

文章编号:1674-2869(2011)05-0097-04

# 高频地波雷达接收机模拟前端的设计

骆 文<sup>1</sup>,王 勤<sup>2</sup>,杨子杰<sup>2</sup>

(1. 武汉工程大学理学院,湖北 武汉 430074;2. 武汉大学电子信息学院,湖北 武汉 430079)

**摘 要:**根据多频高频地波雷达接收机的指标要求,基于软件无线电思想设计了一种新颖的模拟前端系统方案.从理论上计算了模拟前端的噪声系数、灵敏度、增益等性能参数,结果表明这些参数达到了指标要求,说明该设计方案是切实可行的,在海洋监测中具有很好的应用前景.

**关键词:**多频雷达;模拟前端;低噪声放大器;电调滤波器

**中图分类号:**TN957.5      **文献标识码:**A      **doi:**10.3969/j.issn.1674-2869.2011.05.025

## 0 引 言

国内外研制的高频地波雷达大多数工作在单个频点上,抗干扰能力较弱,回波中包含的海态参数和移动目标信息量较少,探测性能受到较大限制,制约了海洋环境监测能力的发挥.多频高频地波雷达的主要优势在于:**a.**多频高频地波雷达同时或分时工作在多个频段的多个频率点上,因此抗干扰能力相对于单频雷达显著增强;**b.**采用多频探测可以有效获得多频点内的海洋回波频谱信息,能够获得更加准确的浪高、浪周期、有向浪高谱信息.同时多频探测也能够避免当海面存在较强海流时展宽的一阶谱对二阶谱的污染;**c.**通过多频探测可以获得不同水深的海流信息,从而获得海洋表层剖面流信息;**d.**多频雷达可以从海流上层垂直剖面反演出海面风速垂直剖面,从而间接获得风速信息;**e.**多频雷达工作在多个频点,所有频点的雷达散射截面(RCS)均处于低谷的可能性不大,因此,多频高频地波雷达在进行海上移动目标探测时可以较好地解决目标突然消失的问题.

## 1 多频高频地波雷达接收机结构设计

高频地波雷达接收机是整个雷达系统的核心,接收机性能的好坏,直接决定了雷达系统目标参数提取的精度<sup>[1]</sup>.高频地波雷达接收机设计除了要求达到幅相基本一致且相对稳定的多通道接收、灵敏度适中、抗外部干扰强、线性动态范围大等技术指标之外,还应尽可能满足稳定性高、通用性强、参数容易修改、功能更新方便、抗恶劣工作环境能力强等可靠性要求.

常规短波雷达接收机通常采用的是进行 2~3 次信号变换的超外差式接收机,将信号频率变换到一个比较低的中频上以后再进行中频采样<sup>[2-3]</sup>.每一次信号变换都会需要一个本振、一个混频器和一个滤波器,这样每一次信号变换都会增加接收机的复杂度、功耗和制造难度,且体积大、组合干扰增多;而对多通道接收机来说,电路越复杂,多路接收机之间的幅相一致性越难保证,可靠性越低.

随着 A/D 及 DSP 器件性能的提高,目前,在短波频段内对信号进行直接射频数字化已经不存在问题.射频直接采样接收机就是基于软件无线电思想的新一代接收机.软件无线电思想的核心在于尽可能地简化射频模拟前端,使得 A/D 转换尽可能地靠近天线去完成模拟信号的数字化,而数字化后的信号要尽可能多地用软件来处理,实现各种功能和指标.软件无线电的硬件平台应具有开放性、通用性.射频直接采样接收机将天线接收的信号经过适当的放大和滤波后直接进行 A/D 采样,再进行数字信号处理,从而具有最佳的灵活性<sup>[4]</sup>.借助软件无线电的思想和技术,本方案采用射频直接采样的接收机结构形式,组成框图如图 1 所示.

