

基于单位取样响应移位的采样时间差消除方法

王国庆 卢焕章 黎 湘

(国防科技大学电子科学与工程学院空间电子信息技术研究所)

摘 要: 本文提出了一种工程上实用的采样时间差消除方法——单位取样响应移位法。该方法将采样时间差的消除过程与后续的数字信号处理结合起来,相当于零计算量完成了采样时间差的消除过程。结合 LFM 信号的匹配滤波过程,验证了该方法的性能。给出了基于该方法的正交解调结构设计,新的结构优化了基于 LFM 信号的数字正交解调处理流程,节省了硬件资源与处理时间,易于工程实现。在性能允许的前提下,适合于大时宽带宽 LFM 信号的直接中频采样数字正交解调。

关键词: I/Q; 采样时间差; 单位取样响应移位法; 匹配滤波

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2010)06-0923-07

A Novel Method to Eliminate the Difference of Sampling Instant Based on the Shifted Unit Impulse Response

WANG Guo-qing LU Huan-zhang LI Xiang

(Research Institute of Space Electronics Information Technology, College of Electric Science and Engineering, NUDT, Changsha, 410073, China)

Abstract: The novel practical method to eliminate the difference of sampling instant which is called the shifted unit impulse response is proposed in this paper. By integrating the process of elimination with the subsequent digital signals processing, the method is equivalent to eliminate the difference of sampling instant with nil-operation. When combined with the matching filter operation of LFM signals, the performance analysis of the novel method is validated. A novel topology which is easy to be implemented can optimize the digital signals process flow, economize the hardware resources and the runtime is presented based on the novel method. The novel topology is suitable for the quadrature demodulation for large TB LFM signal by direct sampling of IF signal on the premise of performance.

Key words: I/Q; the difference of sampling instant; the shifted unit impulse response; matching filter

1 引言

近年来,随着高速器件的发展,直接中频采样数字正交解调技术应用越来越广泛。图 1 所示的一类免数字混频的实现方法尤其受到关注,这类方法通过选择采样频率 $f_s = 4f_0/(2M-1)$ (f_0 为中频信号载频, B 为信号带宽, M 为正整数, $f_s \geq 2B$), 可使中频信号采样后经过简单的符号修正,即可交替得到数字 I 和 Q 信号,最后通过移相滤波得到相同采样时刻的数字 I/Q 信号。为了在中频频率及采样率的选择方面有更大的灵活性,王飞雪等^[1]又提出了基于二阶采样的免混频全数字化正交解调方法。图 2 是基于二阶采样的免数字混频正交解调方法的实现框图,该方法选择两个一阶采

样频率相同,为 $f_s = 1/t_s = 2f_0/k_1$, 两个一阶采样时刻分别为 nt_s 和 $nt_s + \alpha$, 采样时间差 $\alpha = (k_2 - 1/2)/k_1 \cdot t_s$ ($k_2 \leq k_1 \leq 2f_0/B$, k_1, k_2 为正整数), 在采样频率的选择上比采用一阶采样有更大的自由度。

上述的免数字混频正交解调方法,采样后经过简单的符号修正只能得到有采样时间差的数字 I/Q 信号——等效数字 I/Q 信号。现有多种数字信号处理方法可以消除该采样时间差,诸如内插法^[2-5]、多相滤波法^[5-7]等。但在工程实现时大都需要专门的信号处理单元,需要占用大量的硬件资源与处理时间(特别是大带宽雷达信号时)。为此不少学者研究了硬件资源的优化设计^[7-9]。

本文立足于将采样时间差的消除过程与后续的数字

字信号处理结合起来,这是出于在工程实现时更加高效的消除该采样时间差的考虑。文中首先提出了相当于零计算量消除采样时间差的单位取样响应移位法,然后结合 LFM 信号的匹配滤波过程,对单位取样响应移位法进行了实验仿真与分析。最后给出了基于单位取样响应移位法的正交解调结构。

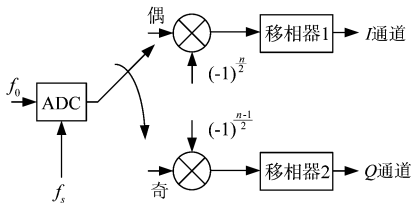


图1 基于一阶采样的免数字混频正交解调

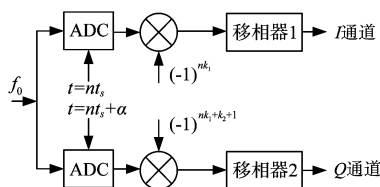


图2 基于二阶采样的免数字混频正交解调

2 单位取样响应移位法的提出

两个离散时间信号(序列)卷积和运算定义为^[10]:

$$x_1(n) * x_2(n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} x_1(l) x_2(n-l)$$

