

提高毫米波近程探测雷达距离跟踪精度新算法

黄骏 何培宇 高勇 李任科
(四川大学电子信息学院 成都 610064)

摘要:该文针对毫米波近程探测雷达在短时间信号积累条件下对空间弱目标进行距离跟踪时,存在的测距精度低与抗干扰能力差的问题,提出了一种多重自相关重构算法。该算法通过将差拍数据进行不同方式排列后获取的自相关信息进行多重融合,之后再对重构出的自相关序列进行距离谱分析,进而获取距离信息。这样可在抑制干扰的同时,实现目标距离跟踪分辨率的二次指数次方倍的增加,并且它可在传统算法无法工作的低信噪比条件下,实现高精度测距。仿真实验验证了理论分析的结果和算法的有效性。

关键词:毫米波近程探测雷达;多重自相关重构;距离跟踪

中图分类号: TN959.6

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)12-2854-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01584

A Novel Algorithm for Improving Range-tracking Accuracy of Short-range Millimeter Wave Radar

Huang Jun He Pei-yu Gao Yong Li Ren-ke

(School of Electronics and Information Engineering, Sichuan University, Chengdu 610064, China)

Abstract: A novel algorithm using multilayer reconstructed-autocorrelation is proposed for range tracking with short time signal in powerful noise on a short-range millimeter wave radar. This algorithm can solve the problem of weak anti-jamming ability and low accuracy in range tracking brought by above conditions, which reconstructs a data sequence by rearrangement autocorrelation of the observed data vector and then range information can be got by doing spectrum analysis. By using of this algorithm, straining noise and analyzing the spectrum are organically combined. Not only are the estimate precision is increased by exponential but also the frequency stability is greatly improved. The simulation results test and verify the theoretical analysis result and the algorithm effectiveness.

Key words: Short-range millimeter wave radar; Multilayer reconstructed-autocorrelation; Range tracking

1 引言

无线电波在大气中传播时会由于吸收和散射而产生衰减,且吸收与散射的强度会随着无线电波频率的增加而增加,因此毫米波雷达系统一般只限于近距离使用^[1]。然而毫米波近程探测雷达由于体积小、质量轻、空间分辨率高且敌方难于截获^[2-4],从而使之在目标跟踪、精确制导以及飞机高度表等军事领域中有着广泛的应用。

雷达系统在搜索状态下完成发现目标及对目标进行距离粗测、转入连续定向状态后,对目标进行距离跟踪。距离跟踪完成对目标距离的精确测量,且由于雷达与目标间距离变化的连续性,对应下一时刻的距离只会出现在前一时刻所测距离的附近(即一个始终套住目标的距离门内),则下一时刻的

目标距离测量仅需要检测这一小段距离谱既可,因此雷达的距离跟踪测量系统用的是窄带系统。在窄带距离跟踪系统中,目标被视作一个等效散射中心^[5](目标各强散射点的幅度和空间相位综合成等效中心),所以其距离跟踪系统只是对此中心实现跟踪,得到的距离信息是等效中心相对于雷达之间的距离。

LFMCW雷达利用对雷达发射信号及目标回波信号进行混频、低通滤波及放大后得到的差拍信号进行频谱分析从而计算出回波中频在距离上的功率谱曲线(即距离谱),进而获取距离信息的^[6]。其基本原理是假设在雷达波束一次扫描的短暂时间内,目标相对于雷达的运动参数没有改变,因此回波的差拍频率基本不变,将回波变换到频域,进行快速傅里叶变换(FFT),那么目标回波就会在某一根谱线位置叠加,从而实现相参积累,此时对这根谱线进行检测,便可获知距离信息。然而在短暂时间内获取的数据量有限,FFT只有在大数据量下才可获高

的分析精度;同时对弱目标而言,噪声、杂波要比目标回波信号的强度大的多,在强杂波背景下仅利用少量数据,FFT基本检测不出差拍频率。

为了获取精确的距离信息,文献[7]提出一种最大值估计算法,此算法代表了一类利用谱线校正来实现精确测距的方法,但此方法是基于对主瓣内谱线幅值的精确估计,而在信噪比较低时幅度估计本身就不精确,则得到的校正值自然也不精确,同时此类算法每次测距时都是对整个距离谱范围进行搜索,这不满足距离跟踪时只需对距离门内的谱信息进行分析的要求;文献[8-11]提出一种利用线性调频Z变换(Chirp Z-Transform,简称CZT)法来实现精确测距,这是一种窄带分析算法,它利用增加局部距离谱的谱线密度来实现精确测距,但此方法正如时域补零法一样,只是增加了谱线的密度,并不能提高距离分辨率,同时此算法对噪声也极其敏感^[1];文献[12]提出一种利用复调制Zoom-FFT法来实现精确测距,这同样是一种窄带分析算法,它是基于降采样率选抽的思想来实现局部距离谱细化,但此种方法为了保持数据量不变,选抽率的多少决定了算法需要扩充数据的倍数,因此不适合数据量受限的场合。

