

• 通信与信息工程 •

无数字时延滤波器的宽带大规模阵列 雷达去斜算法



李志鹏¹, 李兴和^{1*}, 黄 虎¹, 饶申宇²

(1. 成都理工大学机电工程学院 成都 610059; 2. 电子科技大学信息与通信工程学院 成都 611731)

【摘要】在宽带雷达接收机中, 为了降低宽带信号采样对模数转换单元性能的要求, 需对接收的宽带信号进行去斜处理。传统去斜处理算法需使用数字时延滤波器, 具有设计复杂、成本高的缺点, 因此不适合大规模阵列应用。为了解决此问题, 提出一种无数字时延滤波器的去斜处理算法, 通过频率和相位补偿, 使各通道数据达到一致, 从而省去数字时延滤波器, 简化了系统的设计复杂度。结合子阵划分技术, 减少处理通道数量, 降低系统硬件成本与数据处理难度。同时, 还分析了所提算法中回波时延估计误差的边界条件。仿真结果表明, 相比传统算法, 该算法输出信噪比更高, 且对回波时延估计误差的敏感度更低。

关键词 宽带雷达; 数字时延滤波器; 频率补偿; 大规模阵列; 相位补偿; 去斜处理
中图分类号 TN958 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2021395

A Stretch Processing Method without Digital Delay Filter for Large-Scale Broadband Array Radar

LI Zhipeng¹, LI Xinghe^{1*}, HUANG Hu¹, and RAO Shenyu²

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Chengdu University of Technology Chengdu 610059;

2. School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 611731)

Abstract In a wideband radar receiver, in order to reduce the performance requirements of the analog-to-digital conversion unit for wideband signal sampling, a stretch processing method is required to debase the sampling signal bandwidth for the received broadband signal. Usually, conventional stretch processing algorithms contain a digital delay filter module. Whereas, it is not suitable for large-scale array radar due to its shortcomings of high complexity and expensive cost. To deal with this problem, this paper proposes a stretch processing algorithm without digital delay filter. Specifically, the proposed algorithm exploits frequency and phase compensation to replace the digital delay filter to ensure the consistency of the output of each channel, thereby significantly reducing the complexity of the system. Meanwhile, subarrays are leveraged to reduce the number of channels to be processed, which further reduces the complexity of the system. In addition, the proposed algorithm also equips with the ability to analyze the boundary conditions of the echo delay estimation error. Finally, simulation results show that the proposed algorithm can obtain a higher output signal-to-noise ratio compared with the conventional stretch processing methods, and is less sensitive to echo delay estimation errors.

Key words broadband radar; digital delay filter; frequency compensation; large-scale array; phase compensation; stretch processing

相比窄带雷达, 宽带雷达具有距离分辨率高、抗干扰能力强等优点^[1-2], 因此在各领域中获得广泛应用。然而, 由于宽带雷达接收机需对宽带信号进行采样, 对模数转换 (analog to digital converter, ADC) 单元的性能提出更高要求, 使系统成本显著

增加^[3-4]。对于一些超宽带雷达系统, 无法提供采样率足够高的 ADC 进行采样处理, 严重限制了宽带雷达的发展应用。

考虑到宽带相控阵雷达通常采用线性调频 (linear frequency modulated, LFM) 信号作为发射信

收稿日期: 2021-07-21; 修回日期: 2021-10-15

基金项目: 国家自然科学基金 (62031007)

作者简介: 李志鹏 (1983-), 男, 博士, 主要从事信号处理与实现等方面的研究。

*通信作者: 李兴和, E-mail: 995936261@qq.com

号, 根据 LFM 信号的特点^[3], 文献 [5-7] 提出了一系列去斜处理算法以降低信号带宽, 从而降低对 ADC 采样率的要求。文献 [8] 提出了一种基于时域变换技术的去斜算法, 利用 3 个色散网络和一个混频器实现降低信号带宽的目的。文献 [9] 研究了一种改进的宽带时延波束形成算法, 通过在每个阵元上进行模拟去斜处理, 省去了模拟时延单元, 是一种低成本去斜解决方案。基于此架构, 文献 [10] 研究其在自适应干扰抑制方面的应用。文献 [11] 则采用数字去斜处理结合数字下变频代替模拟去斜处理, 不仅提升了响应速度, 而且具有更高的距离分辨率。然而, 上述这些去斜算法在完成混频之后均需使用数字时延滤波器, 在实际应用中实现难度较大、成本高, 不适合大规模阵列雷达的设计。

