

文章编号: 1001-2486(2010)06-0032-05

一种非均匀采样的宽带雷达数字正交解调方法*

宿绍莹, 侯庆凯, 陈曾平

(国防科技大学 ATR 重点实验室, 湖南长沙 410073)

摘要: 数字正交解调是宽带雷达数字接收机的重要组成部分, 灵活性和实时性是数字正交解调设计的关键问题。从二阶采样和多相滤波的原理出发, 提出了基于非均匀采样的数字正交解调方法, 给出了算法的实现结构, 并通过仿真验证了算法的正确性。通过与低通滤波法、多相滤波法比较结果表明, 基于非均匀采样的数字正交解调方法具有优化的实现结构和更好的实时性, 可以用于宽带雷达数字接收机的设计。

关键词: 非均匀采样; 正交解调; 宽带雷达; 数字接收机; 多相滤波

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A

Digital Quadrature Demodulation of Wideband Radar Based on Nonuniform-sampling

SU Shao-ying, HOU Qing-kai, CHEN Zeng-ping

(ATR Key Laboratory, Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Flexibility and simplicity are key points in designing a digital quadrature demodulator, which is an important part of wideband radar digital receiver. In this paper, we proposed a new implementation of digital quadrature demodulation based on nonuniform-sampling, which is evolved from second-order sampling and multiphase filter. The structure of nonuniform-sampling was presented, and its effectiveness was verified by simulation results. Compared with low-pass filter and multiphase filter, nonuniform-sampling obtains more optimized structure and better performance in real-time processing. This novel approach will offer potential for better resolution in designing a wideband radar digital receiver.

Key words: nonuniform-sampling; quadrature demodulation; wideband radar; digital receiver; multiphase filter

正交解调可以保留信号的幅度和相位信息, 在雷达、声纳和通信等领域都有着广泛的应用。数字正交解调因其正交性和一致性优于模拟方法, 因此受到了广泛的关注^[1-8]。随着器件水平的提高, 现有的模数转换器在 L 波段和 S 波段已经具备了射频直接采样的能力, 促进了软件无线电和数字化软件雷达的发展。高达 GHz 的采样速率意味着数字接收机具有更宽的带宽, 数字化程度的提高意味着数字接收机具有灵活多变的工作模式。宽带数字正交解调技术作为宽带接收机的重要组成部分, 面临着工程化的挑战, 如何减少运算量, 提高接收机信号处理的实时性和灵活性是数字正交解调设计的关键问题。

文献[2]提出了“免混频”的数字正交解调方法, 又称多相滤波方法; 文献[3]通过二阶采样的方法提供了更多采样率和中心频率的选择; 文献[4]讨论了任意中频的实现方法; 文献[5]介绍了非均匀采样和随机采样; 文献[6]对常用的数字正交解调方法(低通滤波法、插值法和多相滤波法等)进行了比较; 文献[7]对移相滤波器进行多相分解, 减少了计算量; 文献[8]提出了快行 FIR 滤波的方法。本文通过对采样数据和抗混叠滤波器的非均匀抽取方法, 实现了宽带雷达信号的数字正交解调, 与上述文献相比具有更灵活的实现结构和更少的计算量。

1 问题描述

带通采样定理: 设一个频率带限信号 $x(t)$, 其频带限制在 (f_L, f_H) 内, 如果其采样速率 f_s 满足

* 收稿日期: 2010-07-03

基金项目: 国家部委资助项目(51307060401)

作者简介: 宿绍莹(1982-), 男, 博士生。

$$f_s = \frac{2(f_L + f_H)}{2M - 1}, M \text{ 为满足 } f_s \gg 2(f_H - f_L) \text{ 的最大正整数} \quad (1)$$

则用 f_s 进行等间隔采样所得到的信号采样值 $x(n)$ 能准确地确定原信号 $x(t)$ 。

根据带通采样定理的条件, 考虑射频前端抗混叠滤波器的设计和结构的优化, 通常选择采样率为

$$f_s = 4f_d(2M - 1) \quad (M \text{ 为正整数}, f_s \gg 2B, f_0 \text{ 为中心频率}, B \text{ 为信号带宽}) \quad (2)$$

宽带雷达数字接收机中, 低通滤波数字正交解调方法被普遍采用, 解调后的基带复信号有效带宽为 $(-B/2, B/2)$, 为减少数据率, 降低后端信号处理的压力, 可以对解调后的正交信号进行两倍抽取, 抽取后的信号频谱不会产生混叠, 接收机结构如图 1 所示。

