

一种正交采样的风廓线雷达数字接收机设计

张福贵, 何建新, 姚振东

ZHANG Fugui, HE Jianxin, YAO Zhendong

成都信息工程学院 中国气象局 大气探测重点开放实验室, 成都 610225

Key Laboratory of Atmospheric Sounding, China Meteorological Administration, Chengdu University of Information Technology, Chengdu 610225, China

ZHANG Fugui, HE Jianxin, YAO Zhendong. Wind profiler radar digital receiver design based on orthogonal sampling. *Computer Engineering and Applications*, 2011, 47(27): 83-85.

Abstract: Aiming at the features of wind profiler radar for UHF frequency, an efficient and high performance digital receiver based on orthogonal sampling is designed. Through theoretical analysis of orthogonal sampling receiver, quadrature sampling theory, IQ separation operation, half-band filter, etc are introduced in this paper. Finally, simulation results show that digital receiver using orthogonal sampling technique is feasible and efficient.

Key words: orthogonal sampling; digital frequency convert; wind profiler radar; system design; simulation

摘 要: 针对 UHF 波段风廓线雷达接收机特点, 提出并介绍一种高效、高性能的正交采样的数字接收机, 通过对正交采样接收机理论分析, 介绍了正交采样、IQ 分离、半带滤波、CIC 滤波等实现方法。最后通过 simulink 对设计进行建模、仿真。仿真结果表明了基于正交采样技术的数字接收方案的可行性。

关键词: 正交采样; 数字变频; 风廓线雷达; 系统设计; 仿真

DOI: 10.3778/j.issn.1002-8331.2011.27.023 文章编号: 1002-8331(2011)27-0083-03 文献标识码: A 中图分类号: TN958.2

1 引言

数字化接收机是软件无线电的重要内容, 软件无线电最终理想是将模数转换器件(ADC)紧接在电台天线, 直接在信号射频进行采样, 将模拟信号转换成数字信号, 射频以下其他的所有处理功能全部采用软件模块来实现^[1]。目前理论和实现上较成熟的数字化接收机方案是中频数字化接收机, 即将射频信号经低噪声放大, 经一次或二次下变频后, 在中频(或高中频)直接采样, 在数字下变频到基带得到正交的 I/Q 信号。目前, 中频数字化接收机已在通讯、雷达上普遍使用^[2]。

若直接在射频上进行抽样, 即使将信号混频到中频, 在数十 MHz 的中频上对信号进行抽样对 ADC 器件的要求也是比较高的, 且后端用数字信号处理器处理较为困难^[3]。介绍一种基于正交采样技术的直接 450 MHz 中频采样的数字变频接收机系统。

2 UHF 风廓线雷达接收机

风廓线雷达(Wind Profiler Radar, WPR)主要是利用大气湍流对电磁波的散射作用进行大气风场等物理量探测的遥感设备。气象业务中应用较多的是 440~450 MHz 的对流层风廓线仪和边界层风廓线仪^[4]。目前传统的风廓线雷达接收机如图 1 所示。

3 射频数字接收机系统

目前更多的数字接收机的数字化处理都在经过一次或两次混频后的中频端进行。随着高速多位 A/D 转换器、DDS 技术、高速数字信号处理 DSP 技术的迅速发展, 雷达接收机数字化的水平越来越高, 根据 440~450 MHz(UHF)对流层风廓线雷达的系统特点, 本文设计采用射频数字化处理, 系统框图如图 2 所示。设计中低噪声放大器输出后由带通采样(欠采样)得到数字信号, 经过数字化射频接收系统输出生成风廓线雷



图1 传统对流层风廓线雷达接收机原理框图

基金项目: 国家自然科学基金(the National Natural Science Foundation of China under Grant No.41075010)。

作者简介: 张福贵(1977—), 男, 讲师, 主要研究领域为气象雷达数字信号处理; 何建新(1966—), 男, 教授; 姚振东(1965—), 教授。

E-mail: zfg@cuit.edu.cn

收稿日期: 2011-04-18; 修回日期: 2011-07-11

达风场等信息的I/Q基带数据。

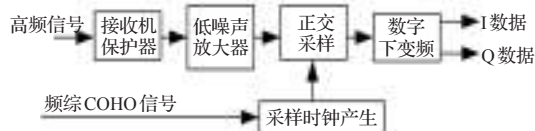


图2 射频数字化接收机原理框图

4 正交采样

对于Nyquist采样和过采样来说,采样频率都至少大于信号最高频率的两倍,信号才可以无失真的重构。随着频率的增加会出现下面的问题,如高速ADC器件难以实现,由采样孔径抖动造成的信噪比恶化严重,ADC采样速率过高对后续数据处理要求太高,实时处理困难。在实际应用中,常常遇到的是窄带信号。对这类信号,在不产生混叠的情况下,采样频率 f_s 并不需要最高频率的两倍,可以采用带通采样技术。带通采样亦称欠采样,它能以低于信号最高频率二倍的频率对信号进行采样。带通采样的应用,大大降低了采样率,也大大降低了对ADC器件和后续数据处理能力的要求。

