

## 中频直接采样在 UWB (超宽带) 雷达数据采集中的应用研究<sup>\*</sup>

李悦丽 周智敏

(国防科技大学电子工程学院 长沙 410073)

**摘要** 为实现 UWB 雷达中的高速数据采集, 本文从理论上探讨了中频/射频直接采样和数字正交技术对大带宽信号 ( $\geq 10\text{MHz}$ ) 进行相干检波的可行性。对三种数字正交途径进行的计算机仿真表明: 正交双路的幅相一致性大大提高了, 当信号带宽  $\leq 20\text{MHz}$  时, 镜频抑制效果优于传统模拟方式 ( $< -30\text{dB}$ )。

**关键词** 中频/射频, 直接采样, 数字正交技术

**分类号** TN957.52

## A Study of Direct Sampling of IF Signal on Data Acquisition System in Ultra Wide Band Radar (UWBR)

Li Yueli Zhou Zhi min

(Institute of Electronic Engineering, NUDT, Changsha, 410073)

**Abstract** To perform high-speed data acquisition in UWBR, this paper discusses the availability of direct sampling of IF/RF signal and digital quadrature detecting technology on wide-band signal ( $\geq 20\text{MHz}$ ) demonstrating. Three digital detecting methods are analyzed by computer simulation. The results shows a great improvement on the conformability of phase and magnitude as well as image ratio (IR), which is less than  $-30\text{dB}$  in classical detectors.

**Key words** IF/RF direct sampling; digital quadrature technology

在 UWB 雷达的数据采集系统设计中, 如采用传统的模拟正交检波方式, 不仅前端混频电路的镜频抑制比要足够低, 而且对 I、Q 两路的匹配性非常敏感, 由于通道的幅相特性随频率而变化, 对宽带信号解调时, 信道的幅相失配势必增大, 加大了工程实施难度。

\* 国防预研项目

1997年2月21日收稿

中频直接采样和数字正交技术是近年来受到关注的一种正交检波方式，特点是：采用数字正交技术，精度高，稳定性好，实现设备相对简单。但通常用于中频窄带信号的解调（一般信号的带宽不超过 2MHz，采样速率为两倍带宽）。随着高速 A/D 转换器的研制发展，高速率，高精度采样的实现相对容易了，为此我们设想以牺牲采样速率和提高信号的中心频率为代价，增大可解调信号的带宽，如何选择合适的数字正交技术就成为亟需解决的问题。

## 1 中频直接采样相干检波的原理与实现方法

UWB 雷达对线性调频回波信号常用 dechirp 接收方式，去斜率后调制信号等价于许多间隙趋于无穷小的点频信号的时域累加，因而，通过对带内点频直接采样并用数字滤波器进行正交解调，可得到同相、正交分量（图 1）。相对于几百兆的中心频率  $f_0$  来说，数十兆的调制信号是一个窄带信号（相对带宽小于 25%），可表示成：

$$\begin{aligned} r(t) &= A(t)\cos(2\pi f_0 t + \Phi(t)) \\ &= A(t)\cos\Phi(t)\cos 2\pi f_0 t \\ &\quad - A(t)\sin\Phi(t)\sin 2\pi f_0 t \end{aligned}$$

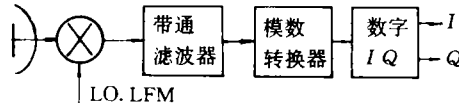


图 1 中频直接采样和相干检波原理框图

$$= I(t)\cos 2\pi f_0 t - Q(t)\sin 2\pi f_0 t \quad (1)$$

当采样率满足  $f_s = \frac{4f_0}{2M-1} = 2W \geq 2B$  时（ $B$  为信号绝对带宽， $M$  为整数），用  $f_s$  对实信号采样时，正负频谱不会发生混迭，而且采样值满足下式：

$$\begin{aligned} r(n) &= I(t_n)\cos((2M-1)n\pi/2) - Q(t_n)\sin((2M-1)n\pi/2) \\ &= \begin{cases} (-1)^{n/2}I(t_n) & n \text{ 为偶数} \\ (-1)^{(n-1)/2+M}Q(t_n) & n \text{ 为奇数} \end{cases} \end{aligned} \quad (2)$$