为了解决宽带大规模阵列雷达的应用需求, 本文提出了一种无数字时延滤波器的宽带雷达去斜处理算法, 利用划分子阵的方式, 减少了通道数量, 并通过对各子阵输出通道信号进行频率和相位的补偿, 确保各个通道的信号一致性, 从而去掉了数字时延滤波器的使用, 使整个系统的实现成本更低。通过仿真分析表明, 在相同的时延估计误差下, 相比传统去斜算法, 本文算法在抗干扰应用中具有更高的输出信噪比。

1 基本去斜处理算法

基本去斜处理算法的核心是通过二次混频和数字时延滤波器对各通道信号进行调整, 使输出信号与参考信号一致, 以实现在后期信号处理中获得更高的相干增益。

假设雷达阵列为具有两个阵元的均匀线阵, 阵元的间距为 d , 采用单个数字式频率合成器 (direct digital synthesis, DDS) 时的基本去斜处理流程如图 1 所示^[12]。接收到的回波 LFM 信号的方位角为 θ , 载波频率为 f_0 , 信号带宽为 B , LFM 信号调频斜率为 $\mu = B/T$ 。

阵元 1 的回波可以表示为:

$$x_1(t) = \exp\left[j2\pi\left(f_0(t-t_0) + \frac{\mu(t-t_0)^2}{2}\right)\right] \quad (1)$$

式中, R 表示目标到阵元 1 的距离; 回波时延为 $t_0 = 2R/c$, c 为光速。

阵元 2 的回波信号可以表示为:

$$x_2(t) = x_1(t-\tau) \quad (2)$$

式中, $\tau = d \sin \theta / c$ 为阵元 1 与阵元 2 之间的时延。

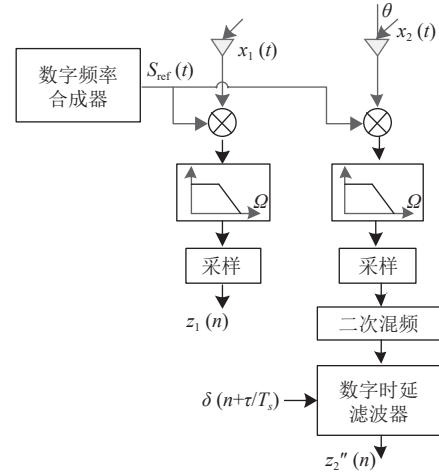


图 1 基本去斜流程

设 t_0 表示回波时延, t_r 为回波时延估计值, 则 DDS 根据回波时延所产生的本振信号为:

$$S_{\text{ref}}(t) = \exp\left[j2\pi\left(f_0(t-t_r) + \frac{\mu(t-t_r)^2}{2}\right)\right] \quad (3)$$

经过混频和低通滤波器以后, 以采样间隔为 $T_s = 1/f_s$ 的 ADC 进行采样后的信号可以写为:

$$\begin{aligned} z_1(n) &= \exp[j(2\pi f_1 T_s n + \psi_1)] \\ z_2(n) &= \exp[j(2\pi f_2 T_s n + \psi_2)] \end{aligned} \quad (4)$$

其中,

$$\begin{aligned} f_1 &= \mu(t_r - t_0) \\ f_2 &= \mu(t_r - t_0) - \mu\tau = f_1 - \mu\tau \\ \psi_1 &= 2\pi f_0(t_r - t_0) + \pi\mu(t_0^2 - t_r^2) \\ \psi_2 &= \psi_1 + [\pi\mu(2t_0\tau + \tau^2) - 2\pi f_0\tau] \end{aligned} \quad (5)$$

由式 (5) 能够得出, 两个阵元所接收信号的频率、相位均不相同。为了使得阵元 2 与阵元 1 的信号完全一致, 可以在数字域对阵元 2 的回波信号进行二次混频处理, 并通过数字时延滤波器进行补偿, 以补偿阵元 1 和阵元 2 之间的频率和相位偏差。

根据式 (5) 可得, 阵元 2 的通道在数字域进行二次混频的本振信号可表示为:

$$s'_{\text{ref}}(n) = e^{j2\pi(-\mu\tau T_s n + \mu_r\tau + \frac{1}{2}\tau^2 - f_0\tau)} \quad (6)$$

