



论 文

基于稀疏线性调频步进信号的 ISAR 成像

王虹现*, 梁毅, 邢孟道, 张守宏

西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 西安 710071

* 通信作者, E-mail: hxwang@mail.xidian.edu.cn

收稿日期: 2010-08-20; 接受日期: 2010-10-14

国家重点基础研究发展计划 (批准号: 2010CB731903) 资助项目

摘要 线性调频步进信号在简化雷达系统设计的同时, 也存在对高速运动目标易出现 Doppler 模糊的问题, 因此研究如何提高其等效的重复频率具有重要意义. 由于 ISAR 目标的后向散射场具有较强的稀疏性, 即大部分能量仅由少数散射中心贡献, 所以本文基于稀疏信号表示理论, 通过对目标回波模型的分析, 提出了一种基于稀疏步进频率信号的逆合成孔径雷达成像方法. 该方法通过随机地选择线性调频步进信号的部分子脉冲进行发射, 然后使用稀疏信号分解的方法对目标图像进行重建以得到目标的二维高分辨图像. 该方法以计算资源为代价, 能够有效地去除方位 Doppler 模糊, 同时还能够压低旁瓣并得到超分辨的图像. 仿真和实测数据处理结果验证了本文方法的有效性.

关键词 逆合成孔径雷达 雷达成像 稀疏信号表示 线性调频步进

1 引言

逆合成孔径雷达 (ISAR, inverse synthetic aperture radar)^[1,2] 是一种二维成像雷达, 它具有全天时、全天候、高分辨率和作用距离远等优点, 已获得广泛应用. 线性调频步进信号 (FS, frequency stepped)^[3] 是现代雷达中获得高分辨信号的一种重要手段, 它以线性调频信号作为步进频率信号的子脉冲, 兼有线性调频信号和步进频率信号的特点, 通过发射一组载频以固定频率变化的线性调频脉冲串, 接收后合成为一个大带宽的信号, 从而提高了距离向的分辨率, 并降低了接收机瞬时带宽和采样频率的要求. 文献 [4] 针对高速运动目标, 提出了一种利用线性调频步进信号通过频域带宽合成以进行高距离分辨率 ISAR 成像的方法. 该方法充分利用距离时域包络和方位 Doppler 信息对径向速度和加速度进行精确的估计, 同时在数据中对运动参数加以补偿, 并最终实现方位 Doppler 成像. 文献 [5] 也提出将线性调频步进信号应用到 ISAR 成像上进行目标识别, 取得很好的效果. 然而, 由于线性调频步进信号需要分时地发射一组脉冲串, 所以对于快速运动的目标, 容易导致 Doppler 模糊.

近年来, 稀疏信号表示获得很大的关注, 文献 [6] 首先提出稀疏信号表示问题, 即将信号在过完备库上分解, 得到其稀疏表示, 该文同时提出匹配追踪 (MP, matched pursuit) 算法. 文献 [7] 提出基追踪 (BP, basis pursuit) 方法, 其本质是一种以 l_1 范数为正则化函数的正则化技术, 可以通过线性规划实现, 为稀疏信号表示提供有力工具. 文献 [8] 研究了有噪声情况下的稀疏信号表示稳定恢复问题. 文献 [9] 提出正则化正交匹配追踪 (ROMP, regularized orthogonal matching pursuit) 算法以快速处理信号在超完备集中的稀疏表示问题. 以上这些工作为稀疏信号表示的应用打下了很好的基础.

对于高频雷达, 目标可以由若干个比较强的散射中心描述, 由于强散射点的数目远小于图像的总点数, 所以 ISAR 图像具有稀疏特性, 这给研究基于稀疏信号表示的 ISAR 成像提供基础. 而稀疏信号表示的主要目的就是从一个过完备的矢量集中选取尽量少的元素来表示已知的信号, 所以, 这两者具有相似的特性. 文献 [10] 研究了频率稀疏成像方式在穿墙雷达上的应用, 指出具有稀疏表示的信号可以由较少的随机投影重建出来. 本文借鉴稀疏信号表示方面的研究成果, 将成像问题转化为稀疏信号分解问题, 提出基于稀疏步进频率信号的 ISAR 成像方法. 该方法通过随机地选择线性调频步进信号的部分子脉冲进行发射, 以提高线性调频步进信号的等效重复频率, 接着以各个散射点的散射特性作为元素构建字典, 然后通过采用凸优化方法进行求解, 最后对求解的结果重新排列以得到目标的二维高分辨图像.

