

第3章 基于非均匀扫频间隔的 线性调频连续波雷达无 模糊多普勒扩展方法

3.1 引言

线性调频连续波(frequency modulated continuous wave,FMCW)雷达以其高占空比、结构简单、低成本、无距离盲区等优势^[173-174],在气象观测、驾驶辅助感知与导航^[175]、生物医学^[176]等领域得到了广泛应用。作为 FMCW 雷达的一种类型,锯齿波(saw-tooth)FMCW 雷达利用锯齿波形对连续波信号进行频率调制。与其他波形的 FMCW 雷达(如三角波、正弦波等)相比,锯齿波 FMCW 雷达具有能够同时实现探测多个目标距离、多普勒和角度的优势。

在锯齿波 FMCW 雷达中,通过将接收到的线性调频信号与发射的线性调频信号进行混频,可以得到解调频处理(deramping processing)的锯齿波 FMCW 雷达信号。由目标反射回波信号与发射信号的时间延迟产生的差频信号频率与目标的距离成正比。具体来说,在雷达扫描时间内照射一个静止点目标会得到单频的差频信号。经典的信号压缩是通过将单频信号转换到频域完成的,因此点目标可以表示为 sinc 函数形状的谱线。将这个压缩信号从频域转换到距离域以产生距离剖面,使用缩放方程将频率格点重新缩放到距离格点,这样与点目标相关的 sinc 函数形谱线可以被转换为点目标响应函数。在经典的锯齿波 FMCW 雷达处理中,该响应函数经过缩放后的宽度与观测持续时间内的发射信号带宽成反比,其中“宽度”表示雷达的实际距离分辨率,它与目标的距离定位精度成正比,雷达的距离分辨率是分辨距离较近目标能力的评估标准。

锯齿波 FMCW 雷达的调频率(chirp rate)定义了发射信号带宽与单个扫频持续时间的比率。锯齿波 FMCW 雷达的目标多普勒频率测量通常是通过在一个 CPI 内对多个目标的多次扫频回波进行多普勒频率估计得到

的,它的扫频重复频率(sweep repetition frequency, SRF)就是慢时间域的多普勒采样频率,定义了雷达的最大无模糊多普勒,锯齿波 FMCW 雷达的慢时间域指的是发射扫频之间的维度。在大多数处理架构兼容的傅里叶变换被广泛用于传统锯齿波 FMCW 雷达的信号处理中,为了不产生多普勒模糊问题,对快速运动目标的探测需要较高的 SRF,在相同的调频率下,SRF 的提高意味着每个扫频持续时间的降低,进而导致发射信号带宽的减小,从而降低距离分辨率。若不希望降低发射信号带宽,就需要提高调频率,然而由于实际设备的限制,这对于实际锯齿波 FMCW 雷达系统并不总是可行的。因此,在锯齿波 FMCW 雷达参数设计中,存在最大无模糊多普勒与距离分辨率之间相互制约的问题。

为了解决锯齿波 FMCW 雷达参数设计中制约关系的问题,研究人员开展了很多工作。文献[177]提出的算法在不增加发射信号带宽的前提下,将距离分辨率提高了 2 倍,这种方法限制了线性调频信号中心频率为总发射信号带宽的整数倍,但没有扩展无模糊多普勒。文献[178]~文献[179]采用的降采样或改变天线布置的方案可以提高雷达的距离分辨率,但仍然存在多普勒模糊现象。文献[180]的工作采用带宽外推(bandwidth extrapolation, BE)方法,该方法使用自回归(auto regressive, AR)模型插值差频信号,在快时间域上连接多个射频子带的回波以提高分辨率,这种方法通常需要数千阶的 AR 滤波器才能插值,这在实际系统中很难实现,其中锯齿波 FMCW 雷达的快时间域指的是扫频接收回波采样的维度。文献[182]提出了一种通过迭代频率估计提高分辨率的方法,该方法不受所利用子带之间最大中心频率分离的限制,但算法收敛时间的不确定,使其运算时间不可预测。为了在不损失距离分辨率的前提下,解决锯齿波 FMCW 雷达的多普勒模糊问题,文献[176]提出了基于多 SRF 切换的解模糊方法,这种方法适用于单个目标的探测,但涉及多目标场景时会出现多目标配对问题,无法得到准确的距离—多普勒谱。其他解多普勒模糊方法包括利用相邻距离单元信息^[177]或使用新扫频波形^[178],但它们的解模糊性能受 SNR 的影响较大。