二次混频后, 采用的数字时延滤波器的冲击响应为 $\delta(n + \tau/T_s)$, 则处理后的输出信号为:

$$z_2''(n) = \{z_2(n)[s'_{\text{ref}}(n)]^*\} * \delta(n + \tau/T_s) = z_1(n) \quad (7)$$

式中, $(\cdot)^*$ 表示取共轭复数; “*” 为卷积。

至此便实现了阵元 2 与阵元 1 的输出信号完全一致。然而, 上述去斜算法为了使其他通道的相位与参考通道保持一致, 必须使用数字时延滤波器对

参考通道(阵元 2)的信号进行调整。而数字时延滤波器的实现成本高、设计复杂, 不适合大规模阵列雷达的应用。为了解决该问题, 本文设计了一种无数字时延滤波器的分子阵宽带雷达去斜处理算法, 所提方法通过频率和相位补偿, 代替二次混频和数字时延滤波器, 从而将其他通道的频率和相位调整为与参考通道一致, 简化了系统设计复杂度, 降低了实现成本。

2 基于子阵划分的去斜处理算法

针对宽带大规模阵列雷达, 本节首先通过子阵划分, 以减少通道数量, 然后利用频率和相位补偿的方式, 实现其他通道的频率和相位调制, 进而使参考通道与其他通道的频率和相位一致。另外, 还具体分析了回波时延误差对输出信噪比的影响。

2.1 无数字时延滤波器去斜原理

假设大规模阵列雷达为均匀线阵, 将整个阵列划分为 L 个子阵, 每个子阵由 M 个阵元组成, 若相邻阵元间距为 d , 则相邻子阵的间距 $D=Md$ 。通过子阵划分, 可降低系统设计复杂度, 继而降低设计成本。同时, 为了去掉数字时延滤波器, 采用频率补偿和相位补偿, 以保证其他通道与参考通道的输出信号频率和相位一致。本文提出的去斜处理流程如图 2 所示。

为便于推导, 将子阵 1 中第一个阵元接收脉冲的前沿时刻作为时间参考点, 则其接收信号为:

$$x_{1,1}(t) = \exp\left[j2\pi\left(f_0 t + \frac{\mu t^2}{2}\right)\right] \quad (8)$$

则第 l 个子阵中第 m 个阵元的接收信号可以表示为:

$$x_{l,m}(t) = \exp\left[j2\pi\left(f_0(t - \tau_{l,m}) + \frac{\mu(t - \tau_{l,m})^2}{2}\right)\right] \quad (9)$$

式中, $\tau_{l,m} = (l-1)\tau_D + \tau_m$ 为第 l 个子阵中第 m 个阵元的相对于参考阵元的传播时延, 且 $\tau_D = Md \sin\theta/c$ 为相邻子阵之间的传播时延, $\tau_m = (m-1)d \sin\theta/c$ 为子阵内部第 m 个阵元相对于第 1 个阵元的传播时延。

那么对于第 l 个子阵中第 m 个阵元的移相因子为:

$$w_{l,m} = e^{-j2\pi f_0 \tau_{l,m} + j2\pi\mu(l-1)\tau_D \tau_m + j\pi\mu\tau_m^2} \quad (10)$$

同一子阵内部, 各阵元信号经过移相器后合成为一个通道, 则第 l 个子阵的输出信号为:

$$u_l(t) = \sum_{m=1}^M [x_{l,m}(t) w_{l,m}^*] \quad (11)$$

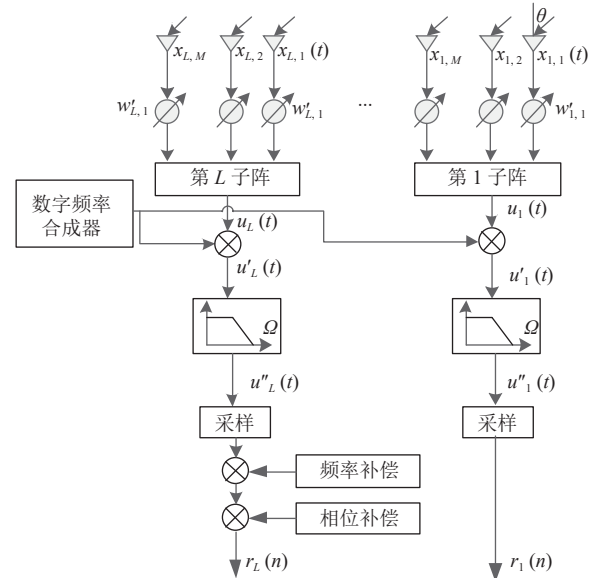


图2 改进的分子阵去斜流程

在实际运用中, 式(3)中时延的估计值与真实值总会存在偏差, 设估计误差为 Δt , 则 DDS 产生的本振信号为:

$$S_{\text{ref}}(t) = x_{1,1}(t + \Delta t) \quad (12)$$

于是, 第 l 个子阵混频后的输出信号为:

$$u_l'(t) = u_l(t) \times S_{\text{ref}}^*(t) = e^{j\psi_l} e^{j\Omega_l t} \sum_{m=1}^M \{\exp[j2\pi f_{1,m} t + \psi_{1,m}]\} \quad (13)$$

式中, $\psi_l = \pi\mu(l-1)^2\tau_D^2$, $\Omega_l = -2\pi\mu(l-1)\tau_D$ 与划分子阵方法有关系; $f_{1,m} = -\mu(\tau_m + \Delta t)$ 为第 1 个子阵中第 m 个阵元的信号频率; $\psi_{1,m} = -\pi\mu(\Delta t)^2 - 2\pi f_0 \Delta t$ 为该阵元的相位。根据傅里叶变换可得:

$$U_l'(j\Omega) = e^{j\psi_l} U_{l1}'[j(\Omega - \Omega_l)] \quad (14)$$

可发现, 第 1 个子阵与第 l 个子阵经混频之后的输出信号仅存在频率和相位的差别。因此, 可通过频移和相移, 使这两个通道的信号完全一致。

在应用中仅需保留混频之后的低频成分, 而高频成分需要利用低通滤波器滤除。低通滤波器也会对信号的频率和相位产生影响, 为了保证频率和相位补偿的准确性, 下面将详细分析低通滤波器对混频后信号的影响。

设低通滤波器的时域单位冲击响应为 $h(t)$, 低通滤波器的时域和频域输出信号分别可表示为:

$$u_l''(t) = u_l'(t) * h(t) \quad (15)$$

$$U_l''(j\Omega) = e^{j\psi_l} U_{l1}'[j(\Omega - \Omega_l)] H(j\Omega) \quad (16)$$

则经 ADC 采样后的数字信号在时域和频域分

别表示为:

$$r_l(n) = u_l''(nT_s) = u_l'(nT_s) * h(nT_s) = \left\{ e^{j\omega_l n + j\psi_l} \sum_{m=1}^M \exp\left(j \frac{2\pi f_{l,m} n}{f_s}\right) \right\} * h(n) \quad (17)$$

$$R(j\omega) = \frac{1}{T_s} \left\{ U_1' [j(\omega - \omega_l)] e^{j\psi_l} \right\} H(j\omega) \quad (18)$$

式中, $\Omega_l = \Omega_l / f_s$ 为对应于 Ω_l 的数字频率。

为了实现去斜, 即其他子阵的输出信号与第 1 个子阵相同, 可在式 (17) 或式 (18) 上引入频率和相位补偿项。

为了补偿第 l 个子阵与第 1 个子阵间的频率偏差, 其频率补偿项为:

$$r_l'(n) = r_l(n) e^{-j\omega_l n} \quad (19)$$

则频率补偿后输出信号的频域表示为:

$$R_l'(j\omega) = R_l[j(\omega + \omega_l)] = \frac{1}{T_s} \left\{ U_1' [j\omega] e^{j\psi_l} \right\} H[j(\omega + \omega_l)] \quad (20)$$

为了补偿第 l 个子阵与第 1 个子阵间的相位偏差, 其相位补偿项为:

$$r_l''(n) = r_l'(n) (e^{j\psi_l})^* \quad (21)$$

则相位补偿后输出信号的频域表示为:

$$R_l''(j\omega) = R_l'(j\omega) (e^{j\psi_l})^* = \frac{1}{T_s} U_1' [j(\omega)] H[j(\omega + \omega_l)] \quad (22)$$