“*”代表卷积运算。其移位特性描述如下:

$$x_1(n) * x_2(n) = c(n),$$

$$x_1(n-p_1) * x_2(n-p_2) = c(n-p_1-p_2)$$

式中 p_1, p_2 为任意整常数。不难看出,当 $p_1 = -p_2$ 时,有

$$x_1(n-p_1) * x_2(n+p_1) = c(n) \quad (1)$$

在数字信号处理时,处理的离散序列通常是有限长序列,设 $x(n)$ 和 $h(n)$ 是长度分别为 N 和 M 的有限长序列。它们的线性卷积为

$$y_l(n) = x(n) * h(n)$$

$$= \sum_{m=0}^{N-1} x(m) R_N(m) h(n-m) R_M(n-m) \quad (2)$$

如果输入序列由 $x(n)R_N(n)$ 变为 $x(n-p)R_N(n-p)$,根据(1)式将 $h(n)R_M(n)$ 变为 $h(n+p)R_M(n+p)$,有

$$x(n-p) * h(n+p)$$

$$= \sum_{m=p}^{N-1+p} x(m-p) R_N(m-p) h(n-m+p) R_M(n-m+p)$$

$$= \sum_{m=0}^{N-1} x(m) R_N(m) h(n-m) R_M(n-m)$$

$$= x(n) * h(n)$$

(3)

不难看出,如果输入序列仅有整数倍的移位,则其偏差完全可以用原单位取样响应的反方向移位来消除。需要注意的是,在离散时间信号定义时, n 和 p 只在整数时有定义,也就是说,离散时间信号的移位特性只适合于特定的 pt_s 时刻。但在实际数字信号处理时,通常会遇到 $x(n)$ 在 pt_s 处有定义而 p 又是非整数的情况,此时是否也可以根据卷积和的移位特性和(3)式,通过将原单位取样响应反方向移位来消除呢?下面给出详细讨论。

对(2)式,令 $\rho_n(m) = x(m)h(n-m)R_N(m)R_M(n-m)$, m 的取值范围定义为 M_n 。根据卷积公式, M_n 可写为(默认 $N \geq M-1$)

$$M_n = \begin{cases} 0 \leq m \leq n, & n \leq N-1 \\ n-(M-1) \leq m \leq N-1, & N \leq n \leq N+M-2 \end{cases}$$

则根据连续函数的运算,当 $x(n)$ 和 $h(n)$ 所对应的函数均为连续函数时, $\rho_n(m)$ 对应的函数在 $\tau \in [\min(M_n), \max(M_n)]$ 区间上也是连续的,不妨设为 $T_n(\tau)$,则

$$T_n(\tau) = \begin{cases} \rho_n(m) & \tau = m \\ 0 & \tau \notin [\min(M_n), \max(M_n)] \\ T_n(\tau) & \text{else} \end{cases}$$

由闭区间上连续函数的性质可知, $T_n(\tau)$ 在 $[\min(M_n), \max(M_n)]$ 区间上是一致连续的。即对任意给定的 $\varepsilon_n > 0$,都存在一个只与 ε_n 有关的 $\delta_n = \delta(\varepsilon_n) > 0$,使得对区间上任意两点 τ_{n1}, τ_{n2} ,只要 $|\tau_{n1} - \tau_{n2}| < \delta_n$ 时,就有 $|T_n(\tau_{n1}) - T_n(\tau_{n2})| < \varepsilon_n$ 。

在 $[\min(M_n), \max(M_n)]$ 区间上任取两组离散序列,分别记为 $T_n(\tau_{n1}(k))$ 和 $T_n(\tau_{n2}(k))$ 。不失一般性,取 $\tau_{n1}(k) = \{\dots, \min(M_n), \min(M_n)+1, \dots, \max(M_n), \dots\}$, $\tau_{n2}(k) = \{\dots, \min(M_n)-p, \min(M_n)+1-p, \dots, \max(M_n)-p, \dots\}$,其中 $-1/2 \leq p < 0$ 或 $0 < p \leq 1/2$ 。图3给出了 $T_n(\tau)$ 上的两组离散序列的示意图。