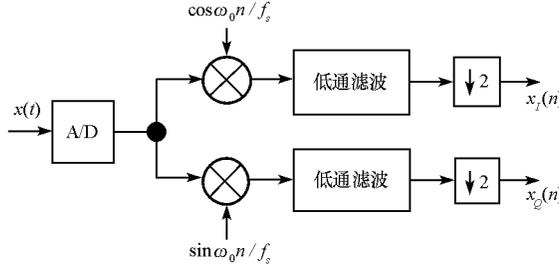


图 1 低通滤波数字正交解调

Fig. 1 Low-pass filter digital quadrature demodulation

当满足式(2)时, 正交本振信号为 $\pm 1, 0$ 这几个特殊值, 从而实现奇偶抽取的“免混频”结构, 如图 2 所示。“免混频”结构使混频器和滤波器的工作频率降低为低通滤波方法的一半, 有效地减少了信号处理的运算器, 因此被广泛应用于宽带数字接收机的设计。奇偶抽取的结构使正交两路信号时间上相差半个采样周期, 在频域上表现为相移, 正交信号的时域和频域表达式如下。

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{时域:} \\ \quad x_I(2n) = x'_I(n) = x(2n) (-1)^n \\ \quad x_Q(2n+1) = x'_Q(n) = x(2n+1) (-1)^n \\ \text{频域:} \\ \quad X'_I(e^{j\omega}) = X_I(e^{j\omega/2})/2 \\ \quad X'_Q(e^{j\omega}) = X_Q(e^{j\omega/2}) \cdot e^{j\omega/2}/2 \end{array} \right. \quad (3)$$

这种时间上的“对不齐”可以采用两个移相滤波器来加以校正, 常用移相滤波器的设计方法是对抗混叠低通滤波器进行奇偶抽取, 对正交两路信号分别进行滤波, 补偿时间延时导致的相位差。移相滤波器的时域和频域表达式如下。

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{时域:} \\ \quad h_I(n) = h(2n+1) \\ \quad h_Q(n) = h(2n) \\ \text{频域:} \\ \quad H_I(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega/2}) \cdot e^{j\omega/2}/2 \\ \quad H_Q(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega/2})/2 \end{array} \right. \quad (4)$$

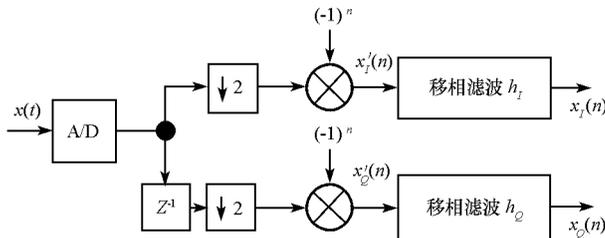


图 2 “免混频”数字正交解调

Fig. 2 Mixer-free digital quadrature demodulation

宽带雷达不同的工作模式常常采用不同的信号带宽, 数字接收机需要根据相应的带宽选择合适采样频率。为降低数据率, 减少后端信号处理的复杂度, 数字正交解调后常进行抽取处理。考虑宽带雷达数字接收机设计实例如下: 发射信号中心频率 f_0 为 1300 MHz, 带宽 B 为 400 MHz、200 MHz、100 MHz、

50 MHz等。针对上述条件,根据现有的实现方法,可以设计下述两种数字正交解调方案。

第一种方案选择满足公式(2)的最低采样率 f_s 分别为1040 MHz, 400 MHz, 208 MHz, 101.96 MHz等。考虑可实现性,保证低通滤波器矩形系数大于 $5/4$,则修正后的采样率 f_s 分别为1040 MHz, 577.78 MHz, 273.68 MHz, 126.83 MHz。为了保证雷达系统的相参特性,各种频率源都是由某一高精度晶振通过不同倍频/分频产生的,在接收机工作过程中实时改变采样率是比较困难甚至无法实现的。

另一种可行的方案是,选择固定的采样频率 f_s 为1040 MHz,采用如图2的“免混频”结构,根据带宽不同设计不同的滤波器,同时对移相滤波器进行多相分解,减少了计算量,得到了优化的实现结构。文献[7]对抽取因子为 $L=4$ 时的数字正交解调接收机进行了优化设计。