2 稀疏信号表示

采用从过完备库中自适应地找到具有最佳线性组合的 K 项原子来表示信号, 这种信号表示就称为稀疏信号表示或稀疏信号分解.

给定一个信号 $\mathbf{s}$ 和一个字典 $\mathbf{D}$, 需要求解信号 $\mathbf{s}$ 的一个稀疏表示 $\mathbf{x}$, 假设信号 $\mathbf{s}$ 共有 M 个测量值, 即 $\mathbf{s} \in C^M$, 字典 $\mathbf{D}$ 是包含 N 个矢量的超完备集 $\mathbf{D} = \{d_1, d_2, \dots, d_N\}$, 即 $\mathbf{D} \in C^{M \times N}$ 是一个矩阵, $M < N$, $\mathbf{x} \in C^N$ 是一个许多元素都为零的稀疏信号. 稀疏信号表示问题 [6] 可以定义成下式:

$$\mathbf{s} = \mathbf{D}\mathbf{x}. \quad (1)$$

求解信号 $\mathbf{s}$ 的稀疏表示 $\mathbf{x}$ 可以等效于求解以下问题:

$$\min \|\mathbf{x}\|_0, \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{s} = \mathbf{D}\mathbf{x}, \quad (2)$$

其中 $\|\mathbf{x}\|$ 为 $\mathbf{x}$ 中非零元素的个数, $\min$ 表示最小化.

如果使用 l_1 标准型 $\|\mathbf{x}\|_1 = \sum |\mathbf{x}|^1$ 代替 $\|\mathbf{x}\|_0$, 就得到基追踪算法 [7], 即

$$\min \|\mathbf{x}\|_1, \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{s} = \mathbf{D}\mathbf{x}. \quad (3)$$

在实际情况下, 噪声总是存在的, 此时, 观测到的信号为

$$\mathbf{s} = \mathbf{D}\mathbf{x} + \delta. \quad (4)$$

考虑到附加的噪声的影响, 可以在式 (3) 的基础上增加一个噪声容限 [8], 修改后的问题如下:

$$\min \|\mathbf{x}\|_1, \quad \text{s.t.} \quad \|\mathbf{s} - \mathbf{D}\mathbf{x}\|_2 \leq \varepsilon, \quad (5)$$

其中 ε 表示噪声电平, 在低信噪比的情况下, 为了抑制噪声的影响, 应该使 ε 较大以得到更好的结果.

稀疏信号表示的主要目的就是从一个过完备的矢量集中选取尽量少的元素来表示已知的信号, 而对于高频雷达, 目标可以由若干个比较强的散射中心描述, 这两者具有相似的特性. 因此, 本文将基于稀疏线性调频步进信号的 ISAR 成像问题可以转化为稀疏信号分解问题, 下面给出具体的成像方法.

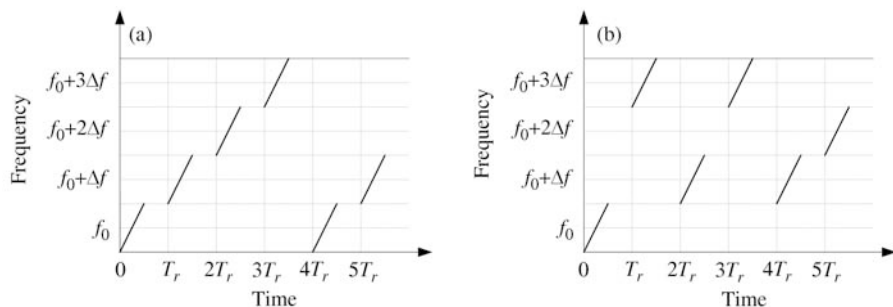


图 1 FS 和稀疏 FS 信号时频分布示意图

Figure 1 Time-frequency distribution of FS chirp and sparse FS chirp signal

(a) FS chirp signal; (b) sparse FS chirp signal

3 稀疏线性调频步进信号的 ISAR 成像

3.1 稀疏线性调频步进信号

线性调频步进信号是一种合成宽带信号, 它将一个大带宽的线性调频信号分解成多个小带宽的线性调频子脉冲信号, 各个子脉冲的中心频率按照一定的步长变化^[2,3]. 线性调频步进信号的时域表达式为

