

基于 Bessel 插值的数字正交相干检波器镜频抑制¹

彭世葵 董文峰 杨志国

(空军雷达学院微波工程系 武汉 430010)

摘 要: 该文叙述了两种插值方法实现数字正交相干检波的基本原理, 分析了信号流程, 重点讨论和比较了两种方法的镜频抑制效果并做了相应仿真, 理论分析和仿真结果对于数字正交相干检波的工程实现有一定参考价值.

关键词: 数字正交相干检波, 插值法, 镜频抑制

中图分类号: TN911.72, TN951 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)05-0690-06

Rejection of Mirror Frequency in Digital Quadrature Coherent Detector via Bessel Interpolation

Peng Shi-rui Dong Wen-feng Yang Zhi-guo

(Department of Microwave Engineering, AFRA, Wuhan 430010, China)

Abstract Basic principals of digital quadrature coherent detection are described in this paper via interpolation method. Two implementations are presented, and the signal flow is analysed. The rejection effects to mirror frequencies are discussed and compared emphatically between the two implementations. Computer simulation is carried out. Both the theoretical analysis and simulation results make a good reference to engineering application.

Key words Digital quadrature coherent detection, Interpolation method, Mirror frequency rejection

1 引言

随着雷达技术的发展, 高性能雷达对接收通道的要求越来越高, 对模拟带通信号进行正交相干检波从而得到高质量的原始信号成为影响雷达性能的重要指标. 正交相干检波的传统方法是通过模拟电路实现, 其幅相误差大、镜像抑制比低的缺点已经不适应高性能雷达的要求. 随着数字技术的飞速发展, DSP 的速度大大增加, 使得对载频信号直接采样已成为可能^[1], 数字正交相干检波幅相一致性强、镜频抑制效果好的优点使其成为发展趋势. 实现数字正交相干检波的方法主要有低通滤波器法、Hilbert 变换法、插值法、频域处理法、多相滤波器法等, 本文主要分析插值法的基本原理和信号的流程, 着重讨论和比较了两种插值实现方法的镜频抑制效果并进行了相应仿真, 分析和仿真结果对于数字正交相干检波的工程实现有一定参考价值. 插值函数的形式有多种, 本文的讨论基于 Bessel 插值.

2 原理及信号流程分析

假设零中频信号为单频信号, 则中频回波信号可表示为

$$\begin{aligned} s(t) &= A \cos 2\pi(f_0 + f_d)t = A \cos 2\pi f_d t \cos 2\pi f_0 t - A \sin 2\pi f_d t \sin 2\pi f_0 t \\ &= I(t) \cos 2\pi f_0 t - Q(t) \sin 2\pi f_0 t \end{aligned} \quad (1)$$

¹ 2002-12-10 收到, 2003-03-24 改回

其中 A 为回波信号幅度, f_0 为载频, f_d 为多普勒频率。

对 $s(t)$ 进行采样, 设采样间隔为 Δt , 满足 $f_0 \Delta t = M/2 - 1/4 (M = 1, 2, \dots)$, 通常取 $M = 1$, 即采样频率 $f_s = 4f_0$, 采样后中频回波信号表示为

$$s(n) = \begin{cases} (-1)^{n/2} I(n\Delta t), & n \text{ 为偶数} \\ (-1)^{(n+1)/2} Q(n\Delta t), & n \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (2)$$

由式 (2) 可以看出, 当采样间隔 Δt 满足一定条件时, 对中频回波信号进行采样可交替得到 I, Q 值。Bessel 插值法的基本原理就是分别对已得 I, Q 值进行插值, 得出缺少的 I, Q 值, 具体来说就是根据偶时刻的 I 值插值出奇时刻的 I 值, 根据奇时刻的 Q 值插值出偶时刻的 Q 值, 从而得到完整的 I, Q 两路信号值即所需的零中频回波信号值。由于所要插值的点位于两个已知的采样点中间, 所以采用中点插值, k 阶 Bessel 中点插值公式为

$$P\left(\frac{x_0 + x_1}{2}\right) = \frac{y_0 + y_1}{2} - \frac{1}{2!2^2} \cdot \frac{\Delta^2 y_0 + \Delta^2 y_1}{2} + \frac{1^2 \times 3^2}{4!2^4} \cdot \frac{\Delta^4 y_{-1} + \Delta^4 y_{-2}}{2} - \dots \\ + (-1)^k \frac{1^2 \times 3^2 \dots (2k-1)^2}{(2k)!2^{2k}} \cdot \frac{\Delta^{2k} y_{-k+1} + \Delta^{2k} y_{-k}}{2} \quad (3)$$

