

## 摘 要

近距离探测技术是一种可广泛应用于军事和民用领域的雷达技术。本文针对所探测目标的距离(5~50m),研制了C波段测距收发前端,主要包括C波段调频连续波(FMCW)频率源,接收电路以及微带天线。

文中首先根据目标距离对比了脉冲法和FMCW两种测距方法的优劣,然后选择无测距盲区的FMCW作为发射信号。在此基础上,设计发射信号波形参数为三角形调频连续波,中心频率6GHz,调制带宽100MHz,调制周期10 $\mu$ s,步进频率0.2MHz,步进时间10ns。该波形参数的理论测距精度小于2m。

为满足波形参数要求,本文设计了DDS+倍频+上变频的C波段三角形调频连续波频率源。实验表明所设计的C波段FMCW频率源达到波形参数要求,发射功率达到20dBm,但带内杂散抑制不理想。接收支路采用超外差两次下变频的方式,实验表明接收支路的总增益大于43dB。

为使天线达到系统要求,本文设计了两层电磁耦合矩形微带天线,分析了影响天线性能的微带馈线插入深度,微带馈线与贴片间距以及空气层厚度这三个参数。测试结果表明该天线工作在6GHz左右,带宽( $S_{11} < -10$ dB)约为11%,E面和H面的3dB波瓣宽度分别为57°和70°,可用带宽内增益约为8dBi。

最后采用延迟线闭环系统联调,实验结果表明所设计的测距方案能够用于近距离测量,差频信号频率反映了距离信息。联调实验验证了方案的可行性。

**关键词:** 近距离目标, 测距, 调频连续波(FMCW), DDS, 收发前端, 微带天线

## ABSTRACT

Short-distance target detection technology is a kind of radar technology. It has been widely applied to the military and civil systems. According to the target distance (5~50m), a C-band transceiver for ranging was presented in this thesis. The focus of this work was on designing a C-band frequency-modulated continuous-wave (FMCW) frequency source, a receiver and microstrip antenna.

In chapter 2, the advantages and disadvantages of the two ranging waveforms, namely, classical pulsed waveform and FMCW waveform, are compared in terms of the target distance. Since FMCW waveform has not blind distance, it was chosen for the system. And the waveform of the transmitted signals was designed based on the target distance (5~50m). The waveform is triangular FMCW with central frequency at 6GHz, modulation bandwidth 100MHz, modulation period 10 $\mu$ s, step frequency 0.2MHz, and step time 10ns. The theoretical ranging precision is less than 2m with this waveform.

To meet the waveform requirements, DDS+Multiplier+Upconverter was used to realize the C-band FMCW frequency source. The tested results show that the designed C-band FMCW frequency source meets the waveform requirements, and its output power is more than 20dBm. However, the spur level was too high in the bandwidth. The receiver used two stages of down conversion. The total gain of receiver is more than 43dB.

To meet the bandwidth requirements, a two-layer electromagnetically coupled rectangular microstrip antenna was introduced to the system. The influence of the inset position and the air thickness between the two layers on the impedance, resonant frequency, as well as the bandwidth was investigated. The tested two-layer antenna works at 6.1 GHz with a bandwidth ( $S_{11} \leq -10$ dB) of about 11%, 8-dBi gain. The 3-dB beamwidth in the *E*-plane and *H*-plane is 57° and 70°, respectively.

In the end, the system experiments were conducted, and the results show that the system can be used for short-distance ranging.

**Keywords:** short-distance target, distance measurements, FMCW radar, DDS, microwave frond-end, microstrip antenna

## 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： 张荣辉

日期： 2006 年 4 月 25 日

## 关于论文使用授权的说明

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： 张荣辉

导师签名： 张

日期： 2006 年 4 月 25 日

## 第一章 绪论

对目标信息的探测一直是人们关注的焦点。对于目标的探测，可以用电磁波完成，也可以用光波，红外线等完成。用电磁波来完成探测的设备可以称为雷达<sup>[1]</sup>。雷达是利用目标对电磁波的反射现象来发现目标并测定目标的空间位置。飞机、导弹、炮弹以及建筑物、车辆、山川、云雨等等，都能作为雷达的探测目标，这要根据雷达用途<sup>[2][3]</sup>而定。

雷达根据作用距离可以分为以下几种类型：(1) 预警雷达（超远程雷达），它的特点是作用距离远达数千公里；(2) 搜索和警戒雷达，它的作用距离一般在400km以上，对于测定坐标的精确度、分辨力要求不高；(3) 火控雷达，这类雷达的作用距离较小，一般只有几十公里；(4) 近距离雷达，这类雷达的作用距离一般在几米到几百米左右，在高速公路上的汽车防撞、炼铁过程中的物料监测、海军战术导航雷达等近距离的测控领域里具有广阔的应用前景。

本文主要对微波近距离测距收发前端进行研究。本章首先介绍近距离测距技术的特点，其次介绍国内外发展动态，最后介绍本论文的意义以及主要内容。

### 1.1 近距离测距技术概括

近距离测距技术是一种探测距离从零点几米到几百米的小型雷达技术。该技术要求发射功率小，最小作用距离（即测距盲区）近或者无测距盲区，测距精度高，结构简单，体积小。根据发射信号波形可将雷达分为两种体制，一种是采用脉冲方式进行距离测量的脉冲体制，另一种是采用调频连续波进行距离测量的连续波体制。前者的测量范围与脉冲宽度、脉冲重复频率以及脉冲峰值功率有关。脉冲宽度越窄，测距精度越高，最小作用距离也越小，但对于信号处理的时间采样速率也要求越高。脉冲重复频率决定了最大不模糊距离以及对运动目标的测量精度，而脉冲峰值功率与雷达作用距离直接相关。对于调频连续波体制的测距系统，不存在测距盲区，测量精度与调制带宽、调频线性度等有关，大调制带宽、高线性度会使得测量精度高，发射功率决定作用距离。这两种体制在各种近距探测雷达系统中都得到了广泛应用。

## 1.2 近距离测距技术的国内外发展动态

国内外关于近距离测距系统的研究内容主要包括, (1)与某一应用环境结合进行的系统研究。例如由于对汽车安全性能的重视以及对未来智能汽车的需求, 作用距离在一百米左右的汽车防撞雷达系统得到广泛的研究。其研究重点在于系统原理分析, 系统集成, MMIC 前端集成, 多目标识别等; (2)关键器件、部件如高线性度 VCO, VCO 线性度校正技术, 窄脉冲发射器等; (3)应用于 FMCW 雷达的微波毫米波单片集成电路的设计和研究; (4)提高测量精度的信号处理算法的研究。

### 1.2.1 国外发展动态

美国学者 David L. McClanahan, Joseph C. Zuercher, 和 Devendra Misra 于 1998 年实验研究了测量范围在 1.5m 以下的测量系统<sup>[4]</sup>。该系统采用脉冲体制, 工作频率在 3.2 GHz 左右, 对位于 0.33m, 0.67m 和 1m 的目标进行了距离测量, 测量平均距离为 0.32m, 0.68m 和 1.01m, 测距偏差在 10%以内, 测距精确度较高。David D Li, Sam C Luo 等在 1999 年研制了 77GHz 调频连续波单脉冲雷达系统<sup>[5]</sup>。该系统通过 InP Gunn 二极管 VCO 产生调频信号, 该信号与介质谐振器的谐波进行混频产生差频信号, 差频信号通过线性器后产生调谐电压将发射频率锁定在介质谐振器的谐波频率上。通过这种方法稳定发射频率并提高系统的相位噪声。最终的调制带宽为 200MHz, 运用线性化校正技术后线性度小于 0.5%, 发射功率为 10dBm, 水平测角范围为 12°, 俯仰测角范围为 4°。该系统可以发现 100m 内的目标。由于系统结构简单, 因此可以广泛应用于汽车防撞和智能化巡航系统中。2002 年德国学者 Axel Tessmann, Steffen Kudszus 等研制了应用于高分辨力探测器的两个高集成度 W 波段单片 FMCW 雷达模块<sup>[6]</sup>。第一个 MMIC 模块包括带缓冲放大的机械和电调 VCO, 10dB 耦合器, 中功率和低噪声放大器, 平衡环形 HEMT 混频器以及提高本振功率的驱动放大器。整个芯片的尺寸为 2×3.5mm<sup>2</sup>。为了收发共用一副天线, 在模块外使用了 94GHz 微带铁氧体环形器。该雷达探测器的调谐带宽达到 1GHz, 输出功率为 1.5mW, 变频损耗 2dB。第二个 MMIC 模块包含变容二极管调谐的 VCO, 极紧凑的发射接收放大器, 以及单端阻性混频器。外部的铁氧体环形器被 Wilkinson 功分器和 Lange 耦合器的组合所替代。该电路采用共面波导技术和级联 HEMTs 技术使得结构紧凑, 成本低。整个芯片的尺寸为 2×3mm<sup>2</sup>, 调谐带宽增加到 6GHz, 输出功率 1mW, 变频损耗 5dB。2003 年德国学者 Thomas Musch

采用 N 分频锁相环发生器设计了 24GHz FMCW 雷达<sup>[7]</sup>, 该 N 分频发生器的线性度低于  $10^{-8}$ , 发射信号带宽大于 3GHz。由于高线性度、大带宽且采用了相位斜率算法使得测距绝对误差小于  $\pm 0.8\text{mm}$ 。

### 1.2.2 国内发展动态

国内学者对近距离目标探测技术的研究主要集中在 W 波段的系统设计, 液位物料探测系统设计。2001 年, 南京理工大学娄国伟, 李兴国等研制了 W 波段窄脉冲近程雷达<sup>[8]</sup>。该系统采用脉冲体制, 脉冲信号载频为 93.75GHz, 脉冲宽度小于 100ns, 脉冲重复频率为 2 $\mu\text{s}$ , 雷达发射脉冲功率为 2W, 接收机带宽为 100MHz。该系统对距离为 120m, 135m, 150m, 165m 处的目标分别测距, 测距精度  $\leq \pm 5\text{m}$ 。同年, 南京理工大学娄国伟, 李兴国, 吴文等研制了 3mm 波段 FMCW 近程雷达<sup>[9]</sup>。该系统采用调频连续波, 发射信号的中心频率为 93.75GHz, 调制带宽 200MHz, 调制周期为 33 $\mu\text{s}$ 。该系统同样对距离为 120m, 135m, 150m, 165m 处的目标分别测距, 测距精度  $\leq \pm 4\text{m}$ 。1996 年, 清华大学冯正和等研制了 8mm 快扫、高线性度 FMCW 发生器<sup>[10]</sup>, 该发生器的带宽为 500MHz, 扫频时间为 50 $\mu\text{s}$ , 线性度为 0.05%, 输出功率为 50mW。该发生器能够实现 0.28m 的距离分辨力。2001 年, 齐国清对 FMCW 液位测量雷达系统进行了研究<sup>[11]</sup>。该测量系统的集成微波前端的中心频率为 10GHz, 调制带宽 1.5GHz, 调频周期 20ms, 在对 VCO 进行闭环校正以及运用了 FFT 相位信息后使得测试精度在 1mm 以内, 大大提高了测试的准确程度。2002 年, 盛怀茂研制了应用于汽车防撞毫米波 FMCW 雷达的 VCO 单片电路<sup>[12]</sup>。以 GaAs 为衬底, Gunn 二极管 VCO 芯片, 尺寸为 4.4mm $\times$ 3.9mm, 振荡频率为 28.8GHz, 调制带宽 20MHz。

### 1.3 近距离测距技术的研究意义

随着科技的高速发展, 雷达系统的应用范围也越来越宽广。在军事领域, 导弹引信雷达用来测量弹头附近有无目标, 并测量其距离, 当距离缩小到弹片足以击伤目标的瞬间, 使弹头爆炸, 提高命中率。战场监视雷达需要测定目标的三个坐标, 要求的精确度和分辨力较高, 特别是目标间的相对位置数据的精度要求较高。在靶场上, 弹迹探测雷达能对炮弹的飞行轨迹特别是爆炸点位置进行准确探测, 并可返回校正信息, 修正发射参数, 以提高炮弹的命中率。在以上军事应用场合都需要对近距离目标进行距离测量并提供高精度数据, 这些军事需求促进

了近距离测距技术的研究。在民用方面，近距离探测技术的需求也在日益增长。人们对汽车行车安全的重视使得研究人员对测量汽车前方百米以内障碍物的距离、速度等信息产生了浓厚的兴趣。而在石油、油料等关系国际民生的行业，需要液位测量系统对油罐内的货物进行监控和计量。高精度液位测量对各种液位自动控制系统的正常运行，对保证各种液体货物贸易的公平合理进行有重要意义。

#### 1.4 本文研究的主要内容

本课题来源于教研室自拟项目，是对飞行速度 1000m/s 以下，离探测器 5~50m 以内，入射角度在 $\pm 25^\circ$  以内的近距离高速运动目标进行距离探测，目标在 6GHz 时的散射截面积为  $0.1 \cdot m^2$ 。测距精度小于等于  $\pm 2m$ 。

本文研究的主要内容是根据以上目标参数分析并确定系统体制，设计发射信号波形参数，根据系统方案设计微波前端，并通过实验验证系统方案的可行性。其中，第二章对脉冲法和调频连续波两种测距方法进行对比，确定调频连续波为系统体制，并设计了发射信号波形参数；第三章介绍了 C 波段调频连续波频率源的设计和测试结果；第四章介绍了接收电路的设计与测试结果；第五章设计了系统所需的微带天线并给出测试结果；第六章进行了系统联调实验；最后为本文结论。

本文的具体工作如下：

- 1、系统方案论证以及发射信号波形设计；
- 2、采用 DDS+倍频+上变频的方法设计了 C 波段三角形调频连续波频率源；
- 3、采用 MMIC 芯片设计了 C 波段发射放大电路，C 波段下混频接收电路；
- 4、设计了 C 波段中等带宽的两层电磁耦合微带天线；
- 5、对各个单元部件进行了测试并进行了系统联调。

## 第二章 近距离测距系统分析

测量目标的距离是雷达的基本任务之一<sup>[1]</sup>。无线电波在均匀介质中以固定的速度直线传播（在自由空间传播速度约等于光速  $c=3\times 10^8\text{ m/s}$ ）。若雷达位于原点，而在空间中有一目标，则目标至雷达站的距离（即斜距） $R$  可以通过测量电波往返一次所需的时间  $t_d$  得到，即

$$t_d = \frac{2R}{c} \quad (2-1)$$

$$R = \frac{1}{2}ct_d \quad (2-2)$$

而时间  $t_d$  也就是回波相对于发射信号的延迟。因此，目标距离测量就是要精确测定延迟时间  $t_d$ 。根据雷达发射信号的不同，测定延迟时间通常可以采用脉冲法，频率法和相位法。本章首先介绍工程中常应用的脉冲法和调频连续波的基本原理，然后根据本课题被测目标的特点分析对比这两种方法，确定所采用的系统方案，并设计发射信号波形参数。

### 2.1 测距基本原理

#### 2.1.1 脉冲法测距基本原理

如图 2-1 所示，在脉冲雷达中，发射脉冲信号的宽度为  $\tau$ ，脉冲重复周期为  $T$ ，若目标处于不模糊距离之内时，可以通过观察发射脉冲信号和回波脉冲信号之间

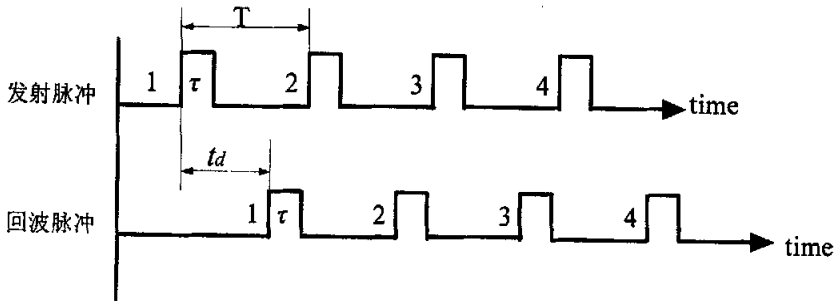


图 2-1 发射和回波脉冲串



的时间延迟  $t_d$  就可以求得目标与雷达之间的距离。发射信号的脉冲宽度  $\tau$ ，脉冲重复周期  $T$ ，以及脉冲平均功率  $P_{Tavg}$  是发射信号波形设计的主要参数。其中脉冲宽度  $\tau$  影响最小可测量距离，脉冲重复周期  $T$  影响最大单值测量距离，脉冲平均功率  $P_{Tavg}$  决定雷达探测距离。

### 2.1.2 三角形调频连续波测距基本原理

三角形调频连续波雷达的原理框图如图 2-2 所示。发射机产生调频连续波信号，其频率在时间上按三角形规律变化，经定向耦合器，一部分功率作为接收机混频器的本振信号，大部分通过天线向外发射，发射信号碰到目标后，目标反射信号进入天线，目标回波信号和发射机直接耦合过来的发射信号在接收机混频器内混频。在无线电波传播到目标并返回天线的这段时间内，发射机频率较之回波频率已有了变化，因此在混频器输出端便出现了差频信号。后者经放大、限幅后加到频率计上。由于差频的频率与目标距离有关，所以频率计的指数就反映了目标距离。下面具体讨论三角形调频连续波的测距原理。

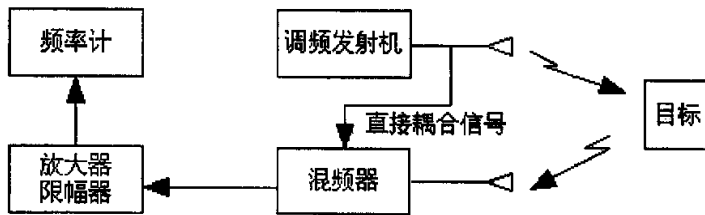


图 2-2 调频连续波雷达原理框图

三角形调频连续波的发射频率按周期性三角形波的规律变化，如图 2-3 所示。

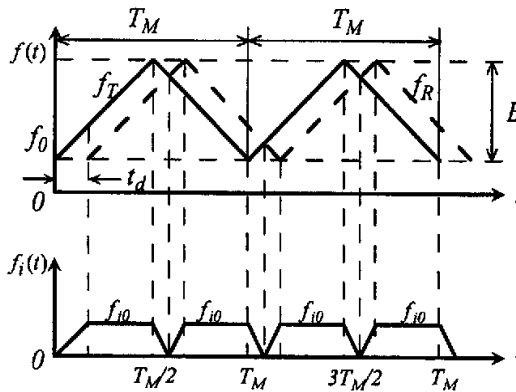


图 2-3 三角形调频连续波收发频率变化规律

图中  $f_T(t)$  为发射信号的线性扫频输出, 发射信号的起始频率为  $f_0$ , 调制带宽为  $B$ , 调制周期为  $T_M$ , 扫频斜率为  $\mu = 2B/T_M$ 。  $f_R(t)$  为回波信号的线性扫频输出, 它和发射信号的变化规律相同, 但在时间上延迟  $t_d$ ,  $t_d = 2R/c$ 。  $f_d(t)$  为发射和接收信号之间的差频频率。

如图 2-3 所示, 发射信号的频率  $f_T(t)$  可写成如下表达式:

$$f_T(t) = \begin{cases} f_0 + \mu t & 0 \leq t \leq T_M/2 \\ f_0 + 2B - \mu t & T_M/2 \leq t \leq T_M \end{cases} \quad (2-3)$$

则发射信号的瞬时相位为

$$\begin{aligned} \theta_T(t) &= 2\pi \int f_T(\tau) d\tau \\ &= \begin{cases} 2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2) + \theta_1 & 0 \leq t < T_M/2 \\ 2\pi(f_0 t + 2Bt - \frac{1}{2}\mu t^2) + \theta_2 & T_M/2 \leq t < T_M \end{cases} \end{aligned} \quad (2-4)$$

因此发射信号可表示为

$$V_T(t) = A \cos(\theta_T(t)) \quad (2-5)$$

式中  $\theta_1$  和  $\theta_2$  为发射信号的相位常数。回波信号的频率  $f_R(t)$  可写成如下表达式:

$$f_R(t) = f_T(t - t_d) = \begin{cases} f_0 + \mu(t - t_d) & t_d \leq t < t_d + T_M/2 \\ f_0 + 2B - \mu(t - t_d) & t_d + T_M/2 \leq t < T_M + t_d \end{cases} \quad (2-6)$$

则回波信号的瞬时相位为

$$\begin{aligned} \theta_R(t) &= 2\pi \int f_R(\tau) d\tau \\ &= \begin{cases} 2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t(t - 2t_d)) + \varphi_1 & t_d \leq t < t_d + T_M/2 \\ 2\pi(f_0 t + 2Bt - \frac{1}{2}\mu t(t - 2t_d)) + \varphi_2 & t_d + T_M/2 \leq t < t_d + T_M \end{cases} \end{aligned} \quad (2-7)$$

因此回波信号可表示为

$$V_R(t) = B \cos(\theta_R(t)) \quad (2-8)$$

式中  $\varphi_1$  和  $\varphi_2$  为回波信号的相位常数。回波信号和发射信号在混频器中混频产生差频信号, 差频信号的频率可表示为式(2-9)。

对于一定距离  $R$  的目标回波, 除去在  $t$  轴上很小一部分  $2R/c$  以外, 其它时间 ( $t_d \leq t < T_M/2$  和  $t_d + T_M/2 \leq t < T_M$ ) 差频是不变的。这个固定的差频  $f_{i0}$  是一个与