$$s_1(\hat{t}, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - t_m}{T_p}\right) \exp[j\pi\gamma(\hat{t} - t_m)^2] \exp\left\{j2\pi[f_0 + \text{rem}\left(\frac{t_m}{T_r}, N_s\right)\Delta f](\hat{t} - t_m)\right\}, \quad (6)$$

其中 $\hat{t}$ 和 t_m 分别为距离向快时间和方位向慢时间, $\text{rect}()$ 表示单位矩形窗函数, T_p 为子脉冲的宽度, 线性调频信号子脉冲为 $\exp[j\pi\gamma(\hat{t} - t_m)^2]$, γ 为子脉冲的调频率, 子脉冲的信号带宽为 $B_s = \gamma T_p$, 方位向慢时间 $t_m = mT_r$, 其中, $0 \leq m < N_a$, N_a 为方位向脉冲的个数, T_r 为脉冲重复周期, 方位向的积累时间为 $T_a = N_a T_r$, $f_0 + \text{rem}(t_m/T_r, N_s)\Delta f$ 表示各个子脉冲的载频随时间的变化关系, f_0 为线性调频步进信号的起始频率, $\text{rem}()$ 表示取余数, N_s 为中心频率不同的线性调频子脉冲的个数, Δf 为频率步进量, 则全带宽线性调频信号的中心频率为 $f_c = f_0 + \Delta f(N_s - 1)/2$. 以步进数 $N_s = 4$ 为例, 线性调频步进信号的时频图如图 1(a) 所示.

线性调频步进信号的一个缺点就是等效的重复频率太低为 $1/(N_s T_r)$, 对于高速目标容易产生 Doppler 模糊, 从而严重影响图像质量. 稀疏线性调频步进信号就是只选择线性调频步进信号的一部分子脉冲进行发射, 这样可以提高信号的等效重复频率, 例如如果从原来 N_s 个子脉冲中选出 $N_s/2$ 个子脉冲, 则信号的等效重复频率可以提高一倍. 稀疏线性调频步进信号的时域表达式为

$$s_2(\hat{t}, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - t_m}{T_p}\right) \exp[j\pi\gamma(\hat{t} - t_m)^2] \exp\left[j2\pi f_c \left(\frac{t_m}{T_r}\right)(\hat{t} - t_m)\right]. \quad (7)$$

比较式 (6) 和 (7) 可以看出, 线性调频步进信号和稀疏线性调频步进信号的线性调频子脉冲完全相同, 只是各个子脉冲的载频随时间的变化关系不相同. 稀疏线性调频步进信号的载频变化需要预先设定, 由于随机矩阵在信号恢复的时候具有很好的表现, 所以, 可以随机地进行选择. 图 1(b) 给出了对图 1(a) 的线性调频步进信号从原来 4 个子脉冲中随机选择出 2 个子脉冲的一种结果. 使用稀疏线性调频步进信号进行 ISAR 成像能够提高线性调频步进信号的等效重复频率, 能够对转速更快的目标进行成像. 但是同时带来的一个问题就是原来的线性调频步进信号合成的算法因为部分信号缺失都将效果不好, 所以需要研究新的处理算法, 下面首先给出目标的回波模型.