而第 1 个子阵的数字频率为 $\omega_{l=1} = -2\pi(1-1)\tau_D/f_s = 0$, 即第 1 个子阵的输出信号为:

$$R_1''(j\omega) = R_1'(j\omega) e^{-j\psi_1} = \frac{1}{T_s} U_1' [j(\omega)] H[j(\omega)] \quad (23)$$

对比式 (22) 和式 (23) 可以得出, 经过上述的频率和相位补偿以后, 子阵之间输出信号的差距仅由低通滤波器所致, 于是余下的工作就是考虑如何补偿低通滤波器引入的差距。

在低通滤波器的通带内, 幅度响应可设定恒为 1, 相位响应为线性, 即:

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{jK\omega} \quad (24)$$

式中, $K = -N_1/2$, N_1 为低通滤波器的抽头数。将其代入式 (22) 可得:

$$R_l''(j\omega) = \frac{1}{T_s} U_1' [j(\omega)] |H[j(\omega + \omega_l)]| e^{jK(\omega + \omega_l)} \quad (25)$$

通常频率偏移项 ω_l 较小, 在通带范围内, 不会严重影响低通滤波器的幅度响应, 可将其忽略, 即:

$$|H(j\omega)| = |H[j(\omega + \omega_l)]| \quad (26)$$

那么, 式 (25) 可表示为:

$$R_l''(j\omega) = \frac{1}{T_s} U_1' [j(\omega)] |H[j\omega]| e^{jK(\omega + \omega_l)} \quad (27)$$

此时, 第 l 个子阵与第 1 个子阵间的关系可表示为:

$$R_l''(j\omega) \approx R_1''(j\omega) e^{jK\omega_l} \quad (28)$$

即第 l 个子阵与第 1 个子阵之间仅存在相位差异。为补偿低通滤波器引入的相位变化, 将式 (21) 的相位补偿因子 ψ_l 修正为:

$$\psi_l' = \psi_l + (\pi N_1 (l-1) \tau_D / f) \quad (29)$$

此时, 相位补偿项也可将低通滤波器引入的相位偏差一起消除, 最终使得第 l 个子阵与第 1 个子阵的输出一致, 实现去斜目的。

2.2 回波时延估计误差分析

通常情况下, 式 (12) 表征的目标回波时延估计误差 $\Delta t \neq 0$ 。根据式 (13) 可知, Δt 会导致频率和相位的偏移, 从而影响最终去斜效果。下面分析时延估计误差的边界条件。

设回波时延的相对估计误差为:

$$\Delta e = \Delta t / t_0 \quad (30)$$

那么第 1 个子阵内阵元 m 所接收信号的频率为:

$$f_{l,m} = -\mu(\tau_m + \Delta e t_0) = -\frac{B}{T} \left(\frac{(m-1)d \sin \theta}{c} + \Delta e \frac{2R}{c} \right) \quad (31)$$

设低通滤波器的截止频率为 B_f , 而在式 (31) 中由 τ_m 决定的频率项可以忽略, 因此, 为确保回波信号在低通滤波器的通带范围内, 应满足:

$$\Delta f = \Delta e \frac{B}{T} \frac{2R}{c} < B_f \Rightarrow \Delta e < B_f \frac{T}{B} \frac{c}{2R} \quad (32)$$

即去斜算法所选择的参数保证式 (32) 成立, 回波时延估计误差将不会影响目标回波顺利通过低通滤波器。

在改进的去斜处理中, 采用将整个阵列分割为多个子阵的思想, 解决了大规模阵列中数据量大的问题, 同时通过适当的频率和相位补偿, 确保各子阵的输出数据一致, 从而实现大规模阵列各输出通道的相干叠加。

3 仿真实验验证

本节以干扰抑制和脉冲压缩的输出信噪验证本文所提出的去斜算法性能。

假设宽带雷达采用均匀线阵, 阵元个数为 64, 将其均匀划分为 8 个子阵。雷达发射 LFM 信号, 其中心频率为 5.5 GHz, 扫频带宽为 500 MHz, 扫频时间为 300 μ s。低通滤波器的截止频率 20 MHz, 过渡带宽 1 MHz。信号处理平台采用采样率为 120 MSPS 的 ADC 进行模数转换。

首先, 验证提出的去斜算法应用于干扰抑制的性能。抗干扰算法选用线性约束最小的方差滤波器 (linearly constrained minimum-variance, LCMV), 干扰方向分别为 60° 和 -20° , 信噪比分别为 30 dB 和 20 dB。期望信号的来波方向为 30° , 其变化范围为 $[-20, 30]$ dB。实验结果采用 1000 次蒙特卡洛实验获得, 如图 3 所示。