本文针对上述问题,提出了非均匀采样的数字正交解调方法。

2 非均匀采样的数字正交解调方法

设带通信号中心频率为 f_0 ,带宽为 B/k , $k=1,2,3\dots$,当满足式(2)的条件时,可选择采样频率 $f_s=1/T \geq 2B$,采样序列表达式为

$$x(n) = A \cos[2\pi f_0 nT + \varphi(nT)] \quad (5)$$

对采样序列非均匀抽取^[9]如图3所示,抽取倍数为 $L=2^k$,得到两个子序列表达式为

$$\begin{aligned} x(nL) &= A \cos[2\pi f_0 nLT + \varphi(nLT)] \\ &= A \cos \varphi(nLT) \cos(2\pi f_0 nLT) - A \sin \varphi(nLT) \sin(2\pi f_0 nLT) \\ &= x_I(nLT) \cos(2\pi f_0 nLT) - x_Q(nLT) \sin(2\pi f_0 nLT) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} x(nL+1) &= A \cos\{2\pi f_0(nL+1)T + \varphi[(nL+1)T]\} \\ &= A \cos \varphi[(nL+1)T] \cos[2\pi f_0(nL+1)T] - A \varphi[(nL+1)T] \sin[2\pi f_0(nL+1)T] \\ &= x_I[(nL+1)T] \cos[2\pi f_0(nL+1)T] - x_Q[(nL+1)T] \sin[2\pi f_0(nL+1)T] \end{aligned}$$

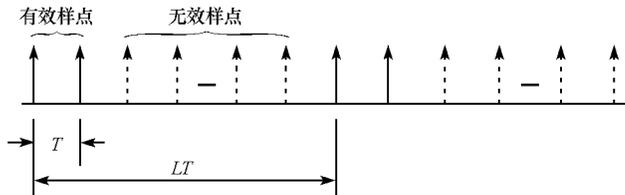


图3 非均匀采样过程

Fig. 3 Procedure of nonuniform sampling

式(6)中, $x_I(t) = A \cos[\varphi(t)]$, $x_Q(t) = A \sin[\varphi(t)]$,而 $x_I(t)$ 、 $x_Q(t)$ 正是期望获得的基带信号的两个正交分量。又将 $T = (2M-1)/4f_0$ 代入式(6)中得:

$$\begin{aligned} x(nL) &= (-1)^{nL/2} x_I(nLT) \\ x(nL+1) &= (-1)^{nL/2+M} x_Q[(nL+1)T] \end{aligned} \quad (7)$$

对特定的应用 M 为常值,不失一般性,设 $M=2$ 。由式(7)可得正交两路信号的时域和频域表达式如下。

$$\begin{cases} \text{时域:} & \begin{aligned} x_I(nLT) &= x'_I(n) = (-1)^{nL/2} x(nL) \\ x_Q[(nL+1)T] &= x'_Q(n) = (-1)^{nL/2} x(nL+1) \end{aligned} \\ \text{频域:} & \begin{aligned} X'_I(e^{j\omega}) &= X(e^{j\omega/L})/L \\ X'_Q(e^{j\omega}) &= X(e^{j\omega/2}) \cdot e^{j\omega/L}/L \end{aligned} \end{cases} \quad (8)$$

与“免混频”方法相似, L 倍非均匀抽取可以直接得到正交两路信号,但正交两路信号在时间上“对不齐”,为补偿这一时延,需要通过移相滤波器对正交两路信号进行处理。移相滤波器设计可以对抗重叠低通滤波器系数进行同样的非均匀抽取,其时域和频域表达式如下:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{时域: } h_I(n) = h(nL + 1) \\ \quad \quad h_Q(n) = h(nL) \\ \text{频域: } H_I(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega/L}) \cdot e^{j\omega/L} / L \\ \quad \quad H_Q(e^{j\omega}) = H(e^{j\omega/L}) / L \end{array} \right. \quad (9)$$