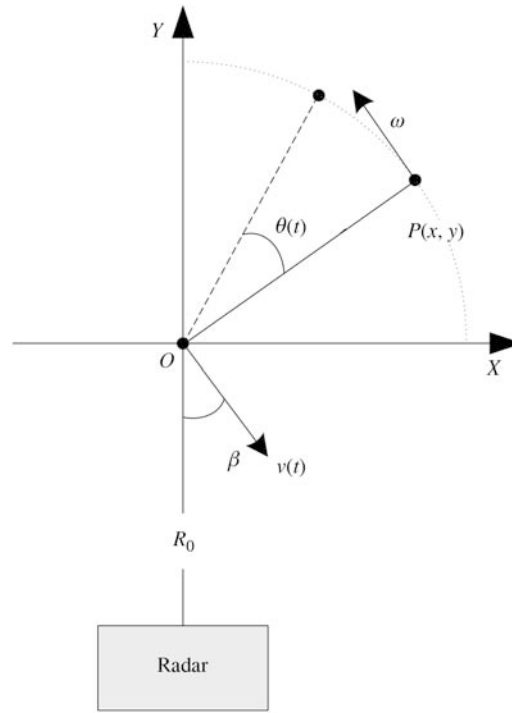


图 2 ISAR 成像模型

Figure 2 ISAR imaging model

3.2 回波模型

在 ISAR 成像中, 雷达和目标之间的相对运动可以分为平动分量和转动分量, 如图 2 所示, 目标的平动分量 $v(t)$ 和目标到雷达视线方向的夹角为 β , 目标围绕其中心点 O 以恒定的角速度 ω 匀速旋转.

假设目标上的任意一点 $P(x, y)$ 围绕中心点 O 旋转, 雷达发射如式 (7) 所示的稀疏线性调频步进信号, 则点 $P(x, y)$ 的回波信号为

$$s_r(\hat{t}, t_m) = A \cdot \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - \tau_m - t_m}{T_p}\right) \exp[j\pi\gamma(\hat{t} - \tau_m - t_m)^2] \exp\left[j2\pi f_c\left(\frac{t_m}{T_r}\right)(\hat{t} - \tau_m - t_m)\right], \quad (8)$$

其中 A 为回波信号的复幅度, $\tau_m = 2R(t_m)/c$ 为时刻信号的时延, c 为光速, $R(t_m)$ 为 t_m 时刻点 $P(x, y)$ 到雷达的距离, 则

$$R(t_m) = R_0 + y \cos(\theta(t_m)) + x \sin(\theta(t_m)) + \int_0^{t_m} v(t) \cos(\beta) dt, \quad (9)$$

其中 R_0 为雷达到目标旋转中心点 O 的距离, $\theta(t_m)$ 为 t_m 时刻目标旋转的角度, 当目标匀速旋转时, 有 $\theta(t_m) = \omega t_m$, 在目标转动角度变化不大的情况下, 进行一阶近似, 则由目标转动所导致的距离变化量为 $y \cos(\theta(t_m)) + x \sin(\theta(t_m)) = y + \omega x t_m$; $v(t_m)$ 为 t_m 时刻目标的速度, 一般可认为目标做匀加速运动, 设加速度为 a , 则有 $v(t_m) = v + a t_m$, 假设目标的速度 v 和加速度 a 到雷达视线方向的投影分别为 v_r 和 a_r , 即 $v_r = v \cos(\beta)$, $a_r = a \cos(\beta)$, 则由目标平动所导致的距离变化量为 $\int_0^{t_m} v(t) \cos(\beta) dt = v_r t_m + a_r t_m^2 / 2$. 式 (9) 可以简化为

$$R(t_m) = R_0 + y + \omega x t_m + v_r t_m + \frac{a_r t_m^2}{2}. \quad (10)$$

对于高频信号, 目标的回波可以看成是由若干散射点的回波构成, 假设目标共有 K 个散射点, 则接收到的目标回波信号为

$$s_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - \tau_{km} - t_m}{T_p}\right) \exp[j\pi\gamma(\hat{t} - \tau_{km} - t_m)^2] \exp\left[j2\pi f_c\left(\frac{t_m}{T_r}\right)(\hat{t} - \tau_{km} - t_m)\right], \quad (11)$$

其中 A_k 为第 k 个散射点的回波信号的复幅度, $\tau_{km} = 2R_k(t_m)/c$ 为第 k 个散射点在 t_m 时刻的时延, $R_k(t_m)$ 为在 t_m 时刻第 k 个散射点到雷达的距离, 可以表示为

$$R_k(t_m) = R_0 + y_k + \omega x_k t_m + v_r t_m + \frac{a_r t_m^2}{2}. \quad (12)$$

3.3 平动速度的估计和补偿

ISAR 成像主要是利用目标的转动信息, 对于有平动分量的目标, 必须首先精确地估计出目标的平动速度并进行补偿.

