

多相滤波在合成孔径雷达数字正交解调中的应用

黄广民^{***} 杨汝良^{*}

^{*}(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

^{**}(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘要: 在一般的雷达和通信系统中, 实现中频或射频的直接采样, 需要完成数字正交解调过程, 数字乘积检波 (DPD) 是实现数字正交解调的一种工程上易于实现的方法, 但该方法获得的 I/Q 数据是需要修正的。该文结合合成孔径雷达信号处理, 提出了多相滤波法来修正通过 DPD 获得的 I/Q 通道数据, 并和 Bessel 滤波进行了比较。仿真实验结果表明, 该方法简便灵活, 且工程上易于实现; 在滤波器阶数相同的情况下, 多相滤波器的最大绝对修正误差为 5.8394×10^{-4} , 而 Bessel 滤波的最大绝对修正误差为 9.307×10^{-4} , 而且, 多相滤波很容易实现非等距滤波。

关键词: 多相滤波, 解调, 合成孔径雷达(SAR)

中图分类号: TN958 文献标识码: A 文章编号: 1009-5896(2005)01-0010-03

The Applications of Polyphase Filtering in Digital Quadrature Detection of SAR

Huang Guang-min^{**} Yang Ru-liang^{*}

^{*}(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

^{**}(Graduate School of the Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

Abstract In a general radar and communication system, the digital quadrature detection is necessary for implementing direct IF or RF sampling. The Digital Product Detection (DPD), applied easily in a real engineering, is a method to implement the digital quadrature detection. But the datum acquired by the method should be corrected. The paper presents the polyphase filtering to correct the I/Q datum acquired in combination with the Synthetic Aperture Radar (SAR) signal processing by contrast with Bessel filtering. The simulation results show that the method is simpler, more flexible and applied easily. The correct error by the polyphase filter with the same order is smaller than the error by the same order Bessel filter. The former maximum absolute error is 5.8394×10^{-4} . The latter maximum absolute error is 9.307×10^{-4} . In addition, the polyphase filtering can implement the unequal interval filtering easily.

Key words Polyphase filter, Detection, Synthetic Aperture Radar (SAR)

1 引言

目前为止, 数字正交解调的思路主要是采用文献[1]所提出的方法, 该方法在文献[2]中被称为数字乘积检波法(DPD), 它通过选择合适的采样率来获得交替的 I/Q 数据。尽管其实现比较简单, 但所获取的数据是在时间上固定交替的, 必须进行修正。修正的方法主要有 sinc 内插法^[1], Bessel 滤波法^[3], 最小二乘法^[4], Hilbert 法^[5]等, 文献[6]对这些方法进行了总结和比较。本文结合合成孔径雷达(SAR)的信号处理, 利用多相滤波来修正 I/Q 通道的数据, 多相滤波较之前面的方法更简便灵活, 且在工程上易于实现。

2 合成孔径雷达数字正交解调的 DPD 实现

合成孔径雷达的回波射频信号的时域形式及其频谱(利

用相位驻留定理近似求出)可表示为^[7]

$$s_r(t_R, R) = \text{Re} \left\{ \sigma(R) G(R) A \text{rect} \left[\frac{t_R - (2R/c)}{\tau} \right] \times \exp \left[(jk_r/2)(t_R - 2R/c)^2 \right] \times \exp \left[-(jk_r/\lambda)R \right] \exp(j\Omega_c t_R) \right\} \quad (1)$$

$$S_r(j\Omega) = \sigma(R) G(R) A \text{rect} \left[-\Omega / (k_r \tau) \right] \times \exp \left[j(\Omega - \Omega_c)^2 / (2k_r) \right] \exp \left[-j(4\pi/\lambda)R \right] \quad (2)$$

式中 R 为斜距, τ 为脉冲持续时间, k_r 为调频斜率, λ 是波长, $\Omega_c = 2\pi f_c$, c 为光速, σ 为后向反射系数, G 为天线接收增益, A 为信号幅度值。从式(2)可以看出, 只要射频阶段模拟抗混叠滤波器比较理想, 线性调频信号的幅度谱在载频附近近似为矩形谱, 由于 $\Omega_c \gg k_r \tau$, 因此该信号为窄带信号, 根