为了避免以上处理方法带来的种种问题,同时考虑到算法的应用环境(短数据量、低信噪比),本文提出一种多重自相关重构算法。此算法基于自相关函数可方便地检测出信号中隐藏的周期性的性质,通过对时域数据进行特殊方式的置乱,然后再对此数据进行自相关运算,之后再不同置乱方式的自相关信息融合在一起。从而在提高了距离分辨率的同时抑制了噪声的影响。并且此算法随着自相关次数的增加可使局部距离谱分辨率实现二的指数次方的提高,同时抗噪性也获得了成倍的提高。

本文首先对自相关运算自身特点及其受噪声影响情况进行详细分析,之后对本文算法的实现步骤及算法原理进行详细阐述。最后在仿真实验中,首先对本文算法的测距性能进行说明;最后将其与传统算法进行对比实验以定量说明本文算法的优越性。

2 差拍信号与距离的关系

以锯齿波调频方式LFMCW雷达为例,设其调频周期为 T ,调频带宽为 B 。图1中的 $f(t)$ 表示发射信号、回波信号的频率-时间关系, $f_b(t)$ 表示差拍信号的频率-时间关系。

调频连续波雷达系统利用在时间上改变发射信号的频率,并测量接收信号相对于发射信号的频率的方法来测定目标距离^[10]。从图1中可以看出,由于

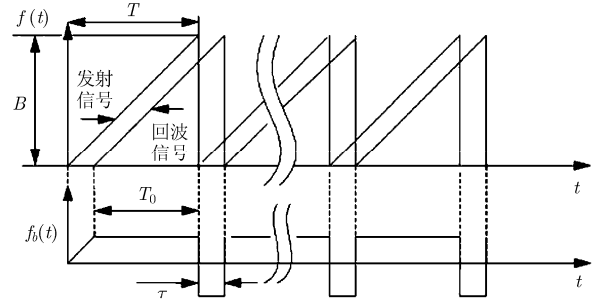


图1 发射信号、回波信号和差拍信号的时频图

雷达与目标间不同的距离,致使回波信号相对于发射信号产生不同的时间延迟,从而产生一个与延时相对应的差拍频率,通过测量这个差拍频率,就可获取延时信息,进而获取距离信息。图1中 T_0 为有效段,在该有效段内,差拍频率与距离的关系^[13]可表示为

$$f_b(t) = 2BR/(cT), \quad t \in T_0 \quad (1)$$

其中 c 为光速, R 为目标与雷达间的距离。

3 基于多重自相关重构的测高算法

在信号处理领域,广泛利用自相关函数来检测信号中隐藏的周期性。下面就提出一种利用自相关函数来实现距离跟踪的方案。在算法设计前,首先来讨论自相关函数的性质。

3.1 自相关序列受噪声影响情况

设 $x(n)(n=0,1,\dots,N-1)$ 为对观测到的差拍信号以采样频率 f_s 进行A/D转换后得到的离散序列。由上文差拍信号的结构,可将 $x(n)$ 建模为由真正信号和白噪声组成:

$$x(n) = s(n) + v(n) = A \cdot \exp(j\omega_0 n + \varphi) + v(n) \quad (2)$$

其中 $\omega_0 = 2\pi f_0 / f_s$ 。由自相关函数的定义,式(2)的自相关函数可表示为

$$\begin{aligned} R_X(n) &= \frac{1}{N-n} \sum_{m=0}^{N-n-1} x(m) \cdot x^*(m+n) = \frac{1}{N-n} \\ &\cdot \sum_{m=0}^{N-n-1} [s(m) + v(m)][s(m+n) + v(m+n)]^* \\ &= R_{ss}(n) + R_{sv}(n) + R_{vs}(n) + R_{vv}(n), \\ &n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (3)$$