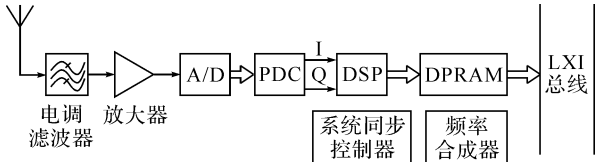


图 1 多频高频地波雷达接收机的总体框图

Fig.1 The block diagram of multi-frequency HF ground wave radar receiver

接收机采用射频直接采样结构,主要包含模

拟前端、数字接收单元、同步控制器单元、频率合成器单元及通信总线单元。接收机接收到的射频信号经过滤波放大后直接由 A/D 采样进入 PDC 中进行数字下变频 I/Q 分离并抽取滤波,得到的 I/Q 两路信号进入 DSP 中进行信号处理,将处理得到的数据存放在双口 RAM 中,并由通信总线单元通知上位机从双口 RAM 中读取数据进行下一步的处理。同步控制器单元负责整个系统的同步,确保整个雷达的相干性。频率合成器单元提供多频高频地波雷达发射信号,频率可由外部频谱监测设备进行选择,波形参数可灵活进行配置。

由图 1 可知,这是一个相当简洁的设计,与传统的超外差式接收机相比,元器件数量大为减少,也不需要本振信号,只要一个采样信号即可。但这并不意味着高频雷达接收机设计简单,相反,其方案的设计及实施对雷达设计师构成相当大的挑战,如果设计不当,在接收机输出端将根本看不到所需要的目标信号,无法得到实际应用。

根据多频高频地波雷达接收机的基本要求和设计的总体结构方案,整个雷达接收机的指标如下<sup>[5]</sup>:频率范围:4~10 MHz;动态范围:70 dB;灵敏度:-107 dBm;接收机带宽:75 MHz。

## 2 多频高频地波雷达接收机模拟前端设计

综合考虑高频地波雷达的系统设计要求和要实现的目标,就需要在提高接收机模拟前端的灵

敏度、动态范围、信号选择能力和抗干扰性能四个方面作出努力。从灵敏度、动态范围的定义以及雷达方程可知,通常认为接收机灵敏度与带宽、噪声系数、所需信噪比等有关,那么提高灵敏度可以从降低接收机噪声系数、减小接收机的带宽、提高接收机数字信号处理部分对信号的检测能力等来获得。而在模拟前端能做出的努力就是降低噪声、减小带宽、选用性能优良的模拟器件以及设计良好的接收方案等,然后合理安排器件的位置,提高整体性能。根据高频雷达接收机的结构和指标要求,初步确定模拟前端的主要设计指标如下:灵敏度  $< -107$  dBm;增益在 30~60 dB 之间,以保证 A/D 在正常采样前提下能检测出最弱的回波信号;输入三阶互调截点  $IIP3 > -26$  dBm,以接收较强的近海回波;无杂散动态范围  $SFDR > 70$  dB。

高频雷达接收机设计的最大难点在于模拟前端电路中电调谐滤波器和后续 A/D 变换器的选择。因为射频放大器及 ADC 均为宽带电路,而在高频环境中,外部的噪声和干扰极大,如存在许多短波电台和短波通信的干扰、天电干扰、大气噪声、宇宙噪声等,如设计不当,目标信号将被外部的噪声干扰或内部的杂散所淹没,从而使整个系统无法正常工作。

根据指标要求,并结合所选器件特性(主要是输入输出阻抗匹配),确定模拟前端结构的设计如图 2 所示。

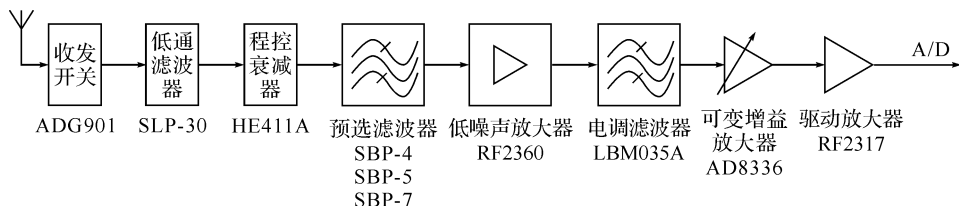


图 2 高频地波雷达接收机模拟前端结构框图

Fig. 2 The structured block diagram of analog front-end for HF ground wave radar receiver