针对锯齿波 FMCW 雷达的最大无模糊多普勒受到 SRF 固有约束的问题,本章提出了一种基于泊松盘扫频发射模式和稀疏重构相结合的无模糊多普勒扩展方法,将泊松盘采样应用于锯齿波 FMCW 雷达的慢时间域,使相邻扫频之间有随机间隔并且不会重叠,利用泊松盘采样的频谱抗混叠性能。在不损失距离分辨率的前提下,扩展锯齿波 FMCW 雷达的无模糊多普勒,而后通过稀疏重构方法重构稀疏的距离—多普勒谱。与现有用于锯

齿波 FMCW 雷达无模糊多普勒扩展的方法^[176-178]相比,该方法在低信噪比的多目标场景下具有更好的性能,基于仿真和实测锯齿波 FMCW 雷达数据的试验验证了该方法的有效性。

3.2 锯齿波 FMCW 雷达参数设置的制约关系

在大多数锯齿波 FMCW 雷达系统中,雷达信号采用多扫频周期 FMCW 的形式传输,将接收到的回波信号与发射信号混频后得到解调频信号,对解调频信号进行二维快速傅里叶变换(two-dimensional fast Fourier transform, 2D-FFT)处理,其中首先在每个扫频内进行 FFT 处理得到距离测量值,而后对一个 CPI 内多个扫频的回波信号进行对应点 FFT 处理得到多普勒测量值^[175],如图 3.1 所示。因此,根据奈奎斯特采样定理,在上述方法中,慢时间域的 SRF 将最大无模糊多普勒频移的范围限制在 $-SRF/2$ 至 $SRF/2$ 之间,否则就会出现多普勒模糊现象,可能会在快速运动目标的探测中产生多普勒折叠问题。对于快速运动目标,传统的锯齿波 FMCW 雷达对 SRF 的要求较高,也就是需要较低的扫频持续时间。然而,对于工作在最大调频率下的常规 FMCW 雷达,扫频持续时间的缩短会导致信号调频带宽的减小,从而降低距离向分辨率。

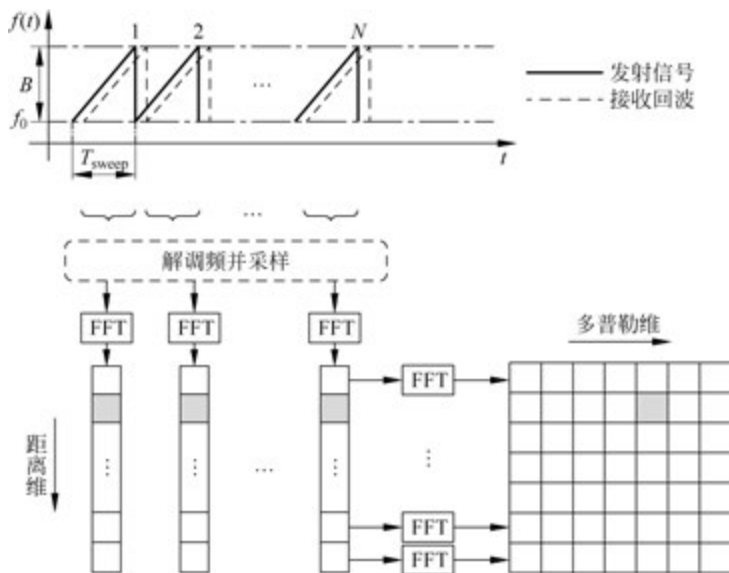


图 3.1 常规锯齿波 FMCW 雷达信号处理流程示意

常规的锯齿波 FMCW 雷达在一个 CPI 内连续发射 N 个扫频, 扫频带宽为 B , 扫频持续时间为 T_{sweep} 。图 3.2 给出了锯齿波 FMCW 雷达的发射信号和接收回波。