(2) 式表明，采样值是  $I, Q$  交替的序列，因此可以用数字正交技术恢复失去的另一半样本值，进而得到对应于同一时刻的正交采样，求出  $r(t)$  的复包络样本。

数字正交检波的方案有许多，我们取常用的三种加以分析。

### (1) 内插函数修正法

依据公式 (3)，可以推导出内插函数修正法。当  $f_0 \gg W$  时， $r(t_n + 1/4f_0)$  近似于  $r(t_n)$  移相  $90^\circ$ ，故有：

$$r(t_n + 1/4f_0) = \begin{cases} -(-1)^{n/2}Q(t_n) & n \text{ 为偶数} \\ -(-1)^{(n-1)/2+M}I(t_n) & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (3)$$

采用文献 [1] 提供的一种修正的插值函数  $s(t)$ （见图 2），可以得到较高精度的内插值，插值函数代表带通滤波器，单边频带范围为  $[(M-1)W, MW]$ ：

$$s(t) = \left[ \frac{\sin(2\pi(q/p)Wt)}{2\pi(q/p)Wt} \right]^p \frac{\sin 2\pi MWt - \sin 2\pi(M-1)Wt}{2\pi Wt} \quad (4)$$

$q=1-B/W$ ， $p=\text{Int}(Nq\pi/e)$ ， $\text{Int}(\ast)$  是取整函数。用  $s(t_n + 1/4f_0)$  作为滤波器的权系数与  $r(t)$  相卷积，得到  $r(t_n + 1/4f_0)$  的插值，即近似地得到了  $t_n$  时刻的同相分

量和正交分量。

(2) 贝塞尔 (Bessel) 中间插值法

由于贝塞尔函数曲线的振荡特性接近于余弦函数的振荡特性, 故可用贝塞尔函数插值法恢复与采样值相对的正交值。根据贝塞尔中间插值公式:

$$\begin{aligned} Y_{1/2} &= 1/2(Y_0 + Y_1) - 1/16(\Delta^2 Y_0 + \Delta^2 Y_{-1}) + \Delta \\ &= 9/16(Y_0 + Y_1) - 1/16(Y_2 + Y_{-1}) + \Delta \end{aligned} \quad (5)$$

推导出用采样值求另一半采样值的一种简单方法:

$$\begin{aligned} Q(2k) &\approx (r(2k+1) + r(2k-1))/2 + (r(2k+1) \\ &\quad + r(2k-1)) - (r(2k+3) + r(2k-3))/16 \\ I(2k+1) &\approx (r(2k) + r(2k+2))/2 + (r(2k) + r(2k+2) \\ &\quad - r(2k+4) - r(2k-2))/16 \end{aligned}$$

此方法硬件实现比较容易, 精度也比较高。

(3) 希尔伯特 (Hilbert) 变换法

对于 (1) 式给定的窄带信号, 只要满足  $f_0 = Kf_s$ , 且  $f_s \geq 2B$  时, 就可以用 Hilbert 变换法恢复原信号:

$$x(t) = r(t) + jr_q(t) \quad (6)$$

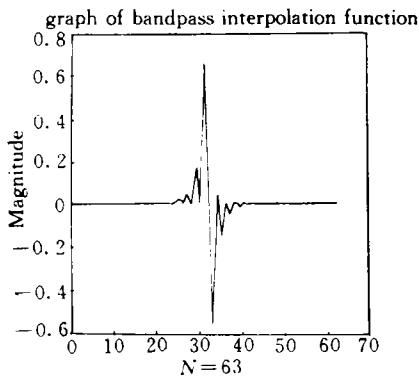


图 2

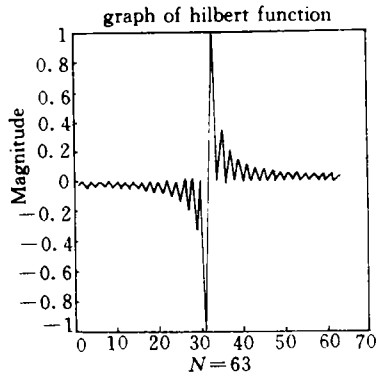


图 3

$r(t)$  与  $r_q(t)$  互为希尔伯特变换对。中频直接采样后相间的  $I, Q$  信号, 可根据这一原理恢复出其另一半分量。希尔伯特变换器的实质是  $90^\circ$  移相器, 离散希尔伯特变换器的归一化冲激响应 (见图 3) 为:

$$\frac{\pi}{2} h(n) = \begin{cases} \frac{\sin^2(\pi n/2)}{n} & n \neq 0 \\ 0 & n = 0 \end{cases} \quad (7)$$