据文献[1]所提出的 DPD 方法可以得到交替的 I/Q 数据：

$$s_r(2n_3) = s_i(n_3) = s_{BI}(2n_3)(-1)^{n_3} \quad (3)$$

$$s_r(2n_3 + 1) = s_Q(n_3) = -s_{BQ}(2n_3 + 1)(-1)^{n_3} \quad (4)$$

如果改变抽取时刻，又可以得到如下交替的 I/Q 数据：

$$s_i(n_3) = s(4n_3) = s_{BI}(4n_3) \quad (5)$$

$$s_Q(n_3) = s(4n_3 + 3) = s_{BI}(4n_3 + 3) \quad (6)$$

其中

$$s_{BI}(n_2) = \sigma(R)G(R)A_{\text{rect}}\left(\frac{n_2 - (2R/c)}{\tau}\right) \times \cos\left[\frac{k_r}{2}\left(n_2 - \frac{2R}{c}\right)^2\left(-\frac{4\pi}{\lambda}R\right)\right] \quad (7)$$

$$s_{BQ}(n_2) = \sigma(R)G(R)A_{\text{rect}}\left(\frac{n_2 - (2R/c)}{\tau}\right) \times \sin\left[\frac{k_r}{2}\left(n_2 - \frac{2R}{c}\right)^2\left(-\frac{4\pi}{\lambda}R\right)\right] \quad (8)$$

式(7)和式(8)分别为理想的同相和正交分量，其中 n_2 是为了与上式中的 n_3 进行区别。从式(3)~式(6)可以看出，I/Q 数据需要进行时间上的修正。

3 多相滤波及其修正结构

由内插理论知，内插滤波器 $h(n)$ 和多相滤波器 $p_\rho(n)$ 的时域和频域的关系为

$$p_\rho(n) = h(nL + \rho) \quad (9)$$

$$P_\rho(e^{j\omega}) = \frac{1}{L} e^{j\omega\rho/L} H(e^{j\omega/L}) = e^{j\omega\rho/L} \quad (10)$$

其中 $\rho = 0, \dots, L-1$ 。由这 L 个滤波器组成了多相滤波结构^[8]，而其中每一通道对输入信号的滤波就可得到该信号在 $n\rho/L$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) 时间点上的插值。结合前面的 DPD 实现，对 I/Q 数据的整个修正可以表示为图 1(基于式(3)和式(4)，图中 $L = 2$ ，I 部分为 DPD 的实现，II 为多相修正)。如果基于式(5)和式(6)实现，图 1 中 $L = 4$ ，且 I 部分的实现更简单，但对采样率的要求将会提高。为了保持相位信息， $h(k)$ 应为 FIR 滤波器，同时为了工程实现的方便，可选择如下 Kaiser 窗来达到滤波要求：

$$w_k(n) = I_0[\beta\sqrt{1 - (2n/(N-1))^2}] / [I_0(\beta)], \quad |n| \leq (N-1)/2 \quad (11)$$

其中 I_0 为零阶修正第一类贝塞尔函数， N (阶数) 和 β (形状因子) 是影响 Kaiser 窗形状的两个参数。由此可以计算出 $N = 21$ 的 FIR 滤波器 $h(k)$ 的系数，通过式(9)可以得到 10 阶的 2 相滤波器 $p_\rho(n)$ 的系数。可以看出，多相滤波器系数是内插滤波器系数的抽取，而且多相滤波器的系数是对称的。为了与 Bessel 滤波进行比较，表 1 分别给出了滤波器 $p_1(n)$ (由于同相分量可保持不变，故 $p_0(n)$ 省去) 和 10 阶 Bessel 滤波器的系数值，从表 1 可以看出二者很接近。