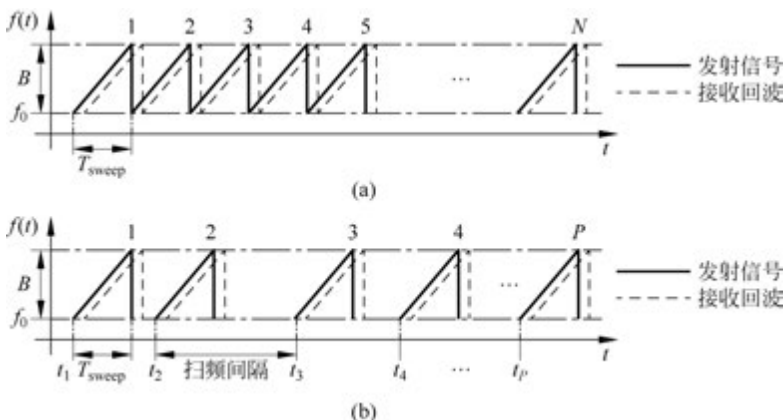


图 3.2 锯齿波 FMCW 雷达的发射信号和接收回波示意图

(a) 常规的均匀扫频间隔波形; (b) 提出的泊松盘扫频间隔波形

如图 3.2(a)所示, 发射信号和接收回波的瞬时频率分别由实线和虚线表示。在每个扫频内, 发射的线性调频信号为

$$s_t(\tau) = A_t \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_{\text{sweep}}}\right) \exp\left[j2\pi\left(f_0\tau + \frac{1}{2}\gamma\tau^2\right)\right] \quad (3.1)$$

其中: $-T_{\text{sweep}}/2 < \tau < T_{\text{sweep}}/2$ 代表每个扫频内的快时间; $\text{rect}(\cdot)$ 为单位矩形窗函数; A_t 为发射信号的幅度; f_0 为线性调频信号的初始频率。调频率 γ 可以表示为

$$\gamma = B/T_{\text{sweep}} \quad (3.2)$$

调频率 γ 前的符号正负决定了是上扫频还是下扫频。雷达经过时延 τ_0 后接收到目标反射的回波信号可以表示为

$$R(\tau) = A_r \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_0}\right) \exp\left\{j2\pi\left[f_0(\tau - \tau_0) + \frac{1}{2}\gamma(\tau - \tau_0)^2\right]\right\} \quad (3.3)$$

其中: $-T_0/2 < \tau < T_0/2$; A_r 为接收回波的幅度; 观测时间 T_0 与扫频时间 T_{sweep} 的关系为

$$T_0 = T_{\text{sweep}} - \tau_m \quad (3.4)$$

其中: τ_m 为雷达最大无模糊探测距离所对应的最大回波时延, 因此目标的回波时延与其距离有关

$$\tau_0 = 2(R_0 + vt)/c \quad (3.5)$$

其中: R_0 为目标初始距离; v 为目标的径向速度。

而后,将接收到的目标反射回波与发射信号混频,得到差频信号。在一个 CPI 内的第 n 个扫频,在没有加速运动目标的窄带系统中简化并丢弃通常可忽略的项后,单目标场景中的差频信号可表示为^[179]

$$s(n, \tau) = A \exp\{j2\pi[f_B \tau - f_D(n-1)T_{\text{sweep}} + \phi]\} \quad (3.6)$$

其中: A 为差频信号的幅度; ϕ 为相位信息; $n=1, 2, \dots, N$ 为一个 CPI 内扫频的序号; f_D 表示由径向速度为 v 的目标运动产生的多普勒频移:

$$f_D = \frac{2f_0 v}{c} \quad (3.7)$$

FMCW 雷达中的距离—多普勒耦合项可表示为

$$f_B = \frac{2\gamma R_0}{c} + f_D \quad (3.8)$$

其中: R_0 为在锯齿波 FMCW 雷达一个 CPI 开始时的目标初始距离; c 为光速; v 为在一个 CPI 内被假定为恒定值的目标运动径向速度。2D-FFT 操作沿快时间 τ 对采集的差频信号进行运算,在此之后,可以从频率项 $(2\gamma R_0/c)$ 中估计目标的距离,并且可以通过式(2.3)中的第2项在一个 CPI 内随多次扫频的相位变化来估计目标运动的径向速度 v 。