式中 $\Delta^k y_i$ 为 $y = P(x)$ 在 y_i 点的 k 阶差分

$$\Delta^k y_i = \sum (-1)^m C_k^m y_{i+k-m} \quad (4)$$

式中 $m = 0, 1, 2, \dots, k$ 。

插值法实现数字正交相检有两种实现方案^[2,3], 分别如图 1, 图 2 所示。一种是对两路都进行插值和延时, 分离后得到完整的 I, Q 信号值, 其流程框图如图 1 所示; 另一种是对一路进行插值, 对另一路进行延时, 两路抽取对齐后即得到完整的 I, Q 信号值, 其流程框图如图 2 所示。显然, 方法二的数据率是方法一数据率的一半。

如图 1, 图 2 所示: 中频回波信号经 A/D 变换后分别与两路正交数字信号混频相乘, 对离散的回波信号进行符号修正。对已修正 I, Q 值分别进行延时和内插, 即可得到所需的数字基频回波信号。

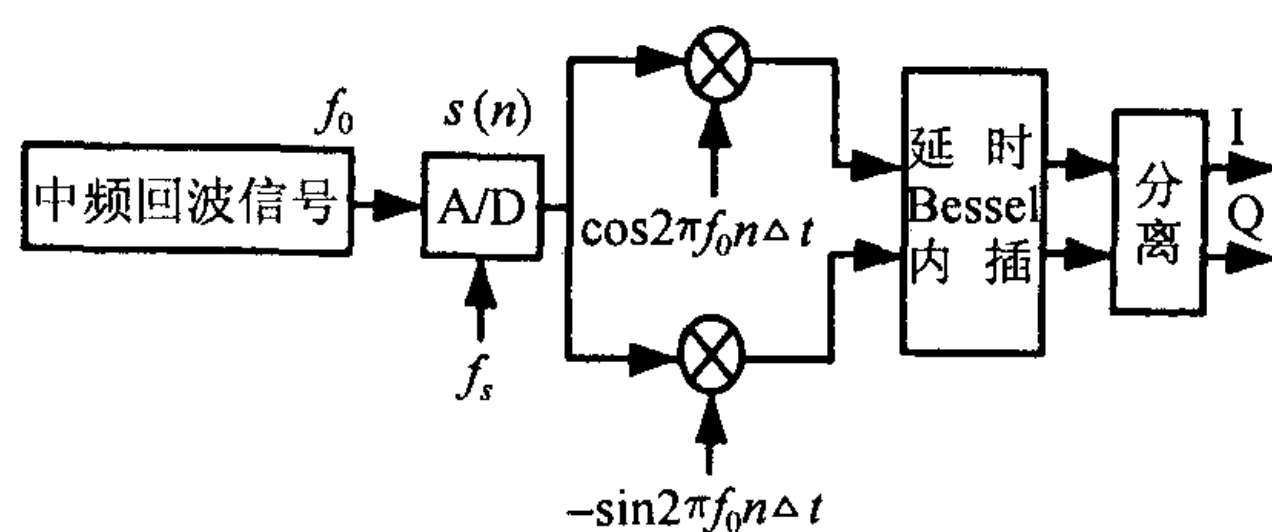


图 1 插值法实现方法一框图

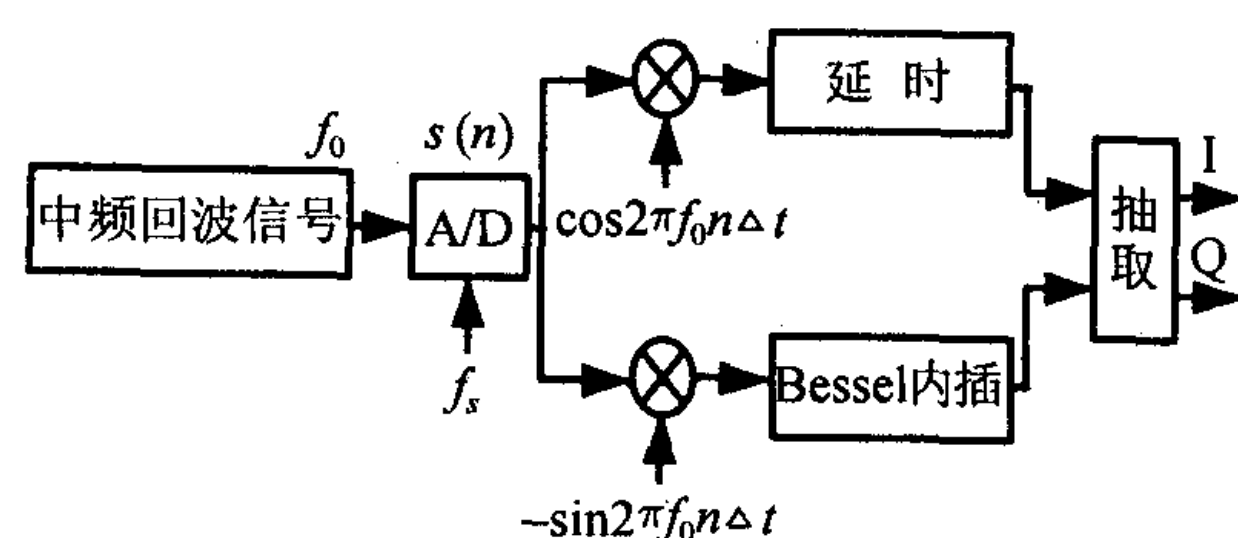


图 2 插值法实现方法二框图

经 A/D 变换的中频回波信号可表示为

$$s(n) = A \cos 2\pi(f_0 + f_d)n\Delta t = \frac{A}{2} [e^{j2\pi(f_0+f_d)n\Delta t} + e^{-j2\pi(f_0+f_d)n\Delta t}] \quad (5)$$

$s(n)$ 经数字混频后 I, Q 两路输出分别为

$$\begin{aligned} s_I(n) &= A \cos 2\pi(f_0 + f_d)n\Delta t \cos 2\pi f_0 n\Delta t \\ &= \frac{A}{4} [e^{j2\pi(2f_0+f_d)n\Delta t} + e^{j2\pi f_d n\Delta t} + e^{-j2\pi f_d n\Delta t} + e^{-j2\pi(2f_0+f_d)n\Delta t}] \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} s_Q(n) &= -A \cos[2\pi(f_0 + f_d)n\Delta t](1 + \Delta) \sin(2\pi f_0 n\Delta t + \delta) \\ &= \frac{A}{4j} (1 + \Delta) [-e^{j[2\pi(2f_0+f_d)n\Delta