首先对如式 (11) 所示的接收信号进行距离压缩, 压缩参考函数的时域表达式为

$$s_{\text{ref}}(\hat{t}) = \text{rect}\left(\frac{\hat{t}}{T_p}\right) \exp(-j\pi\gamma\hat{t}^2). \quad (13)$$

经过距离压缩后, 回波信号可以写成

$$s_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot \text{sinc}[B_s(\hat{t} - \tau_{km} - t_m)] \exp\left[j2\pi f_c\left(\frac{t_m}{T_r}\right)(\hat{t} - \tau_{km} - t_m)\right], \quad (14)$$

其中

$$\tau_{km} = 2 \frac{R_0 + y_k + \omega x_k t_m + v_r t_m + a_r t_m^2/2}{c}. \quad (15)$$

将目标的平动分量分离出来, 式 (14) 可以写成

$$s_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot \text{sinc}\left[B_s\left(\hat{t} - 2\frac{R_0 + y_k + \omega x_k t_m}{c} - t_m - \frac{2v_r t_m + a_r t_m^2}{c}\right)\right] \cdot \exp\left[j2\pi f_c\left(\frac{t_m}{T_r}\right)\left(\hat{t} - 2\frac{R_0 + y_k + \omega x_k t_m}{c} - t_m\right)\right] \exp\left[-j2\pi f_c\left(\frac{t_m}{T_r}\right)\frac{2v_r t_m + a_r t_m^2}{c}\right]. \quad (16)$$

可以看出, 目标的平动分量将会导致回波包络和相位的变化, 所以必须对目标运动的速度和加速度进行精确估计并补偿. 文献 [4] 指出利用包络对齐粗估计与 Doppler 中心精估计结合可以较好地实现目标运动参数的估计. 与文献 [4] 相比, 本文采用的是稀疏线性调频步进信号, 在进行 Doppler 中心估计的时候稍微有点差别. 但是文献 [4] 中的方法经过一些改动, 也可以应用在本文中, 仍然能够实现目标速度的精确估计和补偿. 具体的流程如下:

- 1) 利用包络对齐对目标运动参数进行粗估计的方法就是在得到粗分辨的一维距离像后, 通过包络对齐估计出脉冲间的包络移动量, 再对包络移动量进行最小二乘拟合得到目标运动参数的粗估计.
- 2) 利用粗估计的目标参数对回波的包络和相位进行补偿.
- 3) 对相同频点的回波使用时域相关法求解 Doppler 中心.
- 4) 通过假设检验的方法, 可以得到目标速度和加速度的精确估计值.

经过对目标的速度和加速度进行估计之后, 需要进行包络平移和相位补偿, 包络的平移量为 $\hat{v}t_m + \hat{a}t_m^2/2$, 其中, $\hat{v}$ 和 $\hat{a}$ 分别为目标速度和加速度的估计值, 由于包络的平移量一般不是整数个距离单元, 所以包络移动一般通过频域实现, 即在频域乘以一个线性相位项 $\exp[j2\pi f(2\hat{v}t_m + \hat{a}t_m^2/c)]$. 除了进行包络移动外, 还需要对不同频点的信号进行相位补偿, 相位补偿因子为

$$H(t_m) = \exp \left[j2\pi f_c \left(\frac{t_m}{T_r} \right) \frac{2\hat{v}t_m + \hat{a}t_m^2}{c} \right]. \quad (17)$$