在锯齿波 FMCW 雷达中,距离分辨率 ΔR 为

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (3.9)$$

如文献[175]所述,由于奈奎斯特采样定理的限制,常规锯齿波 FMCW 雷达的最大无模糊径向速度 V_{max} 必须满足

$$|V_{\text{max}}| < \frac{\lambda \text{SRF}}{4} \quad (3.10)$$

其中: λ 为雷达发射信号的波长。为了提高锯齿波 FMCW 雷达慢时间域的 SRF 以获得更大的最大无模糊径向速度 V_{max} ,锯齿波 FMCW 雷达在最大调频下工作时必须减小扫频持续时间 T_{sweep} 。根据式(3.2),这将导致扫频带宽 B 的降低。根据式(3.9),会引起距离分辨率 ΔR 的下降。因此,需要研究如何在不损失距离分辨率的前提下扩展锯齿波 FMCW 雷达的无模糊多普勒。

3.3 基于非均匀扫频间隔的 FMCW 雷达无模糊多普勒扩展方法

3.3.1 泊松盘扫频发射模式的设计

本章提出了将泊松盘采样应用于 FMCW 雷达慢时间域扫频起始时刻之间的方法,非均匀扫频起始时刻之间服从以下关系:

$$t_{p+1} = t_p + \Delta t_{\min} + \delta_t \quad (3.11)$$

其中: t_{p+1} 和 t_p 分别为第 $p+1$ 个和第 p 个非均匀扫频的起始时刻; $\Delta t_{\min}$ 为相邻扫频起始时刻之间的最小间隔,需要将其设置为大于扫频持续时间 T_{sweep} ,以避免相邻扫频间出现重叠现象; δ_t 为服从期望为 η 的指数分布的随机变量。图 3.2(a)所示为常规 FMCW 雷达的扫频发射模式,图 3.2(b)所示为本章提出的基于泊松盘采样的非均匀扫频发射模式。

非均匀采样信号的频谱特征是不规则时间间隔采样信号的频域表示,频谱特征可以表现信号的重要信息,如频率分量、功率谱和噪声水平等。然而,传统的频谱分析技术(如 FFT 方法)要求输入信号是均匀采样的。当信号非均匀采样时,可以通过重新采样或将信号插值到均匀采样网格上来进行频谱分析,但这会引起不希望出现的频谱混叠现象,并可能导致错误分析结果。因此,本研究采用非均匀离散傅里叶变换(non-uniform discrete Fourier transform, NUDFT)将非均匀采样的回波信号变换到频域上,以替代传统基于 FFT 的均匀采样回波信号的频谱分析方法。

图 3.3 展示了从非均匀泊松盘采样的正弦波中提取信号频率的过程,图 3.3(a)给出了泊松盘采样的示意。在本研究中,利用泊松盘采样的频谱抗混叠性能,提出了一种基于泊松盘扫频发射模式的锯齿波 FMCW 雷达无模糊多普勒扩展方法。如图 3.2(b)所示,它的每个扫频与常规 FMCW 雷达相同,具有恒定的扫频持续时间 T_{sweep} 和调频率 γ 。不同之处在于扫频起始时刻 t_p 不是均匀间隔的,而是根据式(3.11)设置的泊松盘采样间隔。 $\Delta t_{\min}$ 被设置为大于扫频持续时间 T_{sweep} 以确保相邻扫频之间没有重叠。也就是说,每次扫频内的快时间域采样点是均匀的,不同扫频对应位置的慢时间域采样点服从泊松盘采样。