由文献[5]知,在带通采用中存在一个最佳采样频率(即正交采样 f_{opt}),使得采样后的频谱重复间隔最大,从而尽量减弱由于频谱折叠进入带内的噪声能量,或者降低抗混叠滤波器的带外抑制要求。其最佳采样频率可以由式(1)表示,其中 n 取 $f_{opt} \geq 2B$ 的正整数^[6]

$$f_s = 4f_0/2n + 1 \quad (1)$$

5 数字变频原理

数字下变频实际上和模拟信号的混频正交变换的目的是一样的,都是为了对信号实现频谱搬移,而且它们的实现方法也很类似,只是数字混频正交变换中计算的对象是数字序列而不是模拟波形。只有利用数字混频正交变换将信号频谱搬移到基带,抽取和插值才不会导致信号混叠。本文数字变频采用的是上文中提到的正交采样技术。它是一种基于多相滤波的数字正交变换方法,该方法不仅不需要正交本振,且后续的数字滤波器阶数可以很低,实现起来非常简单。

设输入信号为^[7]:

$$x(t) = a(t) \cdot \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] \quad (2)$$

按以下采样频率 $f_s = 4f_0/(2m+1)$, ($m=0, 1, 2, \dots$) 对其进行采样,得到的采样序列为:

$$\begin{aligned} x(n) &= a(n) \cdot \cos\left[2\pi \frac{f_0}{f_s} n + \varphi(n)\right] = \\ &= a(n) \cdot \cos\left[2\pi \frac{(2m+1)}{4} n + \varphi(n)\right] \end{aligned} \quad (3)$$

所以

$$x(n) = x_{BI}(n) \cos\left(\frac{2m+1}{2} \pi n\right) - x_{BQ}(n) \sin\left(\frac{2m+1}{2} \pi n\right) \quad (4)$$

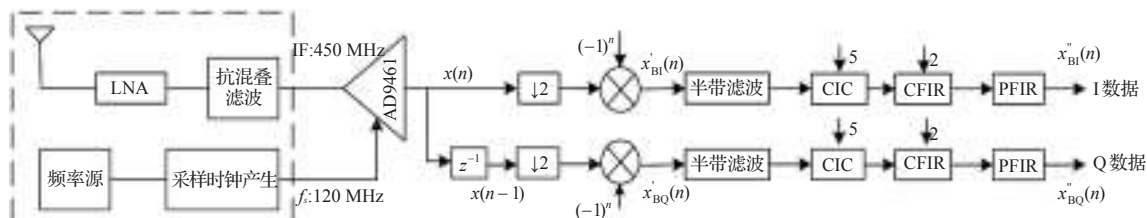


图4 正交采样接收机原理框图

式中 $x_{BI}(n) = a(n) \cos \varphi(n)$, $x_{BQ}(n) = a(n) \sin \varphi(n)$ 分别为信号的同相分量和正交分量。

由式(4)可得:

$$x(2n) = x_{BI}(2n) \cos[(2m+1)\pi n] = x_{BI}(2n) \cdot (-1)^n \quad (5)$$

同理可得

$$x(2n+1) = x_{BQ}(2n+1) \cdot (-1)^n$$

$$\text{令 } x'_{BI}(n) = x(2n) \cdot (-1)^n, x'_{BQ}(n) = x(2n+1) \cdot (-1)^n$$

则可得

$$x'_{BI}(n) = x_{BI}(2n), x'_{BQ}(n) = x_{BQ}(2n+1) \quad (6)$$

也就是说 $x'_{BI}(n)$ 和 $x'_{BQ}(n)$ 两个序列分别是同相分量 $x_{BI}(n)$ 和正交分量 $x_{BQ}(n)$ 的2倍抽取序列,其实现过程如图3所示。