距离有关的常数，通过测量这个固定的差频 $f_{i0}$ 可以得到目标的距离 $R$ ，如式(2-10)所示。

$$f_i(t) = |f_T(t) - f_R(t)| = \begin{cases} f_0 + \mu t & 0 \leq t < t_d \\ \frac{4BR}{T_M c} & t_d \leq t < T_M/2 \text{ \& } t_d + T_M/2 \leq t < T_M \\ |2B - 2\mu t + \mu t_d| & T_M/2 \leq t \leq t_d + T_M/2 \end{cases} \quad (2-9)$$

$$R = \frac{cT_M}{4B} f_{i0} \quad (2-10)$$

调频连续波的特点为<sup>[13][14]</sup>：(1)不存在距离盲区，由于调频连续波雷达的发射机和接收机是同时工作的，不像脉冲雷达那样需要在发射机工作期间关闭接收机，所以调频连续波雷达不存在距离盲区；(2)容易实现极高的距离分辨力，根据雷达系统理论，雷达的理论分辨力由雷达信号带宽决定。在线性调频连续波雷达中，易得到大带宽信号，而接收机视频部分的带宽却远远小于信号带宽，因此易于工程实现；(3)信号能量大，时宽带宽积大，根据雷达统计检测理论，在噪声功率一定的情况下，雷达的检测能力由信号能量决定。调频连续波雷达采用的是大时宽带宽积信号，所以它具有远远大于具有同等信号电平和信号带宽的脉冲信号能量；(4)抗截获性能强，由于调频连续波雷达的平均功率低且带宽时宽积大，因此不易被电子侦察设备检测到；(5)功率要求小，结构简单，由于调频连续波雷达是依靠大时宽带宽积来获得信号能量的，一般不需要很高的峰值功率，因此使得系统易于采用微波固态组件实现调频连续波，简化了结构，减小了体积、重量，并降低了成本。

调频连续波的缺点为：(1)作用距离近，由于连续波体制的发射机和接收机是同时工作的，当收发共用一副天线时，发射机泄漏功率将阻塞接收机，因而限制了发射功率的大小，使得作用距离近；(2)存在距离—速度耦合，由于调频连续波是大时宽带宽积信号，根据雷达模糊函数理论，它必然存在距离和速度的耦合问题，这将导致实际分辨力下降，引起测距误差；(3)难于同时测量多个目标，如欲测量多个目标，必须采用大量滤波器，使得装置复杂，从而限制其应用范围。

表 2-1 将单载频脉冲法和调频连续波技术在关于距离测量方面的性能进行了对比。

表 2-1 单载频脉冲法和调频连续波技术的性能比较

参数	单载频 脉冲体制	调频 连续波
测距精度	优	一般
距离分辨力	一般	优
测距盲区	有	无
作用距离	中远程	近程
峰值功率	高	低
抗截获能力	弱	强

## 2.2 脉冲法和三角形调频连续波的波形设计

本课题被测目标的特性为，飞行速度 $\leq 1000\text{m/s}$ ，距测距器 $5\sim 50\text{m}$ ，入射角度 $\leq \pm 25^\circ$ ，在 $6\text{GHz}$ 时目标的散射截面约为 $0.1\text{m}^2$ 。测距精度要求 $\leq \pm 2\text{m}$ 。根据这些已知的参数以及测距精度可以设计发射信号波形参数。

### 2.2.1 脉冲法测距的波形参数设计

脉冲发射信号的波形参数主要有脉冲宽度 $\tau$ 、脉冲重复周期 $T$ 。脉冲宽度决定最小测量距离，而脉冲重复周期决定最大单值测量距离。

系统作用距离为 $5\text{m}\sim 50\text{m}$ 。为不模糊测量最小距离，脉冲宽度 $\tau$ 应满足下式

$$\tau < 2R_{\min}/c = 33.3\text{ns} \quad (2-11)$$

为获得单值测距，则脉冲重复周期 $T$ 应满足下式

$$T > 2R_{\max}/c = 0.333\mu\text{s} \quad (2-12)$$

目标的最大运动速度为 $1000\text{m/s}$ ，对应最大多普勒频率 $f_d = 2v/\lambda = 40\text{kHz}$ （发射脉冲中心频率为 $6\text{GHz}$ ，波长为 $50\text{mm}$ ）。为保证不模糊测速，则

$$f_d < 2/T \quad (2-13)$$

即 $T < 50\mu\text{s}$

根据以上计算并考虑脉冲上下沿时间等因素,发射脉冲信号波形可设计为脉冲宽度  $\tau = 20\text{ns}$ , 脉冲重复周期  $T = 5\mu\text{s}$ 。

根据以上设计的发射脉冲信号波形以及雷达方程(2-14)式可以计算最小发射脉冲功率。式中  $P_T$  为发射脉冲功率;  $G_T$  为发射天线增益;  $G_R$  为接收天线增益;  $\lambda$  为工作波长;  $\sigma$  为目标雷达截面积;  $R_{\max}$  为雷达最远作用距离;  $K$  为波耳兹曼常数;  $T_0$  为环境绝对温度;  $F$  为接收机噪声系数(dB);  $\tau$  为脉冲宽度。

$$P_T = \frac{KT_0 F(S/N)_{\text{omin}} (4\pi)^3 R_{\max}^4}{G_T G_R \lambda^2 \sigma \tau} \quad (2-14)$$

设工作波长  $\lambda = 50\text{mm}$ ; 发射天线增益  $G_T = 8\text{dB} = 6.3$ ; 接收天线增益  $G_R = 6\text{dB} = 4$ ; 目标散射截面积为  $0.1 \text{m}^2$ ; 系统最大作用距离  $R = 50\text{m}$ ; 波耳兹曼常数  $K = 1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$ ; 环境绝对温度  $T_0 = 290^\circ$ ; 接收机噪声系数  $F = 6\text{dB} = 4$ ; 脉冲宽度  $\tau = 20\text{ns}$ ; 一般雷达中,信号处理所需的信噪比一般大于  $13\text{dB}$  即可,因此在信噪比为  $13\text{dB}$  时可以得到最小的发射脉冲功率为  $P_T = 31.5\text{W} = 45\text{dBm}$ 。

### 2.2.2 三角形调频连续波波形参数设计

对于三角形调频连续波的发射信号波形参数主要有调制周期  $T_M$ 、调制带宽  $B$ 。下面介绍系统主要参数的选择<sup>[9]</sup>。

#### 1. 调制周期 $T_M$ 的确定

为了消除测距的非单值性,应使调制周期  $T_M$  大于最大作用距离时雷达回波延迟时间,即

$$T_M \gg \frac{2R_{\max}}{c} = 0.33\mu\text{s} \quad (2-15)$$

只有尽量减小由于延迟时间带来的不规则区间,才能减小或消除差频信号的许多谐波分量和离散频谱,使其在任一距离均为单一差频频率。

#### 2. 调制带宽 $B$ 的确定

测距误差  $\Delta R$  与差频测量误差  $\Delta f_i$  的关系为

$$\Delta R = \frac{cT_M}{4B} \Delta f_i \quad (2-16)$$

差频信号的频谱是离散的,只有调制频率  $F_M$  整数倍的频率分量,因此差频测量最小误差为  $\Delta f_i = F_M$ 。带入上式得到测距误差与带宽的关系为

$$\Delta R = \frac{c}{4B} \quad (2-17)$$

测量误差要小于测量精度  $\Delta R_{max}$ ，因此调制带宽要满足以下关系，

$$B \geq \frac{c}{4\Delta R_{max}} \quad (2-18)$$

由于要求的测距精度  $\Delta R_{max}$  小于 2m，所以调制带宽

$$B > 37.5MHz \quad (2-19)$$

要消除多普勒效应对测距精度的影响，多普勒频率  $f_d$  应远小于最小作用距离对应的差频  $f_{imin}$ 。本文所研究的目标的最大速度为  $v=1000m/s$ ，对应的最大多普勒频率为

$$f_{dmax} = \frac{2v_{max}}{\lambda} = 40kHz \quad (2-20)$$

最小作用距离  $R_{min}$  为 5m，因此调制带宽和调制周期应满足下式

$$f_{imin} = \frac{4BR_{min}}{cT_M} \gg f_{dmax} \quad (2-21)$$

即

$$\frac{B}{T_M} \gg 0.6MHz/\mu s \quad (2-22)$$

由于调频发射机寄生调幅的存在，导致在回波信号中混频器输出端也存在调制信号  $F_M$ ，为克服调幅对测距精度的影响，则最小差频

$$f_{imin} \gg F_M \quad (2-23)$$

即

$$B \gg 15MHz$$

根据以上分析，可以设计三角形调频连续波发射信号的波形参数，调制周期  $T_M=10\mu s$ ，调制带宽  $B=100MHz$ 。同理根据设计的波形参数和雷达方程(2-14)式可以得到发射功率。式中参数的取值与脉冲法相同，除了时间因子  $\tau$ ，此时时间因子  $\tau$  为接收机积累时间，取为调频连续波调制周期  $10\mu s$ 。计算可得最小的发射功率为  $P_T=64mW=18dBm$ 。

通过上面对脉冲法和调频连续波两种方法的发射波形参数的设计以及发射功率的分析可以发现，脉冲法的脉冲宽度较窄，只用 20ns 左右，制作难度较大，而

且脉冲发射功率较大，会增加发射机末级功率放大器及散热装置设计的难度，同时也增加了功耗。调频连续波的波形参数对微波部件和调频连续波信号源的设计要求较低，发射功率较脉冲法也较小，降低了系统对末级功率放大器 1dB 压缩点的要求，这也增加了器件芯片的选择范围，降低了整个系统的设计难度。因此本文选择调频连续波作为系统测距方法，发射信号波形为三角形调频连续波，调制周期  $T_M=10\mu\text{s}$ ，调制频偏  $B=100\text{MHz}$ ，中心频率 6GHz，发射信号输出功率大于 20dBm。

### 2.3 调频连续波频率源的产生方法

产生调频连续波(FMCW)信号的方法主要有以下三种：

(1) 用 YIG 振荡器，易实现大时带宽积，但调频速度受限；

(2) 用压控振荡器(VCO)，易实现大时带宽积，可实现较快的调频速度。它是通过把模拟信号加到变容二极管调谐 VCO 的电压控制端实现的。由于变容二极管的固有特性，VCO 的输出频率与控制电压之间是非线性关系，在不进行线性度校正的情况下，发射信号的线性度一般只有 2~5%，不能满足高线性 FMCW 雷达的总体要求。图 2-4 为 Hittite 公司生产的 HMC358MS8G VCO 芯片的调谐电压和输出频率之间的关系。从图中看出，虽然该 VCO 输出频率满足本文要求，但是线性度不理想。

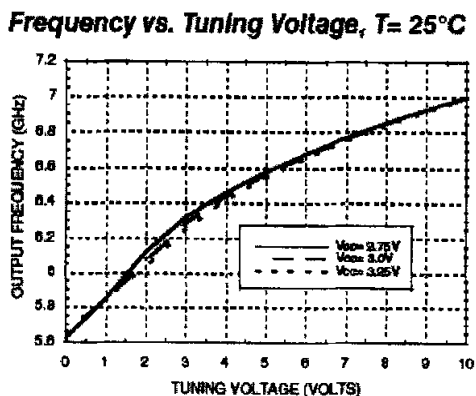


图 2-4 HMC358MS8G VCO 调谐电压与输出频率关系曲线

要获得较好的调频线性度，就必须进行输出频率与调谐电压的校正及修正。常采用的校正方案有电抗补偿线性校正、开环线性度校正与闭环线性度校正三种

类型<sup>[15][16][17][18]</sup>。电抗补偿线性校正通过电抗补偿回路调整 VCO 谐振回路的拓扑结构, 改变其谐振频率与电调组件之间的函数关系, 从而实现对 VCO 电调特性的线性校正。电抗补偿线性校正的缺点是调试工作较为繁琐, 校正后的 VCO 电调特性的波纹起伏较大, 线性校正精确度不易得到可靠保证。开环线性校正通过在 VCO 电调电压与 VCO 电调端口之间插入转移特性函数为 VCO 电调特性函数反函数的线性校正器, 实现对 VCO 电调特性的线性校正。开环校正一般只能达到千分之几的线性度。开环校正实现方案简单、成本低, 但线性校正器电路本身存在的底噪声会增加 VCO 的输出噪声, 同时对 VCO 电调信号带宽 (即电调速度) 有一定限制, 而且电调特性随温度等环境因素的变化而变化, 固定的控制电压波形不能适应变化的电调特性。闭环线性度校正是获得高线性度调频信号的最有效的方法, 因为它能根据 VCO 实际输出信号频率偏离理想线性频率的多少而实时、动态地修正控制电压。实时闭环线性度校正的出发点是根据需要随时调节控制电压波形, 使得频率误差趋于零。图 2-5 给出了典型的闭环线性度校正系统方案。在对 VCO 进行闭环线性度校正后, VCO 的稳态线性度可到 0.01%。

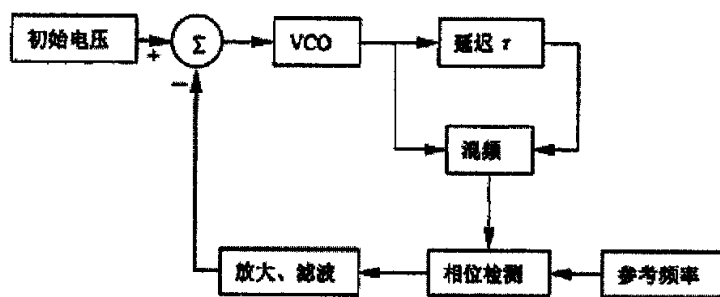


图 2-5 典型闭环线性度校正方案

(3) 频率综合法实现调频连续波, 该方法能够获得很好的相位噪声和杂散, 以及较好的线性度。主要的技术方案<sup>[19]</sup>有:

#### 1. DDS+倍频技术

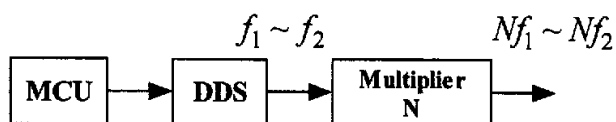


图 2-6 DDS+倍频方案

这种方案可以获得很快的频率捷变速度, 线性度以及频率步进时间只与 DDS



有关，可以实现纳秒量级的步进时间。但杂散多，最高工作频率取决于倍频器的工作频率。

### 2. DDS+上变频技术

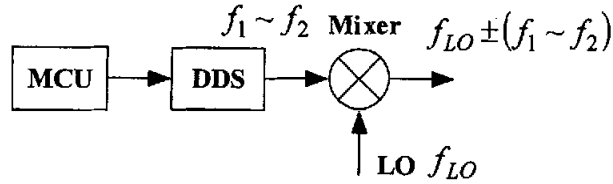


图 2-7 DDS+上变频方案

这种方案可以将数字法产生的调频信号扩展到微波，甚至毫米波段，只需更改混频器的本振频率即可实现。相位噪声低，线性度以及频率步进时间只与 DDS 有关，也可以实现纳秒量级的步进时间。但是对于混频后的滤波器设计以及频段的选择提出了高要求。

### 3. DDS+PLL 技术

DDS 与锁相环一起使用可以得到很好的相位噪声和低杂散，也易将调频信号扩展到微波毫米波段。其线性度及频率步进时间与 DDS 和锁相环路有关，一般可以实现微秒量级的步进时间。DDS/PLL 方案主要有三种：环外混频式 DDS/PLL、内插混频式 DDS/PLL、以及 DDS 激励 PLL。图 2-8 为 DDS 激励 PLL 方案。

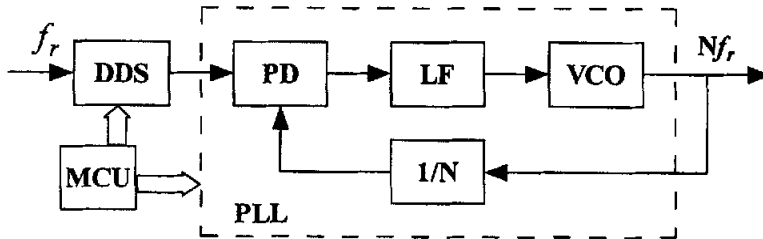


图 2-8 DDS 激励 PLL 方案

由于发射信号调制周期为  $10\mu\text{s}$ ，若采用 DDS 激励 PLL 方案，则受到锁相环频率建立时间的限制而达不到要求。若采用 VCO 闭环校正技术，则需采用 DSP 技术进行实时处理，这增加了硬件成本，并且闭环校正时间也不满足调制周期的要求。由于线性度和体积等原因而不采用 YIG 方式。DDS 产生基带调频信号再直接倍频产生微波频段调频信号存在倍频次数多、频率设计复杂等困难。若采用 DDS 产生基带调频信号直接与微波本振信号上混频产生微波频段调频信号则对滤波器

要求较高。因此本文结合 DDS 高速调频的特点以及倍频、混频易得到微波频段的特性设计了 DDS+倍频+上变频的 C 波段三角调频连续波频率源的生成方法。首先通过 DDS 产生调制带宽为  $\Delta B$  的基带调频信号，该调制带宽  $\Delta B$  小于系统要求调制带宽。再通过倍频器  $N$  倍频后产生调制带宽为  $N\Delta B$  的射频调频信号，最后与固定微波本振上混频产生 C 波段调制带宽为  $B=N\Delta B$  的微波调频连续波信号，电路框图如图 2-9 所示。该方法没有复杂的数字信号处理技术，同时由于没有采用锁相环路，因此频率步进时间只和 DDS 有关，只要 DDS 的参考时钟频率足够小，就可以满足系统对调制周期的要求。由于先产生小的调制带宽，再通过倍频的方式产生全带宽，最后和微波本振信号上混频得到系统要求的频率范围的方法，使得滤波器易于设计。

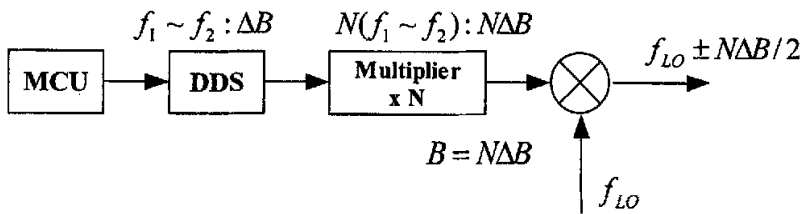


图 2-9 DDS+倍频+上混频电路框图

根据设计的电路方法，设发射信号的步进时间为  $\Delta t$ ，步进频率  $\Delta f$  以及半周期步进数  $N$ 。由于发射输出频率是阶梯步进式，因此由阶梯步进频率导致的测距误差应小于测距精度，即

$$\Delta R_{\max} > \frac{cT_M}{4B} \Delta f \quad (2-24)$$

其中  $B=N\Delta f$ ，所以上式简化为

$$\Delta t = \frac{T_M/2}{N} < 13.3ns \quad (2-25)$$

所以步进时间要小于 13.3ns，这样快的步进时间也只有 DDS 可以达到。本文取步进时间  $\Delta t = 10ns$ ，半周期步进数  $N = 500$ ，根据调制带宽可得步进频率  $\Delta f = 0.2MHz$ 。

综上所述，本文根据被测量目标参数，在对比各种方法后确定了发射信号频率源的产生方法。该方法为 DDS 输出基带的窄带调频连续波信号，经过倍频后与固定微波本振信号上混频得到完整带宽的 C 波段调频连续波信号。该调频连续波发射信号波形参数为，调制周期  $T_M = 10\mu s$ ，调制带宽  $B = 100MHz$ ，半周期步进数

$N = 500$ ，步进时间  $\Delta t = 10\text{ns}$ ，步进频率  $\Delta f = 0.2\text{MHz}$ 。

## 2.4 理论测距精度分析

### 1. 固定误差<sup>[9]</sup>

根据差频信号的分析可知，调频连续波雷达的差频信号频谱是离散的，数值是调制频率  $F_M$  的整数倍，它随目标距离的变化而阶跃变化。从而产生阶跃测量误差，常称为固定误差。固定误差大于等于差频频率为  $nF_M$  和  $(n+1)F_M$  时所对应的距离差，因此固定误差  $\Delta R_1$  为

$$\Delta R_1 \geq \frac{c}{4B} = 0.75\text{m} \quad (2-26)$$

### 2. 调频线性度引起的测距误差 $\Delta R_2$

调频线性度的定义为

$$\eta = \frac{\Delta f_{\max}}{B} \quad (2-27)$$

其中  $\Delta f_{\max}$  为实际扫频相对于理想线性扫频的最大频偏。因为 DDS 输出信号按照阶梯式步进，因此最大频率偏差就是步进频率，所以本文设计调频连续波信号的调频线性度为  $\eta = 0.2\text{MHz}/100\text{MHz} = 0.2\%$ 。调频线性度引入差频信号频率误差为  $\Delta f_{i2}$ ，其值为

$$\Delta f_{i2} = (4R\eta B)/cT_M \quad (2-28)$$

将上式带入(2-16)可得线性度引入的测距误差为

$$\Delta R_2 = \eta R \quad (2-29)$$

当目标距离取最大作用距离  $R_{\max} = 50\text{m}$  时，测距误差  $\Delta R_2 = 0.1\text{m}$ 。

### 3. 多普勒效应引起的测距误差 $\Delta R_3$

当目标与雷达之间存在相对运动时，多普勒效应产生的差频信号频率误差用  $\Delta f_{i3}$  表示，其值为

$$\Delta f_{i3} = f_d = \frac{2v}{\lambda} \quad (2-30)$$

因此引入的测距误差为

$$\Delta R_3 = \frac{cT_M}{4B} \Delta f_{i3} \quad (2-31)$$

当  $v=1000\text{m/s}$ ，由多普勒效应导致的测距误差为  $\Delta R_3=0.3\text{m}$ 。

#### 4. DDS 步进频率引起的测距误差 $\Delta R_4$

步进频率产生的差频信号频率误差为

$$\Delta R_4 = \frac{cT_M}{4B} \Delta f = 1.5\text{m} \quad (2-32)$$

根据上述分析可得总的测距误差为

$$\Delta R = \sqrt{(\Delta R_1)^2 + (\Delta R_2)^2 + (\Delta R_3)^2 + (\Delta R_4)^2} = 1.71\text{m} < 2\text{m} \quad (2-33)$$