t+\delta]} + e^{j(2\pi f_d n\Delta t-\delta)} \\ &\quad - e^{-j(2\pi f_d n\Delta t-\delta)} + e^{-j[2\pi(2f_0+f_d)n\Delta t+\delta]}] \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $(1 + \Delta)$, δ 分别表示由于实际符号修正电路不理想等因素导致两通道的幅度不一致性及其相位的不正交性。

修正信号的延时、内插、分离实际上是一个低通滤波的过程, 设该等效低通滤波器在频率点 $\pm f_d$ 处的通带增益系数为 λ , 在频率点 $\pm(2f_0 + f_d)$ 处的止带衰减系数为 γ , 由滤波器理论可知, λ, γ 的值取决于插值误差, 使用图 1 所示方案, 滤波后所得基频复信号为

$$\begin{aligned} \vec{s}_{IQ}(n) &= \frac{A}{4} \{ \gamma[1 - (1 + \Delta)e^{j\delta}]e^{j2\pi(2f_0+f_d)n\Delta t} + \lambda[1 + (1 + \Delta)e^{-j\delta}]e^{j2\pi f_d n\Delta t} \\ &\quad + \lambda[1 - (1 + \Delta)e^{j\delta}]e^{-j2\pi f_d n\Delta t} + \gamma[1 + (1 + \Delta)e^{-j\delta}]e^{-j2\pi(2f_0+f_d)n\Delta t} \} \end{aligned} \quad (8)$$

由式 (8) 可得复信号中各频率点信号幅值为

$$\left. \begin{aligned} A_{2f_0+f_d} &= \frac{A}{4} \gamma[1 - (1 + \Delta)e^{j\delta}], & A_{f_d} &= \frac{A}{4} \lambda[1 + (1 + \Delta)e^{-j\delta}] \\ A_{-f_d} &= \frac{A}{4} \lambda[1 - (1 + \Delta)e^{j\delta}], & A_{-(2f_0+f_d)} &= \frac{A}{4} \gamma[1 + (1 + \Delta)e^{-j\delta}] \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