在总体设计上考虑选用动态范围大、噪声系数小、性能稳定优良的器件,结构安排上将 1 dB 压缩点低、噪声系数小的器件放在前面,1 dB 压缩点高的器件放在后端。模拟前端电路主要包括低通滤波器、程控衰减器、预选滤波器、低噪声放大器、电调谐滤波器、可变增益放大器、驱动放大器、模数转换器等器件。模拟前端级联顺序的考虑:低通滤波器是为了抑制 30 MHz 以上的噪声和干扰分量,保留有用回波信号,并具有抗混叠功能。由于在高频环境中,外部噪声远高于接收机的内部噪声,而在高频波段的低端又远高于高端,因而在接收机前端设置一个程控衰减器,可根据不同的工

作频率对外部噪声进行一定的衰减,以使接收机的动态范围得到最佳利用,并对接收机增益进行动态调整。程控衰减器的位置比较靠前,尽可能多地抑制噪声和干扰。预选滤波器:初步获得某频段(如 4~5 MHz、5~7 MHz 或 7~10 MHz 等)的回波信号,相当于粗调。低噪声放大器:位于接收机的较前端,要求其噪声越小越好。为了抑制后面各级噪声对系统的影响,要求有一定的增益。电调滤波器:进一步衰减工作带外的噪声和干扰,相当于细调。可变增益放大器:弥补前面的滤波器带来的损耗;便于合理分配接收机的总体增益,并调节最后的最大输出不超过 A/D 的最大输入;实现通道

的幅度校准功能,使各个接收通道的增益尽量一致,便于提取海洋表面状态参数.驱动放大器:尽量放大衰减的回波信号以驱动后面的高速 A/D 变换器.

### 3 模拟前端主要性能指标的计算

#### 3.1 模拟前端噪声系数的计算

所有的射频接收都是对系统信噪比(SNR)的一系列处理.所以,滤波器、放大器等产生的噪声都应该降至最小.对于有损耗的元器件级联状态下的总噪声系数<sup>[6]</sup>可由下式给出:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_{P1}} + \frac{NF_3 - 1}{G_P G_{P2}} + \dots \quad (1)$$

式(1)中,  $NF$  是等效的总噪声系数,  $NF_N$  是第  $N$  级的噪声系数,  $G_{PN}$  是第  $N$  级的增益.

从式(1)可以看出,接收机的总噪声系数由系统内各级的噪声性能共同决定,前面几级的噪声系数对系统影响较大,特别是第一级的影响最大.因此,在选择位于接收机前端的元器件,例如低噪声放大器(LNA)时,其噪声系数应尽可能小,以保证整机的噪声性能.通过计算可得出前端总的噪声系数为 6.132 dB,满足噪声系数尽可能低的系统设计的要求.

#### 3.2 模拟前端灵敏度的计算

模拟前端的一个很重要指标是灵敏度,它定义为:在给定要求的输出信噪比的条件下,模拟前端所能检测的最低输入信号电平.接收机模拟前端的灵敏度由环境温度下的热噪声密度、等效噪声带宽和总的噪声系数决定,在标准室温下可表示为:灵敏度

$$S_{i\min} = -174 \text{ (dBm)} + 10 \log B + NF \text{ (dB)} + (S/N)_o \quad (2)$$

式(2)中,  $B$  为系统带宽,取为 75 kHz;  $NF$  为前端总的噪声系数,取为 6.132 dB;  $(S/N)_o$  为输出信噪比,取为 10 dB.则接收机前端灵敏度为  $S_{i\min} = -109.1 \text{ dBm}$ ,满足灵敏度  $< -107 \text{ dBm}$  的系统设计要求.

#### 3.3 模拟前端增益的计算

模拟前端增益的确定原则是:保证解调器输入端一定信噪比(即对接收机前端噪声系数的要求,取 10 dB)情况下,把灵敏度信号电平放大至解调器工作门限.对射频直接数字化接收机来说,由于射频信号先进行 A/D 变换,解调由数字信号处理器件中的软件算法完成<sup>[7]</sup>.