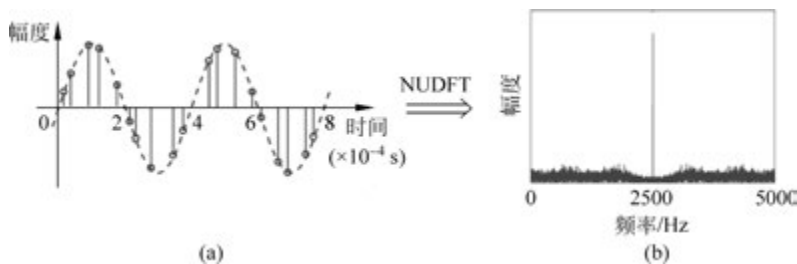


图 3.3 泊松盘采样的特性

(a) 泊松盘采样模式; (b) 泊松盘采样模式的频谱

3.3.2 非均匀扫频发射 FMCW 雷达信号模型的构建

在图 3.4 所示的非均匀扫频方法中,在一个相参处理间隔(coherent processing interval,CPI)内有 P 个具有非均匀时间间隔的扫频。本节将雷达观测场景的距离—多普勒谱离散化为 $K \times L$ 的均匀格点,其中 K 和 L 分别为多普勒维和距离维的离散格点数量。假设目标分布在格点上,处理后得到的解调频信号为

$$s(p, \tau_m) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K A_{k,l} \exp[j2\pi(f_{B(k,l)} \tau_m - f_{D(k)} t_p + \phi_{(l)})] \quad (3.12)$$

其中: $p=1,2,\dots,P$,为一个 CPI 内第 p 个具有非均匀时间间隔的扫频; $k=1,2,\dots,K, l=1,2,\dots,L$,分别为第 k 个多普勒单元和第 l 个距离单元; $A_{k,l}$ 表示距离—多普勒谱中第 k 个多普勒单元和第 l 个距离单元处观测场景实际的复值幅度; τ_m 为第 m 个快时间采样点, $m=1,2,\dots,L$; $\phi_{(l)}$ 为由第 l 个距离单元引入的相位信息。在式(3.12)中,由目标运动产生的多普勒频移为

$$f_{D(k)} = \frac{2f_0 v_k}{c} \quad (3.13)$$

其中: v_k 为在一个 CPI 内第 k 个多普勒单元处的目标初始径向速度。距离—多普勒耦合项为

$$f_{B(k,l)} = \frac{2\gamma R_l}{c} + f_{D(k)} \quad (3.14)$$

其中: R_l 为在一个 CPI 内第 l 个距离单元处的目标初始距离。

采集到以非均匀扫频模式发射的锯齿波 FMCW 雷达回波信号后,对式(3.12)所示的解调频后信号在每个扫频内的快时间域上进行 FFT,可以

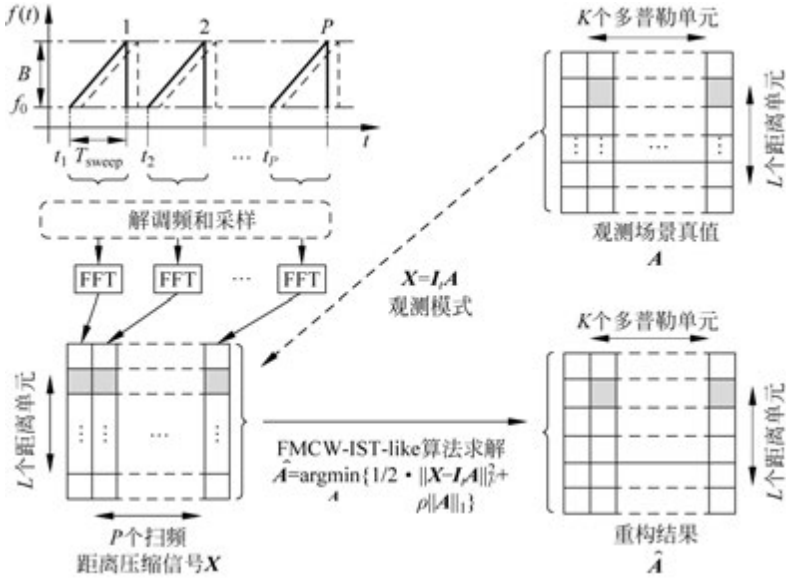


图 3.4 提出方法的主要架构

得到距离压缩后的离散信号 $x(p, q)$, $q = 1, 2, \dots, L$, 为快时间域上的频率采样点; 离散信号 $x(p, q)$ 和复值幅度 $A_{k,l}$ 可以分别记为矩阵形式 $\mathbf{X} \in \mathbb{C}^{P \times L}$ 和 $\mathbf{A} \in \mathbb{C}^{K \times L}$ 。