因此采用本文设计的波形参数能够满足系统对测距精度的要求。

## 2.5 本章小结

本章根据被测目标参数对比了脉冲和调频连续波两种测距方法的优劣，确定了微波近距离测距收发前端的系统体制以及发射信号波形参数，即采用调频连续波进行距离测量。然后根据系统要求设计了 C 波段调频连续波频率源的产生方法，即采用 DDS 产生窄带的基带调频信号，再倍频上混频得到 C 波段的三角形调频连续波信号。所设计的波形参数的理论测距精度小于  $2\text{m}$ 。表 2-2 给出微波收发前端和天线部分的设计目标。

表 2-2 微波前端及天线设计目标

中心频率	6 GHz
调制带宽	100 MHz
调制周期	10 $\mu\text{s}$
步进频率	0.2MHz
步进时间	10ns
发射功率	$\geq 20\text{dBm}$
接收机噪声系数	$\leq 6\text{dB}$
天线增益	$\geq 8\text{dBi}$
天线波瓣宽度	$\geq 50^\circ$

### 第三章 C 波段 FMCW 频率源设计

调频连续波频率源是微波近距测距系统中的核心部件,通过它产生用于距离测量的调频连续波信号。根据第二章的分析可知,若采用传统的调频连续波测距电路,压控振荡器(VCO)的调频非线性特性、模拟电路中很低的频率分辨率等都对 FMCW 雷达的测距精度产生很大影响,而闭环校正电路需使用 DSP 技术,增加了系统设计的复杂度。DDS+倍频+上混频方法可以产生高线性度、频率捷变的调频连续波信号,其线性度和频率步进时间只与 DDS 有关。本章将对 C 波段 FMCW 频率源进行详细叙述。首先对产生基带调频信号的 DDS 进行理论介绍,其次设计 C 波段 FMCW 频率源的系统方案,然后介绍各电路的设计,最后给出所设计的 C 波段 FMCW 频率源的测试结果。

#### 3.1 DDS 的基础理论

直接数字式频率合成 DDS(Direct Digital Synthesis)是产生频率的一种新颖的频率合成技术<sup>[19][20]</sup>。这种技术是直接对参考正弦时钟进行抽样、数字化,然后用数字计算技术产生频率合成。这种技术的实现完全是由高速数字电路和 D/A 变换器产生。DDS 使用稳定的参考时钟源规定抽样时间,直接产生数字正弦抽样值,然后经滤波平滑输出。与其它频率合成方法相比较,它的主要优点是:相位连续;分辨率小,典型值为 0.001Hz;频率转换速度快,小于 10ns;具有低价和良好的可再制性;系统的相位噪声性能主要取决于参考时钟振荡器。

DDS 是根据正弦函数的产生,从相位出发,用不同的相位,给出不同的电压幅度,最后滤波平滑输出需要的频率。图 3-1 表示了半径  $R$  长度为 1 的单位圆。半径  $R$  绕圆旋转与  $x$  轴的正方向形成夹角  $\theta(t)$ ,即相位角。令  $R$  在  $y$  轴上的投影为  $S$ 。当  $R$  连续不断地绕圆旋转时, $S$  将取  $+1\sim-1$  之间的任意值, $\theta(t)$  从  $0^\circ\sim360^\circ$  变化。 $S$  的长度就是正弦函数的幅度,也就是  $S=R\sin\theta(t)$ ,如图 3-2(a)所示。如果  $R$  不是连续不断地围绕圆旋转,比如 8 步旋转一周,那么  $S$  的值将形成阶梯式的近似正弦函数,如图 3-2(b)所示。当步长数目增加(相位增量减小)时,阶梯式正弦波就接近实际的正弦函数。图 3-2(c)和(d)表示 32 步长和 64 步长的近似正弦函数。

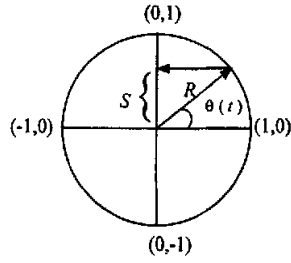


图 3-1 单位圆表示正弦函数  $S = R \sin \theta(t)$

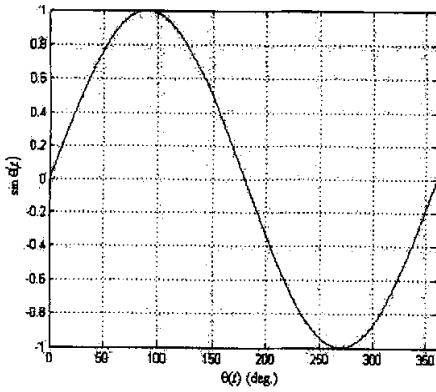


图 3-2(a) 标准正弦波

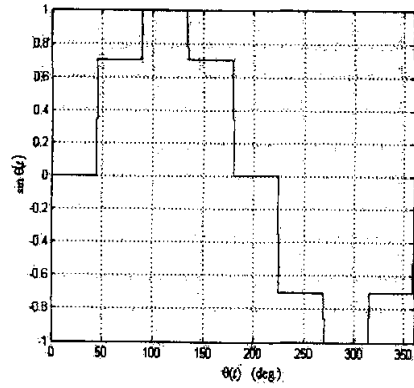


图 3-2(b) 8 步长阶梯近似正弦波

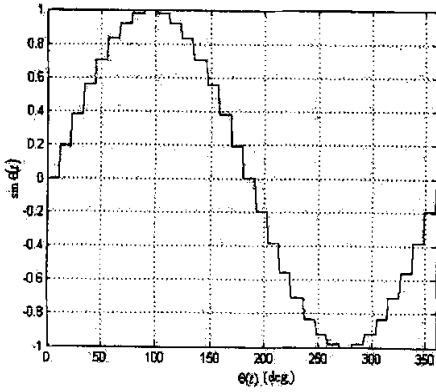


图 3-2(c) 32 步长阶梯近似正弦波

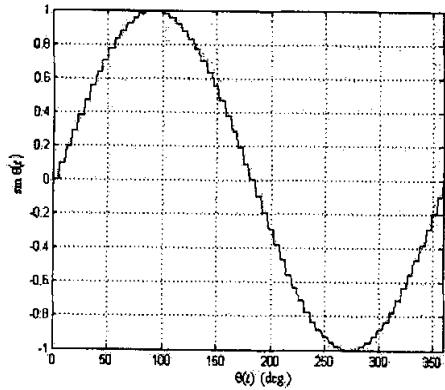


图 3-2(d) 64 步长阶梯近似正弦波

从上面的分析可以看出，通过改变相位增量的步长大小，就可以改变绕圆旋转的步长数目，从而产生变化的方法。步长越小，绕圆旋转一周就越慢，因此近似正弦波的频率就越低。

图 3-3 表示了 DDS 的原理框图。图中参考时钟是一个稳定的晶体振荡器，它用来同步合成器的各组成部分。累加器类似于一个简单的计数器，它由许多级联的 4 位加法器和寄存器组成。在每一个参考时钟脉冲输入时，它的输出就增加一个步长的相位增量值（二进制编码）。这样累计把频率控制字(FSW)的数据变换成相位抽样来确定输出合成频率的大小。相位增量的大小随频率控制字(FSW)的不同而不同，一旦给定了相位增量，输出频率也就确定了。当用这样的数据寻址时，正弦查询表就把存储在相位累加器中的抽样数字值转换成近似正弦波幅度的数字量函数。D/A 变换器把数字量变成模拟量。低通滤波器进一步平滑近似正弦波的锯齿阶梯，并衰减不需要的抽样分量和其它的带外杂散信号，以供输出使用。

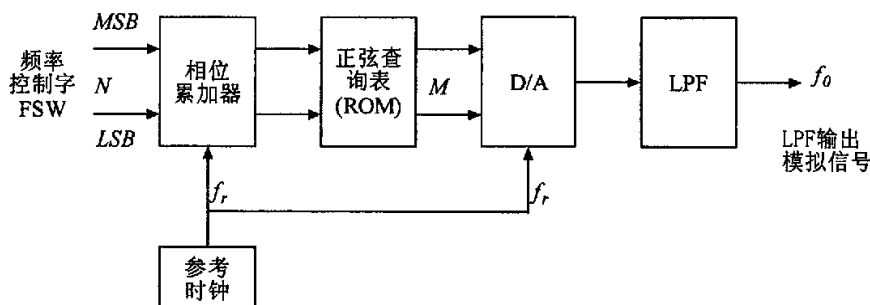


图 3-3 DDS 原理框图

设参考时钟频率为  $f_r$ ，输出频率为  $f_0$ ，频率控制字为 FSW 即相位增量。同时设累加器的长度是  $N$  位(bit)，控制 ROM 产生一整周正弦波输出是  $M$  位( $N$  位中的最高  $M$  位， $M < N$ )。显然， $2^M$  相当于  $360^\circ (2\pi \text{ rad})$ ，因而  $M$  位中的 MSB(最高有效位)相当于  $180^\circ (\pi \text{ rad})$ ； $M$  位中的 LSB(最低有效位)相当于  $360^\circ / 2^M (2\pi / 2^M \text{ rad})$ 。同样， $N$  位中的 LSB 相当于  $2\pi / 2^N \text{ rad}$ 。这个  $2\pi / 2^N \text{ rad}$  就是最小的相位增量。于是 FSW 的值对应的相位增量就是  $\text{FSW} \times 2\pi / 2^N$ 。这样，完整一整周的正弦波输出需要经过  $2\pi / (\text{FSW} \times 2\pi / 2^N)$  个参考时钟周期，即  $2^N / \text{FSW}$  个周期。因此可以得到输出频率为

$$f_0 = \frac{\text{FSW} \times f_r}{2^N} \quad (3-1)$$

由此可见，合成频率不同，相位增量也就不同。对于低的合成频率，相位增量小（最小时  $\text{FSW}=1$ ）；对于高的合成频率，相位增量。根据 Nyquist 采样定理，最大  $\text{FSW}=2^{N-1}$ 。DDS 的最小分辨率等于

$$\Delta f_{\min} = \frac{f_r}{2^N} \quad (3-2)$$

这个增量也是最低的合成频率。最高合成频率受 Nyquist 定理的限制为

$$f_{0\max} = \frac{f_r}{2} \quad (3-3)$$

实际应用中，为了保证输出波形的质量和更好地滤波，通常将 DDS 的输出频率限制在  $0.4f_r$  以下。

表 3-1 列出了目前 ADI 公司的四种典型 DDS 芯片的部分性能参数。在本文中，DDS 芯片首先要产生窄带的调频连续波信号，再倍频得到完整的调频连续波信号。为了让倍频次数尽可能的少，DDS 输出带宽应尽可能大。AD9858 在参考频率为 1000MHz 时可以直接输出最高频率为 400MHz 的信号，但是其工作模式没有自动三角形扫频功能，难于准确设计三角形调频连续波波形。AD9956 输出频率较 AD9852 和 AD9854 稍高，且具有自动三角形扫频功能，但其 I/O 接口为串口，单片机指令较多，对单片机的存储量要求较大。AD9852 满足本课题的要求且实验经验较多，因此选择 AD9852 作为产生调频连续波的 DDS 芯片。

表 3-1 ADI 公司的典型 DDS 芯片部分性能参数对比

型号	最大参考频率 (MHz)	最大输出频率 (MHz)	频率控制字数	工作模式	满负荷工作电源	I/O 接口
AD9852	300	120	48	Single-Tone/FSK/Ramped FSK/Chirp/BPSK	3.3V@992mA	Parallel, Serial
AD9854	300	120	48	Single-Tone/FSK/Ramped FSK/Chirp/BPSK	3.3V@1210mA	Parallel, Serial
AD9956	400	160	48	Single-Tone//FSK/Ramped FSK	N/A	Serial
AD9858	1000	400	32	Single-Tone/FSK/Chirp	3.3V@757mA	Parallel, Serial

AD9852 是一款高集成度的 DDS 芯片，它具有以下优良性能：最高 300MHz 的时钟采样速率；可以实现 FSK、BPSK、PSK、CHIRP、AM 信号；12 位 D/A 变换器；超高速比较器；内置  $4\times$  到  $20\times$  可编程倍频器；48 位可编程频率控制字；



14 位相位移寄存器；12 位幅度调制寄存器；自动双向扫频功能； $\text{SIN}(x)/x$  校正功能；3.3V 单电源供电；80 脚封装，体积小。AD9852 可应用于捷变频频率源，可编程时钟发生器，雷达和扫描系统中 FM Chirp 信号源，测试测量仪器。

### 3.2 C 波段 FMCW 频率源的方案设计

C 波段 FMCW 频率源的方案首先需要确定 DDS 的输出频率范围。根据 3.1 节的理论分析可以知道，DDS 的输出频率受到 Nyquist 采样定理的限制，最高输出频率只能取  $0.4f_c$ ，当参考时钟频率为 300MHz 时 AD9852 输出频率范围为 0~120MHz；另外输出频率要避开杂散较大的  $f_c/N$  点，即  $300\text{MHz}/3=100\text{MHz}$ ， $300\text{MHz}/4=75\text{MHz}$ ， $300\text{MHz}/5=60\text{MHz}$ ， $300\text{MHz}/6=50\text{MHz}$ ；同时为了减少倍频次数，输出信号带宽应尽可能的宽，因此首先选定了输出频带在较宽的 75~100MHz 内。由于 DDS 输出信号需经带通滤波器滤除杂散分量，为了降低滤波器设计难度，将 DDS 输出信号带宽设为 10MHz，因此输出频率选为 80~90MHz。因为系统调制带宽为 100MHz，因此 DDS 输出信号需经 10 倍频后得到调制带宽为 100MHz 的调频信号，该信号再与 5.15GHz 固定微波本振上混频得到 C 波段 FMCW 信号。因为 DDS 输出信号需经过 10 倍频，所以 DDS 的步进频率为  $0.2\text{MHz}/10=0.02\text{MHz}$ 。

综上所述，DDS 输出为 80~90MHz 的三角形 FMCW 信号，步进频率为 0.02MHz，步进时间为 10ns，半周期步进数为 500 点。

在确定了 C 波段 FMCW 频率源的产生方案后对微波近距离测距收发前端进行了系统设计，系统方案如图 3-4 所示。

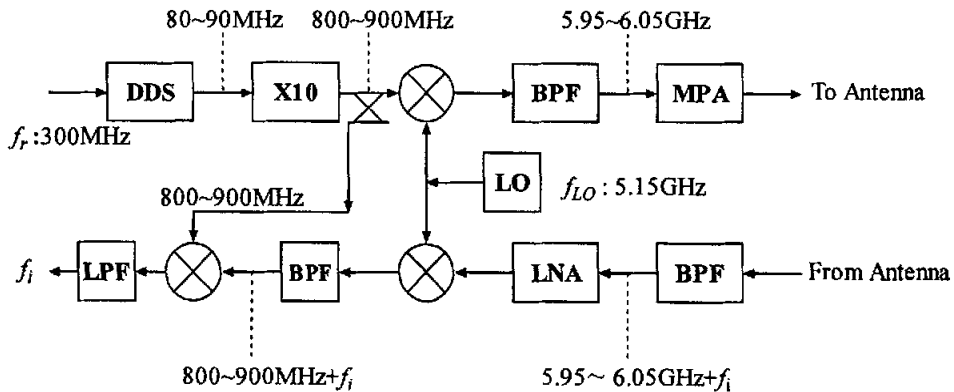


图 3-4 C 波段 FMCW 近距离测距收发前端系统方案

为使方案清晰，上图省略了部分滤波器和放大器。DDS 首先产生调制带宽为 10MHz 的 80~90MHz 三角形 FMCW 基带信号，该基带信号经过 10 倍频后得到调制带宽为 100MHz 的 800~900MHz 三角形 FMCW 射频信号，该射频信号分成两部分，一部分作为发射支路上混频器的中频信号与 5.15GHz 本振上混频得到 C 波段 FMCW 信号，另一部分作为接收支路二次混频的本振信号。C 波段 FMCW 信号通过末级功率放大器放大后达到系统要求的发射功率，经天线向外发射。对于进入接收天线的回波信号，首先通过镜频抑制滤波器滤除镜像频率，然后通过低噪声放大器降低接收支路的噪声系数，再与 5.15GHz 本振下混频得到射频 FMCW 信号。该信号再次下混频得到差频信号，差频信号频率反映了目标的距离。接收支路采用超外差两次下变频的方式。下面的章节将详细分析系统方案中所涉及的电路。

### 3.3 C 波段 FMCW 频率源及发射电路的设计

#### 3.3.1 DDS 设计

本节主要介绍 AD9852 产生三角形 FMCW 的编程思想。对 AD9852 初始化以及送频率控制字都由单片机 PIC16F887A 完成，I/O 接口采用并行方式，即将 AD9852 的 PIN70(S/P SELECT)硬件接电源地。程序流程如图 3-5 所示。

1. 初始化单片机，定义电路上对应的 8 位数据输出端口、6 位地址输出端口；
2. 初始化 AD9852，重启 AD9852，I/O 更新端口置低电平；
3. 设置 AD9852 的控制寄存器，设置 1E 寄存器确定参考时钟频率范围，设置 1F 寄存器使之成为 Ramped FSK 模式且自动三角形扫频，设置 20 寄存器来关闭反 SINC 校正器来降低功耗；
4. 由于选择了自动三角形扫频功能，所以只需向 AD9852 送输出最低频率、最高频率和步进频率的频率控制字，以及步进时间的控制字就可输出要求的三角形扫频波形。

为了使输出频率尽可能高，由(3-1)式可知参考时钟频率也应尽可能高，因此参考时钟频率取为 300MHz。根据系统方案，DDS 最低输出频率 F1 为 80MHz，最高输出频率为 90MHz，步进频率 0.02MHz，步进时间 10ns。根据(3-1)式计算最低输出频率 F1、最高输出频率 F2 以及步进频率对应的频率控制字。

$$FSW1=80 \times 2^{48}/300=75059993789508.3=444444444444(16 \text{ 进制})$$

$$FSW2=90 \times 2^{48}/300=84442493013196.8=4CCCCCCCCCCC(16 \text{ 进制})$$

$$DELTA-F=0.02 \times 2^{48}/300=18764998447.3=00045E7B272F(16 \text{ 进制})$$

$$DELTA-T=10\text{ns}/(1/300\text{MHz})=3=000003(16 \text{ 进制})$$

在计算出上述控制字后便可编辑、烧写程序。附录中给出了本文所编辑的自动扫频程序。

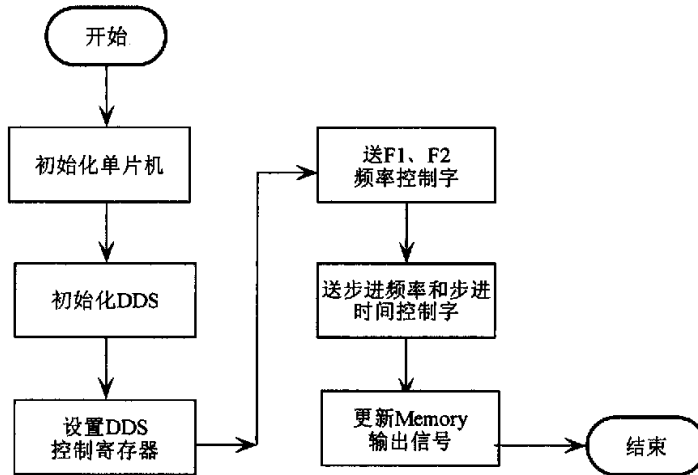


图 3-5 DDS 输出三角形扫频信号程序流程图

### 3.3.2 DDS 输出信号测试结果

本文主要编辑了 DDS 自动三角形扫频程序，对于 DDS 和单片机电路都采用教研室现有样板。DDS 的参考时钟 300MHz 是由信号源 FLUKE 6060B 提供。因为 DDS 输出信号的相位噪声与参考时钟的相位噪声密切相关，而本文主要工作为方案论证，因此采用信号源来代替低相噪晶振，所以 DDS 输出信号相噪没有参考性，未给出输出信号相位噪声图。本文所采用的测试仪器为：

信号源 FLUKE 6060B(Synthesized RF Signal Generator 10kHz~1050MHz)

频谱分析仪 Agilent E4440A(3Hz-26.5GHz PSA Series Spectrum Analyzer)

信号分析仪 Agilent E5052A(10MHz-7GHz Signal Source Analyzer)

首先测试了 80MHz, 85MHz, 90MHz 三个点频频谱，如图 3-6(a),(b),(c)所示。此均为 DDS 直接输出频谱，未经带通滤波器滤除带外杂散。由图可知，80MHz 输出频谱的带内(80~90MHz)杂散较少，且杂散抑制制度较大<-75dBc；85MHz 输出频谱的带内杂散多，每隔 5MHz 就存在一个杂散点，杂散抑制制度较差<-55dBc；