数字化接收机的前端增益,与所使用 ADC 的量化噪声有关.为了防止在接收最小信号电平时,

ADC 的量化噪声指标的恶化,接收机模拟前端的总增益应足够高,送到 ADC 输入端的最小信号电平加上前端电路的热噪声电平至少应大于一个 ADC 量化分层电压  $V_{p-p}/(2^n - 1)$ . 为了保证能够有效检测信息,又要求 ADC 输入端信噪比大于 10 dB.本方案采用美国 ADI 公司生产的 AD9245 作为模数变换器,它具有 14 位的分辨率,其差分输入峰-峰值电压范围为  $\pm 2 \text{ V}$ ,故分层电压为  $244 \mu\text{V}$ ,有效值为  $86.32 \mu\text{V}$ ,输入阻抗为  $50 \Omega$  时其量化电平  $P_q = -68.3 \text{ dBm}$ .因此,当模拟前端输出的信号电平达到  $-68.3 \text{ dBm}$  时便可保证最小接收信号能被 ADC 可靠地数字化.

当模拟前端的输出信噪比  $SNR = 10 \text{ dB}$  时,ADC 输入端的最小信号电平由灵敏度放大得到.那么当输入信号电平等于灵敏度 ( $S_{i\min} = -109.1 \text{ dBm}$ ) 时,输出的有用信号电平应为  $-68.3 \text{ dBm}$ .因此,可计算出模拟前端的增益 = 量化电平 - 灵敏度电平 =  $-68.3 \text{ dBm} - (-109.1 \text{ dBm}) = 40.8 \text{ dB}$ .满足增益在 30~60 dB 之间的系统设计的要求.

#### 3.4 模拟前端线性度的计算

雷达接收机的线性度是描述失真的技术指标,最希望出现的结果是输出随着输入以增益为倍数线性变化,事实上系统的器件并没有这么理想,线性放大是相对的,非线性区总是存在.在系统失真成分中,以三阶互调失真最为严重.三阶失真是三阶非线性项产生的,是失真的主要成分,常用三阶截点 ( $IP3$ ) 指标描述.在以输入电平为横轴,输出电平为纵轴的笛卡尔坐标系中,线性项输出与三次项输出曲线的交点称三阶截点,它在横轴上的投影称为输入三阶截点 ( $IIP3$ ),在纵轴上的投影称为输出三阶截点 ( $OIP3$ ).当输入信号电平增大时,基频输出不再随输入的增大而线性增加,而是比理想输出值略有下降,实际输出比理想值低 1 dB 处,称为 1 dB 压缩点,用  $P_{-1\text{dB}}$  表示.1 dB 压缩点比  $IIP3$  低 10 dB.三阶截点越高,系统的线性度越好.

在模拟前端电路中,信号要经过多级级联电路进行处理.模拟前端总的三阶截点与每一级的增益及每一级的三阶截点均有关:

$$\frac{1}{IIP3} = \frac{1}{IIP3_1} + \frac{G_{P1}}{IIP3_2} + \frac{G_{P1}G_{P2}}{IIP3_3} + \dots \quad (3)$$

计算  $IIP3$  可以从后向前.  $IIP3$  是表征有源器件的线性范围的,无源器件一般不存在线性范围这个指标,故认为收发开关、低通滤波器等的  $IIP3$  都很大,达 100 dBm,它们对系统的线性范围的影响都可以忽略.但不能忽略其损耗对总  $IIP3$

的影响,更不能忽略增益对总  $IIP3$  的影响. 通过计算可知,模拟前端总的输入三阶互调截点为  $IIP3=0.965\text{ dBm}$ ,模拟前端的  $1\text{ dB}$  压缩点为  $P_{-1\text{ dB}}=0.965-10=9.035\text{ dBm}$ . 满足输入三阶互调截点  $IIP3>-26\text{ dBm}$  的系统设计要求.

3.5 模拟前端动态范围的计算

在雷达探测过程中,接收机所接收到的无线电信号的强度是随着外界因素的变化而变化的,接收机的动态范围就是用来描述接收机能够同时兼容大、小输入信号的能力. 动态范围是指接收机能正常工作并产生预期输出时,输入信号强度允许变化的范围,描述接收机的动态范围的有无杂散动态范围(SFDR: Spurious-Free Dynamic Range)和阻塞动态范围(BDR: Blocking Dynamic Range)两个指标. 动态范围越大,说明接收机在正常工作情况下,所能承受的信号变化范围越大,适应性就越好. 这两个指标与输入信号的关系如图 3 所示.