从结果来看, 随期望信号信噪比的提升, 两种算法的输出信干噪比均有提高, 并最终趋于稳定, 这是 LCMV 算法的特性。同时, 在输入相同的信噪比时, 本文提出的去斜算法明显优于基本去斜算法, 且在输入信噪比高于 10 dB 时, 本文提出的去斜算法在抗干扰处理后的输出信杂噪比至少高于基本去斜算法 9.5 dB。结果表明, 本文算法能够更好地提升各通道输出信号的一致性, 从而保证相干叠加的信噪比。

然后, 对比回波时延估计误差对不同去斜算法的影响。假设来波方向为 30° , 不考虑干扰信号, 目标与雷达的距离为 150 km, 其他仿真条件与上述实验一致, 比较在不同的回波时延估计误差下, 接收信号经改进去斜算法和基本去斜算法处理后的脉冲压缩的输出信噪比。

仿真结果由 1000 次蒙特卡洛实验获得, 实验结果如图 4 所示。由图中结果可发现, 当回波时延相对估计误差小于 0.012 时, 本文提出的去斜算法比基本去斜算法在脉冲压缩后的输出信噪比高 8 dB。这是由于本文提出的去斜算法采用频率补偿和相位补偿方式, 可更精确地补偿各通道的频率和相位偏差, 确保各通道输出在去斜后输出信号一致性更好。并且, 当回波时延相对估计误差超过 0.012 时, 脉冲压缩后的输出信噪比急剧下降, 这与上述回波时延估计误差对去斜效果影响的理想分析一致。表明了式 (32) 所示边界条件的正确性与必要性。

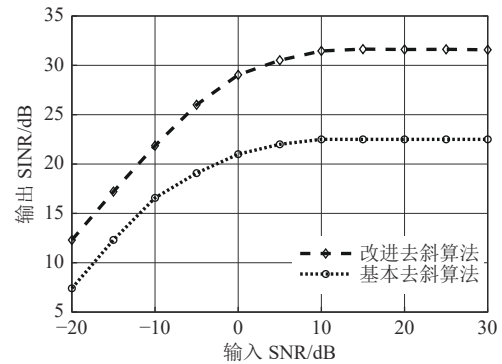


图 3 不同去斜算法在干扰抑制应用中的性能对比

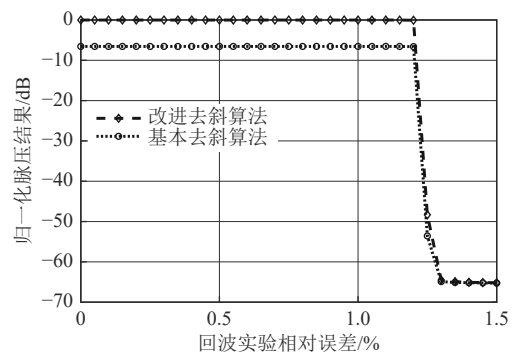


图 4 不同去斜处理受回波时延误差的影响

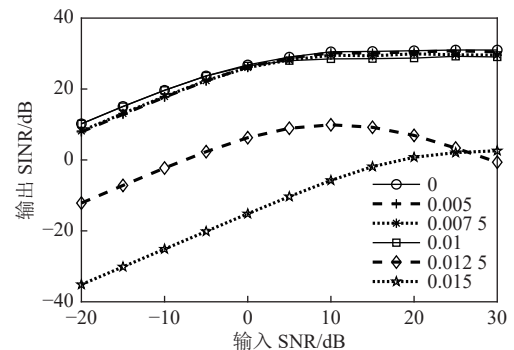


图 5 不同回波时延相对误差对改进的去斜处理的影响

最后, 进一步验证关于回波时延估计误差边界条件的正确性, 采用干扰抑制算法后的输出信杂噪比进行性能对比。其中, 抗干扰算法采用 LCMV, 仿真条件与上述实验一致, 雷达与目标之间的距离设置为 150 km。通过设置不同的回波时延相对估计误差, 对比干扰抑制后的输出信杂噪比。实验结果通过 1000 次蒙特卡洛实验获得, 如图 5 所示。