从式 (9) 可以看到, 最终所得复信号包含的全部频率点为 $f_d, -f_d, (2f_0 + f_d), -(2f_0 + f_d)$, 其中频率 f_d 的信号为零中频回波信号, 频率 $-f_d$ 的信号即为镜频信号, 频率 $\pm(2f_0 + f_d)$ 的信号一般未做明确定义, 我们称之为频率 f_d 信号的间接镜频信号。

显然, 当两通道不存在幅相误差时, 则复信号中只含有频率点 $f_d, -(2f_0 + f_d)$, 其幅值分别由插值等效低通滤波器的通带和止带特性所决定。当插值是理想时, 则复信号中只含有频率点 $f_d, -f_d$, 其幅值均由两通道幅相误差决定。若两通道无幅相误差, 插值也为理想情况, 则复信号中将仅含有所需的频率点 f_d , 这即为数字正交相干检波进行方法和电路改进的目标。

若使用图 2 所示方案, 其实质上是对已得离散信号进行了抽取, 采样频率由 $4f_0$ 降至 $2f_0$ 。由抽取理论^[4]可知: 采样频率降为 $2f_0$ 使得原来的频谱发生了混叠, 间接镜频 $2f_0 + f_d$ 被搬移到了 f_d 处, 而间接镜频 $-(2f_0 + f_d)$ 则被搬移到了 $-f_d$ 处, 式 (8) 变为

$$\begin{aligned} \vec{s}_{IQ}(n) &= \frac{A}{4} \{ [\lambda(1 + (1 + \Delta)e^{-j\delta}) + \gamma(1 - (1 + \Delta)e^{j\delta})]e^{j2\pi f_d n\Delta t} \\ &\quad + [\lambda(1 - (1 + \Delta)e^{j\delta}) + \gamma(1 + (1 + \Delta)e^{-j\delta})]e^{-j2\pi f_d n\Delta t} \} \end{aligned} \quad (10)$$

这样, 最后所得数字复信号只含有 f_d 和 $-f_d$ 两个频率点, 其幅度分别为

$$\left. \begin{aligned} A_{f_d} &= \frac{A}{4} [\lambda(1 + (1 + \Delta)e^{-j\delta}) + \gamma(1 - (1 + \Delta)e^{j\delta})] \\ A_{-f_d} &= \frac{A}{4} [\lambda(1 - (1 + \Delta)e^{j\delta}) + \gamma(1 + (1 + \Delta)e^{-j\delta})] \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

3 两种方法的镜频抑制分析及仿真

3.1 实现方法一的分析与仿真

由式 (9) 可知: f_d 为零中频回波信号频率, 其对应信号功率受两通道幅相误差和插值误差影响。镜频 $-f_d$ 信号的功率由两通道幅相误差和插值误差决定, 但主要取决于两通道幅相误差。它所对应的镜像抑制比也仅与两通道的幅相误差有关。因此对镜频 $-f_d$ 的抑制主要通过提高两通道幅相的一致性来实现。研究表明^[5]: 模拟正交双通道存在的最小幅相误差为 $\Delta = 0.05$, $\delta = 2^\circ$ 数字正交双通道幅相误差将更小; 对于数字正交相干检波, 采用数字控制振荡器, 一般情况下认为无幅度误差, 在具体实现电路中可达到^[1]: $\Delta = 0$, $\delta = 0.1^\circ$ 。

给定仿真条件: 回波脉宽 $\tau = 20\mu\text{s}$, 回波信号载频 $f_0 = 6\text{MHz}$, 多普勒频率 $f_d = 0.1\text{MHz}$, 采样频率 $f_s = 24\text{MHz}$ 。固定幅相误差 $\Delta = 0$, $\delta = 0.1^\circ$, 不同插值阶数对应镜像抑制比仿真结果如图 3 虚线所示; 固定插值阶数 $n = 2$, 不同幅相误差对应镜像抑制比仿真结果如图 4 所示。