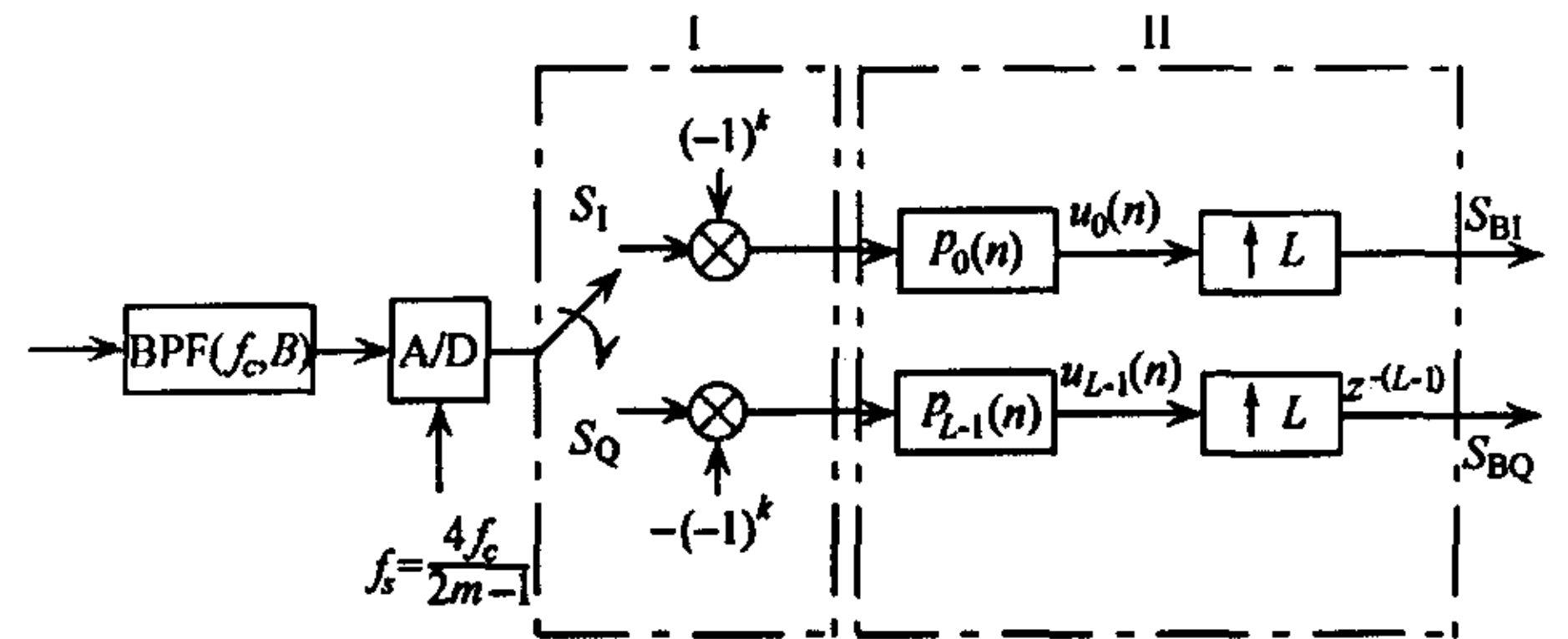


图 1 多相滤波及其修正结构

4 实验结果及分析

模拟仿真试验是基于如下条件： $f_c = 1920\text{MHz}$ ， $f_s = 512\text{MHz}$ ，信号带宽 $B = 100\text{MHz}$ ， $\tau = 33\mu\text{s}$ ， $G = 1$ ， $\sigma = 1$ (在现有分辨力的合成孔径雷达中，假设是合理的，实际回波信号的 σ 是一个随机量，服从一定的概率分布，在固定时刻不影响信号的采样)，令 $t = t_R - 2R/c$ ，并忽略相位 $-4\pi R/\lambda$ ， $A = 1$ ， $m = 13$ ，滤波器的通带波纹 $\delta = 0.001$ ，Kaiser 窗的形状因子 $\beta = 10$ ，滤波器的阻带衰减 $A_K = 100\text{dB}$ 。

在以上的条件下，主要对 3 种情况进行了仿真试验：

(1) 基于式(3)和式(4)的等距 2 相滤波修正，内插滤波器阶数为 21，多相滤波器阶数为 10，实验结果见图 2 (取 50 个点)；

(2) 基于式(5)和式(6)的非等距 4 相滤波修正，内插滤波器阶数为 201，多相滤波器阶数为 50，实验结果见图 3(取 20 个点)；

表 1 10 阶多相滤波器 $p_1(n)$ 和 Bessel 滤波器的系数

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
多相滤波器	0.00038797	-0.0062077	0.035913	-0.13717	0.60706	0.60706	-0.13717	0.035913	-0.0062077	0.00038797
Bessel 滤波器	0.00053406	-0.0061798	0.034607	-0.13458	0.60562	0.60562	-0.13458	0.034607	-0.0061798	0.00053406