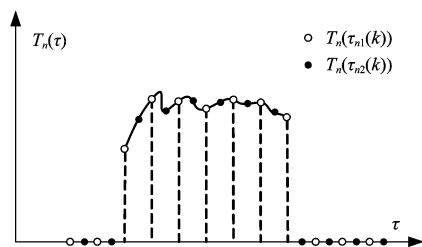


图3 $T_n(\tau)$ 上的两组离散序列

不难看出, $\tau_{h1}(k)$ 在 $[\min(M_n), \max(M_n)]$ 区间上的采样点数为 $\max(M_n) - \min(M_n) + 1$ 个, 而由于选择的 p 为非整数的缘故, $\tau_{h2}(k)$ 在 $[\min(M_n), \max(M_n)]$ 区间上的采样点数只有 $\max(M_n) - \min(M_n)$ 个。令

$$\begin{aligned}
 |y_{l2}(n) - y_{l1}(n)| &= \left| \sum_{\tau_{h1}(k)=\min(M_n)}^{\max(M_n)} T_n(\tau_{h1}(k)) - \sum_{\tau_{h2}(k)=\min(M_n)+1-p}^{\max(M_n)-p} T_n(\tau_{h2}(k)) \right| \\
 &= \left| \rho_n(\min(M_n)) + \sum_{\tau_{h1}(k)=\min(M_n)+1}^{\max(M_n)} T_n(\tau_{h1}(k)) - \sum_{\tau_{h2}(k)=\min(M_n)+1-p}^{\max(M_n)-p} T_n(\tau_{h2}(k)) \right| \\
 &\leq |\rho_n(\min(M_n))| + \left| \sum_{\tau_{h1}(k)=\min(M_n)+1}^{\max(M_n)} T_n(\tau_{h1}(k)) - \sum_{\tau_{h2}(k)=\min(M_n)+1-p}^{\max(M_n)-p} T_n(\tau_{h2}(k)) \right| \quad (4) \\
 &= Q(n-p_2) * h(n+p_2) + \sigma_{qh}(n, p_2) \quad (11)
 \end{aligned}$$

对每一个 n , 当 $|p| < \delta_n$ 时, (4) 式可进一步写为

$$|y_{l2}(n) - y_{l1}(n)| < |\rho_n(\min(M_n))| + (\max(M_n) - \min(M_n)) \varepsilon_n \quad (5)$$

同理, 若 $-1/2 \leq p < 0$, 且 $|p| < \delta_n$ 时, 则可得到

$$|y_{l2}(n) - y_{l1}(n)| < |\rho_n(\max(M_n))| + (\max(M_n) - \min(M_n)) \varepsilon_n \quad (6)$$

根据(2)式, 有

$$y_{l1}(n) = x(n) * h(n), y_{l2}(n) = x(n-p) * h(n+p) \quad (7)$$

则由(5、6、7)式可得

$$|x(n) * h(n) - x(n-p) * h(n+p)| < |\rho_{sh}(n, p)| + (\max(M_n) - \min(M_n)) \varepsilon_n \quad (8)$$

其中

$$\rho_{sh}(n, p) = \begin{cases} \rho_n(\max(M_n)), & -1/2 \leq p < 0 \\ \rho_n(\min(M_n)), & 0 < p \leq 1/2 \end{cases}$$

因此, 若将 $x(n) * h(n)$ 用 $x(n-p) * h(n+p)$ 逼近, 且 $|p| < \delta_n$, 则误差小于 $|\rho_{sh}(n, p)| + (\max(M_n) - \min(M_n)) \varepsilon_n$, 而实际上由于(4)式累加时的相互抵消, 误差一般会远小于该值。令

$$x(n) * h(n) = x(n-p) * h(n+p) + \sigma_{sh}(n, p) \quad (9)$$

其中, 当 $p \in Z$ 时, $\sigma(n, p) = 0$ 。令 $x(n) * h(n)$ 容许的最大误差范围为 $\varepsilon(n)$, 则当 $\sigma_{sh}(n, p) \leq \varepsilon(n)$ 时, 完全可以用 $x(n-p) * h(n+p)$ 来代替 $x(n) * h(n)$ 。

在二阶采样免数字混频正交解调时, 获取的等效数字 I/Q 信号可分别表示为 $I(n-p_1)$ 和 $Q(n-p_2)$ 或者 $I(n-p_2)$ 和 $Q(n-p_1)$, 其中, $p_1 = p_2 + \alpha/t_s$ 。在数字信号处理时, 以采样初始时刻为零的序列 $I(n)$ 和 $Q(n)$ 为理想的数字 I/Q 信号, 定义其对应的单位取样响应为 $h(n)$, 移位后的单位取样响应分别取为 $h(n+p_1)$ 和 $h(n+p_2)$ 。则有

$$\begin{aligned}
 I(n) * h(n) &= I(n-p_1) * h(n+p_1) + \sigma_{ih}(n, p_1) \\
 &= I(n-p_2) * h(n+p_2) + \sigma_{ih}(n, p_2) \quad (10)
 \end{aligned}$$

$$Q(n) * h(n) = Q(n-p_1) * h(n+p_1) + \sigma_{qh}(n, p_1)$$

$$y_{l1}(n) = \sum_{\tau_{h1}(k)=\min(M_n)}^{\max(M_n)} T_n(\tau_{h1}(k)),$$

$$y_{l2}(n) = \sum_{\tau_{h2}(k)=\min(M_n)+1-p}^{\max(M_n)-p} T_n(\tau_{h2}(k))$$