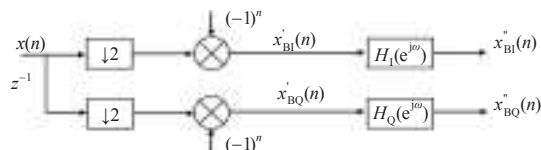


图3 基于正交采样的数字下变频

由抽取原理知道,如果 $x_{BI}(n)$ 和 $x_{BQ}(n)$ 的数字谱宽度小于 $\pi/2$ (相当于模拟频谱宽度 $f_s/4$),则其2倍抽取序列 $x'_{BI}(n)$ 和 $x'_{BQ}(n)$ 可以无失真地表示原序列,且容易证明, $x'_{BI}(n)$ 和 $x'_{BQ}(n)$ 的数字谱为:

$$X'_{BI}(e^{j\omega}) = \frac{1}{2} X_{BI}(e^{j\frac{\omega}{2}}), X'_{BQ}(e^{j\omega}) = \frac{1}{2} X_{BQ}(e^{j\frac{\omega}{2}}) \cdot e^{j\frac{\omega}{2}} \quad (7)$$

即两者的数字谱相差一个延迟因子 $e^{j\frac{\omega}{2}}$,在时域上相当于相差半个采样点,这半个延时差显然是由于采用了奇偶抽取所引起的。这种在时间上的“对不齐”可以采用两个时延滤波器来加以校正,这两个滤波器的频率响应应满足:

$$\frac{H_Q(e^{j\omega})}{H_I(e^{j\omega})} = e^{-j\frac{\omega}{2}} \text{ 且 } |H_Q(e^{j\omega})| = |H_I(e^{j\omega})| = 1 \quad (8)$$

6 正交采样接收机系统实现

设计中雷达的工作频率为450 MHz,带宽为 ± 3 MHz,系统拟采用ADI公司的AD9461-130芯片作为ADC器件。该芯片AD9461是一款16位单芯片采样模数转换器(ADC),采样速率高达130 MSPS,具有出众的信噪比(SNR),适合采用基带中频(≤ 130 MHz)的仪器仪表、医疗成像以及雷达接收机应用。结合AD9461特性及上文中正交采样,系统的选取采样率为120 MHz。

经过高性能模数转换后,系统使用ALTERA公司的超大规模可编程逻辑器件实现正交变频、相位调整(半带滤波)、抽取、可编程FIR滤波。设计框图如图4所示,其中IQ两路数据

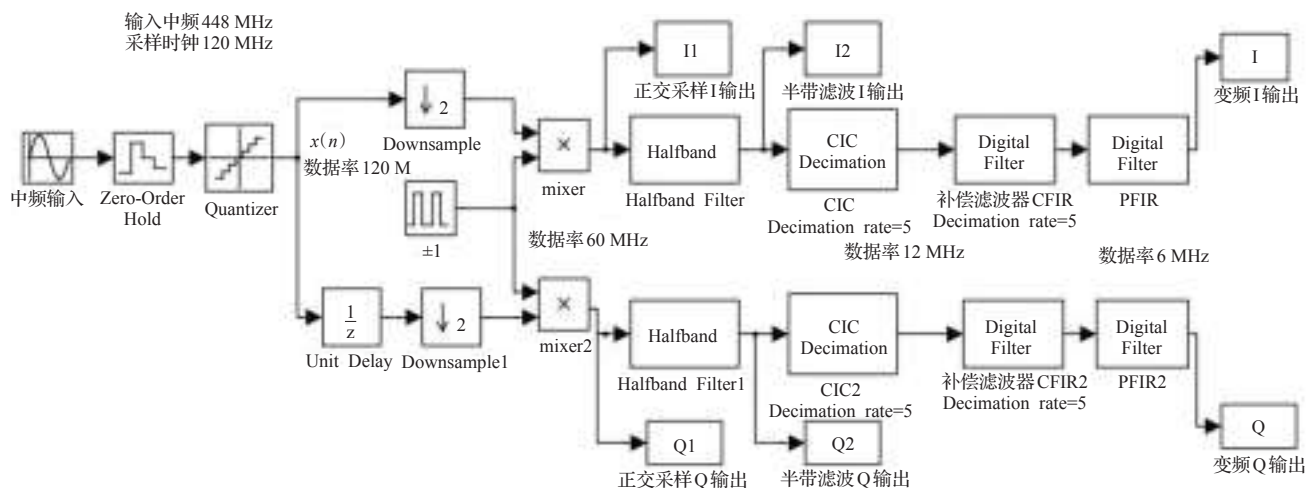


图5 正交采样接收机simulink仿真模型

通道为并行处理方式——同时输出IQ。图4虚线框为风廓线雷达系统接收机前端示意图。

通过对风廓线雷达系统分析,结合图4,使用Matlab的simulink对正交采样、变频等功能进行模型搭建、验证、仿真,见图5。为使分析方便起见,设置输入中频频率为448 MHz,接收带宽5 MHz,输入信号的信噪比为30 dB,基带数据输出率为6 MHz。