(3) 同阶数(10阶)的等距多相滤波和 Bessel 滤波的修正误差的比较, 实验结果见图4;

分析以上实验结果, 可以得出如下结论:

(1) 多相滤波可以实现对 I/Q 数据的等距和非等距时域修正;

(2) 随着相数的增加, 滤波器的阶数增大; 同相数情况下, 滤波器的阶数越大, 修正误差越小(设计时, 4相非等距滤波器的阶数可以小于201阶, 这里取201阶得到的修正误差明显比较小);

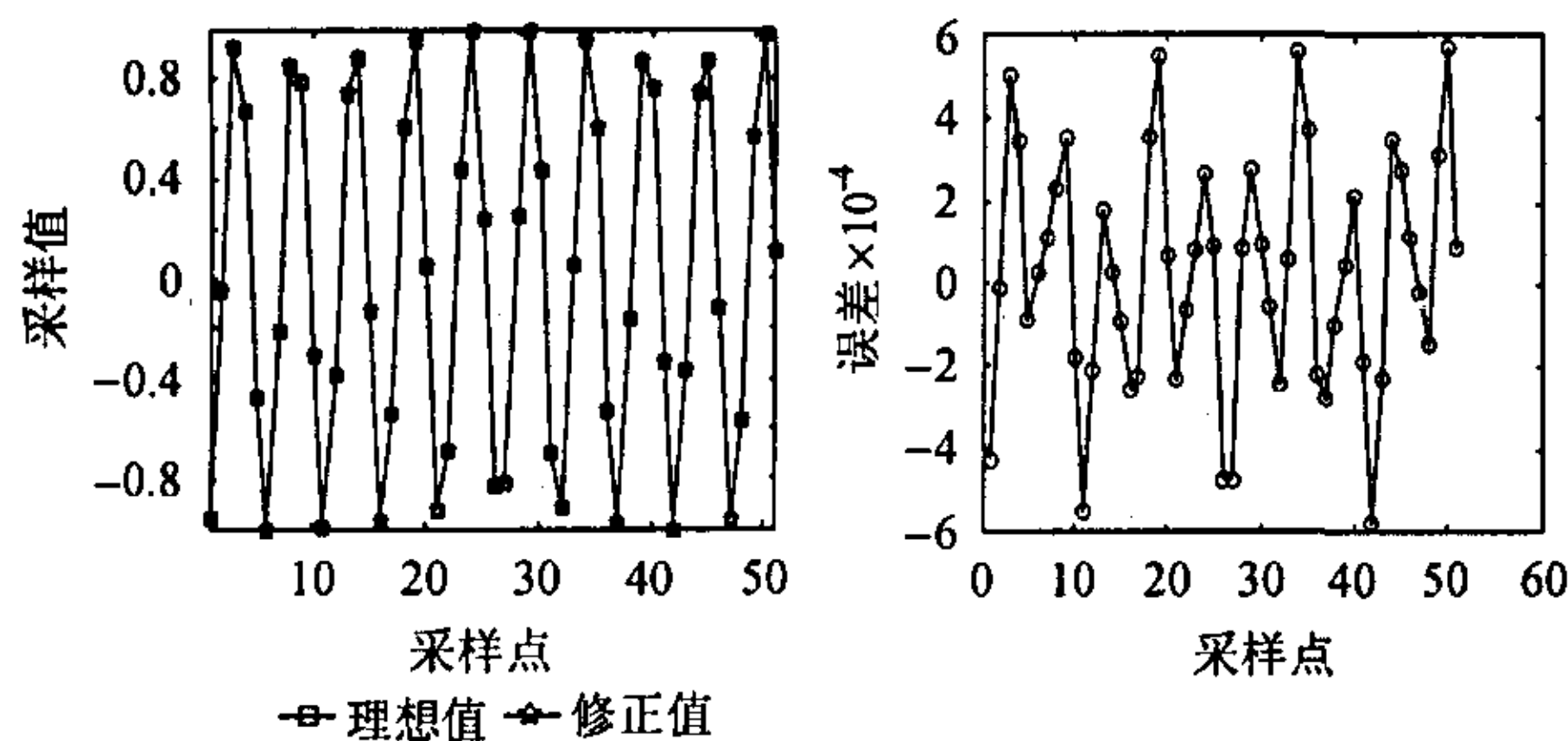


图2 等距2相滤波修正及修正误差

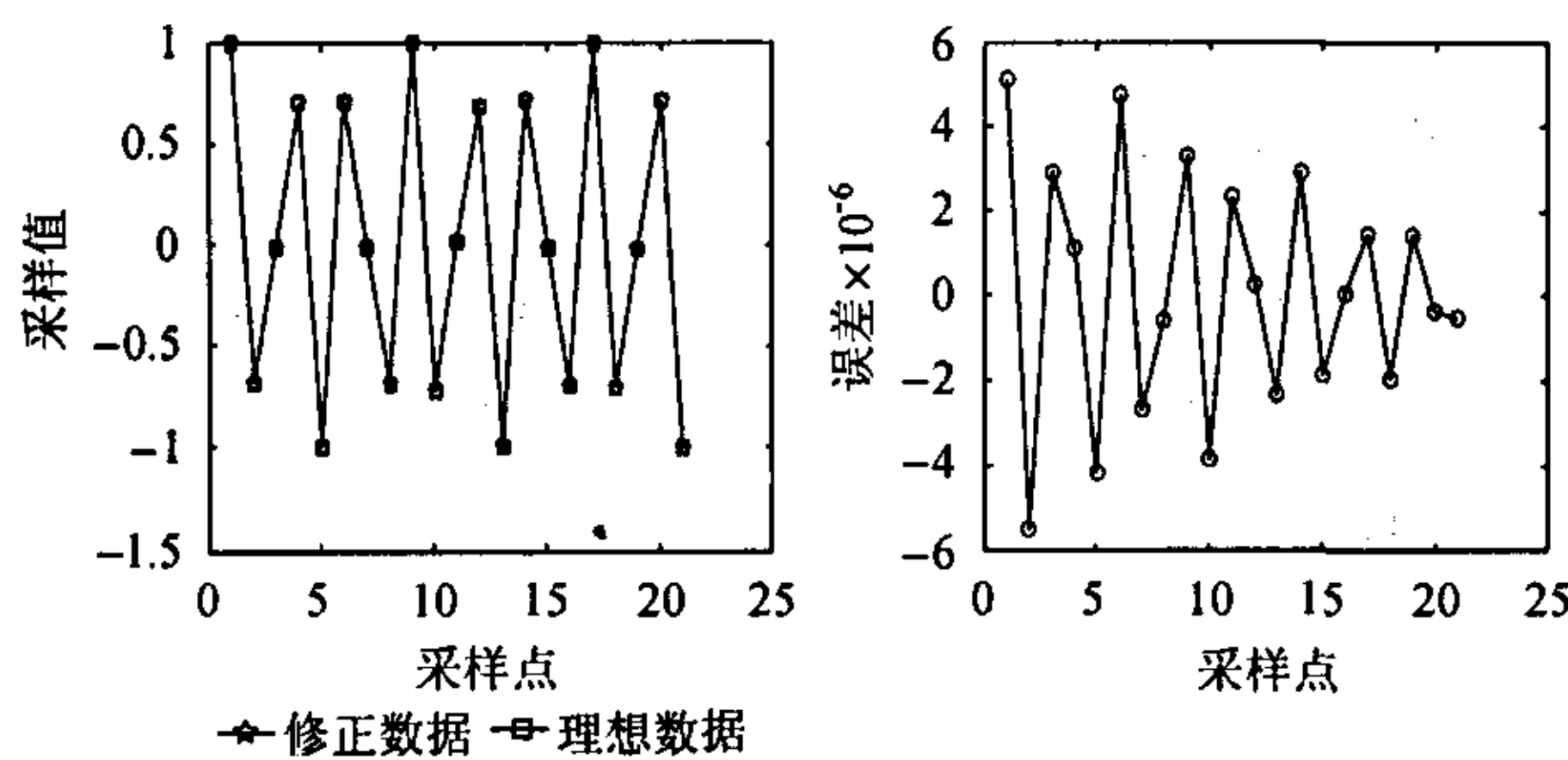


图3 非等距4相滤波修正及修正误差

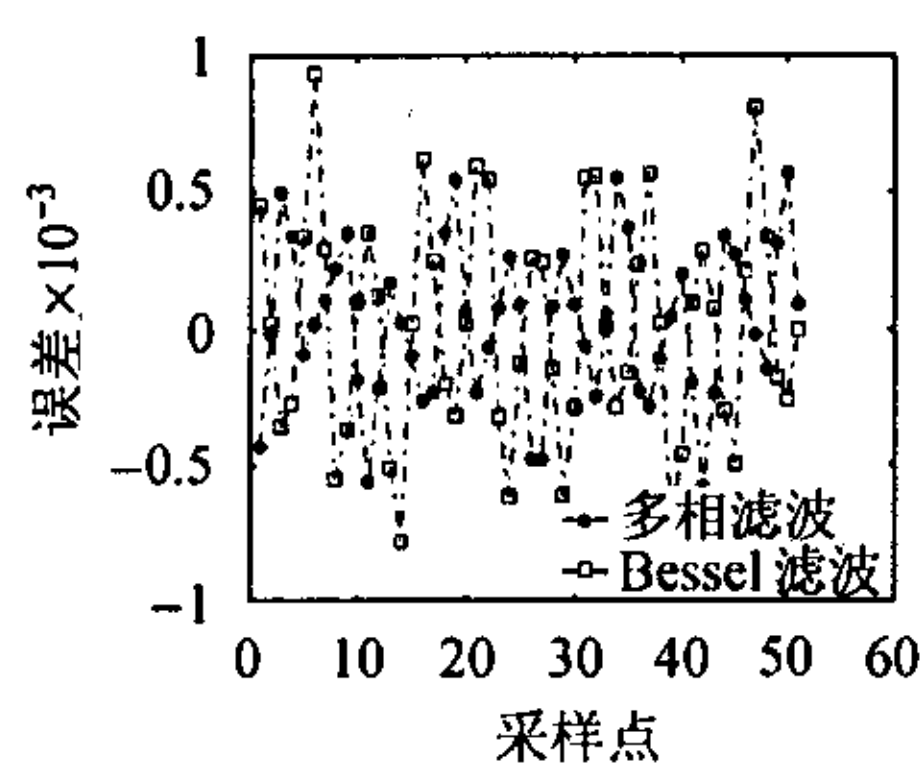


图4 同阶多相滤波和 Bessel 滤波修正误差的比较

(3) 在滤波器阶数相同的条件下, 多相滤波的修正误差比 Bessel 滤波的修正误差小(图4中多相滤波器的最大绝对修正误差为 5.8394×10^{-4} , Bessel 滤波器的最大绝对修正误差为 9.307×10^{-4})。

5 结论

多相滤波极大地简化了数字正交解调过程, 同其他修正方法相比, 它具有简单、灵活、工程易实现等特点。

参考文献

- [1] Waters W M, Jarrett B R. Bandpass signal sampling and coherent detection. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 1982, 18(4): 731 - 736.
- [2] Pellon L E. A double Nyquist digital product detector for quadrature sampling. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1992, 40(7): 1670 - 1680.
- [3] 杨平, 耿富录. 正交采样理论和技术实现. 火控雷达, 1992, (1): 25 - 30.
- [4] Ward H R. An optimum filter for direct A/D conversion. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 1991, 27(6): 883 - 886.
- [5] Rader C M. A simple method for sampling in-phased and quadrature components. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 1984, 20(6): 821 - 824.
- [6] 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, (5): 1 - 9.
- [7] Franceschetti G, Lanari R. Synthetic Aperture Radar Processing [M]. New York: CRC Press, 1999: 73 - 103.
- [8] Crochiere R E, Rabiner L R. Multirate Digital Signal Processing. New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1983: 132 - 139.

黄广民: 男, 1973年生, 博士生, 主要从事软件无线电技术、数字合成孔径雷达的研究。

杨汝良: 男, 1943年生, 研究员, 博士生导师, 长期从事机载、星载合成孔径雷达系统研究工作。