因此  $x(n)$  为解析信号, 具有单边带频谱, 再将其通过一复变换移到基带即可得到  $I, Q$  分量。注意到离散希尔伯特变换器是奇对称的, 理想希尔伯特变换器的频率响应  $H(e^{j\omega})$  具有单位幅度响应,  $\omega$  在  $0$  到  $\pi$  之间时相位为  $-\pi/2$ ,  $\omega$  在  $0$  到  $-\pi$  之间时相位为  $+\pi/2$ 。而对其加窗后截断变换器频率响应为:

$$H'(e^{j\omega}) = \sum_{n=-N}^N h(n)e^{-j\omega n} = -j \sum_{n=1}^N \frac{4\sin^2(n\pi/2)}{n\pi} \sin n\omega \quad (8)$$

$H'(e^{j\omega})$  的实部为零, 因此幅度响应随  $N$  增大趋近于理想状态, 而相位响应则是严格满足无相位误差的。

## 2 中频直接采样和数字正交技术的误差分析

在正交检波中容易引入误差的途径包括: 直流偏置, 载频泄漏, 量化字长, 信道幅相失配。仿真过程中我们暂不考虑前面三种影响, 主要分析数字正交化过程中两路信号的幅相失配会引起的误差。选定点频信号  $r(n) = (2\pi f_0 n/f_s + 2\pi\Omega n/f_s)$ , 由 (1) 式, 正交解调后的复信号可表示为:

$$x(n) = I(n) + jQ(n) = \exp(-j2\pi\Omega n/f_s) \quad (9)$$

不妨将误差集中到  $Q$  路讨论它的影响, 设幅度误差为  $\alpha$ , 相位误差为  $\varphi_e$ , 则:

$$Q'(n) = -(1 + \alpha)\sin(2\pi\Omega n/f_s + \varphi_e) \quad (10)$$

输出的误差信号为:

$$\begin{aligned} x_e(n) &= x(n) - x'(n) \\ &= -j\text{Im}[(1 + \alpha)\exp(-j2\pi\Omega n/f_s + \varphi_e) - \exp(-j2\pi\Omega n/f_s)] \\ &= -j\text{Im}\{\exp(-j2\pi\Omega n/f_s)[(1 + \alpha)\exp(-j\varphi_e) - 1]\} \end{aligned} \quad (11)$$

当  $\alpha, \varphi_e \ll 1$  时,  $(1 + \alpha)\exp(-j\varphi_e) - 1 \approx \alpha - j\varphi_e$ , 故

$$\begin{aligned} x_e(n) &= -j\text{Im}[x(n)(\alpha - j\varphi_e)] \\ &= -(\alpha - j\varphi_e)x(n)/2 + (\alpha + j\varphi_e)x^*(n)/2 \end{aligned} \quad (12)$$

显然误差信号由两部分组成, 前一项代表一个相对输入信号有微小相位误差的小信号; 后一项则代表与输入信号共轭的一个小信号, 这就是通常所指的镜频分量, 通过对采样信号做 DEF 可以在频谱上找到这一分量。由 (12) 式看出镜频分量反应了幅度误差和相位误差对解调信号的影响, 因此在衡量解调信号的特性时, 常采用镜频相对于原频的衰减 (镜频抑制比) 这一参数, 特别是在理想信号的幅度相位未知或难以确定时, 用镜频抑制比衡量  $I$ 、 $Q$  两路的正交性是更为直接简便而准确的方法。