经过包络补偿和相位补偿后, 则目标的回波可以写成

$$s_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot \sin \left[B_s \left(\hat{t} - 2 \frac{R_0 + y_k + \omega x_k t_m}{c} - t_m \right) \right] \cdot \exp \left[j2\pi f_c \left(\frac{t_m}{T_r} \right) \left(\hat{t} - 2 \frac{R_0 + y_k + \omega x_k t_m}{c} - t_m \right) \right]. \quad (18)$$

在对目标的速度和加速度进行精确地估计和补偿之后, 目标的平动分量被去除, 目标就可以看成是一个只有转动分量的目标. 为了减少数据量, 可以只取含有目标的那 N_c 个距离单元的数据, 忽略掉式 (18) 中的常数项, 目标的回波可以写成

$$s_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot \sin \left[B_s \left(\hat{t} - 2 \frac{y_k + \omega x_k t_m}{c} - t_m \right) \right] \cdot \exp \left[j2\pi f_c \left(\frac{t_m}{T_r} \right) \left(\hat{t} - 2 \frac{y_k + \omega x_k t_m}{c} - t_m \right) \right]. \quad (19)$$

3.4 成像方法

若令

$$s_3(\hat{t}, t_m) = \text{sinc}[B_s(\hat{t} - t_m)] \exp \left[j2\pi f_c \left(\frac{t_m}{T_r} \right) (\hat{t} - t_m) \right]. \quad (20)$$

则式 (19) 中的回波信号可以写成如下形式:

$$s_r(\hat{t}, t_m) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot s_3 \left(\hat{t} - 2 \frac{y_k + \omega x_k t_m}{c}, t_m \right). \quad (21)$$

由于在距离压缩后, 我们只选取包含目标的共 N_c 个点, 所以在任意的 t_m 时刻 $s_3(\hat{t}, t_m)$ 为 $N_c \times 1$ 的列向量, 将接收的回波向量化, 则可以得到观测矢量

$$\mathbf{s} = \text{vec}[s_r(\hat{t}, 0), s_r(\hat{t}, T_r), \dots, s_r(\hat{t}, mT_r), \dots, s_r(\hat{t}, (N_a - 1)T_r)], \quad (22)$$

其中 $\text{vec}(\cdot)$ 表示矢量化操作, 即将矩阵的各列堆叠起来排列成一个矢量, 由于共有 N_a 次回波, 所以经过数据重排后, $\mathbf{s}$ 为一个 $N_c N_a \times 1$ 的矢量.

假设 N_p 为目标结果图像上所有像素点的数目, N_x 为目标图像 x 轴 (方位向) 上所有像素点的数目, N_y 为目标图像 y 轴 (距离向) 上所有像素点的数目, 则 $N_p = N_x \times N_y$. x 为目标的所有点的复幅度构成的列向量, 其维数为 $N_p \times 1$, 由目标含有 K 个强散射点, 可知 x 中含有 K 个非零元素, x 可以使用下式构建:

$$\mathbf{x} = [A_1, A_2, \dots, A_{n_y + (n_x - 1)N_y}, \dots, A_{N_p}]^T, \quad (23)$$

其中 $()^T$ 表示矩阵或向量的转置, 在式 (23) 中的作用就是将 $1 \times N_p$ 行向量 $[A_1, A_2, \dots, A_{n_y+(n_x-1)N_y}, \dots, A_{N_p}]$ 转换成 $N_p \times 1$ 的列向量.

构建矩阵

$$\mathbf{D} = \{d_1, d_2, \dots, d_n, \dots, d_{N_p}\}, \quad (24)$$

其中

$$d_n = \text{vec}[s_3(\hat{t} - \tau_{n0}, 0), s_3(\hat{t} - \tau_{n1}, T_r), \dots, s_3(\hat{t} - \tau_{nm}, mT_r), \dots, s_3(\hat{t} - \tau_{n(N_a-1)}, (N_a - 1)T_r)], \quad (25)$$

其中 $s_3(\hat{t} - \tau_{nm}, mT_r)$ 为第 n 个点在 mT_r 时刻的回波, 是一个 $N_c \times 1$ 的向量, 其中 $\tau_{nm} = 2(y_n + \omega x_n mT_r)/c$ 表示第 n 个点在 t_m 时刻的时延, $\text{vec}(\cdot)$ 表示矢量化操作, 由于共有 N_a 个表示每一次回波的列向量, 所以经过数据重排后, d_n 为一个 $N_c N_a \times 1$ 的矢量, 因此字典矩阵 $\mathbf{D}$ 的维数为 $N_c N_a \times N_p$.