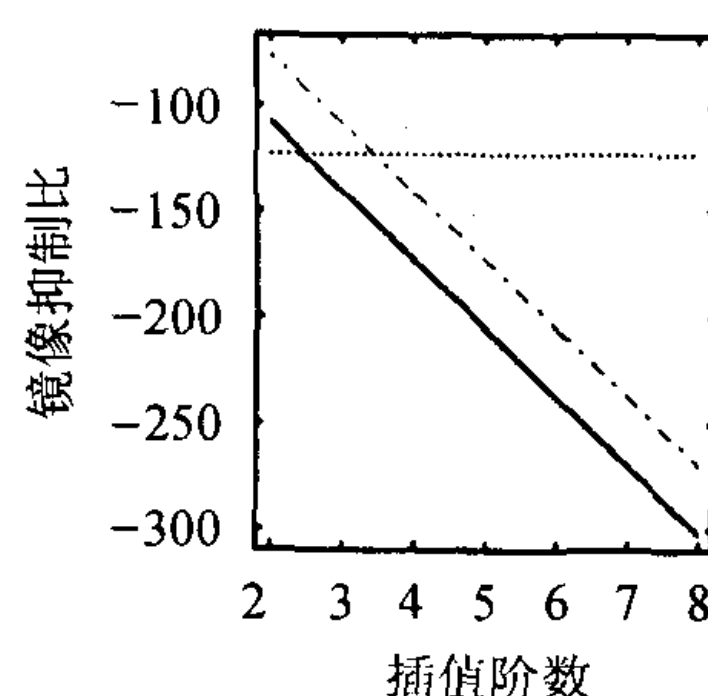


图 3 镜像抑制比随阶数变化曲线

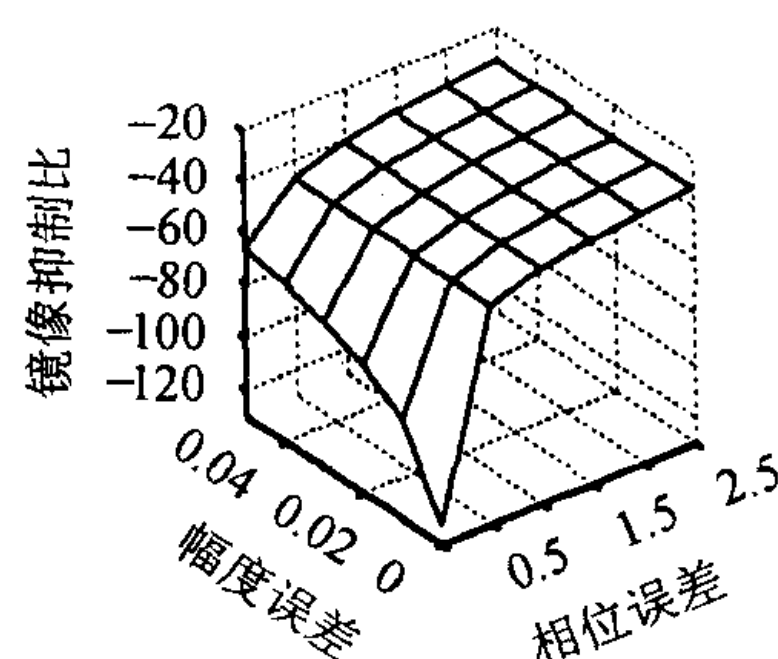


图 4 $-f_d$ 信号镜像抑制比
随幅相误差变化曲线

由图 3 虚线、图 4 可以看出, 镜频 $-f_d$ 对应的镜像抑制比与插值阶数基本无关, 随两通道幅相误差减小而减小。当幅相误差由 $\Delta = 0.05$, $\delta = 2^\circ$ 减小至 $\Delta = 0$, $\delta = 0.1^\circ$ 时, 镜像抑制比相应由 -32.44dB 减至 -122.37dB 。

间接镜频 $2f_0 + f_d$ 对应信号功率和镜像抑制比均由两通道幅相误差和插值误差决定, 间接镜频 $-(2f_0 + f_d)$ 对应信号功率主要取决于插值误差, 其对应的镜像抑制比也仅与插值误差有关。因此对间接镜频 $2f_0 + f_d$ 的抑制通过提高两通道幅相一致性、增加插值阶数来实现, 对间接镜频 $-(2f_0 + f_d)$ 的抑制主要通过增加插值阶数, 减小插值误差来实现。固定幅相误差 $\Delta = 0.05$, $\delta = 2^\circ$ 不同插值阶数 $2f_0 + f_d$, $-(2f_0 + f_d)$ 对应镜像抑制比仿真结果分别如图 3 实线、点划线所示。固定插值阶数 $n = 2$, 不同幅相误差 $2f_0 + f_d$, $-(2f_0 + f_d)$ 对应镜像抑制比仿真结果分别如图 5、图 6 所示。