以 $0 < p \leq 1/2$ 为例, 则

$$\begin{aligned}
 &= Q(n-p_2) * h(n+p_2) + \sigma_{qh}(n, p_2) \quad (11)
 \end{aligned}$$

根据(9、10、11)式可以得出如下结论: 在误差允许的前提下, 将单位取样响应反方向移位的方法完全可以用来消除等效数字 I/Q 信号的采样时间差。本文称之为单位取样响应移位法。

3 结合 LFM 信号匹配滤波处理的单位取样响应移位法性能分析

基于 LFM 信号的匹配滤波处理时, 理想的匹配滤波器 $h(n)$ 可写为

$$h(n) = \text{rect}\left(\frac{nt_s - T/2}{T}\right) \cdot \exp(-j\pi K(nt_s - T/2)^2) \quad (12)$$

其中, T 为时宽, B 为带宽, $K = B/T$, $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$, $T = (N-1) \cdot t_s$ 。

设采样后获取的等效数字 I/Q 信号分别为 $I(n-p_1)$ 和 $Q(n-p_2)$ 。令 $p = p_1 - p_2$, 仿真时取 $p_2 = 0, p_1 = p, p_2 \neq 0$ 时相当于采样时刻整体平移, 具有类似的特性, 这里就不再仿真。则 $I(n-p)$ 对应的匹配滤波器响应 $h(n+p)$ 可写为

$$\begin{aligned}
 h(n+p) &= \text{rect}\left(\frac{nt_s + pt_s - T/2}{T}\right) \cdot \exp(-j\pi K(nt_s + pt_s - T/2)^2) \quad (13)
 \end{aligned}$$

此时若用 $I(n-p) * h(n+p)$ 来代替 $I(n) * h(n)$, 相当于将 $I(n-p)$ 通过一专门的滤波器, 该滤波器的频域传递函数可表示为

$$H(\omega) = \frac{H_{n+p}(\omega)}{H_n(\omega)} \quad (14)$$

其中, $H_{n+p}(\omega)$ 、 $H_n(\omega)$ 分别为 $h(n+p)$ 和 $h(n)$ 的频域传递函数。若匹配滤波采用加窗处理, 则 $h(n+p)$ 和 $h(n)$ 须各自做相应地加窗处理。由于 $\sigma_{ih}(n, p)$ 的存在, 必然使 $H(\omega)$ 存在失真, 本文下面以不加窗为例, 仿真 $H(\omega)$ 的性能。由(12、13、14)式不难看出, $H(\omega)$ 的性

能是与 n, p, K, B, T, t_s 等具体相关的。由于影响 $H(\omega)$ 性能的参数比较多,不妨取 $f_s = 1/t_s = \lambda B$,则整理后影响 $H(\omega)$ 性能的参数为 $n, p, D = BT, \lambda$ 。

3.1 仿真各参数对镜频抑制比的影响

镜频抑制比(Image Ratio)IR 是衡量数字正交解调方法性能的主要指标。定义为镜频分量与信号分量的功率比(P_i 为镜频分量, P_s 为信号分量):

$$IR = 10\log_{10}\left(\frac{P_i}{P_s}\right) \text{ (dB)} \tag{15}$$

下面给出随 n, p, D, λ 变化时的镜频抑制比 IR 。

1) 固定 D, λ 仿真 p 在 $-0.5 \sim 0.5$ 变化, 间隔为 0.01 时, 在 n 取值范围内的镜频抑制比。设定 $D = 100$ (对应着 $T = 10\mu s, B = 10\text{MHz}$)、 $\lambda = 1.1$ 。如图 4 给出了不同的 p 和频率 f 对应的镜频抑制比。其中, 信号频率 f 正比于序列点数 n 。

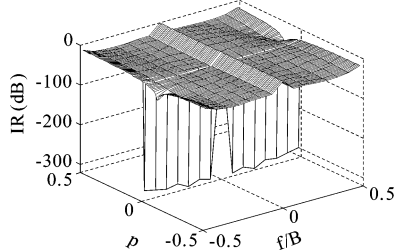


图4 不同 p 时的镜频抑制比 IR

由图 4 不难看出, 在固定 D, λ 时, 在 p, f 的取值范围内, 在镜频抑制比平面上, 每一点 (p, f) 是关于 $(0, 0)$ 对称的。在 f 的取值范围内, 当 $|p|$ 不为零时, 不同 $|p|$ 的镜频抑制比的变化不大, 但其对称性能随 $|p|$ 变化较大, $|p|$ 越小, 对称性越差, 反之对称性能越来越好, 当 $|p| = 0.5$ 时, 镜频抑制比在 f 的取值范围内对称。

