Sons, 2001
- [22] Kai Chang. RF and Microwave Wireless Systems. New York: John Wiley & Sons, 2000
- [23] 谢处方, 饶可谨. 电磁场与电磁波, 第四版. 高等教育出版社, 2006, 315-317
- [24] 杨儒贵. 高等电磁理论. 高等教育出版社, 2008, 192-198
- [25] 戴逸民. 频率合成与锁相技术. 中国科学技术大学出版社, 1995, 2-15
- [26] Floyd M. Gardner. 锁相环技术 (Phaselock Techniques), 3rd edit. 姚剑清译. 人民邮电出版社, 2007, 17-21
- [27] William F. Egan. Phase-Lock Basics, 2nd edit. New York: John Wiley & Sons, 2008, 3-14
- [28] 曾婵玉. 8mm 波 RCS 测量雷达前端: [硕士学位论文]. 成都: 电子科技大学, 2009
- [29] 林权. 三毫米波电磁特性测量雷达射频前端: [硕士学位论文]. 成都: 电子科技大学, 2006
- [30] Haihong Ma, Xiaohong Tang, Fei Xiao. Design and Analysis of S-Band PLL Frequency Synthesizer with Low Phase Noise. Microwave Conference Proceedings, 2005, 4: 4-5
- [31] 张玉兴, 杨玉梅, 敬守钊等. 射频模块电路与系统. 电子科技大学出版社, 2008, 372-376
- [32] Devendra K. Misra. 射频与微波通信电路——分析与设计. 电子工业出版社, 2005
- [33] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理. 西安电子科技大学出版社, 2002, 45-58
- [34] K. Chang. Microwave Solid-State Circuits and Applications. New York: John Wiley & Sons, 1994
- [35] 邓文天. 三毫米波 RCS 测量雷达前端: [硕士学位论文]. 成都: 电子科技大学, 2009
- [36] 冯真俊. 毫米波倍频链研究: [硕士学位论文]. 成都: 电子科技大学, 2010

攻硕期间取得的研究成果

- [1] 付光耀. 基于微蜂窝基站应用的小型化多频段内置天线. 电子质量, 2012, 5 (认证与实验室卷)
- [2] S. X. Han, W. Tang, G. Y. Fu. A Compact Planar Ultra-wideband Bandpass Filter using Cross-coupling SIR and Defected Ground Structure. 2012 International Workshop on Microwave and Millimeter Wave Circuits and System Technology (MMWCST2012)