由图 3 实线、图 5 可以看到, 间接镜频 $2f_0 + f_d$ 对应的镜像抑制比随插值阶数增加、两通道幅相误差减小而下降的趋势, 而且在插值阶数较小、两通道幅相误差较大的情况下, 其值仍满足高性能雷达对镜像抑制比的要求。由图 3 点划线、图 6 可以看到, 间接镜频 $-(2f_0 + f_d)$ 对应的镜像抑制比与两通道幅相误差基本无关, 随插值阶数增加而减小。当插值阶数由 2 阶增加至 8 阶时, 镜像抑制比相应由 -75.32dB 减小至 -270.42dB 。

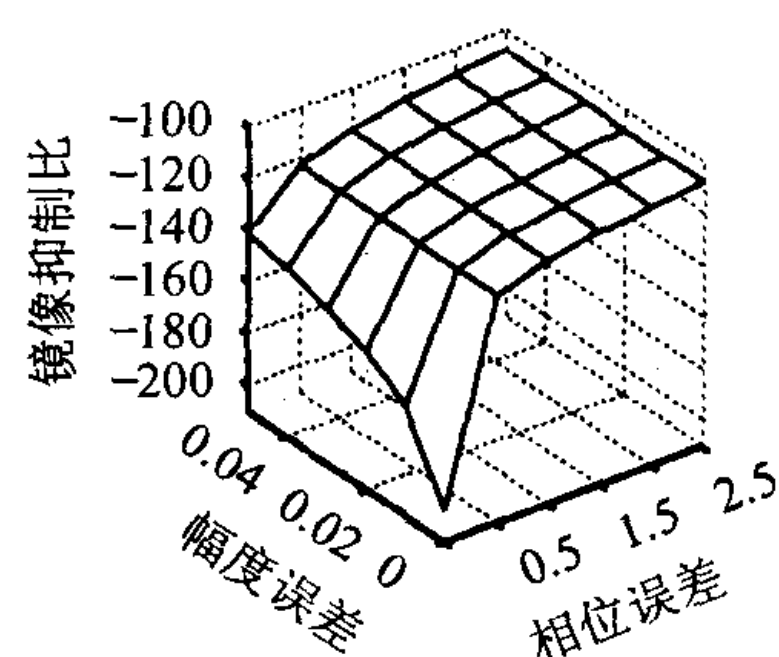


图5 $2f_0 + f_d$ 信号镜像抑制比
随幅相误差变化曲线

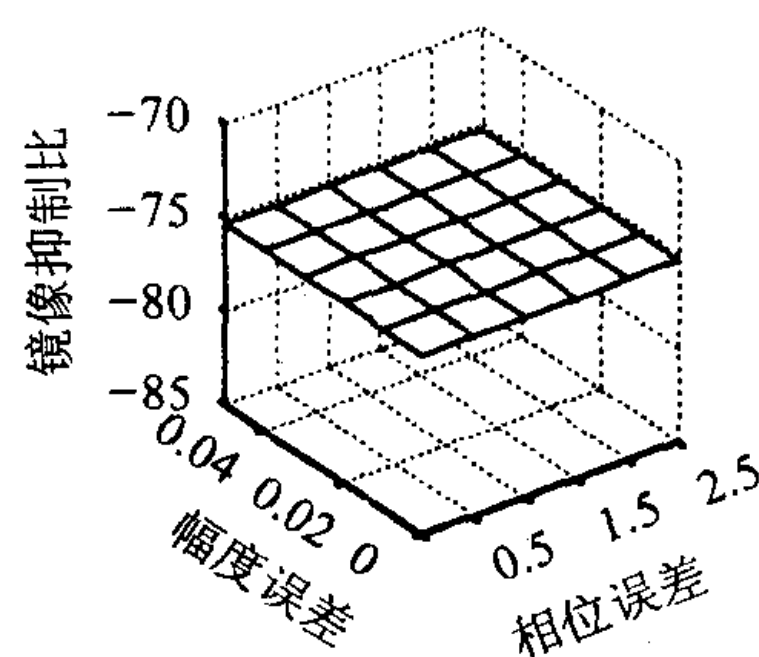


图6 $-(2f_0 + f_d)$ 信号镜像抑制比
随幅相误差变化曲线

3.2 实现方法二的分析与仿真

由于插值法实现方法二中采样频率的降低导致间接镜频 $-(2f_0 + f_d)$ 和镜频 $-f_d$ 发生了混叠, 合二为一, 因此在方法二中对抽取后信号频率点 $-f_d$ 处信号的抑制可通过提高两通道一致性、增加插值阶数来实现。间接镜频 $2f_0 + f_d$ 与 f_d 混叠, 成为有用信号, 故不考虑对它的抑制。给定与方法一相同的仿真条件, 固定幅相误差分别为 $\Delta = 0.05$, $\delta = 2^\circ$ 和 $\Delta = 0$, $\delta = 0.1^\circ$, 不同插值阶数对应镜像抑制比仿真结果如图7虚线、实线所示; 固定插值阶数分别为 $n = 2$ 和 $n = 8$, 不同幅相误差对应镜像抑制比仿真结果如图8、图9所示。

由图7可以看出: 当两通道幅相误差较大时, 频率点 $-f_d$ 处信号总功率基本取决于由幅相不一致引起的镜频分量, 由插值误差引起的镜频分量可忽略不计, 当两通道幅相误差减小到由其引起的镜频分量可与由插值误差引起的镜频分量相当时, 频率点 $-f_d$ 处信号功率随插值阶数增加而减小, 这说明通常情况下, 由于插值误差引起的镜像信号功率通常要比由于两通道幅相不一致引起的镜像信号功率小。由图8、9可以看到, 不同阶数对应的镜像抑制比都随幅相误差减小而减小, 两图中镜像抑制比的变化范围分别为 $n = 2$ 时为 $-75\text{dB} \sim -32\text{dB}$, $n = 8$ 时为 $-122\text{dB} \sim -32\text{dB}$ 。比较图7实线和图3虚线、图4和图8, 明显可以得出, 与方法一相比, 方法二中 f_d , $-f_d$ 信号功率均得到增强, 频率点 $-f_d$ 处的信号功率增强更多。