2) 固定 p, λ 仿真 D 在 $10^2 \sim 10^6$ 变化时, 在 f 取值范围内的镜频抑制比。设定 $p = 0.5, \lambda = 1.1$ 。如图 5 所示。

由图 5 不难看出, 在固定 p, λ 时, 随着时宽带宽积 D 的增加, 在 f 的取值范围内, 镜频抑制比在整体上越来越高, 在整个频带内的镜频抑制比越来越平坦, 随 D 变化明显。当 $p = 0.5, \lambda = 1.1, D = 10^6$ 时, 镜频抑制比可轻松达到 -60dB 左右。

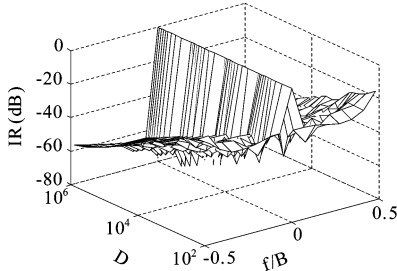


图5 不同 D 时的镜频抑制比 IR

3) 固定 p, D , 仿真 λ 在 $1 \sim 2$ 变化, 间隔为 0.2 时, 在 f 取值范围内的镜频抑制比。设定 $p = 0.5, D = 100$, 如图 6 所示。

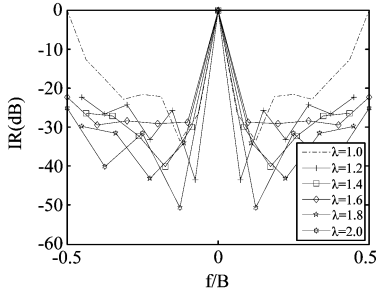


图6 不同 λ 时的镜频抑制比 IR

由图 6 不难看出, 在固定 p, D 时, 随着 λ 的增加, 在 f 的取值范围内, 镜频抑制比在整体上也是越来越高, 在整个频带内的镜频抑制比也是越来越平坦, 但不如随 D 增加时变化明显。

本小节的仿真可以得出如下结论:

(1) 结合 LFM 信号的匹配滤波过程, 利用单位取样响应移位法进行数字正交解调时, 其镜频抑制比 IR 随 p 的变化较小、随 λ 的变化次之、随 D 的变化最大。当 D 和 λ 较大时, 其镜频抑制性能较好。

(2) 在其镜频抑制性能满足要求的前提下, 单位取样响应移位法可适用于边带频谱较强的信号, 故可应用于大带宽信号, 而且可针对任意 p 的情况。

3.2 仿真与多相滤波法的比较

对于任意 p 情况下的采样时间差消除, 工程上通常采用多相滤波法, 它的两路插值滤波器系数来自同一个插值滤波器, 在理论上只要最初的插值滤波器的通带截至频率不大于 $p\pi$, 将插值滤波器分解为 $1/p$ 个支路滤波器, 取相邻的两支路滤波器系数, 此时两支路滤波器的延时相差 pt_s , 分别对两路有采样时间差的数字 I/Q 信号滤波, 即可消除采样时间差。在设计最初的插值滤波器时, 工程上通常采用凯泽 (Kaiser) 窗来达到滤波要求。由于该方法的两路信号所用的支路滤波器系数是从同一滤波器系数中抽取出来的, 因此具有相似的频响特性, 由非理想滤波所引起的失真是一致的, 对数字 I/Q 的幅度一致性和相位正交性没有影响, 可以达到很高的精度。

多相滤波法正交解调时的镜频抑制比也受多方面因素影响, 主要有 n, p, L (支路滤波器阶数)、 λ 等。下面简单分析一下各参数对镜频抑制比 IR 的影响。

1) 固定其它参数, 仿真多相滤波法在不同 p 时的镜频抑制比。图 7 给出 p 在 $-0.5 \sim 0.5$ 变化, 间隔为

0.01时,在 f 取值范围内的镜频抑制比。设定 $\lambda=1.1$ 、 $L=16$ 。根据 p 的取值,设置内插低通滤波器的归一化通带截止频率为 0.01π 。

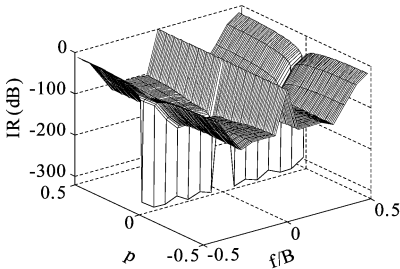


图 7 多相滤波法不同 p 时的镜频抑制比 IR

由图 7 不难看出,在 p 、 f 的取值范围内,在镜频抑制比平面上,每一点 (p, f) 是分别关于 p 轴和 f 轴对称的。在 f 的取值范围内,当 $|p|$ 不为零时,不同 $|p|$ 时的镜频抑制比的变化不大,可轻松达到-100dB 左右。