90MHz 输出频谱的带内杂散抑制度 $<-65\text{dBc}$ 。从频谱图中可知，杂散点以及杂散电平随输出频点的变化而变化，部分杂散落入带内，无法通过滤波器滤除，这会导致最终输出信号杂散的恶化，这将在 C 波段点频输出频谱中看出。除了较为明显的杂散点外，带内或附近还存在外界干扰信号，特别是广播电台干扰。这是由于 DDS 和单片机电路没有采取屏蔽措施所导致的。

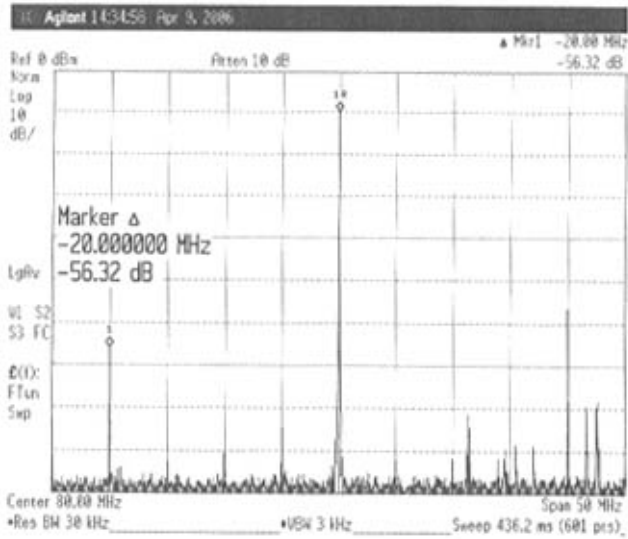


图 3-6(a) DDS 80MHz 点频输出频谱 Span 50MHz

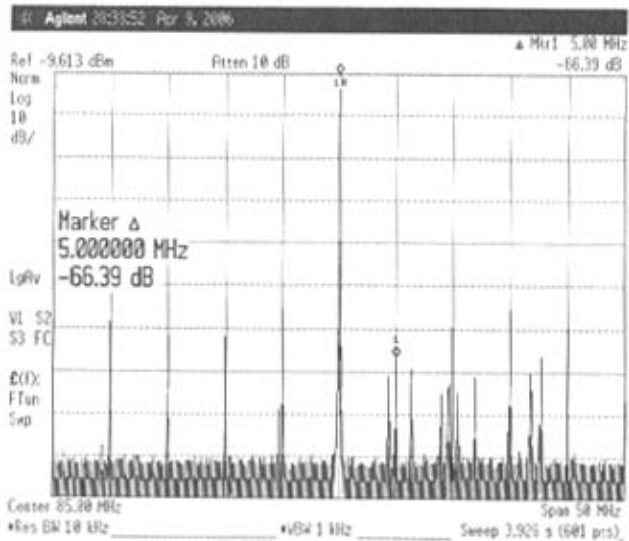


图 3-6(b) DDS 85MHz 点频输出频谱 Span 50MHz

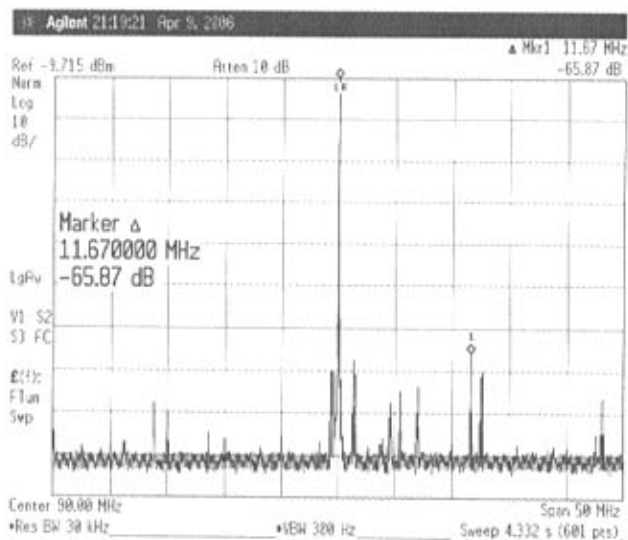


图 3-6(c) DDS 90MHz 点频输出频谱 Span 50MHz

图 3-7 示出了整个调频信号的近端频谱图，从图中可看出 DDS 调频输出信号频率范围为 80~90MHz，与设计值相同。

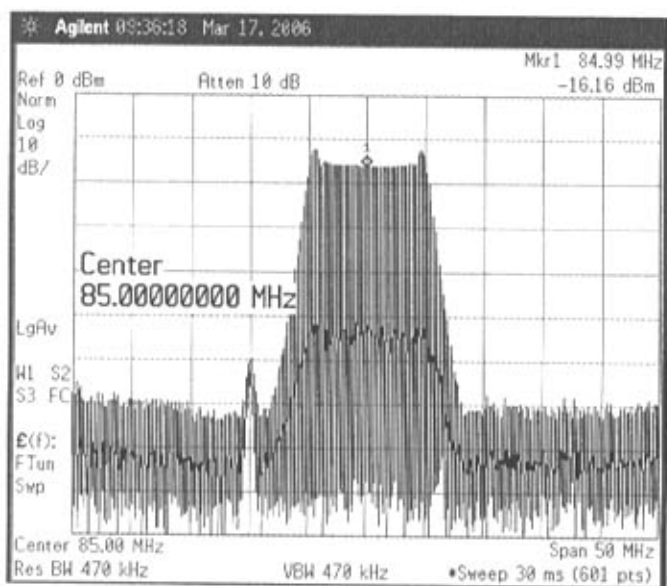


图 3-7 DDS 调频信号频谱

DDS 输出信号的步进频率和步进时间由信号分析仪 Agilent E5052A 测试。因为 Agilent E5052A 在窄带内(1.6MHz)能精确显示时频关系,因此将 DDS 测试带宽限制为 1MHz,即为 86~87MHz,测试频带在系统要求范围内。另外因为该仪器最小全屏分析时间为 100 $\mu$ s,因此需增加步进点数来满足时间要求。本文共做了两组实验来验证程序的正确性以及器件的可行性。

实验一:扫频范围 86~87MHz,步进频率 0.1MHz,步进时间 100 $\mu$ s,一个三角形扫频周期共经过 20 个步进频点,调制周期为 2ms。图 3-8(a)给出了一个完整周期的时频关系图,从图中可以看出输出信号是从 86MHz 开始以 0.1MHz 为步进间隔向上步进直到 87MHz,然后反向向下以 0.1MHz 为步进间隔直到 86MHz 为止,然后反复该过程。从图 3-8(b)看出两个频点之间的时间间隔约为 100 $\mu$ s。此验证了程序设计的正确性。

实验二:扫频范围 86~87MHz,步进频率 100Hz,步进时间 10ns,一个三角形扫频周期共经过 20000 个步进频点,调制周期为 200 $\mu$ s。图 3-9 给出了一个完整周期的时频关系图。从该图可以看出当步进时间为 10ns 时,DDS 也能够正常工作,输出频率范围以及周期与设计相同。

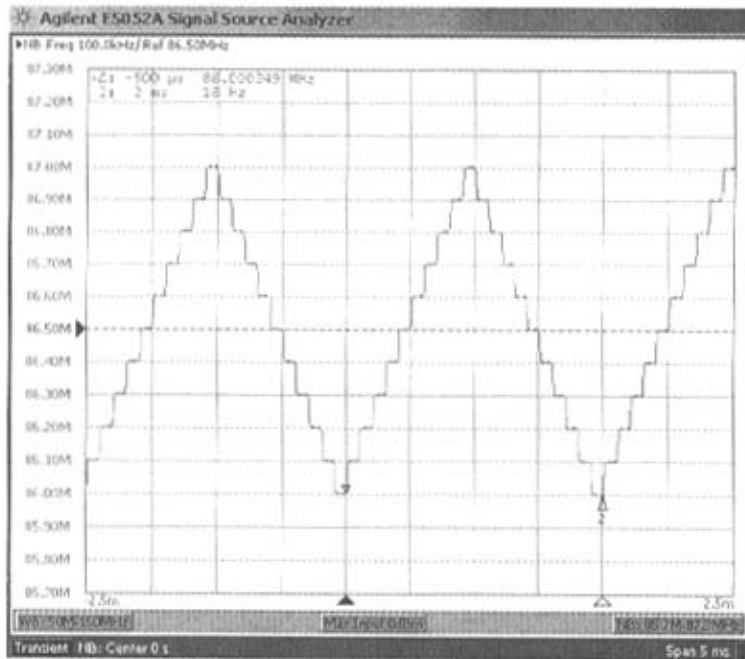


图 3-8(a) DDS 调频信号时频图: 步进时间 100 $\mu$ s, 步进频率 0.1MHz, Span : 5ms

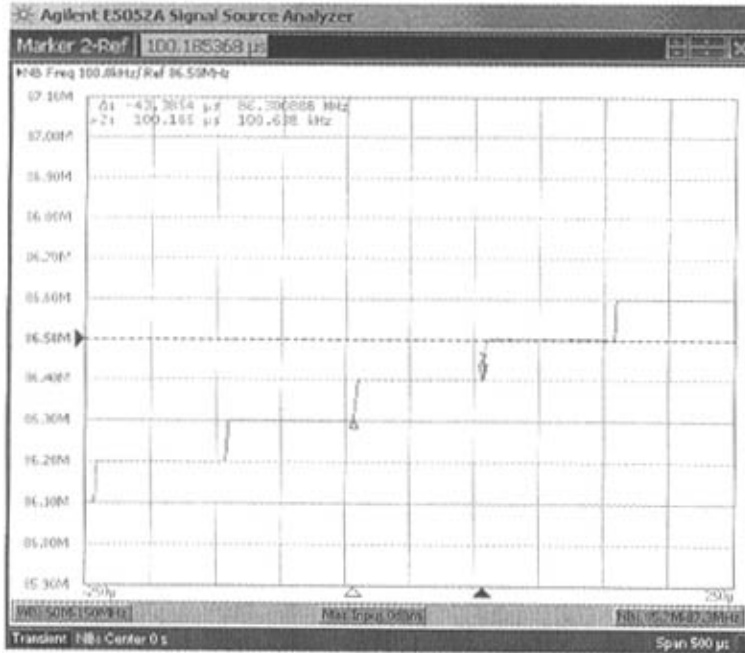


图 3-8(b) DDS 调频输出信号时频图：步进时间 100µs，步进频率 0.1MHz，Span :500µs

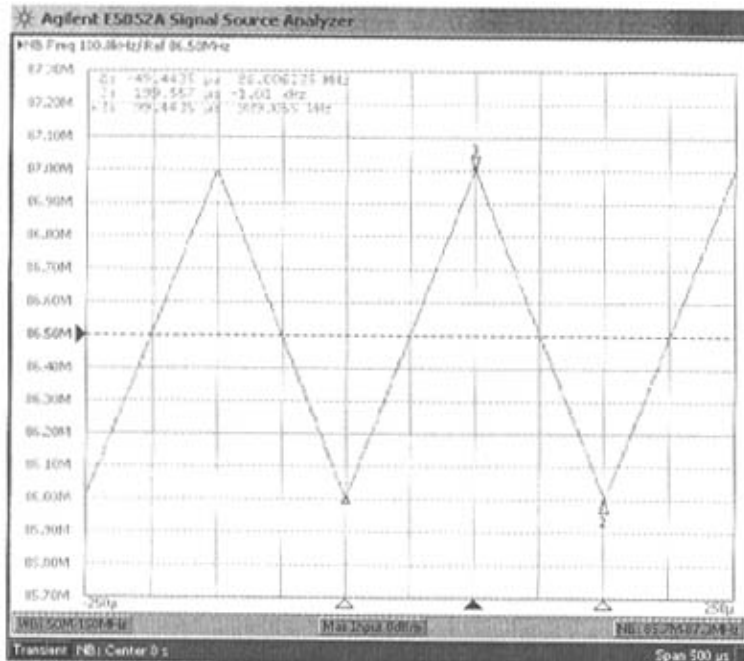


图 3-9 DDS 调频输出信号时频图：步进时间 10ns，步进频率 100Hz，Span :500µs

### 3.3.3 10 倍频电路设计

DDS 输出 FMCW 基带信号带宽为 10MHz，为实现系统调制带宽 100MHz 需 10 倍频，然而 10 倍频器较少，因此采用两次倍频的方法实现 10 倍频。可先通过 2 倍频器产生 160~180MHz 信号，在滤除基波及其他高次谐波分量后，通过奇次倍频器和带通滤波器提取出所需的 5 次谐波分量 800~900MHz。这便在射频频段实现了所需调制带宽。

根据现有条件选用 Synergy 公司的 SMX-C5 作为 2 倍频器，其典型变频损耗为 11dB，对基波和三次谐波的抑制度分别为 25dBc 和 35dBc。由于该倍频器为偶次倍频器，所以四次谐波分量较大。因此 2 倍频器后的带通滤波器要对基波、三次谐波及四次谐波都有足够的抑制。可在带通滤波器后增加低通滤波器以增大对远端谐波的抑制。5 倍频器为 Agilent 公司的 HSMP-3822 反向并联 PIN 二极管对，其三次、五次和七次的变频损耗分别为 15dB、24dB 和 28dB。由于该倍频器是由反向二极管对并联而成，根据理论<sup>[21]</sup>其偶次分量已在管对内相互抵消，所以偶次谐波分量较小。但以前的工作发现不能忽略偶次谐波分量，因此其后的带通滤波器要考虑对各次谐波成分的抑制。图 3-10 给出了倍频放大链方案图。

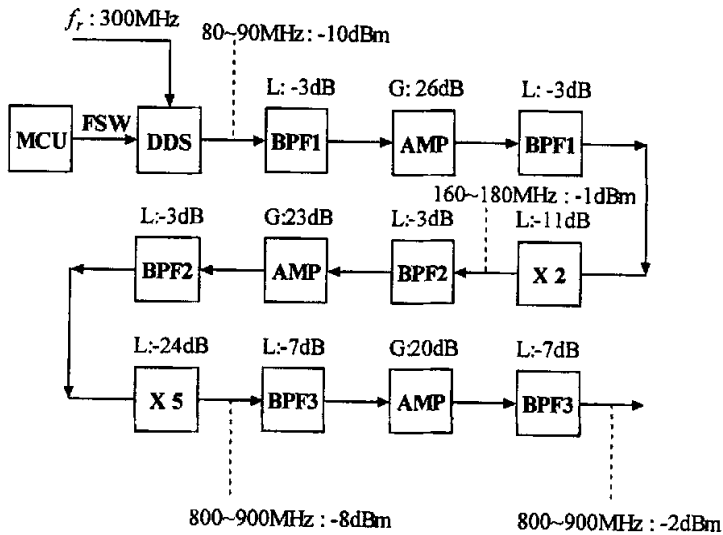


图 3-10 倍频放大滤波方案图

通过分析发现 DDS 和倍频电路中需要大量的滤波器来抑制杂散分量。其中主要有三个带通滤波器，分别是(1)DDS 输出后的带通滤波器 BPF1，其中心频率为



85MHz, 带宽 10MHz; (2)二倍频器后的带通滤波器 BPF2, 其中心频率为 170MHz, 带宽 20MHz; (3)五倍频器后的带通滤波器 BPF3, 其中心频率为 850MHz, 带宽 100MHz。为达到良好的杂散抑制制度, 三个带通滤波器都采用陡度系数较好的椭圆函数滤波器, 其中 BPF1 和 BPF2 采用三阶椭圆函数带通滤波器, BPF3 采用五阶椭圆函数带通滤波器。图 3-11, 3-12, 3-13 分别给出三种带通滤波器的电路结构和仿真结果。本文中所有集中参数滤波器的电感都用自绕线圈, 电容为普通表贴电容。实验发现随着带宽的增加, 滤波器的调试难度也随之增大, 特别是五阶椭圆函数带通滤波器, 实际测试插入损耗约为 7~8dB, 且带内平坦度不理想。

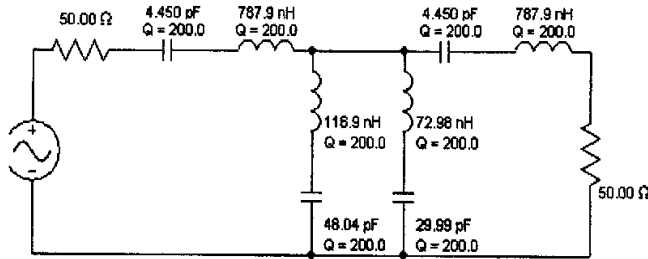


图 3-11(a) 85MHz BPF1 电路原理图

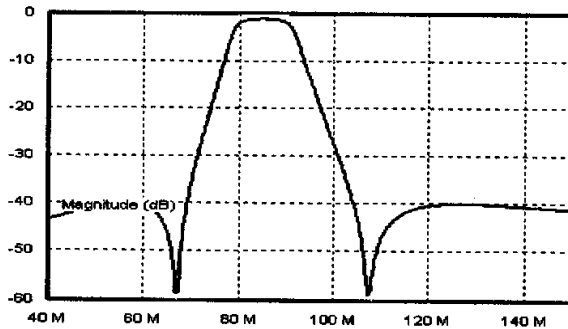


图 3-11(b) 85MHz BPF1 仿真结果图

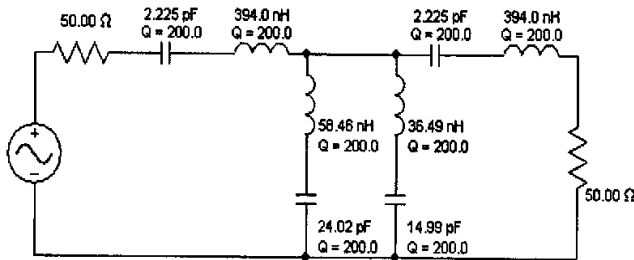


图 3-12(a) 170MHz BPF2 电路原理图

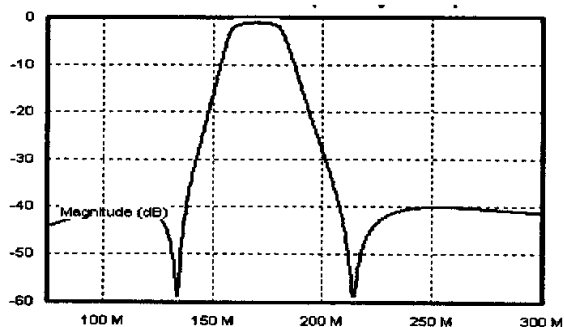


图 3-12(b) 170MHz BPF2 仿真结果图

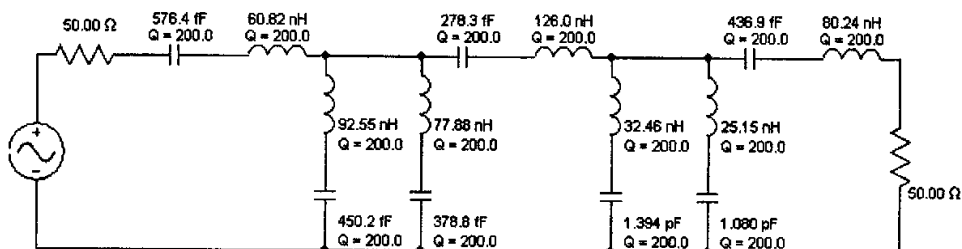


图 3-13(a) 850MHz BPF3 电路原理图

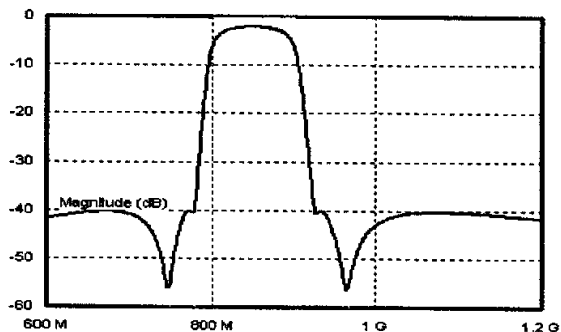


图 3-13(b) 850MHz BPF3 仿真结果图

DDS 实际输出功率约为 -10dBm，在经过两个带通滤波器 BPF1 后衰减 6dB，而二倍频器 SMX-C5 要求的最小输入功率为 6dBm，最大输入功率为 15dBm，因此在两个带通滤波器 BPF1 之间加入一级增益大于 22dB 的放大器。本文采用 Sirenza 公司的 SGA-5586，该放大器在 85MHz 能够提供大于 26dB 的增益，因此二倍频器输入功率约为 10dBm。信号在经过二倍频器以及两个带通滤波器 BPF2 后衰减到 -7dBm。而五倍频器的变频损耗在输入功率约为 10dBm 时有较佳值，因

此需要在二倍频器后加入一级增益大于 17dB 的放大器。本文采用 Sirenza 公司的 SGA-3486, 该放大器在 170MHz 能够提供大于 23dB 的增益, 因此五倍频器输入功率约为 16dBm。信号经过五倍频器以及两个带通滤波器 BPF3 后衰减-38dB。而该信号将分成两部分, 一部分作为上混频器的中频信号, 另一部分作为接收电路二次混频的本振信号。因为所选用的接收射频混频芯片带本振放大功能, 本振输入功率要求 0dBm, 再考虑到 3dB 功分作用, 所以最终倍频输出功率 3dBm 即可。因此在五倍频后需要引入一级增益大于 25dB 的放大器。本文采用 Hittite 公司的 HMC476 作为五倍频后的放大器, 该放大器在 850MHz 能够提供 20dB 增益。虽不满足要求, 但可以通过调整三个放大器的偏置电流来达到最终输出功率要求。对于上面三个放大器由于其电路结构较简单, 这里不给出具体的设计过程。