图 3.4 中的虚线箭头给出了由场景真值 $\mathbf{A}$ 到距离压缩信号 $\mathbf{X}$ 的观测模型。FMCW 雷达信号在慢时间域上是泊松盘采样的, 需要使用观测矩阵 $\mathbf{I}_t$ 来将场景真值转换为非均匀采样的数据矩阵, 即:

$$\mathbf{X} = \mathbf{I}_t \mathbf{A} \quad (3.15)$$

其中: $\mathbf{I}_t = [\boldsymbol{\beta}_1, \boldsymbol{\beta}_2, \dots, \boldsymbol{\beta}_P]$ 为包含 K 个列向量的非均匀离散逆傅里叶变换矩阵,

$$\boldsymbol{\beta}_k = \frac{1}{K} [\exp(j2\pi t_1 f_k), \exp(j2\pi t_2 f_k), \dots, \exp(j2\pi t_P f_k)]^T \quad (3.16)$$

其中: $f_k = (k-1)/K f_s$ 代表多普勒频率维的第 k 个均匀采样点; f_s 为稀疏重构后的均匀慢时间采样率, 其值被设置为大于扩展后的最大多普勒频移 f_{dmax} , 以避免多普勒模糊现象的产生, f_{dmax} 的计算方法为

$$f_{\text{dmax}} = 2V_{\text{max}}/\lambda \quad (3.17)$$

式(3.16)中的 t_P 是依据式(3.11)中给出的泊松盘扫频发射模式设置的。而后, 估计的距离—多普勒谱 $\tilde{\mathbf{A}}$ 为

$$\tilde{\mathbf{A}} = \mathbf{F}_t \mathbf{X} \quad (3.18)$$

其中: 非均匀离散傅里叶变换矩阵 $\mathbf{F}_t = \mathbf{K} \cdot \mathbf{I}_t^T$ 是由 P 个列向量组成的冗余字典, 可以表示为 $\mathbf{F}_t = [\boldsymbol{\alpha}_1, \boldsymbol{\alpha}_2, \dots, \boldsymbol{\alpha}_P]$, 其中

$$\boldsymbol{\alpha}_p = [\exp(-j2\pi t_P f_1), \exp(-j2\pi t_P f_2), \dots, \exp(-j2\pi t_P f_K)]^T \quad (3.19)$$

3.3.3 FMCW-IST-like 距离—多普勒谱稀疏重构算法

FMCW 雷达观测场景中目标数量通常较少, 因此大多数观测场景具有稀疏性。利用泊松盘采样的频谱抗混叠性能及稀疏性, 可以采用压缩感知技术对观测场景进行重构, 从而实现对频谱噪声的抑制^[181]。如图 3.4 中的实线箭头所示, 稀疏的距离—多普勒频谱 $\hat{\mathbf{A}}$ 可以通过求解式(3.20)所示的无约束优化问题从有限的观测值 $\mathbf{X}$ 中重构得到

$$\hat{\mathbf{A}} = \underset{\mathbf{A}}{\operatorname{argmin}} \left\{ \frac{1}{2} \|\mathbf{X} - \mathbf{I}_t \mathbf{A}\|_F^2 + \rho \|\mathbf{A}\|_1 \right\} \quad (3.20)$$