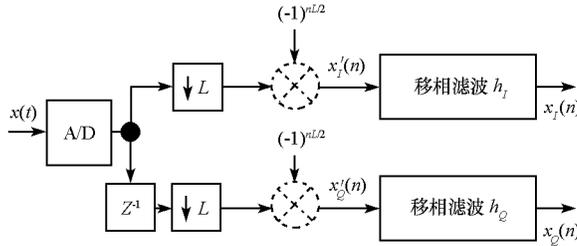


图 4 非均匀采样数字正交解调

Fig. 4 Nonuniform-sampling digital quadrature demodulation

非均匀采样过程如图 3 所示, 对于不同的发射信号带宽 B/k , 接收机采用相同的采样频率 f_s 满足式 (2) 的要求, 并根据带宽的不同, 对采样点进行如图 3 的非均匀抽取, 抽取倍数为 $L = 2^k$, 通过式 (9) 的方式对抗混叠低通滤波器同样进行 L 倍非均匀抽取, 降低了滤波器的阶数, 减少了运算量。图 4 为非均匀采样方法的实现结构, 当 $L = 2$ 时, 该结构退化为图 2 的结构, 而当 $L = 4, 8, 16 \dots$ 时, 图中虚线部分也可以省略, 可进一步简化实现结构。由非均匀采样数字正交解调的实现结构可以看出, 移相滤波器的阶数为抗混叠低通滤波器阶数的 $1/L$, 工作频率为 f_s/L 。

3 仿真验证和性能分析

仿真实验采用第 1 节的设计实例, 参数如下: 某 L 波段宽带雷达发射信号中心频率 f_0 为 1300 MHz, 带宽 B/k 为 200 MHz, 抽取倍数为 $L = 4$ 。数字接收机对射频直接采样, 采样频率 f_s 为 1040 MHz, 满足式 (2) 条件。量化位数为 12 位, 抗混叠滤波器的通带截止频率 f_c 为 100 MHz, 滤波器阶数为 256 (可根据实际应用减少或增加)。分别采用低通滤波、多相滤波和非均匀采样三种方法对宽带数字接收机建立模型, 通过 Matlab 对三种数字接收机进行仿真验证, 并根据某 L 波段数字阵列雷达数字 T/R 组件的实测数据进行分析, 通过脉冲压缩处理的一维距离像基本相同, 如图 5 所示。

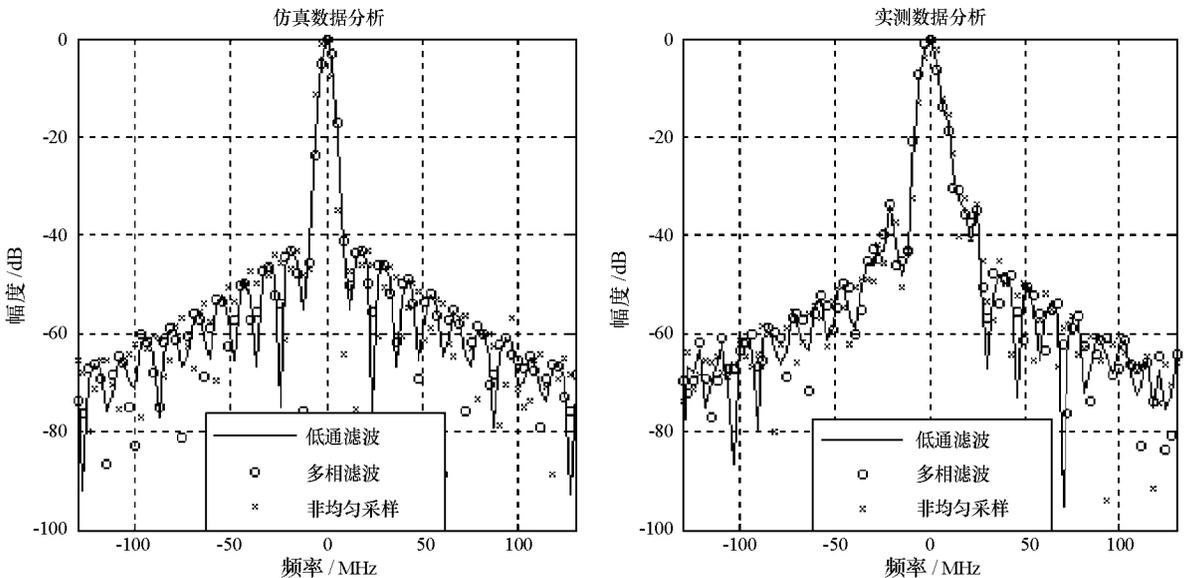


图 5 三种数字正交解调接收机一维距离像比较

Fig. 5 The amplitude-frequency response and range profile of three digital quadrature demodulation receivers