### 3.3.4 10 倍频的发射中频信号测试结果

本节给出 10 倍频的发射中频信号测试结果。图 3-14(a),(b),(c)分别为 800MHz, 850MHz, 900MHz 点频频谱。由图可知输出信号对其他倍频分量的抑制度 $<-55\text{dBc}$ , 但三个点频信号的带内杂散不理想。800MHz@ $\pm 100\text{MHz}$  内杂散抑制 $<-50\text{dBc}$ , 850MHz@ $\pm 100\text{MHz}$  内杂散抑制 $<-40\text{dBc}$ , 900MHz@ $\pm 100\text{MHz}$  内杂散抑制 $<-55\text{dBc}$ 。这些是由基带信号的带内杂散所导致的, 滤波器无法滤除。三个点频对二次谐波的抑制度都 $<-40\text{dBc}$ 。

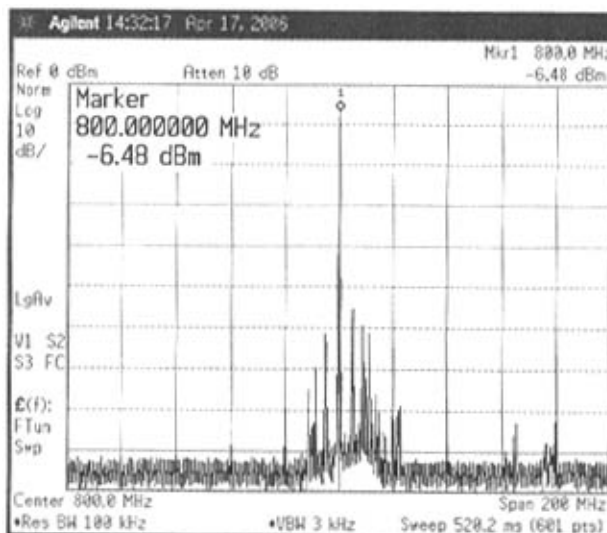


图 3-14(a) 800MHz 点频频谱 Span 200MHz

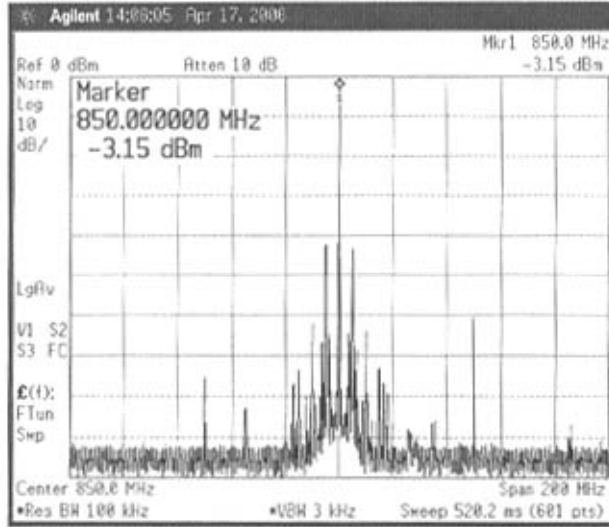


图 3-14(b) 850MHz 点频频谱 Span 200MHz

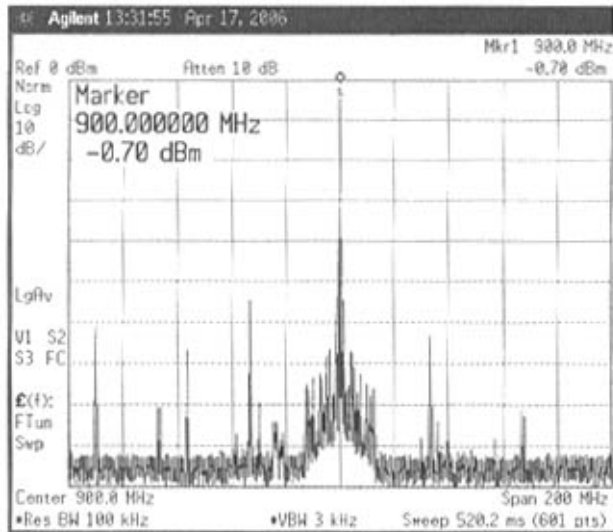


图 3-14(c) 900MHz 点频频谱 Span 200MHz

图 3-15 示出 10 倍频发射中频调频信号的频谱，从图中看出 10 倍频输出中频信号为 800~900MHz，输出功率为-7~-1dBm，输出信号幅度平坦度不理想。这是由五倍频器后的五阶带通滤波器 BPF3 的带内波纹过大而造成的。

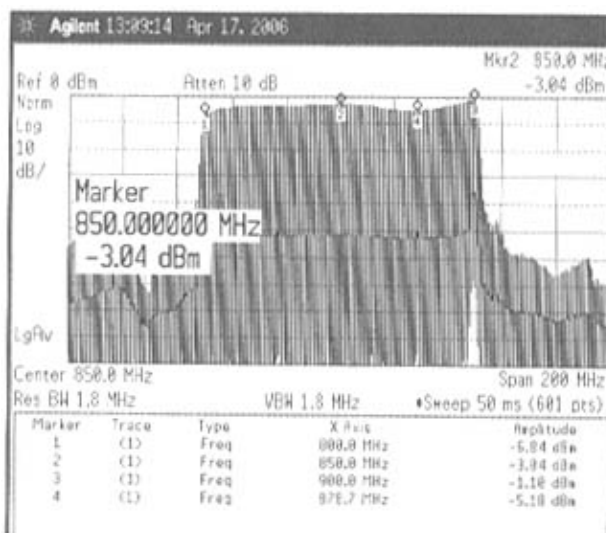


图 3-15 10 倍频调频频谱图

从测试结果看出 10 倍频发射中频信号存在较多问题, (1)带外杂散抑制制度不够, 只有 -55dBc 左右, 这可通过调整滤波器和增加滤波器来提高带外杂散抑制; (2)带内杂散电平较大, 这主要取决于基带信号的质量。从 3.3.2 节的基带信号测试结果看出带内杂散较大; (3)输出信号的幅度平坦度不理想, 这可通过优化滤波器性能来改善。

### 3.3.5 上混频及放大电路设计

根据图 3-4 系统方案, 800~900MHz 的射频调频信号与 5.15GHz 固定本振信号上混频得到中心频率 6GHz, 带宽 100MHz 的 FMCW 信号。该 FMCW 信号经过放大滤波电路后可将发射功率提升到 20dBm 以上。下图给出上混频放大滤波电路的设计方案。800~900MHz 调频信号作为中频信号输入到混频器中频端, 本振信号由 AV1481C 微波合成扫频信号发生器提供。为降低信号发生器输出功率, 选用

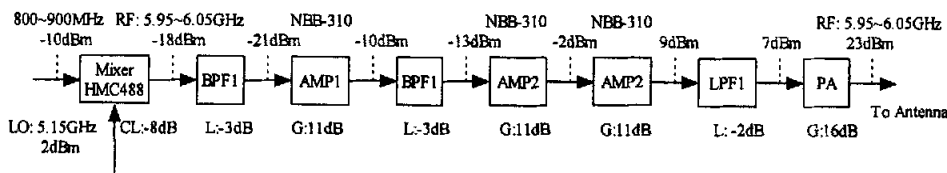


图 3-16 上混频放大滤波电路

带本振放大功能的混频芯片 HMC488MS8G, 其工作频带为 4~7GHz, 本振驱动功率为 0~+6dBm, 变频损耗为 7~8dB。混频后用中心频率 6GHz, 带宽 600MHz 的微带带通滤波器 BPF1 提取出上边带信号, 同时抑制下边带和其他交调分量。上混频信号即为所需的 C 波段 FMCW 信号, 该信号经过级联放大器, 抑制谐波的低通滤波器以及末级中功率放大器后达到要求的输出功率。前级驱动放大器选择 RFMD 公司的 NBB-310, 其增益为 11dB, 末级功率放大器选择 Hittite 公司的 HMC406, 其  $P_{1dB}=24dBm$ , 增益为 16dB。整个上变频放大滤波电路的增益放大系数为  $G=-8-3+11-3+11+11-2+16=33dB$ 。电路中混频器、放大器都已内匹配, 外围只有偏置电路, 因电路较简单, 在此不详述。

本文主要进行了微带带通和低通滤波器的设计、仿真。带通滤波器 BPF1 用于提取上混频信号 5.95~6.05GHz, 抑制下混频信号 4.25~4.35GHz、本振信号 5.15GHz。带内插损要求小于 3dB。为了使整体电路对本振抑制 60dBc, 而混频器本振到射频的隔离度为 30dB, 三级放大器和一级末级功率放大器对本振信号的放大增益为 49dB, 因此滤波器对 5.15GHz 本振信号至少应衰减 80dB。本文采用放大器前后两级滤波的方法达到总共 80dBc 的抑制度, 每一级滤波器对本振信号的抑制应大于 40dBc。由于 4.25~4.35GHz 下混频信号离中心频率 6GHz 较远, 因此滤波器对其的抑制大于 50dBc, 经过两级滤波和四级放大后, 整体电路对下混频信号的抑制度大于 53dBc。

带通滤波器采用平行耦合线形式, 其带宽可以做到 20%左右。为了在 5.15GHz 达到 40dB 的抑制度, 阶数选为 6 阶。初始值由理论公式<sup>[22][23][24]</sup>计算得到, 经电磁仿真软件 IE3D 优化得到最终尺寸。6GHz 平行耦合线带通滤波器的结构如图 3-17 所示, 仿真结果如图 3-18 所示。从仿真结果看出该滤波器对本振信号 5.15GHz 的抑制度约为 45dBc, 对 4.35GHz 的抑制度约为 50dBc, 满足设计要求。

低通滤波器用于抑制发射信号的二次谐波。文中采用枝节低通滤波器, 其结构如图 3-19 所示。该结构使用窄微带线近似串联电感, 用并联开路枝节实现并联电容。仿真结果如图 3-20 所示, 从图可知该低通滤波器在带内插入损耗小于 0.2dB, 对于 12GHz 的抑制度大于 50dBc, 因此整体电路对二次谐波的抑制大于 34dBc。

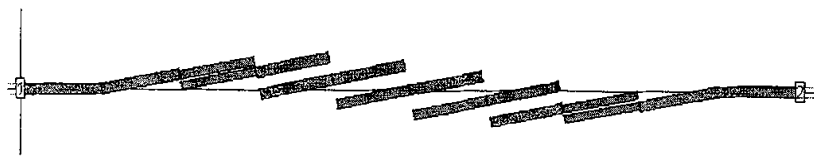


图 3-17 6GHz 平行耦合线带通滤波器示意图

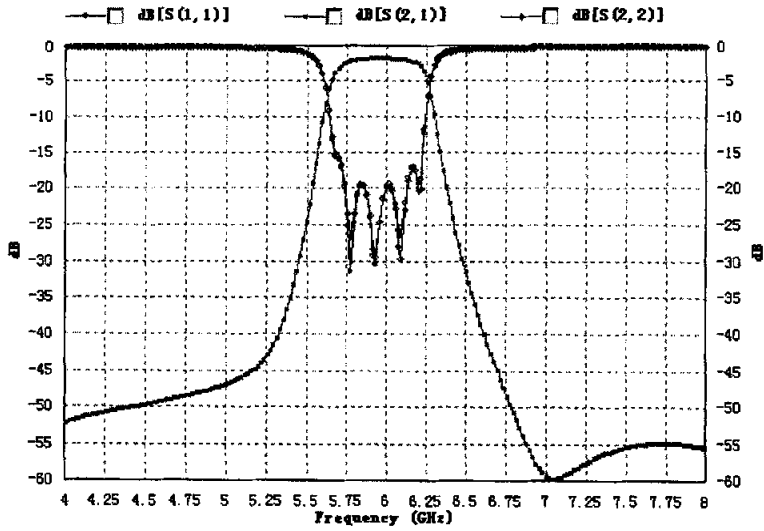


图 3-18 6GHz 带通滤波器仿真结果

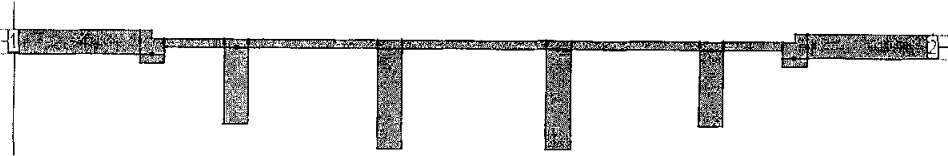


图 3-19 6GHz 枝节低通滤波器示意图

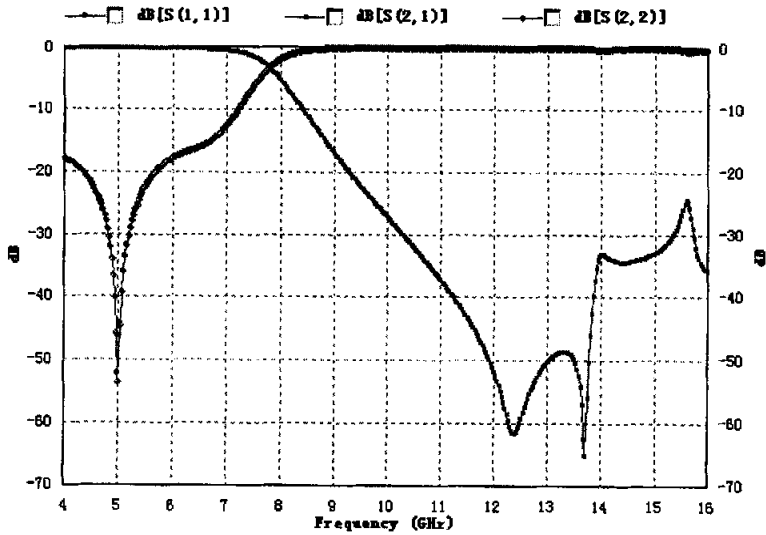


图 3-20 6GHz 低通滤波器仿真结果图

### 3.3.6 C 波段 FMCW 频率源测试结果

将 DDS、10 倍频电路以及上混频放大滤波电路进行级联，测试 C 波段 FMCW 频率源。图 3-21、3-22 示出本文设计的 10 倍频和上混频放大滤波电路的实物图。

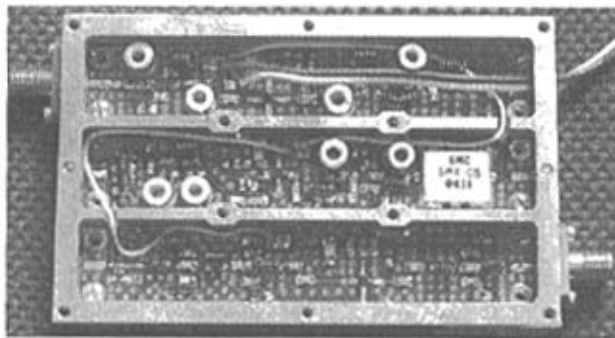


图 3-21 10 倍频器实物图

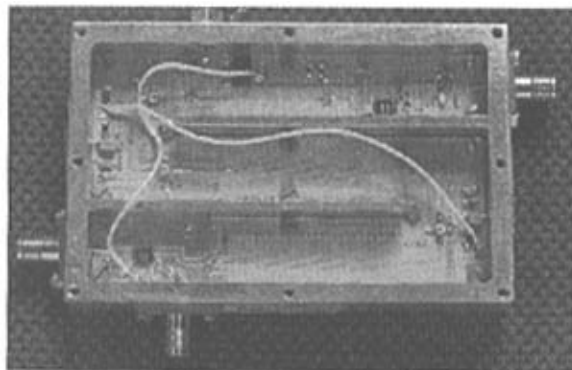


图 3-22 上混频放大滤波电路实物图

测试方案如图 3-23 所示，信号发生器 FLUKE 6060B 输出 300MHz 信号作为

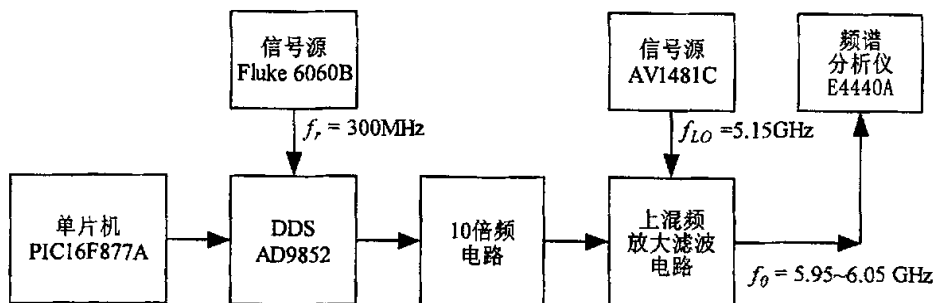


图 3-23 C 波段 FMCW 频率源测试框图



DDS 的参考时钟信号，单片机向 DDS 送控制指令后，DDS 输出 80~90MHz 三角形 FMCW 信号，该信号经过 10 倍频电路后得到 800~900MHz 三角形 FMCW 信号，该信号经过上混频放大滤波电路得到系统所需的 5.95~6.05GHz 三角形 FMCW 频率源信号，该信号通过同轴电缆输入到频谱分析仪 E4440A 测量其性能。同样图 3-24(a),(b),(c)示出对应的三个点频信号 5950MHz，6000MHz，6050MHz 的频谱。

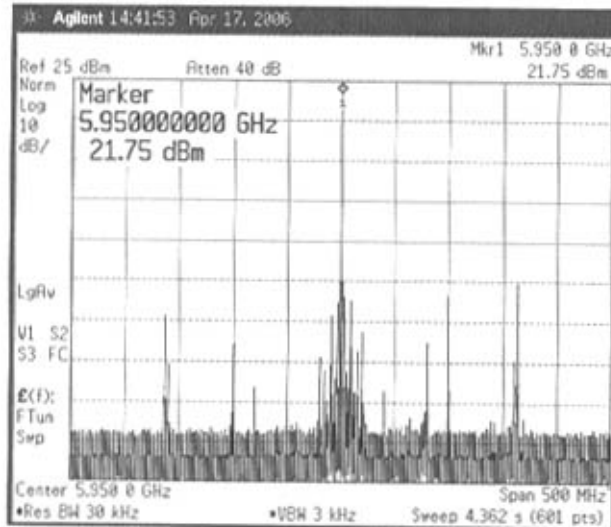


图 3-24(a) 5950MHz 点频输出频谱 Span 500MHz

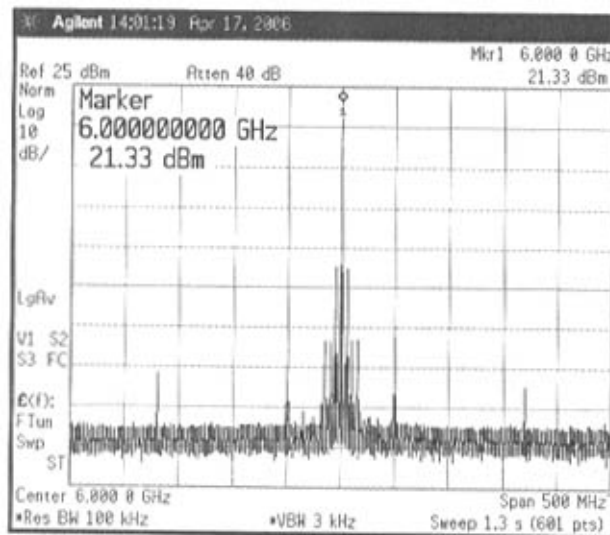


图 3-24(b) 6000MHz 点频输出频谱 Span 500MHz

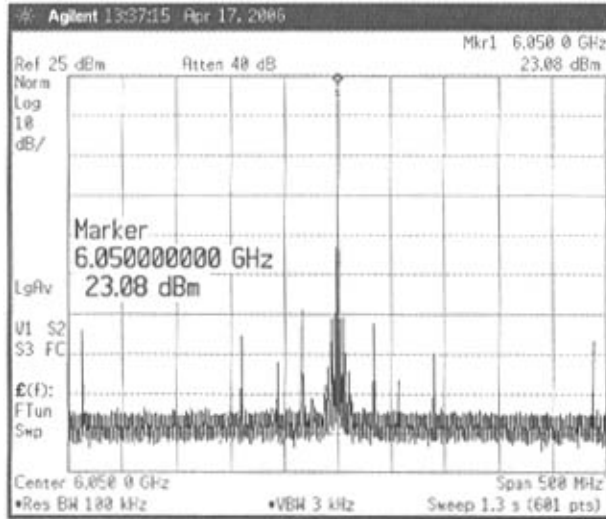


图 3-24(c) 6050MHz 点频输出频谱 Span 500MHz

从图 3-24 看出，三个点频信号的带内杂散情况与其中频信号的带内杂散基本一致，即 5950MHz@±100MHz 内杂散抑制<-50dBc，6000MHz@±100MHz 内杂散抑制<-40dBc，6050MHz@±100MHz 内杂散抑制<-55dBc。输出信号偏离载频±1GHz 内的杂散抑制<-55dBc，本振信号 5.15GHz 抑制制度<-55dBc，中频信号抑制制度<-58dBc，二次谐波抑制制度<-34dBc，镜频 4.3GHz 抑制制度<-70dBc。输出功率达到+20dBm，与设计指标基本吻合。调频信号测试结果如图 3-25 所示。从图中看出输出信号为 5.95~6.05GHz，带宽为 100MHz，幅度平坦度为±1dB。