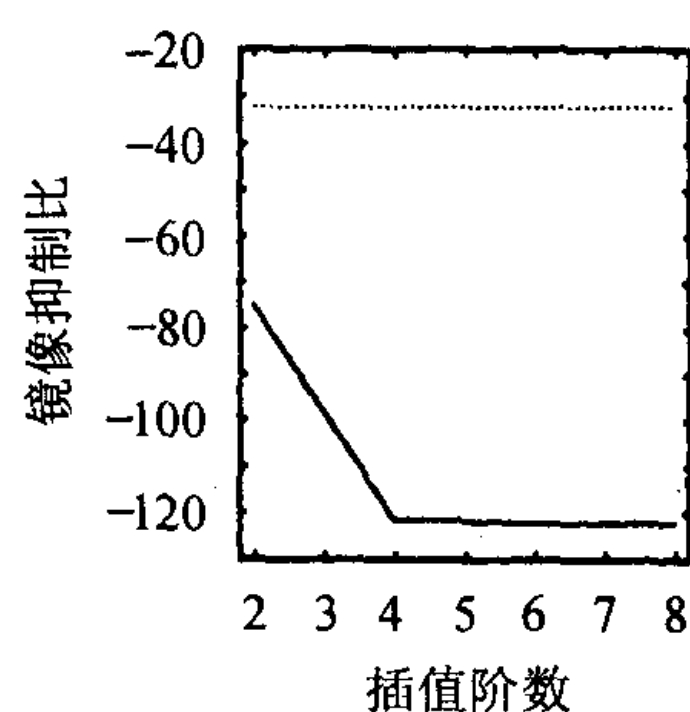


图7 镜像抑制比随阶数变化曲线

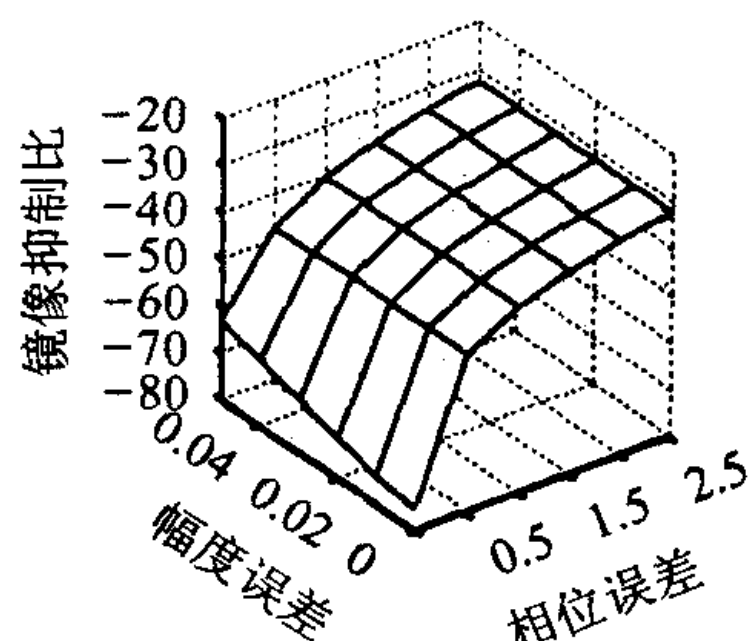


图8 $n = 2$ 镜像抑制比
随幅相误差变化曲线

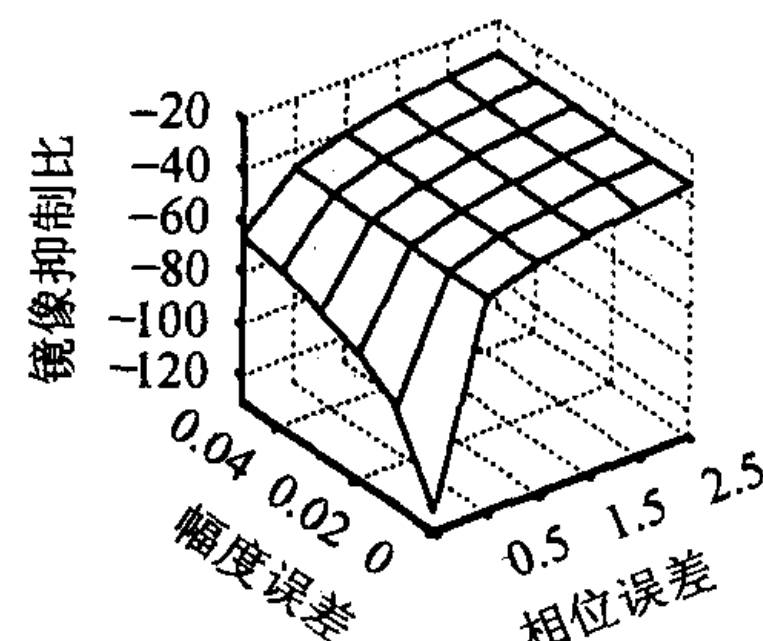


图9 $n = 8$ 镜像抑制比
随幅相误差变化曲线

4 结论

通过以上分析和仿真, 可以得出如下结论: 基于 Bessel 插值的数字正交相干检波器实现镜频抑制可通过增加插值阶数、减小幅相误差来实现, 一般来说, 减小幅相误差更为重要。理论

分析和仿真结果表明, 在相同条件下, 方法一对应的镜像抑制效果要优于方法二, 但考虑通常情况下高性能雷达要求镜像抑制比为 -60dB 左右, 方法二已经满足需要, 加之当前信号处理芯片的速度并不能完全满足实时性需求, 因而方法二将更有应用优势。

参 考 文 献

- [1] 杨小牛, 楼才义, 许建良. 软件无线电原理与应用. 北京: 电子工业出版社, 2001 年 1 月第 1 版, 第一、二、四章.
- [2] 孙晓兵, 保 铮. 中频信号采样与正交相干检波. 系统工程与电子技术, 1993, 15(5): 1-9.
- [3] 杨平, 耿富录. 正交采样的理论和技术实现. 火控雷达技术, 1992, (1): 25-30 .
- [4] 胡广书. 数字信号处理—理论、算法与实现. 北京: 清华大学出版社, 1997 年 8 月第 1 版, 第九章.
- [5] Sinsky A L, Pwang P C. Error analysis of a quadrature coherent detector processor. *IEEE Trans. on AES*, 1974, AES-10(6): 880-883.

彭世蕤: 男, 1963 年生, 教授, 硕士生导师, 主要从事雷达系统和雷达对抗系统的研究和教学工作.

董文峰: 男, 1967 年生, 副教授, 主要从事雷达收发系统和雷达对抗系统的研究和教学工作.

杨志国: 男, 1979 年生, 硕士生, 主要研究雷达收发技术等.