由于在测量的过程中会不可避免地引入噪声, 而且对于不属于 K 个强散射点的比较弱的散射点, 也可以看作是噪声, 假设噪声矢量为 δ , 则式 (21) 可以表示成下式:

$$\mathbf{s} = \mathbf{D}\mathbf{x} + \delta. \quad (26)$$

那么, 式 (26) 和 (4) 具有相同的形式. 由于 $\mathbf{x}$ 的非零元素对应 K 个强散射点的复强度, 我们的目的就是根据构建的字典 $\mathbf{D}$ 和观测矢量 $\mathbf{s}$, 求出其稀疏表示 $\hat{\mathbf{x}}$, 这可以通过求解式 (5) 所示的优化问题来解决.

为了解决这种复杂的稀疏信号表示问题, 许多文献已提出多种计算方法, 如匹配追踪 (MP)^[6]、基追踪 (BP)^[7]、正则化正交匹配追踪 (ROMP)^[9]、基于再加权最小范数、贪婪基追踪 (GBP, greedy basis pursuit)、和稀疏 Bayes 学习^[11] 等, 如何进行快速求解以进一步的减少计算量已成为研究热点. 相信随着研究的继续深入, 更多更好的算法会陆续不断地出现, 使本文的求解变得更加容易.

由于在字典的构建过程中, 使用每个点的散射特性作为一个矢量, 因此, 求解出的信号的稀疏表示 $\hat{\mathbf{x}}$ 和每个点的散射强度一一对应. 所以, 对 $\hat{\mathbf{x}}$ 按照二维的顺序排列, 就可以得到目标的二维图像.

基于稀疏线性调频步进信号的 ISAR 成像方法的具体步骤如下:

- 1) 确定稀疏线性调频步进信号的载频变化 $f_c(t_m/T_r)$, 并按照它发射信号;
- 2) 接收回波后进行距离压缩, 目标检测, 确定目标位置;
- 3) 根据回波的包络对目标的速度和加速度进行粗估计和补偿;
- 4) 根据回波的相位对目标的速度和加速度进行精估计和补偿;
- 5) 取出含有目标的那 N_c 个距离单元上的数据;
- 6) 估计目标的旋转速度;
- 7) 以各个散射点的散射特性作为元素构建字典;
- 8) 对回波数据进行稀疏信号分解;
- 9) 对求解的结果重新排列以得到目标的二维图像.

需要说明的是, 上述步骤 6) 估计目标的旋转速度中, 只有当估计的旋转速度和目标的真实旋转速度相同时才可以得到目标的真实尺寸. 然而, 如果我们仅仅关心目标各个点的相对关系而不管目标的真实尺寸如何, 那么就可以不需要知道旋转速度的大小. 否则, 就必须采用其他一些措施来估计旋转速度^[12], 这已超出本文的研究范围.

从本文可以看出, 在减少步进频率子脉冲数量下可以实现成像, 但这并不意味着子脉冲数量可以减少到任意程度, 应当存在子脉冲数量的下限. 通常认为对于一个总点数为 N , 其中含有 K 个非零散

射点的目标, 至少需要 $M = O(K \log_2(N/K))$ 次测量. 文献 [13] 研究了 Gauss 测量噪声对所需测量次数的影响, 假设测量时信噪比为 SNR (signal to noise ratio), 则成功重建所需要的最少测量点数为 $M = 2K \log_2(N/K) / \log_2(1 + \text{SNR})$. 所以, 总目标点数、强散射点的数量和 SNR 都会影响需要的采样点数.