根据仿真条件, 结合式 (32), 可知回波时延误差的边界条件为 $\Delta e < 0.012$ 。观察图 5 可得, 当回波时延相对估计误差小于 0.012 时, 本文所提出的去斜算法在相同输入信噪比下, 输出信杂噪比几乎一致。而当回波时延相对估计误差大于 0.012 时,

输出信杂噪比明显下降, 干扰抑制效果显著恶化。上述实验结果进一步验证了式(32)所分析的回波时延估计误差边界条件的正确性。

4 结束语

针对宽带大规模阵列雷达应用, 本文提出了一种无数字时延滤波器的宽带雷达去斜算法, 利用频率补偿和相位补偿以保证各通道输出信号的一致性, 从而取代传统去斜算法中的数字时延滤波器, 简化了系统设计复杂度。结合子阵划分技术, 减少了数字域处理通道, 降低了系统成本。此外, 本文还详细分析了所提去斜算法中回波时延估计误差的边界条件。通过仿真实验表明, 相比基本去斜算法, 本文提出的去斜算法具有更高的输出信噪比, 且回波时延估计误差相同时, 其脉冲压缩后的输出信噪比更高。

参 考 文 献

- [1] 陈新亮, 盖季好, 刘泉华, 等. 基于重要性采样的宽带雷达检测门限设置方法[J]. 信号处理, 2021, 37(8): 1392-1398.
CHEN X L, GAI J Y, LIU Q H, et al. Threshold setting method for wideband radar detectors based on importance sampling[J]. *Journal of Signal Processing*, 2021, 37(8): 1392-1398.
- [2] 李霞, 韩来望, 李勋. 一种宽带高增益全向赋形测控天线的设计与实现[J]. 遥测遥控, 2021, 42(4): 76-81.
LI X, HAN L W, LI X. Design and realization of a wideband high gain omnidirectional shaped-beam TT&C antenna[J]. *Journal of Telemetry, Tracking and Command*, 2021, 42(4): 76-81.
- [3] ZHANG Y, CHEN X, XU H, et al. Fast acceleration and velocity estimation for wideband stretching LFM radars based on mutual bias correction[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2020, 20(15): 8683-8697.
- [4] 刘明敬. 去斜调频步进信号带宽合成及速度补偿算法研究[J]. 现代雷达, 2020, 42(6): 74-84.
LIU M J. A study on stretched chirp-step signal bandwidth synthesizing and velocity compensation algorithm[J]. *Modern Radar*, 2020, 42(6): 74-84.
- [5] 周宝亮. 分布式相参雷达 LFM 宽带去斜参数估计方法[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(7): 1566-1572.
ZHOU B L. Distributed coherent radar LFM wideband stretch parameter estimation method[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2020, 42(7): 1566-1572.
- [6] 张方正, 高彬栋, 潘时龙. 基于微波光子倍频与去斜接收的宽带阵列雷达[J]. 红外与激光工程, 2021, 50(7): 1-9.
ZHANG F Z, GAO B D, PAN S L. Broadband array radar based on microwave photonic frequency multiplication and de-chirp receiving[J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2021, 50(7): 1-9.
- [7] 龚紫翼, 王万林. 基于方位去斜的 SAR/GMTI 方法研究[J]. 空间电子技术, 2021, 18(3): 21-30.
GONG Z Y, WANG W L. A method of SAR/GMTI based on dechirp imaging[J]. *Space Electronic Technology*, 2021, 18(3): 21-30.
- [8] CAPUTI W J. Stretch: A time-transformation technique[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1971, AES-7(2): 269-278.
- [9] RABIDEAU D J. Improved wideband time delay beamsteering[C]//the 35th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Pacific Grove: IEEE, 2001, DOI: 10.1109/ACSSC.2001.987718.
- [10] MIR H, BERKOWITZ Z. Sub-band STAP for stretch processed systems[C]//2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Taipei, China: IEEE, 2009: 2025-2028.
- [11] CAO Y H, ZHANG Y B, W S H. Wideband digital beamforming when using LFM waveform[C]//2005 IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications. Beijing: IEEE, 2005, DOI:10.1109/MAPE.2005.1618156.
- [12] SCHIKORR M. High range resolution with digital stretch processing[C]//2008 IEEE Radar Conference. Rome: IEEE, 2008, DOI: 10.1109/RADAR.2008.4720945.

编辑 叶芳