利用simulink模型,将各级产生的数据存放在数据空间(workspace)中,如图5所示,并进行分析。分离后的时域和频域分析见图6(a)。由上文分析分离出的IQ数据两者的数字谱相差一个延迟因子,该延迟从图6(a)的功率谱图中可以看出,谱线中有一虚假信息。所以系统中利用半带滤波器加以调整,调整后的IQ输出如图6(b)所示,从功率谱分析可以看出调整滤波效果明显。

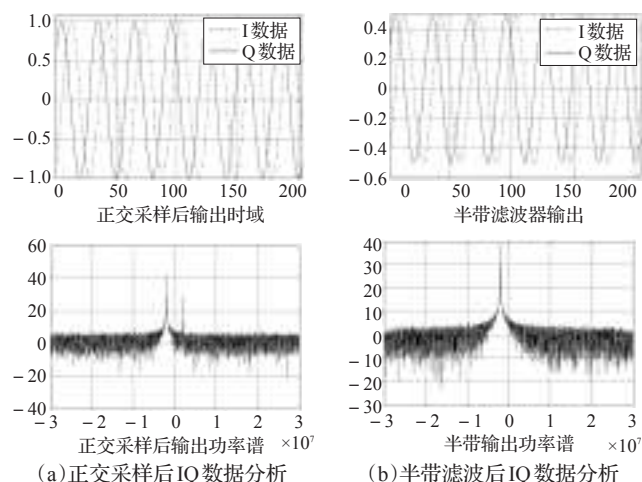


图6 IQ延迟调整

经调整延时的半带输出后IQ数据,需要进行同其他数字下变频类似的各种操作,分别是较少运算量的高效CIC抽取滤波器,设计中抽取率设置为5倍抽取,滤波器幅频特性见图7(a)。由于CIC滤波带内单调特性,系统在此滤波器后加一级补偿滤波器CFIR,作用是将CIC滤波器损失部分补偿至平坦,CFIR滤波器特性见图7(a)。系统最后使用一级可编程的有限长冲激响应滤波器PFIR实现IQ数据的最终滤波。图7(b)为PFIR滤波输出后IQ的时域波形及功率

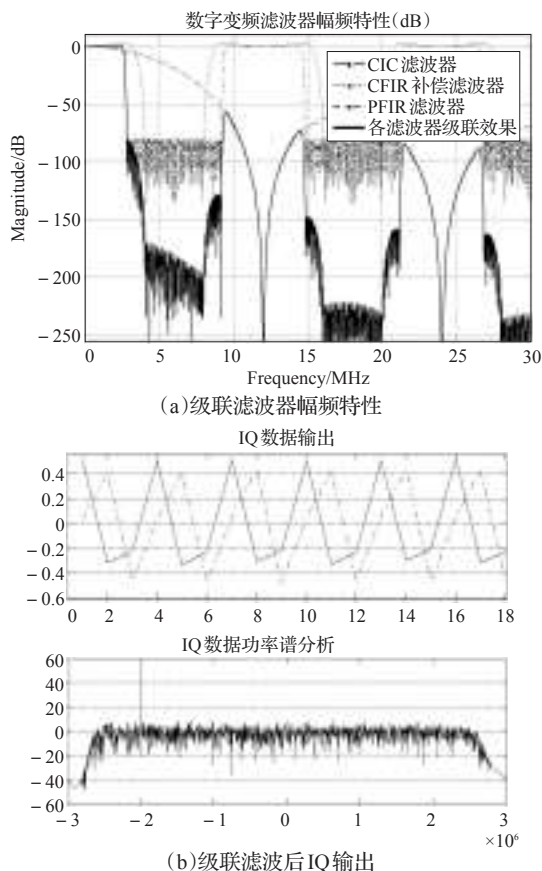


图7 各型数字滤波器设计及变频结果

谱分析图。经仿真分析,该系统较好实现了雷达数字变频功能。

7 结论

通过正交采样理论分析,给出了数字变频的系统设计,通过建模、仿真,验证了正交采样技术的可行性和高效性。采用的正交采样变频技术,简化了系统设计的复杂程度,降低了后续滤波运算量,减少了设计硬件成本,从而简化了基带处理过程。同时系统无需采用混频(乘积)运算,使得有限字长效应影响减弱,相比以往数字下变频,减小了系统产生的加性噪

(下转90页)