### 3.4 本章小结

本章在确定 DDS 型号和输出频率后设计了微波近距测距收发前端的系统方案，并对 C 波段 FMCW 频率源电路中的 DDS、10 倍频电路、上混频放大滤波电路进行了设计以及测试，完成了 C 波段 FMCW 测距系统的频率源，但带内杂散电平较大，后面将给出建议的改进方法。

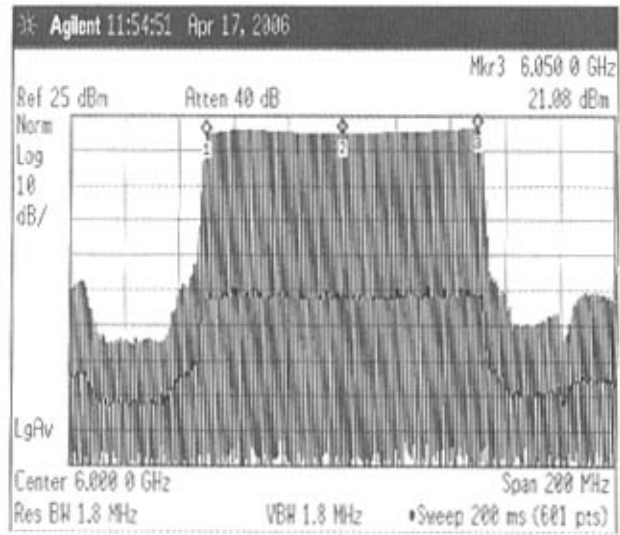


图 3-25 C 波段 FMCW 输出信号频谱

## 第四章 微波近距测距系统接收支路设计

本章根据 3.2 节的微波近距测距系统方案进行了接收支路设计。接收是发射的逆过程<sup>[25]</sup>，即接收目标反射回的信号然后将其解调出距离信息。本文的接收支路采用两次下变频方法，首先将接收到的 C 波段 FMCW 信号与固定本振信号 5.15GHz 下混频得到射频调频信号，该信号和这时发射端耦合的射频调频信号下混频产生差频信号，差频信号就反映了目标的距离。本章对两个下变频电路以及 5.15GHz 本振功分电路进行介绍。

### 4.1 C 波段下变频电路设计

图 4-1 为 C 波段下变频电路框图。接收支路采用超外差式，接收信号首先经过镜频抑制滤波器以抑制镜频信号 4.25~4.35GHz，然后经过两级放大器 NBB-310 放大后到混频器 HMC488MS8G 的射频端。该电路的第一级放大器应该使用低噪声放大器，但由于所选购的器件在所需频段没有正常工作，考虑到本课题主要研究方案的可行性，所以将低噪声放大器替换成普通放大器。这会增加系统的噪声系数，减小系统的测量距离。本文将继续对 C 波段低噪声放大器进行设计。混频器输出的下边带中频信号将作为二次下变频的射频信号。

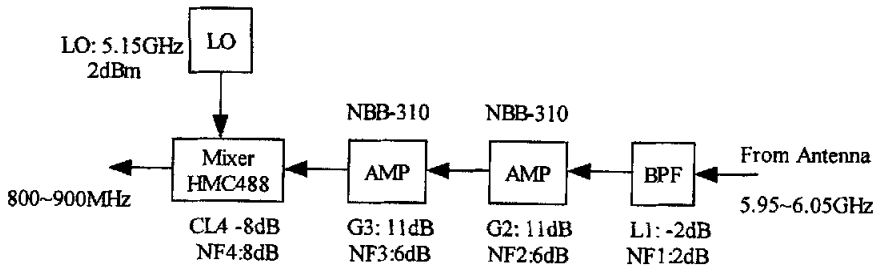


图 4-1 C 波段下变频电路

根据噪声系数级联公式：

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{NF_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} \quad (4-1)$$

计算 C 波段接收支路的噪声系数为 8.3dB，比系统要求的 6dB 高。

回波信号进入接收支路后首先进入镜频抑制滤波器，该滤波器的中心频率为6GHz，抑制镜频的最高频率为4.35 GHz，要求抑制度大于20dBc。本文仍采用平行耦合微带带通滤波器来实现镜频抑制。由于抑制度要求较小，因此采用3阶即可。电路结构如图4-2所示，仿真结果如图4-3所示。从仿真结果看出该滤波器对4.35GHz约有30dBc抑制，达到设计要求。

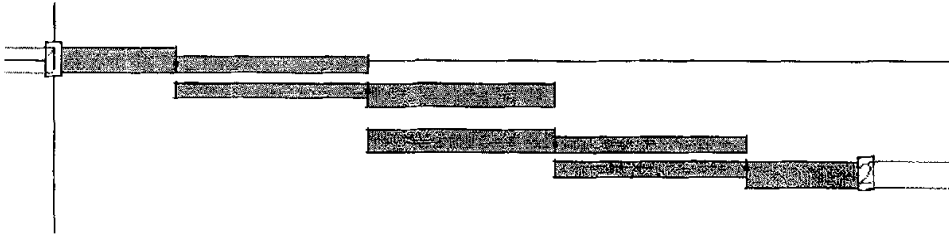


图 4-2 C 波段镜频抑制滤波器

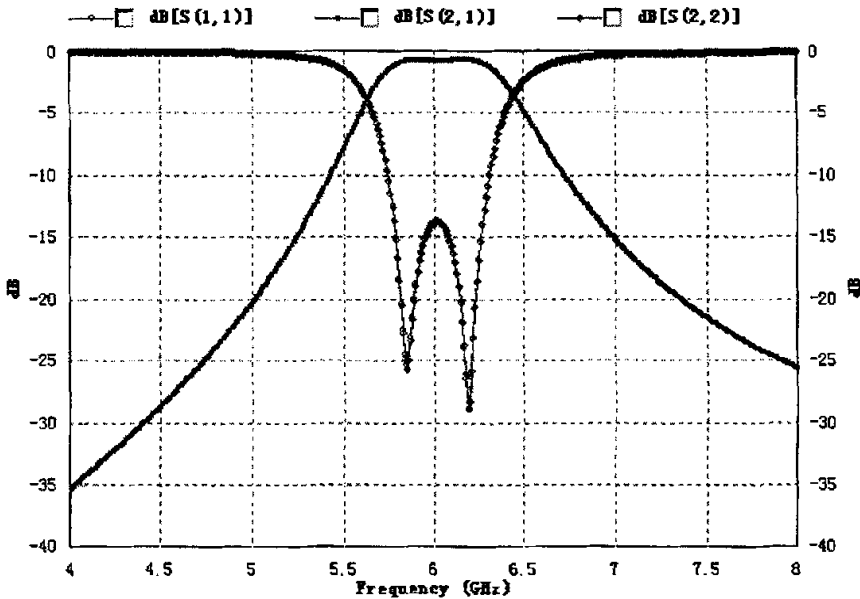


图 4-3 C 波段镜频抑制滤波器仿真结果

由于所采用的单片放大器 NBB-310 和混频器 HMC488MS8G 都已内匹配好，所以电路之间的连接采用 50Ω 微带线即可，电路结构较简单，因此不详述。图 4-4 为所设计的 C 波段下变频电路实物图。

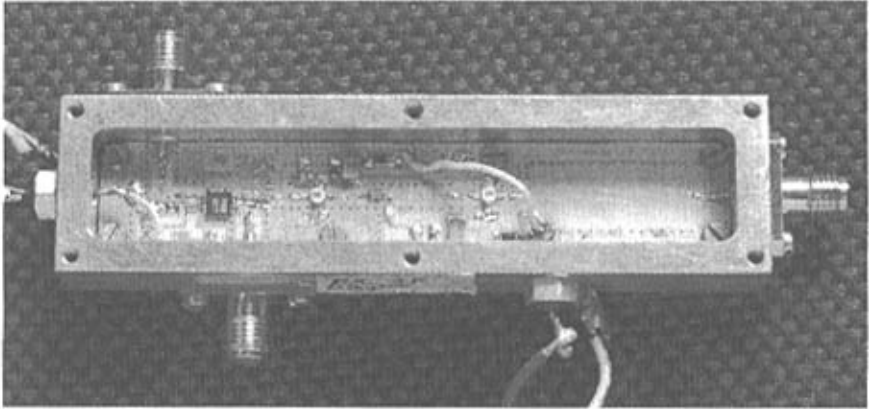


图 4-4 C 波段下变频电路实物图

## 4.2 射频下变频电路设计

C 波段下变频器得到的射频调频信号频率为 800~900MHz，由于频率较低，因此采用集总参数滤波器提取该信号，该滤波器与二次混频电路共同制作在 PCB 电路板上。在提取了所需的射频信号后首先将其进行放大，提高信号幅度，然后与此时发射端的射频调频信号混频得到差频信号，差频信号经低通滤波器滤除高频分量，放大器提高电平后与信号处理电路或测试仪器连接。射频下变频电路框图如图 4-5 所示。

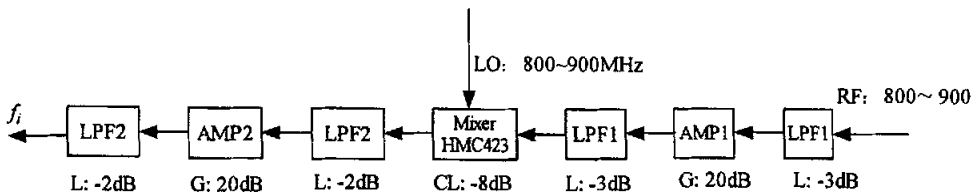


图 4-5 射频下变频电路框图

由于差频信号的频率为几百 kHz 到几 MHz，因此要求混频器中频输出应该包括低频频率。本文选择 Hittite 公司的带本振放大功能的混频芯片 HMC423MS8G，其中频信号为 DC~0.4GHz，满足本文对输出中频的要求。放大器 AMP1 和 AMP2 都选择单片集成放大器，其中 AMP1 对射频信号进行放大，其型号为 HMC476，能够提供 20dB 的增益，而 AMP2 对混频后的差频信号进行放大，其型号也为

HMC476。电路中的滤波器都采用集总参数滤波器。射频信号首先进入低通滤波器 LPF1 以提取第一次变频产生的射频调频信号 800~900MHz。该滤波器采用较为简单的 Chebyshev I 类低通滤波器，其电路原理图如图 4-6(a)所示，其仿真结果如图 4-6(b)所示。射频调频信号与发射端耦合的射频调频信号混频得到的差频信号通过低通滤波器 LPF2 提取。其也采用 Chebyshev I 类低通滤波器，其电路原理图如图 4-7(a)所示，仿真结果如图 4-7(b)所示。射频下变频电路实物如图 4-8 所示。

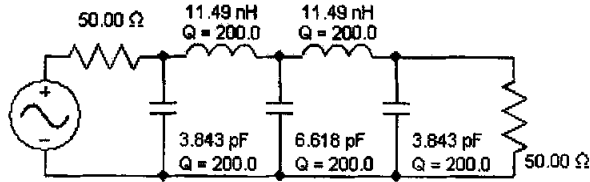


图 4-6 (a) 射频低通滤波器电路原理图

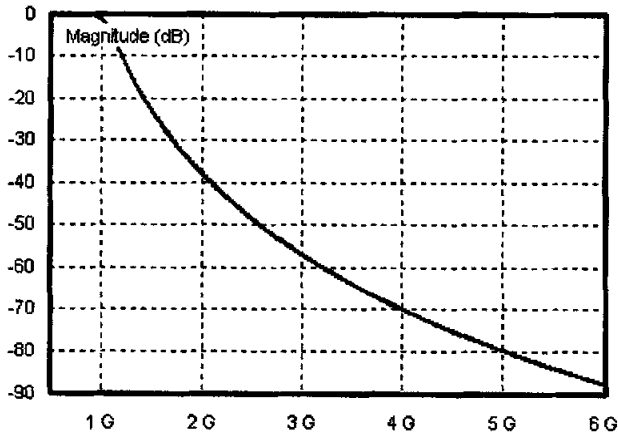


图 4-6 (b) 射频低通滤波器仿真图

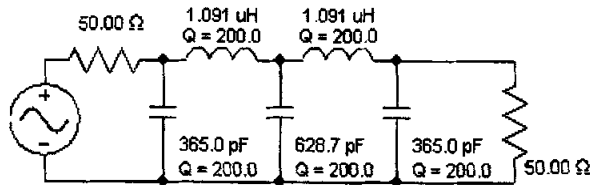


图 4-7 (a) 差频低通滤波器电路原理图

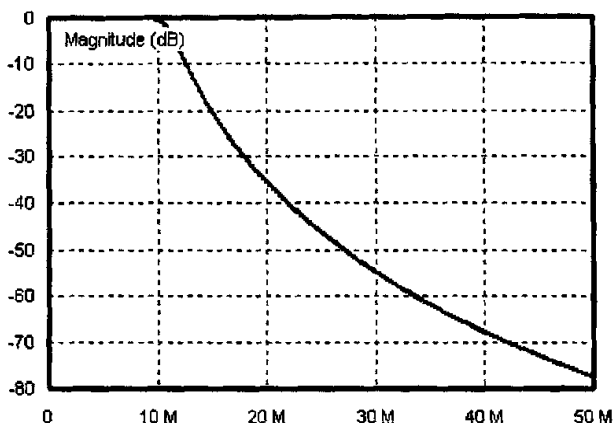


图 4-7 (b) 差频低通滤波器仿真图

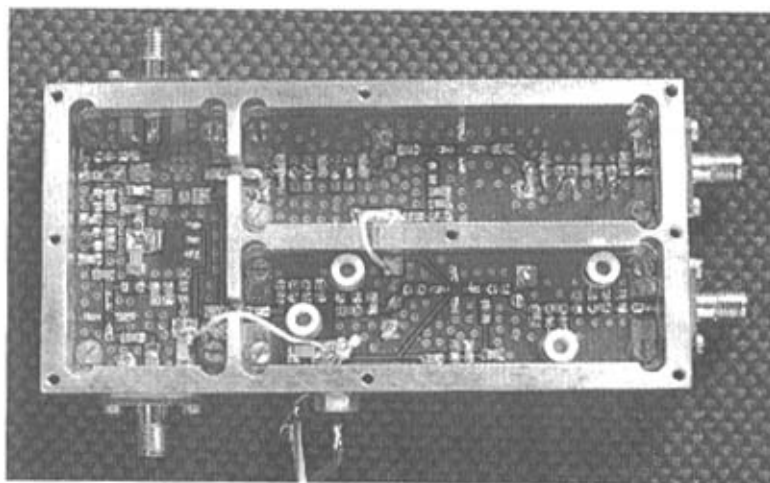


图 4-8 射频下变频电路实物图

对接收支路，其输入三阶交调截断点决定了系统的最大输入功率，其计算公式如下：

$$IP_3^{-1} = IP_{3,M}^{-1} + (G_M IP_{3,M-1})^{-1} + (G_M G_{M-1} IP_{3,M-2})^{-1} + \dots + (G_M \dots G_2 IP_{3,1})^{-1} \quad (4-2)$$

其中  $IP_{3, M}$  和  $G_M$  分别为各级的输入三阶交调截断点和增益， $M$  代表总级数，本接收支路的总级数为 11 级，如图 4-9 所示。图中给出了每一级的增益、噪声系数、输入三阶交调截断点。将接收支路中各元器件的指标带入式(4-2)计算得到接收支路级联输入三阶交调截断点为  $IP_3=1.65mW=2.2dBm$ ，因此接收支路的最大输入功率应该小于该值。接收支路总增益  $G=-2+11+11-8-3+20-3-8-2+20-2=34dB$ 。



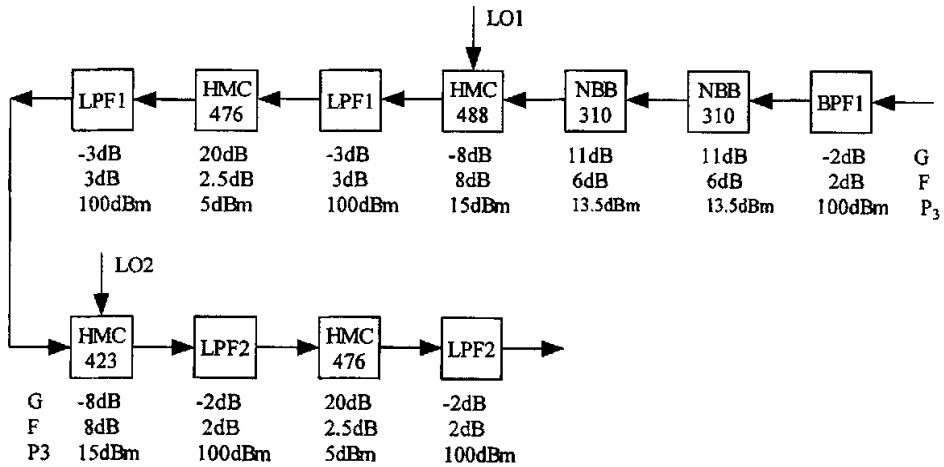


图 4-9 接收支路框图

### 4.3 接收支路测试结果

接收支路变频增益及镜频抑制测试结果如表 4-1 所示。由表可知，接收支路变频增益为 43.5dB，比理论计算结果高出 10dB 左右，这可能是因为所使用的放大器在低频(几 MHz)的增益较大，或是因为滤波器的实际插入损耗比设计值小。接收支路镜频抑制为 28.5dB，对镜频起到一定的抑制。第一本振 5.15GHz 通过射频向外辐射的功率为 -88dBm。第一本振到第一中频的隔离度为 38dB。由于时间和条件等原因，没有进行噪声系数的测量。

表 4-1 接收支路变频增益和镜频抑制测试结果

射频频率 (GHz)	射频输入功率 (dBm)	第一本振频率 (GHz)	第二本振频率 (MHz)	中频频率 (MHz)	中频输出功率 (dBm)
6	-40	5.15	855	5	3.5
4.3	-40	5.15	855	5	-25

### 4.4 收发微波本振信号的功分电路

收发前端中发射上混频的本振信号以及 C 波段接收下混频的本振信号都为

5.15GHz, 该信号由 AV1481C 微波合成扫频信号发生器提供。本文通过功分电路将信号发生器的输出信号分为两路, 分别提供给收发支路。功分电路由二等功分分器和带通滤波器组成, 实物如图 4-10 所示。带通滤波器的功能是抑制射频到本振的泄漏。二等功分分器和带通滤波器的中心频率都为 5.15GHz, 二等功分分器的输入特性阻抗为  $50\Omega$ , 输入和输出口间的分支线特性阻抗为  $70.7\Omega$ , 线长为  $\lambda_g/4$ , 隔离电阻为  $100\Omega$ 。5.15GHz 带通滤波器采用平行耦合线形式, 由于要求对发射射频信号泄漏到接收本振端的抑制大于 80dBc, 所以每一级带通滤波器对 6GHz 和 4.3GHz 信号的抑制度应该大于 40dBc, 带通滤波器设计为 6 阶可达到所需抑制度。

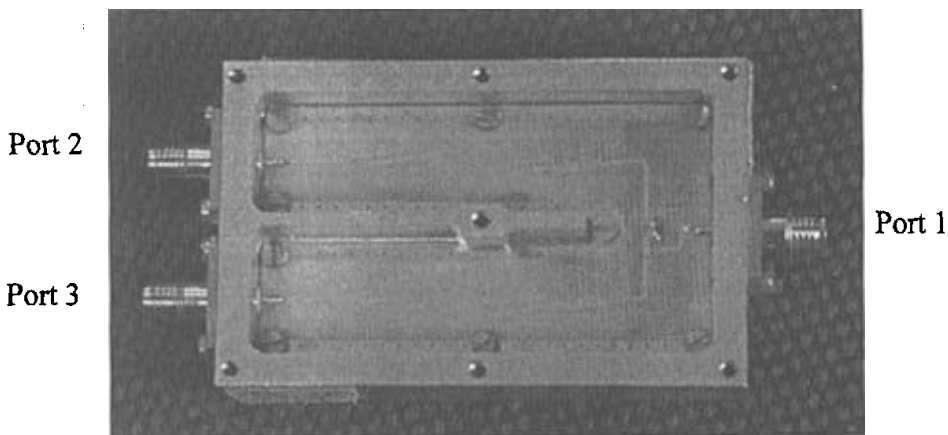


图 4-10 5.15GHz 本振信号功分电路

该电路的测试结果如图 4-11(a),(b),(c)所示。测试仪器为 HP8510 Network Analyzer, 测试数据通过 Labview 软件采集绘制。