其余的 $R_X(-n) = R_X(n)^*$, $n=1,2,\dots,N-1$ 。式(3)中的第1项是信号的自相关函数,第2项是信号和噪声的互相关函数,第3项是噪声和信号的互相关函数,最后一项是噪声自身的自相关函数。按照相关理论,如果噪声是理想的高斯白噪声,中间两项都趋于零值。最后一项仅是 $n=0$ 处的冲激函数。所以信号经过自相关运算后近似等于:

$$R_X(n) = R_{ss}(n) + R_{vv}(n) = A^2 \exp(j\omega_0 n) + \sigma^2 \cdot [\delta(n) + j \cdot \delta(n)], n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (4)$$

其中 σ^2 为噪声功率, 从式(4)中可以看出, 自相关运算后得到的函数保留了原始信号的幅度与频率信息, 且减弱了噪声的影响(仅在 $n=0$ 处存在噪声); 同时自相关函数 $R_X(n)$ 与初相位无关。

图 2 给出了 256 点数据自相关函数的实部 $\text{Re}(R_X(n))$, 图 2(a) 中没有加入噪声, 可看出自相关序列是关于原点对称的, 且在原点处相位变化连续。图 2(b) 显示了信噪比 $\text{SNR}=-10$ dB 情况下的自相关序列, 可看出其除了在 $n=0$ 处受噪声影响发生畸变外, 其余各点也都不同程度的受到了噪声的影响, 且越往两边, 受噪声影响情况越严重。

由此可见式(4)仅是理想情况时的结果, 实际中由于数据长度有限且噪声的白化程度也不是很理想, 所以经过自相关运算后的信号还是残留了噪声, 即

$$R_X(n) = A^2 \exp(j\omega_0 n) + \sigma^2 \cdot [\delta(n) + j \cdot \delta(n)] + v'(n), n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (5)$$

但式(5)中 $v'(n)$ 要比式(2)中的 $v(n)$ 要小了很多, 这样也就提高了信号的信噪比。同时从图 1(b) 的含噪自相关序列图中可以看出, 式(5)中 n 值越大, $R_X(n)$ 受噪声影响越严重, 其原因可以从式(3)的自相关函数计算公式中看出: n 越大, 公式累加的次数越少, 则受噪声的影响就越大。

3.2 多重自相关重构算法

由距离门设定信息可确定频谱分析的范围 $[f_a, f_b]$ 。则首先对 $x(n)$ 进行复调制运算。根据傅里叶变换的频移性质, 将 $x(n)$ 与单位复指数 $e^{-j2\pi f_a n / f_s}$ 相乘, 信号频谱将产生平移, 将频点 f_a 移至频率轴原点。设 $y(n) = x(n) \cdot e^{-j2\pi f_a n / f_s}$, 考虑到处理后的数据要进行傅里叶变换, 则数据量 N 需为 2 的整数次方倍。

经复调制处理后, 感兴趣的窄带频率部分已被

搬移到信号零点附近, 再以 $f_b - f_a$ 为带宽设计低通数字滤波器对信号进行处理(设处理后得到的信号为 $z(n)$), 这样只有频率在 $0 - (f_b - f_a)$ 之间的频率成分通过, 且信号的最高频率得到降低。此时 $z(n)$ 的频率对应为 $f_1 = f_0 - f_a$, 由采样定理知, 采样速率必须大于信号最高频率的 2 倍, 以保证采样后信号频谱不重叠, 从而不失真地恢复出原始信号。对于经过上面处理后的低通信号, 令 $D = f_s / 2(f_b - f_a)$, 则只需采样频率 $f_{s2} = f_s / D$ 即可满足采样定理。以上所述是对信号的预处理, 下面是算法的核心部分。

由于 $z(n)$ 的采样频率为 f_s , 则可对 $z(n)$ 每隔 k 点 ($k=1, 2, \dots, D-1$) 抽取一个数据。由于对于一个来自各态历经随机过程的数据样本, 等间隔地抽取一个数据子列, 根据各态历经随机过程的定义, 各子列应与原数据序列具有相同的数字特征, 也即每一个数据子列都是该过程的一个样本。对数据序列 $z(n)$ ($n=0, 1, \dots, N-1$) 每隔一点抽取一个数据, 则可得两个数据子序列, 且其对应的采样频率降低了一倍, 再将这两个数据子序列首尾拼接在一起, 得到如下两个 N 点数据序列:

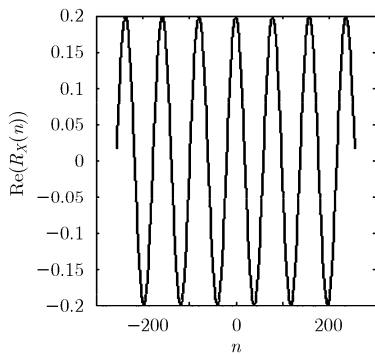
$$\left. \begin{aligned} z(0), z(2), \dots, z(N-2), z(1), z(3), \dots, z(N-1) &\Leftrightarrow Z(n) \\ z(1), z(3), \dots, z(N-1), z(0), z(2), \dots, z(N-2) &\Leftrightarrow Z'(n) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式(6)中的两数据序列是将分段信号直接首尾相连构成的间断信号, 在连接点处存在相位的不连续, 文献[14]中证明了对间断信号进行频率估计, 将检测不到任何信号。因此必须进行进一步的处理。

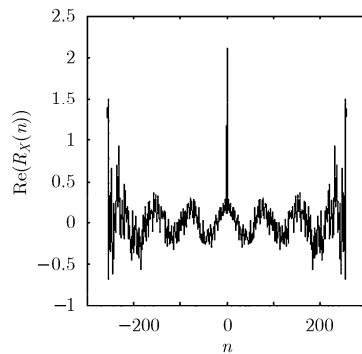
对式(6)中两数据序列 $Z(n)$ 及 $Z'(n)$ 分别进行自相关运算, 得到自相关函数 $R_z(n)$ 及 $R'_z(n)$ 。其具体表达式为 当 $n=0$ 时,

$$R_z(0) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} z(k) \cdot z(k)^* = A_1^2 \quad (7)$$

当 $n=1, 2, \dots, N/2-1$ 时,



(a) 自相关序列 (未加入噪声)



(b) 自相关序列 (SNR=-10 dB)

图 2 噪声对自相关序列的影响

$$R_z(n) = \frac{1}{N-n} \left[\sum_{k=0}^{N-1-2n} z(k) \cdot z(k+2n)^* + \sum_{k=1}^n z[N-2(n-k+1)] \cdot z(2k-1)^* \right] = \frac{A_1^2}{N-n} \{ (N-2n) \cdot \exp(-j\omega_1 \cdot 2n) + n \cdot \exp[j\omega_1 \cdot (N-2n-1)] \} \quad (8)$$

当 $n=N/2, N/2+1, \dots, N-1$ 时,

$$R_z(n) = \frac{1}{N-n} \sum_{k=0}^{N-n-1} z(2k) \cdot z(2n-N+1+2k)^* = A_1^2 \cdot \exp[-j\omega_1 \cdot (2n-N+1)] \quad (9)$$

其余的 $R_z(-n)=R_z(n)^*, n=1, 2, \dots, N-1$ 。其中 $\omega_1 = 2\pi f_1/f_s$, (f_1 为 $z(n)$ 的频率), 从以上的表达式可以看出, $R_z(n)$ 从 $n \leq -N/2$ 开始表现出离散单频正弦信号的特点, 即

$$R_z(n) = R_z(-n)^* = A_1^2 \cdot \exp[j\omega_1 \cdot (1-2n-N)], \quad n = 1-N, 2-N, \dots, -N/2 \quad (10)$$

同理, 可以得到 $R'_z(n)$ 从 $n \geq N/2$ 开始表现出离散单频正弦信号的特点, 即

$$R'_z(n) = \frac{1}{N-n} \sum_{k=0}^{N-n-1} z(2k+1) \cdot z(2n-N+2k)^* = A_1^2 \cdot \exp[j\omega_1 \cdot (N-2n+1)], \quad n = N/2, N/2+1, \dots, N-1 \quad (11)$$

由 3.1 节中噪声对自相关函数的影响分析可知, 由于数据长度有限且噪声的白化程度也不是很理想, 所以经过自相关运算后的信号还是残留了噪声。则 $R_z(n)$ 及 $R'_z(n)$ 都还含有一个噪声项。且由式 (9) 与式 (11) 可知, $R_z(n)$ 及 $R'_z(n)$ 的各项都是由不同的组合项构成的, 则噪声项间是不相关的。所以式 (10)、式 (11) 的公式要改写为

$$\left. \begin{aligned} R_z(n) &= A_1^2 \cdot \exp[j\omega_1 \cdot (1-2n-N)] + w_1(n), \\ n &= 1-N, 2-N, \dots, -N/2 \\ R'_z(n) &= A_1^2 \cdot \exp[j\omega_1 \cdot (N-2n+1)] + w_2(n), \\ n &= N/2, N/2+1, \dots, N-1 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