其中, ρ 为稀疏正则化参数, $\|\cdot\|_F$ 是矩阵的 Frobenius 范数, $\|\cdot\|_1$ 是矩阵的 L_1 范数。

本节中提出了锯齿波 FMCW 雷达距离—多普勒谱重构的类迭代软阈值(FMCW radar iterative-soft-thresholding-like, FMCW-IST-like)算法来求解式(3.20)的稀疏优化问题。给定接收回波信号 $\mathbf{X}$, 稀疏正则化参数 ρ , 门限参数 μ , 以及最大迭代次数 $I_{\max}$, 算法 3-1 给出了从非均匀采样的回波数据中重构 FMCW 雷达高分辨率距离—多普勒谱的稀疏驱动方法主要流程。距离—多普勒谱矩阵、残差矩阵和重构误差被初始化并在每次迭代时更新, 将稀疏正则化参数 ρ 设置为复矩阵 $\mathbf{X}$ 中所有元素平均模值的 $1/4$ 。当迭代次数达到 $I_{\max}$ 或重构误差 ξ_i 小于门限参数 μ 时, 迭代结束。算法执行完毕后, 输出重构的准确距离—多普勒谱 $\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{A}_i$, 具有更大的最大无模糊多普勒, 实际涉及 $\mathbf{F}_t$ 和 $\mathbf{I}_t$ 的矩阵乘法运算可以分别通过 NUFFT 和 NUIFFT 实现, 可以在很大程度上减小计算复杂度。

算法 3-1: FMCW 雷达距离—多普勒谱稀疏重构的 FMCW-IST-like 算法

输入: 回波数据矩阵 $\mathbf{X}$, 正则化参数 ρ , 阈值参数 μ 和最大迭代次数 $I_{\max}$

输出: 距离—多普勒谱重构结果 $\hat{\mathbf{A}}$

初始化：初始化重构结果 $\mathbf{A}_0 = \mathbf{0}$ ，残差矩阵 $\mathbf{R}_0 = \mathbf{X}$ ，计算模型误差 $\epsilon = 1/2 \|\mathbf{R}_0\|_F^2 + \rho \|\mathbf{A}_0\|_1$ ，设置计数器 $i = 1$

第 1 步：更新算法重构结果 $\mathbf{A}_i = \text{Thre}(\mathbf{A}_{i-1} + \mathbf{F}_i \mathbf{R}_{i-1})$ ；

第 2 步：更新残差矩阵 $\mathbf{R}_i = \mathbf{X} - \mathbf{I}_i \mathbf{A}_i$ ；

第 3 步：计算模型误差 $\epsilon_i = 1/2 \|\mathbf{R}_i\|_F^2 + \rho \|\mathbf{A}_i\|_1$ ；

第 4 步：计算模型误差变化率 $\xi_i = |\epsilon_i - \epsilon_{i-1}| / \epsilon_{i-1}$ ；

第 5 步：如果 $\xi_i \geq \mu$ 或 $i > I_{\max}$ ，停止迭代，返回 $\mathbf{A}_i$ 作为重构结果 $\hat{\mathbf{A}}$ ；否则，计数器 $i = i + 1$ ，跳至第 1 步继续执行迭代。

3.4 试验结果

本节将通过仿真和实测的锯齿波 FMCW 雷达数据验证本章提出方法的性能。

3.4.1 基于仿真数据的试验结果

在仿真试验中，6 个具有相同散射强度的点目标分别分布在 20 m、50 m 和 80 m 的距离上，目标分别以 -7 m/s 和 7 m/s 的径向速度远离和靠近雷达，其中负的速度代表远离雷达运动，正的速度代表靠近雷达运动。仿真的锯齿波 FMCW 雷达系统的一些主要参数见表 3.1，仿真雷达数据的距离分辨率 0.3 m，最大无模糊径向速度为 15 m/s 。

表 3.1 锯齿波 FMCW 雷达系统主要参数

系 统 参 数	符号	仿真试验	实测数据试验
载波频率/GHz	f_0	40	79
扫频持续时间/ μs	T_{sweep}	125	32
最大无模糊探测距离/m	$R_{\max}$	100	150
目标照射时间/ms	NT_{sweep}	250	32
调频率/(MHz/ μs)	γ	4	15.64
采样率/MHz	f_s	50	15
扫频带宽/MHz	B	500	128
发射信号功率/dBm	P_t	8	12
最大无模糊径向速度/(m/s)	$V_{\max}$	15	29.67

图 3.5 所示为仿真锯齿波 FMCW 雷达数据的试验结果。图 3.5(a) 为传统 2D-FFT 方法处理得到的距离—多普勒谱，因为这时运动目标的径向