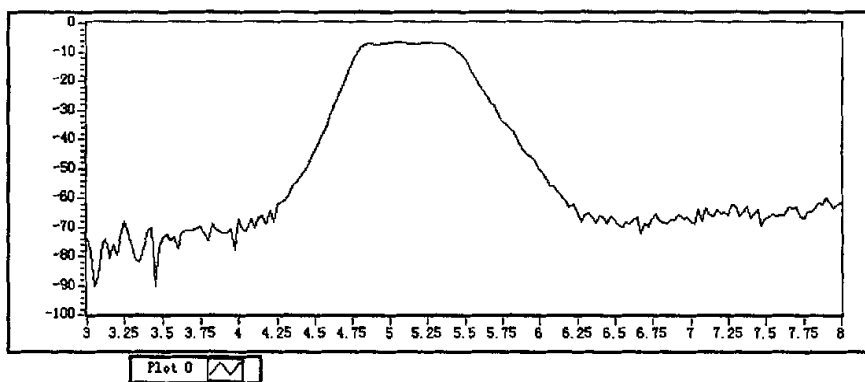


图 4-11(a) 端口 1 到端口 2 的传输系数

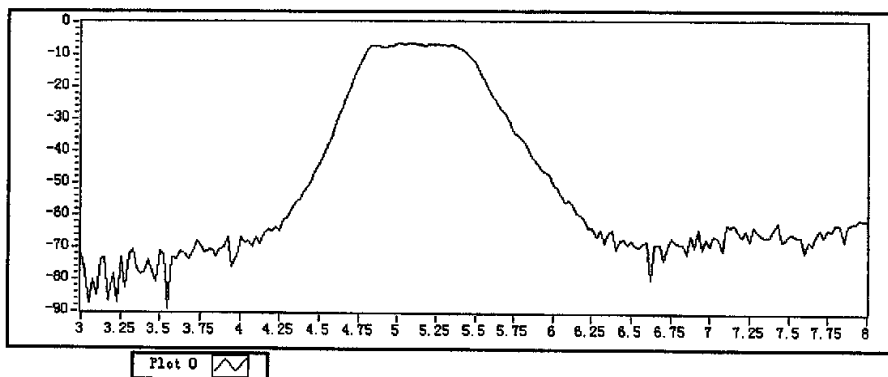


图 4-11(b) 端口 1 到端口 3 的传输系数

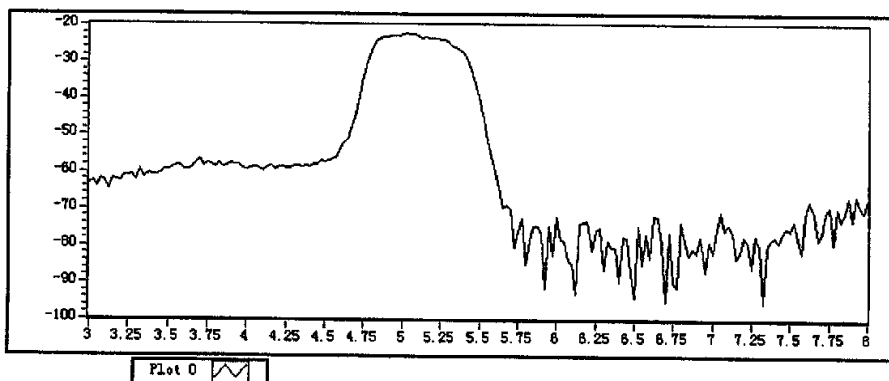


图 4-11(c) 端口 2 到端口 3 的隔离系数

从图 4-11(a)和(b)看出, 该功分电路基本实现了等功率分配, 总插入损耗约为 4dB, 两个通路对 6GHz 和 4.3GHz 的抑制度都大于 45dBc, 达到了设计要求。从图 4-11(c)看出, 两个输出端口在中心频率的隔离度只有 22dB 左右, 隔离度不高。这可能是由于隔离电阻为普通贴片电阻, 在微波频段时, 该贴片电阻的寄生效应较明显, 使得该电阻不再是理想的  $100\Omega$ , 影响了隔离度。由于只进行了简单的传输系数校准, 没有进行全二端口校准, 所以没有记录三个端口的反射损耗。

#### 4.5 本章小结

本章进行了微波近距测距系统的接收支路及 5.15GHz 本振功分电路设计。接收支路能够提供 43dB 的变频增益, 并对镜频抑制 28dB, 系统噪声系数有待提高。5.15GHz 功分电路能够实现等功率分配, 但两个输出端的隔离度不高。

## 第五章 C 波段中等带宽微带天线设计

为将微波近距测距系统应用于飞行器、汽车前端等对体积、重量有严格限制的环境，要求天线的体积小、重量轻。系统的空间测量范围 $\leq \pm 25^\circ$ ，发射信号中心频率 6GHz，带宽 100MHz（相对带宽 1.7%），因此要求天线的带宽( $S_{11} \leq -10\text{dB}$ )大于 100MHz，3dB 波瓣宽度大于  $50^\circ$ 。而微带天线具有体积小，重量轻，波瓣宽，便于和飞行器共形制造，工艺简单，成本低等特点。但是微带天线存在两个缺点：带宽窄、增益低。在过去的二十多年，许多学者在改进微带天线的带宽方面进行了很深入的研究并获得了很好的效果，例如口径耦合天线，多层天线，CPW 馈电的缝隙天线<sup>[26]</sup>等等。而微带天线的馈电方式主要有同轴探针馈电，微带线馈电和电磁耦合馈电。同轴探针馈电的杂散辐射较少，微带馈电可以使天线与微带电路集成在一起，增加了系统的集成度，电磁耦合馈电能提供较宽的带宽。本文采用两层电磁耦合矩形微带天线作为发射接收天线。本章将对该天线进行详细分析，首先分析单层微带天线的特性，然后分析两层电磁耦合天线的特性，最后给出设计天线的仿真和测试结果。

### 5.1 微带插入馈电矩形微带天线

单层微带插入馈电矩形微带天线如图 5-1 所示。此天线采用厚度  $t=0.8\text{mm}$ ，相对介电常数  $\epsilon_r=2.6$ ，损耗角正切  $\tan\delta=0.001$  的介质基片。根据理论<sup>[27]</sup>公式计算得

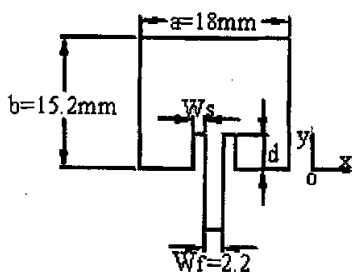


图 5-1 微带线插入馈电矩形贴片天线

到中心频率 6GHz，工作于主模  $\text{TM}_{01}$  的矩形贴片天线的宽度  $a=18\text{mm}$ ，谐振长度  $b=15.2\text{mm}$ 。其次设计插入微带线的参数。插入微带线的宽度为  $50\Omega$  特性阻抗微带

线线宽 2.2mm。由于插入式馈电的槽宽  $w=2w_s+2.2$  和槽深  $d$  没有理论计算公式，因此借助平面电磁仿真软件 IE3D 进行分析<sup>[28]</sup>。文中谐振频率定义为天线输入电阻最大时的频率。归一化电阻是仿真电阻值相对于微带线插入深度  $d=0$  时的电阻值。

首先分析插入深度  $d$ 。此时微带线和贴片的间距  $s$  取为插入微带线的宽度 2.2mm，则槽宽  $w=6.6$ mm。插入深度  $d$  由边缘( $d/b=0$ )增加到贴片中心( $d/b=0.5$ )。图 5-2 表示归一化输入电阻随归一化插入深度  $d/b$  的变化，归一化输入电阻是归一化插入深度的函数， $\cos^4(\pi d/b)$  能够描述其变化规律。当插入深度接近贴片中心时，输入电阻减小为 0。

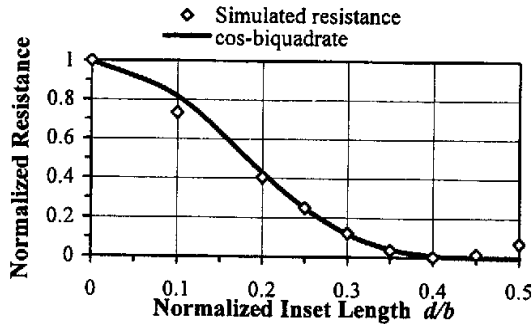


图 5-2 归一化输入电阻与归一化插入深度的关系

其次分析插入宽度  $w_s$ 。此时固定插入深度  $d/b=0.25$ ，增加微带馈线和贴片之间的间距  $w_s$ 。图 5-3 表示归一化输入电阻随归一化槽宽( $w_s/a$ )的变化，其变化规律和归一化槽宽的倒数( $a/w_s$ )成正比。即间距  $w_s$  越大，输入电阻变化的速率越小。这是因为在间距  $w_s$  较小时，微带馈线和贴片间的互耦较大，间距增加后，互耦减小，贴片对微带馈线特性阻抗的影响变弱，因此输入电阻变化的速率也变小。

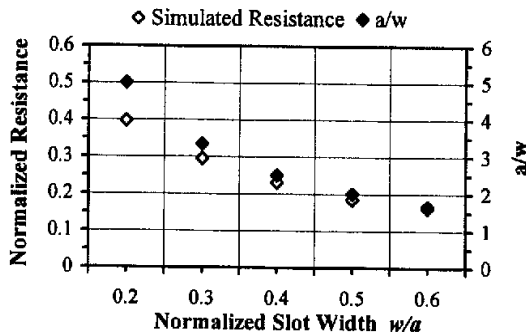


图 5-3 归一化输入电阻与归一化槽宽的关系

以上两个参数变化时,电抗值的改变没有明显的规律,因此未给出仿真结果。表 5-1 和 5-2 总结了两个参数的影响。E 面波瓣宽度随着插入深度和微带馈线与贴片之间的间距的增加而减小, H 面波瓣宽度几乎不随插入深度和间距的变化而改变。当输入电阻为 0 时,辐射方向图发生畸变。

表 5-1 归一化插入深度的影响  $w_f=2.2\text{mm}$ 

d/b	$\cos^4(\pi d/b)$	输入电阻 ( $\Omega$ )	归一化电阻	谐振频率 (GHz)	E 面波瓣宽度 (deg.)	H 面波瓣宽度 (deg.)
0.00	1	277.4	1	5.86	131	69
0.1	0.82	203.3	0.73	6.01	135	70
0.2	0.43	111.9	0.4	6.08	129	75
0.3	0.12	33.78	0.12	6.04	115	75
0.4	0.009	0.3227	0.001	5.88	畸变	
0.5	0	19.97	0.07	5.7	100	77

表 5-2 归一化槽宽的影响  $d=3.8\text{mm}$ 

归一化宽度 w/a	归一化宽度的倒数	输入电阻 ( $\Omega$ )	归一化电阻	谐振频率 (GHz)	E 面波瓣宽度 (deg.)	H 面波瓣宽度 (deg.)
0.2	5	109.9	0.4	6	127.5	76
0.3	3.33	81.7	0.3	6.04	124	76
0.4	2.5	63.8	0.23	6.1	120.7	74
0.5	2	51.3	0.19	6.17	118.7	75

通过上面两个参数的研究发现可通过优化微带馈线插入的深度和间距得到谐振于 6GHz, 输入电阻约为  $50\Omega$  的贴片天线。图 5-4 是优化后的微带插入馈电矩形贴片天线的端口反射损耗的仿真结果。该结果表明天线工作于中心频率 6GHz, 由于微带天线的带宽主要取决于介质的相对介电常数和基片的厚度, 因此微带插入馈电贴片天线的带宽和普通贴片天线的带宽差不多, 仿真带宽为 1.5%。该天线在

中心频率处的仿真增益为 6.4dBi，E 面波瓣宽度 114°，H 面波瓣宽度 75°。以这个优化结果作为两层电磁耦合矩形贴片天线的基础。

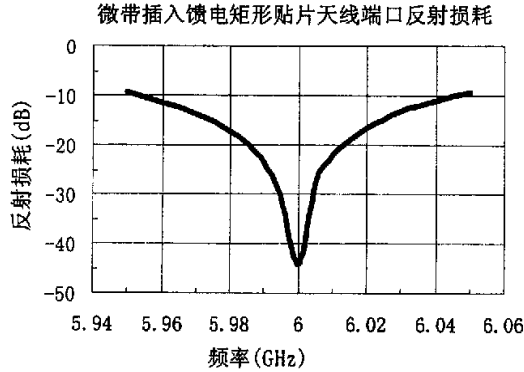


图 5-4 微带插入馈电矩形贴片天线端口反射损耗仿真结果

## 5.2 两层电磁耦合矩形微带天线

微带贴片天线的缺点是带宽窄、增益低。微带天线的带宽主要受基片的厚度和介电常数的影响。而两层电磁耦合贴片天线的带宽可以通过增加介质层的厚度来增加。本节主要分析两层电磁耦合天线的性能<sup>[29]</sup>，该天线有高增益区和相对大带宽区。两层电磁耦合贴片天线的结构如图 5-5(a)和 5-5(b)所示。其中下层贴片为馈电元，上层贴片为寄生元，两层之间为空气层。该结构由下层馈电元通过空气介质给上层寄生元馈电，使得寄生元和馈电元同时辐射。因为微带天线的带宽与基片的厚度和相对介电常数密切相关，因此用空气作为介质，能够降低介电常数，同时增加寄生元和馈电元之间的间距，可以获得较宽的带宽。

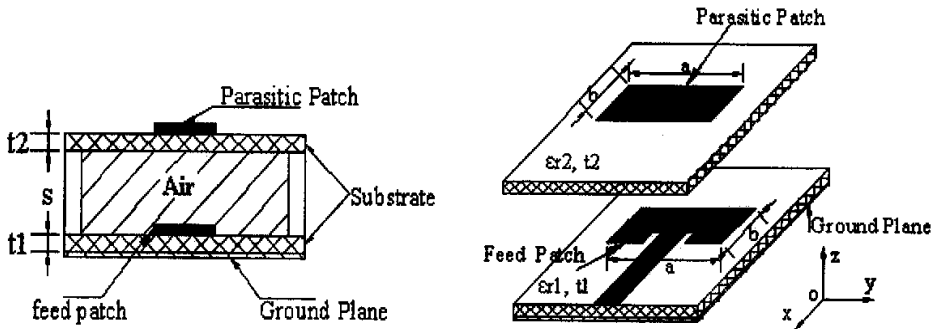


图 5-5(a)两层电磁耦合微带天线的横截面结构 图 5-5(b)两层电磁耦合微带天线的立体结构

本文中的两层电磁耦合微带天线的上下两层采用相同的基片， $\epsilon_{r1}=\epsilon_{r2}=2.6$ ， $t_1=t_2=0.8\text{mm}$ 。因此主要的设计参数为空气层间距  $s$ ，馈电元长度  $b_1$ 、宽度  $a_1$ ，微带线插入的深度  $d$ 、宽度  $w$ ，以及寄生元的长度  $b_2$ ，宽度  $a_2$ 。采用 5.1 节优化的微带插入馈电贴片天线作为设计的初始尺寸，即  $a_1=a_2=15.2\text{mm}$ ， $b_1=b_2=15.2\text{mm}$ ， $d=2\text{mm}$ ， $w=3.2\text{mm}$ 。

对空气层的厚度进行分析。图 5-6 给出空气层厚度对谐振频率以及 3dB 阻抗带宽的影响。从图中可以看出随着空气层厚度的增加，天线的 3dB 阻抗带宽增大到 12%，谐振频率也随空气层的间距的增加而增大。因此可以认为两层电磁耦合贴片天线的带宽可以通过适当增加空气层的厚度来改善。

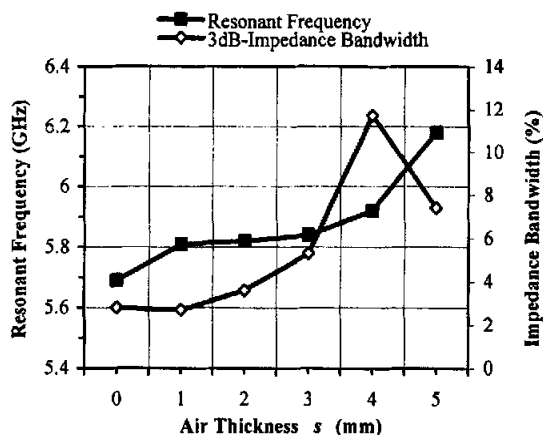


图 5-6 空气层间距对天线的影响

### 5.3 两层电磁耦合微带天线测试结果

基于以上参数对天线的影响，仿真优化并加工测试了工作于 6GHz 的两层电磁耦合矩形贴片天线。图 5-7 为两层电磁耦合矩形贴片天线的实物图。天线的散射参数用标量网络分析仪 Agilent 8757D 进行测量。图 5-8 为反射损耗测试和仿真结果图。测试结果表明天线谐振于 6.1GHz，在该点的反射损耗为 27dB，测量带宽( $S_{11} \leq -10\text{dB}$ )约为 11%，已覆盖了发射信号带宽范围。仿真和测试的中心频率约有 1.7% 的偏差，这可能是因为实际空气层厚度与仿真空气层厚度不一致，或因为上下两个贴片的中心没有重合等。在微波暗室测量了天线辐射特性。测试和仿真的方向图分别示于图 5-9 和图 5-10。E 面和 H 面的 3dB 波瓣宽度分别为  $57^\circ$  和  $70^\circ$ 。两层



电磁耦合微带天线的 E 面波瓣宽度小于单层矩形微带天线。测试的交叉极化都小于主极化 20dB，所以未给出。图 5-11 为两层电磁耦合矩形微带天线的增益测试结果。在 5.7~6.3GHz 内天线的增益为 7.5~8.5dBi，该结果大于单层矩形贴片天线的增益，这可能是由于寄生贴片的原因提高了天线的辐射能力。

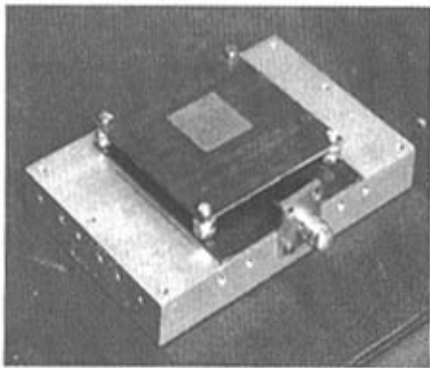
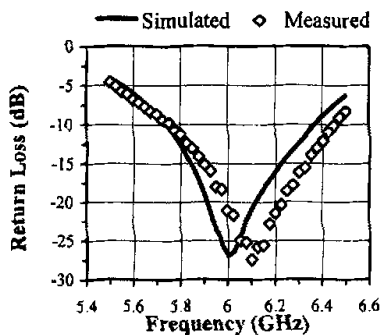


图 5-7 两层电磁耦合微带天线实物图



5-8 两层电磁耦合微带天线散射参数仿真测试结果

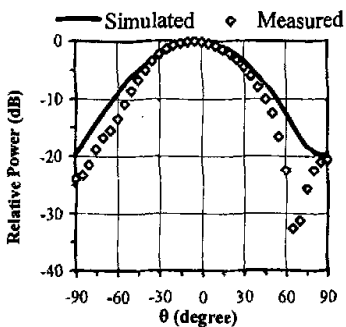


图 5-9 仿真和测试的 E 面方向图

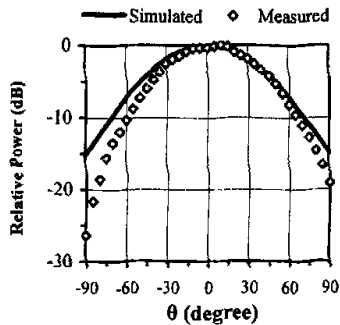


图 5-10 仿真和测试的 H 面方向图

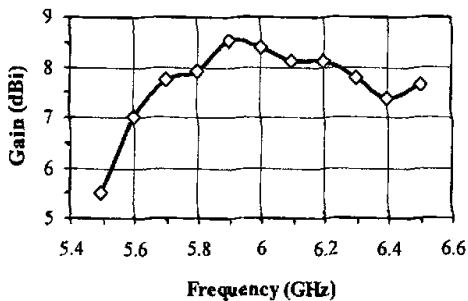


图 5-11 增益测试结果

## 5.4 本章小结

本章通过分析微带插入馈电的插入深度和宽度以及两层电磁耦合矩形贴片天线的空气层厚度等参数对天线性能的影响，得到矩形微带天线输入阻抗主要由插入深度影响，3dB 阻抗带宽主要由空气层厚度影响。实验验证了最终优化的结果。从测试结果可以看出，两层电磁耦合贴片天线能够提供中等带宽，比单层矩形贴片的增益增加了 1~2dB，E 面方向图减小，H 面方向图与单层矩形贴片相同。最终的天线工作在 6.1GHz，带宽约为 11%，58~70°的 3dB 波瓣宽度。测试的结果表明两层电磁耦合矩形贴片天线能够满足系统要求。

## 第六章 微波近距离测距收发前端的系统联调实验

在对微波收发前端各单元部件进行设计后，本文进行了系统联调实验，实验框图如图 6-1 所示。本文首先采用同轴电缆闭环系统联调，即用同轴电缆连接发射输出和接收输入端，通过改变同轴电缆的长度来模拟目标的不同距离。使用频谱分析仪观察差频信号的频率变化，并读出差频信号的频率值。

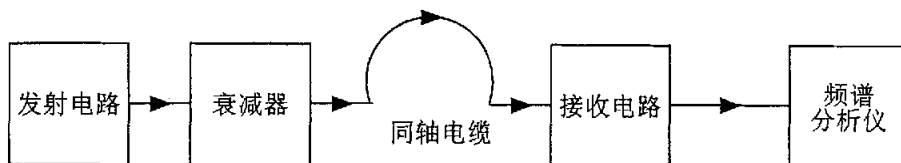


图 6-1 微波近距离测距收发前端系统联调实验框图

首先进行零距离校准，即将发射输出和接收输入端不通过同轴电缆而直接相连接，测量收发前端系统固有时延所导致的差频频率。测量得到的零距离差频信号频率为 394kHz，其频谱如图 6-2 所示。然后使用矢量网络分析仪 HP8510 Network