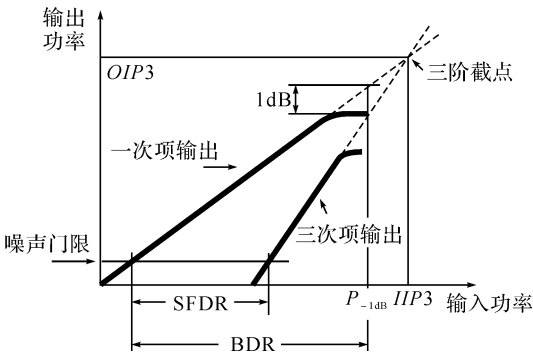


图 3 SFDR 与 BDR 示意图

Fig. 3 The sketch map of SFDR and BDR

对模拟前端而言,SFDR 表示输入信号从噪声门限电平开始到输入信号产生的三阶互调成分等于噪声门限电平时的变化范围. 从图 3 中可以看出,它比  $1\text{ dB}$  压缩点低得多,在此区间中,模拟前端仍工作在线性区. 用 SFDR 表示模拟前端动态范围有重要意义. 因为在高频雷达系统中,远海和近海回波是同时到达接收机,如果模拟通道的无杂散动态范围(SFDR)小于这个值,那么近海回波产生的杂散信号将干扰远海回波,影响雷达最大探测距离.

BDR 表示输入信号从噪声门限电平开始到输入信号产生  $1\text{ dB}$  压缩点时的变化范围,用它描述模拟器件线性工作区域范围, $1\text{ dB}$  压缩点均作为

器件的最大输入值看待.

其计算公式如下:

$$SFDR=\frac{2}{3}(IIP3-P_{\text{Noise Floor}})-SNR \tag{4}$$

$$BDR=P_{-1\text{ dB}}-P_{\text{Noise Floor}} \tag{5}$$

式(5)中, $P_{\text{Noise Floor}}$ 为噪声门限,根据

$$P_{\text{Noise Floor}}=-174\text{ dBm}+10\lg B+NF \tag{6}$$

取  $NF=6.132\text{ dB}$ ,  $B=75\text{ kHz}$ ,

计算噪声门限:  $P_{\text{Noise Floor}}=-119.1\text{ dBm}$

无杂散动态范围:  $SFDR=70\text{ dB}$

阻塞动态范围:  $BDR=128.1\text{ dB}$

从计算结果来看, $70\text{ dB}$  的 SFDR 基本能够满足多频高频雷达接收机的工作需要.

4 结 语

以上提出的一种多频高频地波雷达接收机模拟前端的系统设计思路及方法,该方案中的模拟前端功耗低、体积小、元器件数量远少于常规的短波雷达接收机,可以应用于多频高频地波雷达. 通过合理的方案设计,直接对天线下来的信号进行 A/D 变换,极大地简化了接收机结构,而又能获得极佳的性能.

参考文献:

[1] Thomason J F. Development of over-the-horizon radar in the United States [C]//Radars Conference Proceedings of the International,2003;599-601.

[2] Pearce T H. The application of digital receiver technology to HF radar [C]//Fifth International Conference on HF Radio Systems and Techniques. Towcester, GEC-Marconi Ltd., 1991;304-309.

[3] Oscarsson C F. A Digital HF receiver [C]//Sixth International Conference on Radio Receivers and Associated Systems. Linköping, Defence Res. Establ., 1995;47-51.

[4] 樊季林,谈宏华. ADS1255 同 LPC2138 的接口设计 [J]. 武汉工程大学学报,2009,31(5):87-89.

[5] 杨子杰,文必洋,柯亨玉,等. 高频地波雷达波形参数设计 [J]. 武汉大学学报(理学版),2001,47(5):528-531.

[6] 陈邦媛. 射频通信电路 [M]. 北京:科学出版社,2002.

[7] 王为. 基于 LM629 对足球机器人运动控制的设计 [J]. 武汉工程大学,2008,3(1):104-107.