其中 $w_1(n)$ 与 $w_2(n)$ 为残留噪声, 同时也如 3.1 节所述, $w_1(n)$ 与 $w_2(n)$ 要比 $z(n)$ 中的噪声项要小了很多。观察式 (12) 中的各项, 可将 $R_z(n)$ 的 $n=1-N, 2-N, \dots, -N/2$, 即 $R_z[-(N-n)]$ 的 $n=1, 2, \dots, N/2$ 与 $R'_z(n)$ 的 $n=N/2+1, N/2+2, \dots, N-1$ 首尾拼接连接在一起, 便正好能构造出一个相位变化连续的 $N-1$ 点自相关序列。为了使总数据点数为 N , 将 $R_z(N-1)$ 作为最后一点数据补在最后, 便可得到如下数据序列:

$$\begin{aligned} R_1(n) &= A_1^2 \cdot \exp[-j\omega_1 \cdot (2n-N+1)] + w(n) \\ &= A_1^2 \cdot \exp[-j2\pi f_1 \cdot (2n-N+1)/f_s] + w(n) \\ &= A_1^2 \cdot \exp\{-j[2\pi f_1 n/(f_s/2) + 2\pi f_1 \cdot (1-N)/f_s]\} + w(n) = A_1^2 \cdot \exp\{-j[2\pi f_1 n/(f_s/2) + \varphi]\} + w(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (13)$$

其中

$$\varphi = 2\pi f_1(1-N)/f_s$$

$$w(n) = \begin{cases} w_1(n-N+1), & n = 0, 1, \dots, N/2-1 \\ w_2(n+1), & n = N/2, N/2+1, \dots, N-2 \\ w_1(1-N)^*, & n = N-1 \end{cases}$$

从式 (13) 中可以看出 $R_1(n)$ 对应的采样频率为 $f_s/2$, 即采样频率降低了一倍; 且噪声方面除了 $w(0)=w(N-1)^*$ 外, 其余各点噪声都是不相关的。此时若对此序列用 FFT 进行频谱分析, 则可使谱分辨率提高一倍。

通过上述运算, 已经达到了削弱噪声及提高谱分辨率的目的。但考虑到信号在采样频率 $f_{s2} = f_s/D$ 的情况下都不会出现失真, 同时 $D > 2$, 所以可以进行进一步的处理。

在进行下一步处理之前, 由 3.1 节中噪声对自相关函数的影响分析可知, 自相关函数 $R_1(n)$ 在 $|n|$ 越大时受噪声影响越大。所以为了削弱这部分影响, 先对式 (13) 的数据序列进行截短, 得到 $R_1(n) = A_1^2 \cdot \exp\{-j[2\pi f_1 \cdot n/(f_s/2) + \varphi]\} + w(n), n=M, M+1, M+2, \dots, N-1-M$ 。即

$$R'_1(n) = A_1^2 \cdot \exp\{-j[2\pi f_1 n/(f_s/2) + \varphi']\} + w'(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1-2M \quad (14)$$

其中 $\varphi' = \varphi + 2\pi f_1 \cdot M/(f_s/2)$; $w'(n) = w(n+M), n=0, 1, \dots, N-1-2M$ 。

对式 (14) 的 $R'_1(n) (n=0, 1, \dots, N-1-2M)$ 每隔一点抽取一个数据, 得到两子序列, 之后再参照式 (6)-式 (13) 中对 $z(n)$ 的处理方式, 对 $R'_1(n)$ 进行处理。最后可得到下式:

$$R_2(n) = A_1^4 \cdot \exp\{-j[2\pi f_1 n/(f_s/4) + \varphi_1]\} + w_2(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1-2M \quad (15)$$

从式 (15) 中可以看出 $R_2(n)$ 对应的采样频率为 $f_s/4$, 即采样频率相对于 $R_1(n)$ 又降低了一倍, 且噪声方面 $w_2(n)$ 相对于 $w(n)$ 又更小了一些。

若此时 D 的值仍然是大于 4 的, 则同样参照式 (6)-式 (13) 中对 $z(n)$ 的处理方式, 对式 (15) 进行处理, 直至 $D < 2^{K+1}$, 其中 K 为降采样率的次数。最终会得到下式:

$$R_K(n) = A_1^{2^K} \cdot \exp\{-j[2\pi f_1 n/(f_s/2^K) + \varphi_K]\} + w_K(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1-2M \quad (16)$$

式(16)中 $R_k(n)$ 对应的采样频率降低了 2^K , 噪声也得到了 K 次的抑制。这样再用 FFT 进行谱分析时, 分析精度相应的也会提高 2^K 倍。