仿真结果和实测分析表明,三种接收机具有相似的性能,从而验证了本文提出的非均匀采样数字正交解调方法的正确性。实测数据分析结果中一维距离像的主瓣有一定展宽,副瓣电平提高约 10dB,一维距离像的这种畸变是由于宽带数字接收机幅相起伏导致的^[10],可以采用均衡滤波器予以补偿。

当 ADC 以满量程幅度输入正弦波时,其信噪比的理论值如公式(10)所示。在过采样条件下,信号带宽为 B/k 时,抽取倍数为 $L = 2^k$,信噪比增益约为 $10k \lg 2 \approx 3k$,而非均匀采样方法等效采样率为 f_s/L ,不具有过采样产生的信噪比增益 $10k \lg 2$ 。

$$SNR_{dB} = 6.02 \cdot N + 1.763 + 10 \cdot \lg(f_s/2 \cdot B) \quad (10)$$

接收机优化设计一个重要的目的就是减少运算量,从而降低系统复杂度。针对上述的设计实例,假定处理一个脉冲序列,脉冲宽度为 100 μ s,采用三种方法处理的计算量统计如表 1 所示,同时给出了三种方法 DSP 程序的运算时间。非均匀采样方法计算量约为低通滤波方法的 1/8,免混频方法的 1/2,具有较明显的优势,在脉冲重复周期为 1ms 条件下,可以满足实时性要求。

表 1 同时给出了计算量统计的一般性结论, P 为回波信号样点的长度, N 为滤波器的阶数,可见当带宽为 B/L 时,非均匀采样方法的计算量约为低通滤波方法的 $1/(4L^2)$,约为多相滤波方法的 $1/L$ 。

表 1 三种数字正交解调方法计算量比较

Tab. 1 Performance comparison between three digital quadrature demodulation receivers

设计方法	设计实例分析			一般性结论	
	乘法次数	加法次数	* DSP 运算时间/ms	乘法次数	加法次数
低通滤波	5 324 800	5 324 800	8.92	$2PN$	$2PN$
免混频+多相滤波	665 600	665 600	1.17	$PN/(2L)$	$PN/(2L)$
非均匀采样	332 800	332 800	0.58	$PN/(2L^2)$	$PN/(2L^2)$

* 注:测试采用 ADI 公司高性能 DSP 芯片 TS201,内核时钟工作频率 600 MHz。

4 结束语

本文从二阶采样和多相滤波的原理出发,提出了基于非均匀采样的数字正交解调方法,给出了算法的实现结构,并通过仿真验证了该方法的正确性。通过计算量比较,表明该方法在达到相同性能的前提下,具有更好的实时性和优化的实现结构。本文提出的基于非均匀采样的数字正交解调方法可以为宽带数字接收机的设计提供更大的灵活性,并在实时性上具有优势。

参考文献:

- [1] 邱兆坤,马云,王伟,等.一种宽带数字化雷达正交解调接收机的设计与实现[J].信号处理,2005,21(4):350-354.
- [2] Liu H, Ghafoor A, Stockmann P H. A New Quadrature Sampling and Processing Approach[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1989, 25(5): 733-748.
- [3] 王飞雪,郭桂蓉.基于二阶采样的免混频全数字化正交解调[J].电子学报,1999,27(6):118-119.
- [4] 张嵘,肖先赐.任意中频带通信号多相数字下变频方法[J].电子与信息学报,2003,25(9):1285-1289.
- [5] Ben-Romdhane M, Rebai C, Ghazel A, et al. Non-uniform Sampling Schemes for IF Sampling Radio Receiver[C]//International Conference on Design and Test of Intergrated Systems in Nanoscale Technology, 2006.
- [6] 杨明磊,陈伯孝,张守宏.宽带信号的中频正交采样[J].现代雷达,2007,29(3):47-51.
- [7] 张月,陈曾平,杨剑,等.宽带 DAR 全数字接收与实时处理技术研究[J].雷达科学与技术,2008,6(6):435-439.
- [8] 王虹现,李刚,邢孟道,等.微型 SAR 的数字下变频设计[J].电子与信息学报,2010,32(2):485-489.
- [9] Margolis E, Eldar Y C. Nonuniform Sampling of Periodic Bandlimited Signals[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 2008, 56(7): 2728-2745.
- [10] 张月,鲍庆龙,杨剑,等.宽带数字阵列雷达通道均衡方法的设计与实现[J].信号处理,2010,26(3):453-457.