2) 固定其它参数,仿真支路滤波器阶数 L 在 16 ~ 128 变化,间隔为 16 时,在 f 取值范围内的镜频抑制比。设定 $p=0.5$ 、 $\lambda=1.1$ 。如图 8 所示。

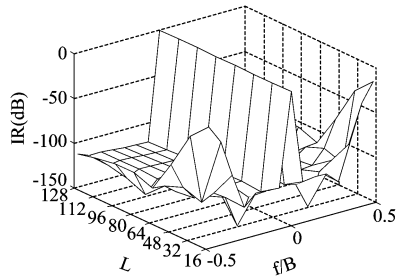


图 8 多相滤波法不同 L 时的镜频抑制比 IR

由图 8 不难看出,随着参与正交解调的两支路滤波器阶数 L 的增加,在 f 的取值范围内,镜频抑制比在整体上越来越平坦。当两支路滤波器不小于 64 阶时,几乎在整个频带内都具有相对平坦的镜频抑制比。

3) 固定其它参数,仿真 λ 在 1 ~ 2 变化,间隔为 0.2 时,在 f 取值范围内的镜频抑制比。设定 $p=0.5$ 、 $L=16$ 。如图 9 所示。

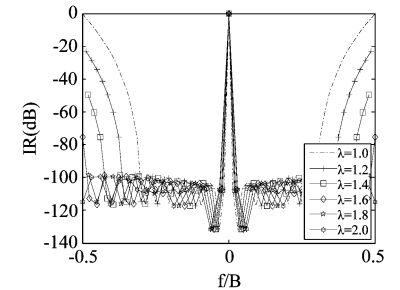
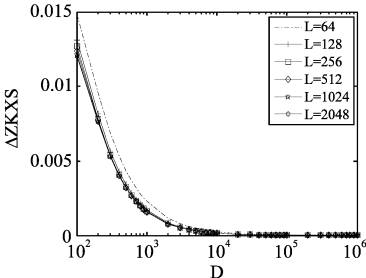


图 9 多相滤波法不同 λ 时的镜频抑制比 IR

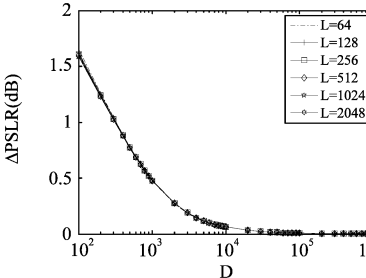
由图 9 不难看出,随着 λ 的增加,在 f 的取值范围内,镜频抑制比在整体上也是越来越平坦。

前面简单分析了多相滤波法正交解调输出的镜频抑制比。不难看出,就镜频抑制比而言,单位取样响应移位法具有与多相滤波法类似的变化趋势,其中,随 n 、 p 、 λ 的变化趋势是大致相同的,而单位取样响应移位法的 D 与多相滤波法的支路滤波器阶数 L 也是相对应。因此,在与多相滤波法比较时,为使结果具有可比性,应固定 n 、 p 、 λ ,只比较 D 和 L 变化时的性能。考虑到前文分析单位取样响应移位法时结合了 LFM 信号的匹配滤波过程,因此,下面给出分别利用单位取样响应移位法和多相滤波法,实现数字正交解调,再通过匹配滤波器后的脉压输出性能比较。

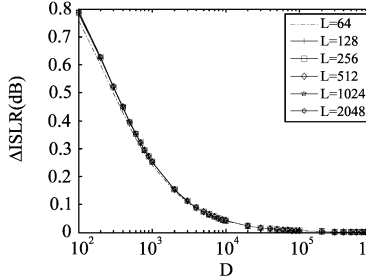
由于理想 LFM 信号脉压输出具有近似 sinc 函数的性质。因此本文采用了主瓣展宽系数(ZKXS)、峰值旁瓣比(PSLR)以及积分旁瓣比(ISLR)等来衡量两种解调方法脉压后的性能。仿真时取 $t=0$ 时为主瓣峰值,主瓣峰值左右 $1/B$ (含)内为主瓣能量,其余为旁瓣能量。取最高的旁瓣幅度用于计算 PSLR。



(a) $\Delta ZKXS$ 随 D 与 L 的变化



(b) $\Delta PSLR$ 随 D 与 L 的变化



(c) $\Delta ISLR$ 随 D 与 L 的变化

图 10 与多相滤波法脉压后的性能比较

图10固定其它参数,仿真单位取样响应移位法的 D 和多相滤波法的支路滤波器阶数 L 变化时两种方法正交解调后的脉压性能。设定 $p=0.5$, $\lambda=1.1$, D 在 $10^2 \sim 10^6$ 变化, L 分别取64、128、256、512、1024、2048。其中, $\Delta ZKXS$ 代表多相滤波法的ZKXS减去单位取样响应移位法的ZKXS; $\Delta PSLR$ 代表多相滤波法的PSLR减去单位取样响应移位法的PSLR,单位为dB; $\Delta ISLR$ 代表多相滤波法的ISLR减去单位取样响应移位法的ISLR,单位为dB。