图 3 给出了在设定目标差拍频率为 110 kHz, 距离门对应频谱范围为 [100,120] kHz 的情况下, 算法提高频率分辨率前后的时域与频域的波形图, 由设定值可算出 $K=4$, 则最终频率分辨率可提高 $2^4=16$ 倍。其中图 3(a), 3(b)分别是算法处理前的时域与频域波形图, 图 3(c), 3(d)分别是算法处理后的时域与频域波形图。对比图 3(a)与 3(c)可以看出, 算法处理后相同的采样点对应了更多周期内的时域数据。从图 3(b)与 3(d)的对比中可以看出, 由于算法处理提高了频率分辨率, 所以图 3(d)的谱线更密, 也因此准确估计出了目标差拍频率。

4 数据处理与比较结果

为了验证上述算法的正确性, 以某实际工程项目中研制的毫米波 LFMCW 近程探测雷达为例进行了仿真。仿真中相关雷达参数如下: 调制周期 $T=4$ ms; 调频带宽 $B=1.0$ GHz。将上述参数代入式(1)可得距离与差拍频率间的关系为 $R=6 \cdot f_b \times 10^{-4}$ (m)。

设系统采样频率 $f_s=1$ MHz, 某时刻目标与雷达间距离为 $R=127.8$ m, 距离门的设定要综合考虑系统动态范围与测距精度的要求, 本次仿真取距离门为 [120,140] m, 仿真中假设噪声为高斯白噪声。图 4 给出了本文算法在信噪比 SNR=-10 dB 的条件下, 取 128 点数据进行距离测量时, 对应算法处理前后的距离谱图与时域处理图。图 4(a), 4(b)为原始差

拍信号的时域波形图及用 FFT 直接处理获得的距离域图, 从图 4(b)可以看出, FFT 直接检测没有检测出距离信息。图 4(c), 4(d)为对差拍信号进行复调制及低通滤波后, 仅保留了距离门内谱信息的时域波形图及其距离域图, 从图 4(d)可以看出, 由于滤除了其他频率成分的影响, 可以大致的检测出距离信息, 但其测量值是极不准确的。图 4(e), 4(f)为用本文算法处理后得到的时域波形图及其距离域图, 对比图 4(a), 4(c)及 4(e)的时域波形图可以看出, 经本文算法处理后得到的时域数据表现出了明显的周期变化特征, 同时对比图 4(b), 4(d)及 4(f)的距离谱图可以看出, 图 4(f)对应的本文算法处理图, 由于在提高距离谱分辨率的同时, 抑制了噪声, 所以准确的估计出了目标距离。

图 5 给出了在不同信噪比条件下各进行 1000 次 Monte_Carlo 实验, 对应不同算法的距离估计均方根误差, 算法使用的样点数都为 128 点。从图中可以看出, 在信噪比较低时, FFT 法与复调制 Zoom-FFT 的估计误差很大。随着信噪比的提高, 不同算法的距离估计均方根误差都在减小; 总体而言, 本次实验由于没有给复调制 Zoom-FFT 法提供更多的数据, 所以其估计精度相比于 FFT 法是没有提高的, 但其处理方法使其以很少的数据量达到了 FFT 法的估计精度, 减少了算法的运算量, 所以复调制 Zoom-FFT 法不可以提高距离估计的精度, 而仅是一个减少计算量的方法; CZT 法由于增加了局部距离谱线的密度, 从而减少了距离估计的误差。而本文算法由于在提高距离分辨率的同时, 抑制了噪声,