## 3 仿真结果分析

我们选择了实信号  $r(n) = \cos(2\pi f_0 n/f_s + 2\pi\Omega n/f_s)$  做计算机仿真, ( $f_0 = 390\text{MHz}$ ,  $f_s = 120\text{MHz}$ , 式中  $\Omega$  为待测试的信号频率), 并对输出的  $I$ 、 $Q$  两路信号作 DET 进行镜频抑制比分析, 三种数字正交方案都是用数字 FIR 滤波器实现的, 因此只需要用一路的 A/D 转换器进行高速采样 (量化字长为 8bit), 然后对采样信号进行数字滤波, 模拟的带通滤波器在通带边缘通常相位性能降低, 而数字滤波器则能实现较好的相位匹配, 且能消除模拟方式容易引起的温漂等问题。衡量数字正交方案的性能, 主要依据是正交信号的相位误差以及镜频抑制比等性能参数, 镜频抑制比定义为镜频分量与信号分量的功率比:

$$\text{IR (image ratio)} = 10\lg \frac{P_i}{P_s} (\text{dB}) \quad P_i \text{ 为镜频功率}, P_s \text{ 为信号功率} \quad (13)$$

### (1) 修正内插函数法仿真结果

当内插器的阶数一定 ( $N=63$ ) 且  $f_s$  不变时, 在满足  $4f_0/(2M-1) = f_s > 2B$  的条件下, 随着  $f_0$  的增大, 正交信号的幅相一致性有所提高。这与理论分析的结果是相符的。仿真也表明, 再继续提高  $f_0$  不会带来明显的改善且增大了系统实现的难度 (线性调频本振的频带要向高频段移动)。图 4 给出了相位误差的特性曲线, 图 5 给出的是用复采样恢复的信号频率响应曲线。

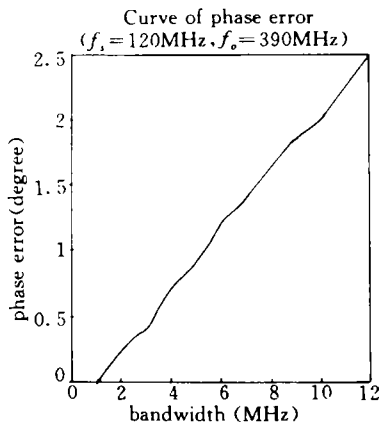


图 4

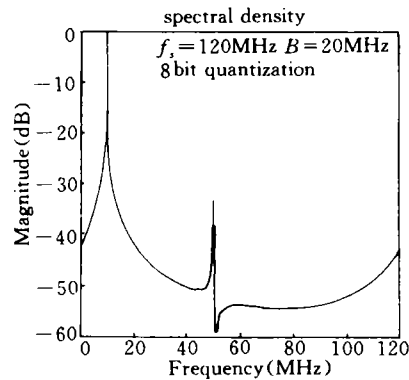


图 5

### (2) 贝塞尔函数插值法的仿真结果

这是相对容易实现的一种数字正交方式, 当  $f_0$  变化, 而  $f_s$  不变时, 在满足  $4f_0/(2M-1) = f_s > 2B$  的条件下, 各性能参数值不会发生改变, 而且经过检验证明: 即使将  $f_s$  降低为原来的  $1/2$  (60MHz), 也不会影响系统的性能。仿真分析表明, 这种方法的优势在于幅度误差小且容易实现, 采取合适的误差校正方法, 可进一步提高相位精度。图 6 给出了相位误差的特性曲线; 图 7 为频谱特性曲线。

### (3) 希尔伯特变换法的仿真结果

已有证明, 对希尔伯特函数加窗后相位特性仍然满足严格正交, 截断只会导致幅度误差, 可以牺牲 FIR 滤波器的阶数为代价换取精度的提高, 同时硬件实现的难度也增大了。因此我们在仿真的过程中不要考虑这种数字正交方法的相位误差, 只由频谱特性曲线分析镜频抑制比来评价其正交特性。图 8 为恢复信号的频谱特性曲线, 可见其镜频抑制特性优于其它两种滤波器。这是因为没有相位误差的缘故。