由图10不难看出,在其它参数固定时,随着 D 的增加,单位取样响应移位法的性能在整体上越来越接近多相滤波法。其中, $D=10^6$ 时,单位取样响应移位法与支路滤波器为2048阶的多相滤波法的ZKXS仅相差 1.5×10^{-6} 左右,PSLR仅相差 6.5×10^{-4} dB左右,ISLR仅相差 7×10^{-4} dB左右。

本小节的仿真可以得出如下结论:

(1)就镜频抑制比而言,单位取样响应移位法具有与多相滤波法类似的变化趋势,但性能略差。

(2)单位取样响应移位法的输出性能随 D 的增加变化明显。在相同的 $|p|$ 和 λ 条件下,随着 D 的增加,对有采样时间差 $|p| \cdot t_s$ 的数字L/Q信号应用了移位后的匹配滤波器后,与应用多相滤波法后再脉压时的性能越来越接近。

3.3 运算量和工作频率分析

上文结合LFM信号的脉压过程,从理论上详细比较了单位取样响应移位法在二阶采样和一阶采样时的性能,在工程实现时还必须在性能与工程实现复杂度之间权衡。工程实现过程中的运算量(尤其是乘法运算次数)和工作频率(运算速率)是衡量工程实现复杂度的两个重要的指标。

下文综合比较了单位取样响应移位法和多相滤波法在完成数字正交解调和脉压任务时所用的乘法运算次数。

设输入序列 $x(n)$ 长度为 N 点,多相滤波法的支路滤波器阶数为 L 点,理想的匹配滤波器和移位后的匹配滤波器的长度均为 M_0 点。

对于单位取样响应移位法,需将输入序列 $x(n)$ 分为两个长度均为 $N/2$ 点的实序列,分别通过两个匹配滤波器。若采用时域卷积运算,则需要的复数乘法运算次数为 $NM_0/2$ 次,由于匹配滤波器的系数是对称的,因此实际的运算次数可以减少为 $NM_0/4$ 次。若采用频域乘法运算,则单次FFT点数至少为 $N_0=N/2+M_0$

-1点,假设已预先完成了匹配滤波器的FFT运算,运算过程中仍需要一次 N_0 点复数FFT运算(包含两个 $N/2$ 点的实序列),两次 N_0 点复数乘法运算,一次 N_0 点复数IFFT运算。以基2的FFT为例,共计 $N_0 \cdot (\log N_0 + 2)$ 次复数乘法运算。

对于多相滤波法,也将输入序列 $x(n)$ 分为两个长度均为 $N/2$ 的实序列,分别通过长度为 L 点的支路滤波器,然后再通过长度为 M_0 的理想匹配滤波器。若采用时域卷积运算,根据插值滤波器系数的对称性,正交解调过程所需要复数乘法运算次数为 $NL/4$,输出序列长度为 $N/2+L-1$,则脉压过程所需的复数乘法运算次数为 $(N/2+L-1)M_0/2$ 。共计 $NL/4 + (N/2+L-1)M_0/2$ 次复数乘法运算。若采用频域乘法运算,此时,正交解调和脉压运算所需的单次FFT点数至少应为 $N_1=N/2+L+M_0-2$ 点,假设已预先完成了插值滤波器和匹配滤波器的FFT运算,运算过程中仍需要一次 N_1 点复数FFT运算(包含两个 $N/2$ 点的实序列),三次 N_1 点复数乘法运算,一次 N_1 点复数IFFT运算。以基2的FFT为例,共计 $N_1 \cdot (\log N_1 + 3)$ 次复数乘法运算。

通过上面的分析可以看出,当采用时域处理时,单位取样响应移位法具有与理想信号直接脉压相同的乘法运算次数;当采用频域处理时,单位取样响应移位法仅比理想信号直接脉压时的乘法运算次数多 N_0 次。而对于多相滤波法,由于 $L \gg 1$ 和 $N_1 > N_0$,因此无论时域或频域处理,其乘法运算次数都要远大于单位取样响应移位法。

工作频率也是在工程实现时必须认真考虑的问题。单位取样响应移位法和多相滤波法实质上都是滤波器的设计问题。多相滤波法用插值滤波器和理想的匹配滤波器完成了脉压过程,而单位取样响应移位法是直接用理想的匹配滤波器和移位后的匹配滤波器来完成的。