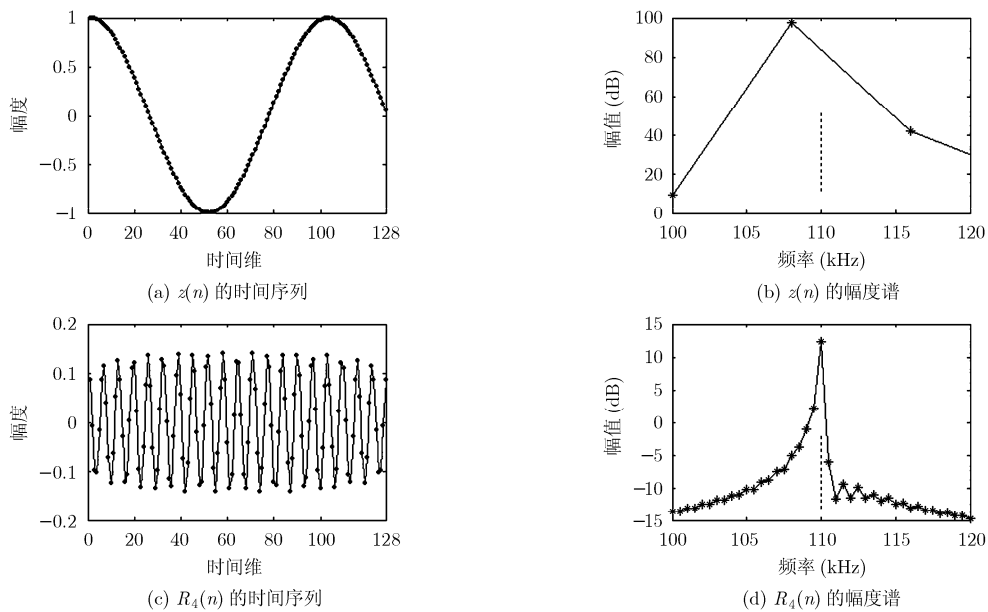


图 3 算法处理前后的时域与频域波形图

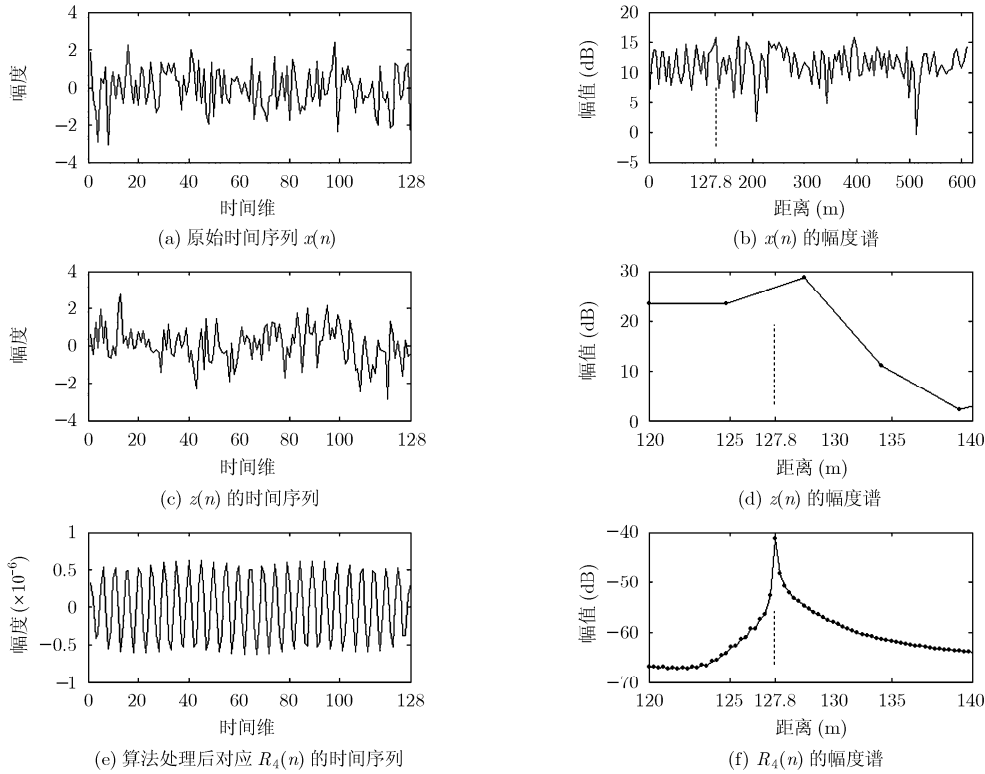


图 4 距离测量比较图

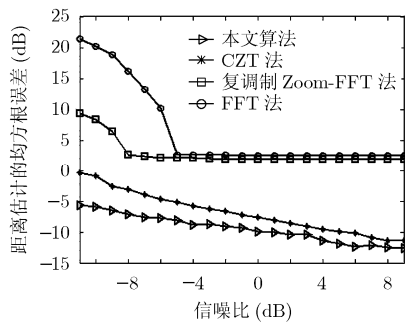


图 5 不同算法距离估计的均方根误差

所以在不同信噪比下本文算法的估计精度都要优于其它算法。

5 总结

本文针对毫米波LFMCW近程探测雷达在对弱目标进行距离跟踪时, 仅能获取到有限的受到强噪声干扰的数据的情况。提出了一种适应短数据且具有良好抗噪性的多重自相关重构算法。它很好地解决了传统测距算法抗噪性差及需要较长的积累时间来获得距离分辨率提高的问题。并且此算法无需繁杂的计算公式与增加额外的硬件设备, 可以说是一种简单易于使用的算法, 通过仿真实验也证明了该方法的正确性及有效性。