在实际应用的过程中,  $f_0$  的不稳定性对数字正交也会产生一定的影响, 因为对于确定的采样频率, 实际中频信号不会等于理想的  $f_0$ , 此时用 (2) 式表示的  $I, Q$  分量实质上存在误差, 恢复的复包络样本就会失真。但是  $f_0$  的不稳定性主要取决于频综的稳定度, 如果频综的稳定度足够高, 实际上不会构成数字正交的主要误差来源。例如当频综稳定度为  $10e-8/\text{日}$ , 标称频率  $f_0$  的日误差  $< 10\text{Hz}$ , 仿真结果表明:  $f_0$  的不稳定性对镜频抑制无明显影响, 当  $f_0$  的误差  $< 1000\text{Hz}$  时, 用 Hilbert 变换法作正交检波恢复信号的频谱

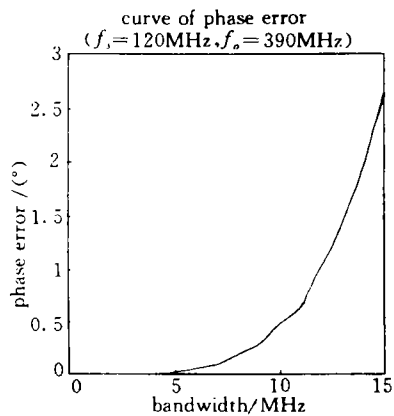


图 6

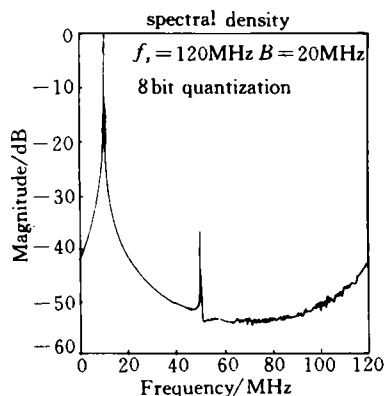


图 7

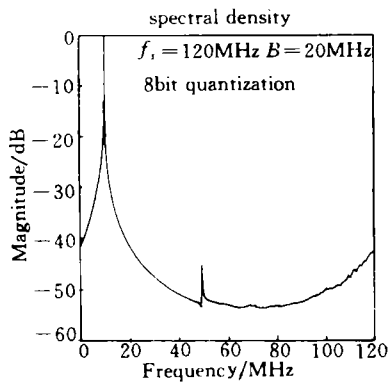


图 8

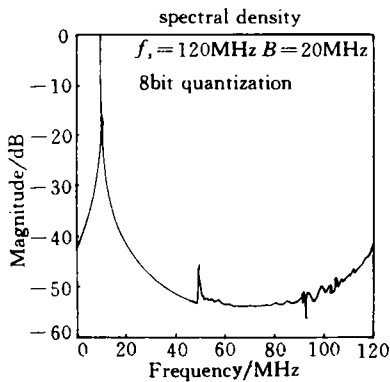


图 9

特性曲线如图 9 所示。

#### 4 结论

从仿真结果可以得出如下结论：利用这三种数字正交方案对一定带宽内的点频信号进行正交检波，相位误差比模拟正交解调降低了一个数量级（模拟正交检波的相位误差在  $2^{\circ}\sim 3^{\circ}$  之间），镜频抑制特性优于传统方式且电路结构简单，但是要满足 UWB 雷达系统的要求，实现带宽数十兆信号的正交检波还是有相当大的难度的。进一步的研究应着眼于对带通信号进行直接采样后的数字正交技术，通过研究其镜频抑制特性以及经脉冲压缩后的信号的频率特性，来分析应用在 UWB 雷达接收中的可行性。改善的数字滤波技术（如多相滤波器）已经以 DPD（数字乘积检波）的形式得到应用，并取得了一定的进展，因此中频直接采样和数字正交化技术应用前景将是广阔的。

## 参 考 文 献

- 1 Waters W. M., Jsrret B. R. Bandpass Signal Sampling and Coherent Detection. IEEE Trans of AES, NOV, 1982, AES-18 (4)
- 2 黄振和, 尚志群. 中频直接采样相干检波新技术. 电子对抗. 1990 (11)
- 3 张平. 带通信号的直接取样与数字相干检测. 西部电子. 1990 (2)
- 4 Roome S. J, Ceng MSc. Analysis of quadrature detectors using complex envelope notation. IEE PROCEEDINGS, APRIL 1989, 136 (2)

(责任编辑 潘 生)