当采样率较高时,含抽取的多相滤波结构可以有效降低滤波器的工作频率。因此,当单位取样响应移位法工作在时域或频域时,也可用含抽取的多相滤波结构来降低工作频率,理论上,其工作频率都可以降为输入序列频率的 $1/C$,其中 C 为抽取因子。

综合上述分析不难看出,单位取样响应移位法与多相滤波法相比,在工作频率相同、性能差距微乎其微的前提下,工程实现时占用更加少的运算量,特别有利于减少占用的硬件资源与处理时间。

4 基于单位取样响应移位法的正交解调结构设计

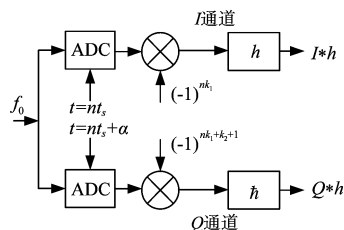


图11 基于单位取样响应移位法的数字正交解调

图11给出了基于二阶采样的单位取样响应移位法正交解调结构框图。采用两个ADC,分别由组成二阶采样脉冲的两个一阶采样脉冲 $t = nt_s$ 和 $t = nt_s + \alpha$ 驱动,分别对应着匹配滤波器 h 和 $\hat{h}$,其中时钟 $t = nt_s + \alpha$ 可以通过可编程延时芯片对时钟 $t = nt_s$ 延时而得。在工程实现时,不需要专门的数字正交解调单元,只需在脉压时将两ADC输出的信号符号修正后分别通过匹配滤波器 h 和 $\hat{h}$,其输出结果即分别对应着 $I * h$ 和 $Q * h$,即可在匹配滤波处理的同时实现数字正交解调,特别有利于数字信号处理一体化设计。

5 结论

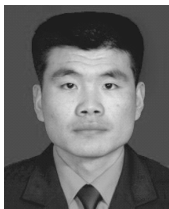
现代雷达、通信系统普遍采用相干信号处理,而如何获得高精度数字L/Q信号是整个系统信息处理成败的关键所在。本文针对一阶采样和二阶采样获取的等效数字L/Q信号的采样时间差消除问题,将采样时间差的消除过程与后续的数字信号处理结合起来,提出了一种工程上实用的采样时间差消除算法——单位取样响应移位法。该方法相当于零计算量完成了采样时间差的消除过程。通过结合LFM信号的匹配滤波过程,对该方法进行了实验仿真与分析,验证了其性能。本文提出的单位取样响应移位法优化了基于LFM信号的数字正交解调处理流程,节省了硬件资源和处理时间,易于工程实现,在性能允许的前提下,适合于大时宽带宽LFM信号的直接中频采样数字正交解调,对雷达系统中针对LFM信号的数字信号处理具有一定的应用价值。

参考文献

- [1] 王飞雪,郭桂蓉. 基于二阶采样的免混频全数字正交解调[J]. 电子学报, 1999, 27(6): 118-119.
- [2] W. M. Waters, B. R. Jarrett. Bandpass signal sampling and coherent detection[J]. IEEE Trans. on AES, 1982, AES-18(6): 731-736.

- [3] 朱荣新,方姚生,杨志敏. 直接中频正交采样的Bessel内插实现[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2002, 3(5): 69-71.
- [4] 彭世蕤,董文峰,杨志国. 基于Bessel插值的数字正交相干检波器镜频抑制[J]. 电子与信息学报, 2004, 26(5): 690-695.
- [5] Dong Qian, Zhang Ping, Qi Haiming, et al. Bandpass sampling and quadrature demodulation in synthetic aperture radar[C]. Proceedings of CIE'06, 2006, 1-4.
- [6] G. Zhang, D. Al-Khalili, R. Inkol, R. Saper. Novel approach to the design of I/Q demodulation filters[J]. IEE Proceedings on Vision, Image and Signal Processing, 1994, 141(3): 154-160.
- [7] 黄广民,杨汝良. 多相滤波在合成孔径雷达数字正交解调中的应用[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(1): 10-12.
- [8] 苏涛,强生斌,吴顺君. 数字正交采样和脉压的高效算法及实现[J]. 现代雷达, 2001, 23(1): 39-41.
- [9] 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, 357.
- [10] B. P. Lathi. Signal Processing & Linear System[M]. Oxford university press, New York Oxford, 1998.

作者简介



王国庆(1980-),男,出生于山东省安丘市,国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生,感兴趣领域为高速信号采集、雷达信号处理和高分辨目标检测等。
E-mail: gqwang80@126.com



卢焕章(1963-),男,出生于湖南桃源,1988年毕业于复旦大学物理系,现为国防科技大学教授,博士生导师,主要研究领域为图像处理与压缩,模式识别及实时系统设计。



黎湘(1967-),男,出生于湖南省长沙市,国防科技大学电子科学与工程学院教授,博士生导师,感兴趣领域为目标识别、信息融合。