参考文献

- [1] Guan Fu-hong, Yang Ming-hui, and Xu Jie. A high sensibility wideband millimeter wave receiver for imaging concealed objects application[C]. The 6th European Radar Conference, Rome, Italy, Sep.30-Oct.2, 2009: 826-829.
- [2] Yu Xiao-zheng, Shen Zhi-gang, and Cai Chu-jiang. Millimeter wave electromagnetic interference shielding by coating expanded polystyrene particles with a copper film using magnetron sputte-ring[J]. *Vacuum*, 2009, 83(12): 1438-1441.
- [3] Yu Xian-bin, Zheng Xiao-ping, and Zhang Han-yi. Polarization state rotation filter for optical generation of continuously tunable millimeter-wave signal employing an external intensity modulator [J]. *Optical Fiber Technology*, 2007, 13(1): 56-61.
- [4] Wang Wen-qin, Peng Qi-cong, and Cai Jing-ye. Waveform-diversity-based millimeter-wave UAV SAR remote sensing [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(3): 691-700.
- [5] Skolnik M L. Radar Handbook [M]. New York: Mcgraw-Hill, 1995: 500-520.
- [6] Gonzalez-partida J T, Almorox G P, and Burgos G M, et al.. Through-the-wall surveillance with millimeter-wave LFMCW radars[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2009, 47(6): 1796-1805.

- [7] Ko Hao-hsien, Cheng Kai-wen, and Su Hsuan-jung. Range resolution improvement for FMCW radars[C]. 2008 IEEE Radar Conference, Rome, Italy, Oct.30-31, 2008: 352-355.
- [8] 赵迎辉, 王岩飞. 基于Chirp-Z变换的分布式SAR地面运动目标检测方法[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(5): 1056-1059.
Zhao Ying-hui and Wang Yan-fei. A new GMTI method based on chirp-z transform for distributed satellites interferometric SAR [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(5): 1056-1059.
- [9] 陈祝明, 丁义元, 向敬成. 采用Chirp-Z变换提高LFMCW雷达的测距精度[J]. 信号处理, 2002, 18(2): 110-112.
Chen Zhu-ming, Ding Yi-yuan, and Xiang Jing-cheng. Improving range precision of LFMCW radar by chirp-z transform [J]. *Signal Processing*, 2002, 18(2): 110-112.
- [10] 胡文. 提高LFMCW雷达高度表测高精度的方法研究[D]. [硕士学位论文], 西安: 西安电子科技大学, 2006.
Hu Wen. Method of improving the precision of height measurement in LFMCW radar Altimete [D]. [MA. dissertation], Xi'an: Xi'an Electronics Science and Technology University, 2006.
- [11] 王春艳. 噪声对Chirp-Z变换的LFMCW系统测距算法的影响[J]. 中国雷达, 2008, 2: 39-41.
Wang Chun-yan. Noise effect on LFMCW ranging radar by chirp-z transform [J]. *China Radar*, 2008, 2: 39-41.
- [12] 张红, 王晓红, 郭昕. 提高线性调频连续波雷达测距精度的ZFFT算法[J]. 航天电子对抗, 2006, 22(1): 48-51.
Zhang Hong, Wang Xiao-hong, and Guo Xin. Improving range measuring precision of LFMCW radar using ZFFT method[J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2006, 22(1): 48-51.
- [13] 陈祝明, 丁义元, 向敬成. 线性调频连续波雷达扫频功率起伏对其测距精度和距离分辨力的影响[J]. 电子与信息学报, 2000, 22(1): 170-173.
Chen Zhu-ming, Ding Yi-yuan, and Xiang Jing-cheng. The effects of power undulation in frequency sweep on the range precision and range resolution of LFMCW radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2000, 22(1): 170-173.
- [14] 孟建. 分段采样信号的相位关联技术[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(12): 1784-1786.
Meng Jian. Phase association method of multisection sampled data [J]. *Systems Engineering and Electronic*, 2004, 26(12): 1784-1786.
- 黄 骏: 男, 1987年生, 硕士, 研究方向为雷达信号处理.
何培宇: 女, 1963年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、自适应信号处理理论与DSP实时处理技术及其在通信等领域中的应用.
高 勇: 男, 1969年生, 教授, 硕士生导师, 研究方向为通信系统与信号处理、移动通信、阵列信号处理、软件无线电、通信抗干扰技术、雷达和电子侦察对抗、实时信号处理、DSP和FPGA开发等.