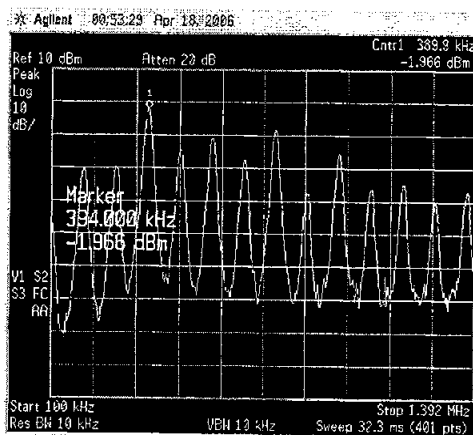


图 6-2 差频信号频谱

Analyzer 测量出同轴电缆在系统带宽内的平均群时延，根据平均群时延计算电磁波的等效传播路径。依据现有条件进行了六次测量，测量的差频频谱如图 6-3 所示，实验结果如表 6-1 所示。表中差频信号频率已扣除零距离差频频率，根据式(2-10)计算差频信号对应的传播路径距离。

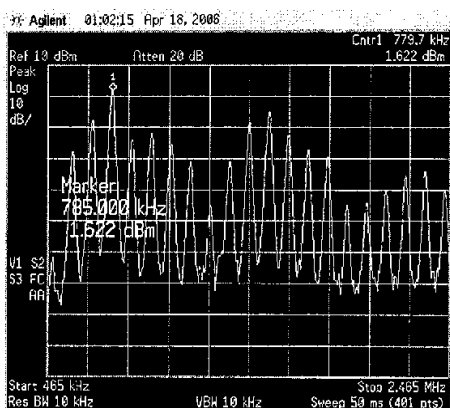


图 6-3(a) L=6.3m 的差频频谱

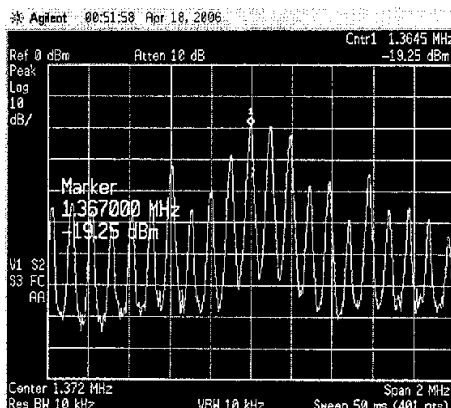


图 6-3(b) L=16.5m 的差频频谱

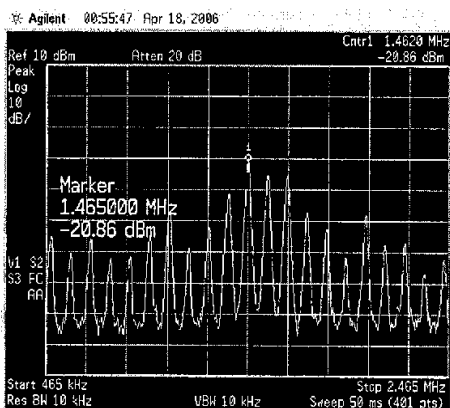


图 6-3(c) L=17.6m 的差频频谱

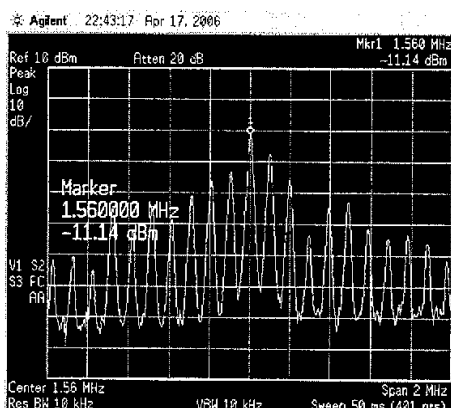


图 6-3(d) L=18.8m 的差频频谱

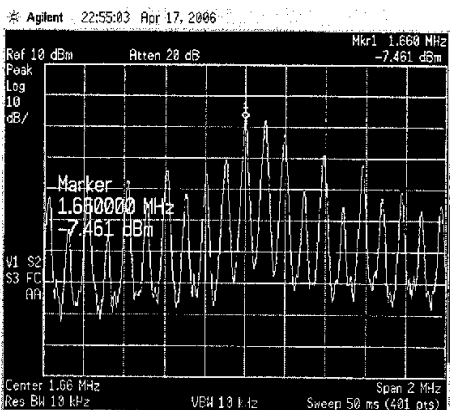


图 6-3(e) L=19.9m 的差频频谱

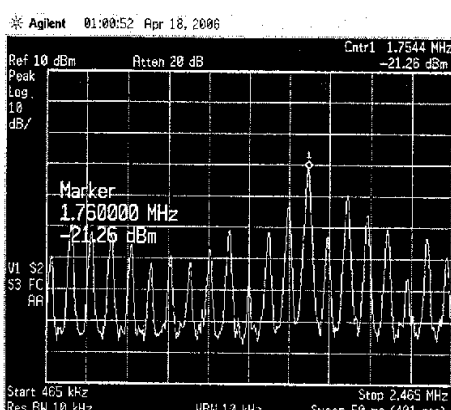


图 6-3(f) L=21m 的差频频谱

表 6-1 系统联调测试结果（同轴电缆闭环系统）

同轴电缆 物理长度(m)	同轴电缆 群时延(ns)	同轴电缆等效 传播路径 (m)	差频信号 频率(MHz)	传播路径 计算值(m)	绝对 误差(m)
4.8	21	6.3	0.391	5.9	0.4
11	55	16.5	0.973	14.6	1.9
11.9	58.7	17.6	1.071	16.1	1.5
12.8	62.8	18.8	1.166	17.5	1.3
13.8	66.4	19.9	1.266	19.0	0.9
14.8	70	21	1.366	20.5	0.5

从实验结果看出，随着电磁波传播路径的增长即同轴电缆长度的增长，差频信号频率也随之增加。表中同轴电缆等效传播路径距离和测量传播路径距离存在误差，测距双程误差最大值小于 2m，而测距单程误差最大值小于 1m，该误差值小于系统要求的测距误差值，这表明所设计的调频连续波测距方案能够用差频信号反映距离信息，且测距精度达到要求。测量值和实际值存在误差的原因可能是：

1. 本文采用频谱分析仪直接读取差频信号的频率，该方式虽然简单直接，但缺少信号处理，不能完全、准确地反映回波差频信号特性，因此存在测频误差。

2. 测量时首先进行了系统零校准，这时存在读数误差，然后进行了不同长度的差频测量，此时又存在读数误差，两次读数可能造成误差量的累积。此误差最大可能导致 0.2MHz 的读频误差，对应误差量为 3m。

3. 由于差频信号频谱是离散的，如图 6-2 所示，数值是调制频率  $F_M$  的整数倍。而有时存在差频信号最大两根谱线幅度大约一致，此时存在由调制频率导致的读数误差。此误差最大可能导致 0.1MHz 的读频误差，对应误差量为 1.5m。

4. 理论计算公式(2-10)中调制带宽和调制周期的设计值和实际值存在差异。系统要求的调制带宽为 100MHz，调制周期为  $10\mu s$ ，但实际测得的调制频率为 98kHz，对应调制周期为  $10.204\mu s$ ，根据实际调制周期计算的调制带宽为 102.04MHz。这可能是由 DDS 参考时钟信号所导致的。本文采用的参考时钟是由信号源提供，而不是由低相噪、高稳定度的晶体振荡器提供，因此存在系统误差。

综上所述，测试结果说明系统方案的可行性。若要进一步得到更加准确的测量值可采用数字信号处理技术。若要进一步提高测距精度，可增加调制带宽和调制周期，减小步进频率和步进时间，提高发射信号的线性度来实现。下一步将进行外场实验。

## 第七章 结论

全文对微波近距测距收发前端进行了设计,确定了系统体制—调频连续波,设计了发射信号波形参数,计算了理论测距误差。在对比多种调频连续波信号发生器后,设计了 DDS+倍频+上变频的方法来产生纳秒级步进时间的 C 波段三角形调频连续波信号。接收支路采用超外差两次下变频方式。本文同时还设计了适用于该系统的两层电磁耦合矩形微带天线,该天线具有中等带宽,波瓣宽度满足系统要求,且增益大于单层矩形微带天线。在设计了各单元电路后对其进行了测试。测试结果表明采用所设计的频率源可以实现高速跳频,可产生所需的三角形调频连续波信号,但带内杂散较大,杂散抑制制度不理想。而系统联调结果反映了本设计方案的可行性,可通过简单的测试方法初步分析距离信息。

综上所述,本文设计的微波近距测距收发前端初步达到设计目标,这为后来研究者提供了参考。

本文的主要贡献在于:

1. 设计了微波近距测距收发前端系统方案及发射信号波形参数;
2. 设计了 DDS+倍频+上变频的方法来产生 C 波段调频连续波信号,使得发射信号的线性度以及调频速度有了一定的保证;
3. 分析了两层电磁耦合矩形微带天线的性能;
4. 通过实验验证了系统方案的可行性。

本文存在的主要问题及改进措施:

1. DDS 输出杂散较大且受到广播电台信号干扰。应首先分析 DDS 杂散的分布特点,合理选择 DDS 输出频带范围,且同时避开广播电台频率。
2. DDS 输出带宽较窄,倍频次数多,杂散较多。可选择能够输出更高频率更大带宽更好杂散抑制制度的 DDS 芯片,增大 DDS 输出调制带宽,例如 DDS 输出带宽可为 20MHz、25MHz 或 50MHz,这样就只需一次倍频就可以达到系统要求的 100MHz 带宽。
3. 倍频链中滤波器对某些频率的抑制制度不够。应该对所选用的滤波器类型及其寄生通带、高频响应进行综合考虑和分析。对于带宽 100MHz 的集总参数滤波器,由于调试的困难,建议设计为小体积分布参数滤波器,这样可以提高抑制制度,减小带内起伏。

4. 所设计的低噪声放大器未工作，应进行细致设计以提高系统噪声系数；
5. 接收支路没有采用自动增益控制放大器，易烧毁后端信号处理器件。差频信号放大器应使用低频信号放大器以提高放大系数；
6. 分析发射信号相位噪声和杂散对测距系统的影响；
7. 对系统进行整体仿真分析，考虑各部分对系统的影响；
8. 本文采用的是收发分离天线，为了减小系统体积可以考虑收发共用天线，并设计高性能对消器以减小发射泄漏信号对接收机的影响；
9. 系统联调测试数据较少，可以通过增加测量次数，增加同轴线的尺寸规格以及采用数字信号处理计算得到更可靠的测试数据。

## 致 谢

在论文即将完成之际，我首先要感谢的是我的导师唐小宏教授。从本课题的方案确定到实际调试都得到了他的无微不至的关心、帮助和指导。唐教授深厚的理论功底和丰富的实践经验对我课题的完成起到了至关重要的作用，同时对我今后从事技术开发工作来说，这也是一笔难得的财富。唐教授忘我的工作精神也深深地打动了，使我深刻地认识到：科学上每个成就的取得都是辛勤耕耘的成果。

感谢王玲高工、王锡良副教授、唐宗熙教授、徐锐敏教授、肖伟宏、陈焱等对本文测试工作的支持。本文中部分测试工作得到了东南大学毫米波国家重点实验室钱澄教授的支持，在这里也对他表示衷心的感谢！

我还要向吴正德教授、张显静高工、王占平老师致以诚挚的谢意。感谢他们在学习、工作和生活中给予的热情帮助。

感谢吴涛博士对实验的帮助，感谢马海虹博士对 DDS 以及频率源的帮助，感谢毛锐杰博士对滤波器设计的帮助。在此还有特别感谢白永杰、李健开、钟秋和、游建良、杨晓峰、李明亮、唐伟、苏梦蜀、赵芳丽、邓立科等在我的课题设计中给予的热情帮助。

感谢蓝桥龙、马丹、武占宇、姚亮等同学在学习生活中的支持和关心，是他们使我增强战胜困难的信心。

感谢我的家人多年来对我的关心和支持！

感谢各位论文评审专家，学者，教授对论文的指正。

感谢所有关心和帮助过我的同学和朋友！



## 参考文献

- [1] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002, 8-9, 170-184
- [2] 向敬成, 张明友. 雷达系统. 北京: 电子工业出版社, 2001, 1-24
- [3] George W. Stimson. 机载雷达导论(吴汉平等译). 北京: 电子工业出版社, 2005, 245-282, 315-340, 367-384
- [4] David L. McClanahan, Joseph C. Zuercher, Devendra Misra. Practical Considerations in Pulse-Echo Radar for Short Range Sensing. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1998, Vol. 47(5): 1078-1084
- [5] David D. Li, Sam C. Luo, Chris Pero, et al. Millimeter-Wave FMCW/Monopulse Radar Front-End for Automotive Applications. *IEEE International Microwave Symposium Digest*. USA: IEEE, 1999, 277-280
- [6] Axel Tessmann, Steffen Kudszus, Tobias Feltgen, et al. Compact Single-Chip W-Band FMCW Radar Modules for Commercial High-Resolution Sensor Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2002, Vol.50(12): 2995-3001
- [7] Thomas Musch. A High Precision 24-GHz FMCW Radar Based on a Fractional-N Ramp-PLL. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2003, Vol.52(2): 324-327
- [8] 娄国伟, 李兴国, 李跃华. W 波段窄脉冲近程雷达研究. *电子学报*, 2001, Vol.29(12): 1702-1704
- [9] 娄国伟, 李兴国, 吴文. 3mm 波段 FMCW 近程雷达的研究. *红外与毫米波学报*, 2001, Vol.20(2): 117-119
- [10] Feng Zhenghe, Li Wenghua, Gong Ke, et al. MM-wave Linear FMCW Generator and Distance Measurement Experiment. *International Conference on Millimeter Wave and Far Infrared Science and Technology Proceedings*. Beijing: IEEE, 1996, 21-24
- [11] 齐国清. FMCW 液位测量雷达系统设计及高精度测距原理研究: [博士学位论文], 大连: 大连海事大学, 2001, 125-132
- [12] 盛怀茂. 汽车防撞毫米波 FMCW 雷达前端集成关键技术研究: [博士学位论文], 上海: 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 2002, 94-96
- [13] 张琳. 线性调频连续波雷达信号处理技术: [硕士学位论文], 西安: 西安电子科技大学, 2003, 2-5

- [14] A. G. Stove. Linear FMCW radar techniques. IEE Proceedings-F, 1992, Vol.139(5): 343-350
- [15] 沈涛, 孙忠良. 毫米波 VCO 电调特性的线性校正方案研究. 现代雷达, 1997, Vol.19(1): 91-100
- [16] 陈祝明, 丁义元, 向敬成. 3mm 波宽带扫频源实时闭环非线性校正的实现技术. 系统工程与电子技术, 1999, Vol.21(2): 53-58
- [17] Samuel O.Piper. Homodyne FMCW Radar Range Resolution Effects with Sinusoidal Nonlinearities in the Frequency Sweep. IEEE International Radar Conference. USA: IEEE, 1995, 563-567
- [18] Fuchs Jorn, Ward Keith D, Tulin Marshall, et al. Simple Techniques to Correct for VCO Nonlinearities in Short Range FMCW Radars. IEEE International Microwave Symposium Digest. USA: IEEE, 1996, 1175-1178
- [19] 费元春, 苏广川, 米红, 等. 宽带雷达信号产生技术. 北京: 国防工业出版社, 2002, 28-86
- [20] 白居易, 曹晓梅. 低噪声频率合成. 西安: 西安交通大学出版社, 1995, 224-241
- [21] Stephen A. Mass. Nonlinear Microwave and RF Circuits. New York: Artech House, 2003, 355-395
- [22] J. S. Hong, M. J. Lancaster. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. New York : Wiley, 2001, 127-129
- [23] 清华大学微带电路编写组. 微带电路. 北京: 人民邮电出版社, 1975, 100-163
- [24] 顾其铮, 项家楨, 袁孝康. 微波集成电路设计. 北京: 人民邮电出版社, 1978, 163-246
- [25] 弋稳. 雷达接收机技术. 北京: 电子工业出版社, 2005, 57-130
- [26] W. R. Deal, Y. Qian, T. Itoh. Planar Integrated Antenna Technology. Microwave Journal, 1999, Vol. 42(7): 128-145
- [27] I. J. Bahl, P. Bhartia. Microstrip Antennas. New York: Artech House, 1980, 26-70
- [28] Basilio L. I., Khayat M. A., Williams J. T., et al. The dependence of the input impedance on feed position of probe and microstrip line-fed patch antennas. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2001, Vol. 49(1): 45-47
- [29] R. Q. LEE, K. F. LEE. Experimental study of the two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1990, Vol. 38(8): 1298-1302

## 附 录

AD9852 产生 80~90MHz 三角形调频连续波程序:

```

org      0x0000      bcf      portc,0      bsf      portc,7
goto     main        bsf      portc,7      nop
main:
nop
banksel  adcon1      nop
bsf      status,5    nop
movlw   0x07         nop
movwf   adcon1       nop
movlw   0x00         nop
movwf   trisa        bsf      portd,7      nop
movlw   0x01         nop
movwf   pcon         nop
movlw   0x00         nop
movwf   trisb        nop
movwf   trisc        nop
movwf   trisd        bsf      portc,7
movwf   trise        bcf      portd,7      nop
banksel  porta      nop
clrf    porta        movlw   0x1d      nop
clrf    portb        movwf   portd
clrf    portc        movlw   0x14      incf    portd,1
clrf    portd        movwf   portb    movlw   0x00
clrf    porte        nop
clrf    intcon       nop
clrf    t1con        bcf      portc,7      nop
clrf    t2con        nop
movlw   0x00         nop
movwf   adcon0       nop
movwf   adcon0       bcf      portc,7

```

nop		movlw	0x05	movlw	0x44
nop		movwf	portd	movwf	portb
nop		nop		movlw	0x09
bsf	portc,7	bcf	portc,7	movwf	portd
nop		bsf	portc,7	nop	
nop		nop		bcf	portc,7
nop		movlw	0x44	bsf	portc,7
incf	portd,1	movwf	portb	nop	
movlw	0x40	movlw	0x06		
movwf	portb	movwf	portd	movlw	0x4C
nop		nop		movwf	portb
nop		bcf	portc,7	movlw	0x0a
nop		bsf	portc,7	movwf	portd
bcf	portc,7	nop		nop	
nop				bcf	portc,7
nop		movlw	0x44	bsf	portc,7
nop		movwf	portb	nop	
bsf	portc,7	movlw	0x07		
nop		movwf	portd	movlw	0xCC
nop		nop		movwf	portb
nop		bcf	portc,7	movlw	0x0b
		bsf	portc,7	movwf	portd
movlw	0x44	nop		nop	
movwf	portb			bcf	portc,7
movlw	0x04	movlw	0x44	bsf	portc,7
movwf	portd	movwf	portb	nop	
nop		movlw	0x08		
bcf	portc,7	movwf	portd	movlw	0xCC
bsf	portc,7	nop		movwf	portb
nop		bcf	portc,7	movlw	0x0c
movlw	0x44	bsf	portc,7	movwf	portd
movwf	portb	nop		nop	

bcf	portc,7	movlw	0x10	nop	
bsf	portc,7	movwf	portd		
nop		nop		movlw	0x27
movlw	0xCC	bcf	portc,7	movwf	portb
movwf	portb	bsf	portc,7	movlw	0x14
movlw	0x0d	nop		movwf	portd
movwf	portd			nop	
nop		movlw	0x04	bcf	portc,7
bcf	portc,7	movwf	portb	bsf	portc,7
bsf	portc,7	movlw	0x11	nop	
nop		movwf	portd		
		nop		movlw	0x2F
movlw	0xCC	bcf	portc,7	movwf	portb
movwf	portb	bsf	portc,7	movlw	0x15
movlw	0x0e	nop		movwf	portd
movwf	portd			nop	
nop		movlw	0x5E	bcf	portc,7
bcf	portc,7	movwf	portb	bsf	portc,7
bsf	portc,7	movlw	0x12	nop	
nop		movwf	portd		
		nop		movlw	0x00
movlw	0xCD	bcf	portc,7	movwf	portb
movwf	portb	bsf	portc,7	movlw	0x1A
movlw	0x0f	nop		movwf	portd
movwf	portd			nop	
nop		movlw	0x7B	bcf	portc,7
bcf	portc,7	movwf	portb	bsf	portc,7
bsf	portc,7	movlw	0x13	nop	
nop		movwf	portd	movlw	0x00
		nop		movwf	portb
movlw	0x00	bcf	portc,7	movlw	0x1B
movwf	portb	bsf	portc,7	movwf	portd

---

```
nop
bcf    portc,7
bsf    portc,7
nop

movlw  0x03
movwf  portb
movlw  0x1C
movwf  portd
nop
bcf    portc,7
bsf    portc,7
nop
bcf    portc,0
nop
nop
bsf    portc,0
nop
nop
bcf    portc,0
nop
nop
stop   goto    stop
end
```

## 攻硕期间取得的研究成果

- [1] Ronghui Zhang, Xiaohong Tang, Ling Wang, Xianjing Zhang. Study Of Microstrip-Line Inset-Fed And Two-Layer Electromagnetically Coupled Rectangular Patch Antennas. The Seventeenth Asia-Pacific Microwave Conference (APMC'2005), 2005, 2495-2498