4 仿真和实测数据处理结果

在这一节里, 我们给出仿真和实测数据处理结果以验证本文方法的正确性. 在仿真中, 目标由 5 个散射点组成, 各个散射点距离目标旋转中心的距离和散射强度如表 1 所示, 在这儿设置的较少散射点将保证不会影响图像重建. 雷达和目标的距离为 30 km. 雷达的中心频率为 5.5 GHz, 所以波长 λ 为 0.0545 m, 每个子脉冲的带宽为 150 MHz (仿真中分成 8 个频率点进行频域采样), 频率步进量为 150 MHz, 步进数为 4, 发射信号总带宽为 600 MHz, 距离分辨率为 0.25 m. 脉冲重复频率为 100 Hz, 子脉冲的重复频率为 400 Hz, 共仿真了 64 个脉冲, 也就是 256 个子脉冲, 相干积累时间为 0.64 s. 假设目标没有平动, 目标的转动速度为 $4.883^\circ/\text{s}$, 总旋转角为 3.125° , 方位向分辨率为 0.5 m.

图 3(a) 给出了发射线性调频步进信号时采用常规的匹配滤波 (MF) 算法的成像结果, 图 3(b) 给出了以下仿真所采用的随机产生的稀疏线性调频步进信号的子脉冲中心频率变化图. 图 3(c) 和 (d) 分别给出了发射信号为稀疏线性调频步进信号时采用 MF 算法和稀疏信号分解方法的成像结果. 由图 3(a) 和 (c) 的对比可以看出, 对于 MF 算法, 当发射信号为稀疏线性调频步进信号时, 成像结果的旁瓣较高. 通过对比图 3(c) 和 (d) 可以看出, 由传统的 MF 算法得到的图像只能够显示出其中 3 个强散射点的位置, 而另外两个弱散射点无法分辨, 整个图像的旁瓣较高, 判读困难; 采用稀疏信号分解方法得到的图像十分清晰, 消除了旁瓣的影响, 能够实现超分辨处理, 方位向分辨率提高到 0.25 m, 能够明显地反映出所有 5 个散射点的真正位置, 有利于更好地进行目标识别.

为了说明本文方法可以提高线性调频步进信号的等效重复频率, 我们对转动速度更快的目标进行了仿真, 将转动速度提高一倍为 $9.766^\circ/\text{s}$, 此时总旋转角为 6.25° , 方位向分辨率为 0.25 m. 图 4(a) 给出采用线性调频步进信号时使用 MF 算法的成像结果, 从图中可以看出, 由于方位向的采样频率较低, 目标模糊了一次, 产生了重影. 图 4(b) 给出了采用稀疏线性调频步进信号时使用 MF 算法的成像结果, 与图 4(a) 相比, 可以看出目标模糊的情况得到了解决, 所以可以证明采用稀疏线性调频步进信号可以提高采用线性调频步进信号的等效重复频率. 但是, 在图 4(b) 中, 旁瓣的影响相当严重. 为了降低旁瓣的影响, 使用稀疏信号分解方法对采用稀疏线性调频步进信号时的情况进行成像处理, 得到的成像结果和图 3(d) 相同, 这里不再重复地给出. 对比图 4(a), (b) 和 (d), 可以看出稀疏线性调频步进信号可以提高线性调频步进信号的等效重复频率, 有效地去除方位模糊现象, 并且采用基于稀疏信号分解的方法可以极大地抑制了图像的旁瓣, 得到较为清晰的目标图像.

由于在实际应用中测量结果不可避免地会受到噪声的影响, 我们也对不同信噪比的情况进行了进一步地仿真, 使用的仿真参数和图 4 使用的相同, 图 5(a)—(d) 分别为距离压缩后 SNR 为 10 dB, 0 dB, -10 dB 和 -20 dB 时采用稀疏信号分解方法的成像结果. 从图中可以看出, 随着 SNR 的减小, 图像受噪声的影响越来越大, 在 SNR 等于 0 dB 时, 图像中可以看到很多比较小的噪声, 当 SNR 等于 -10 dB 时, 图像中的 3 个强散射点仍然可以清晰分辨, 而另外 2 个弱散射点无法分辨, 在 SNR 等于 -20 dB 时, 图像已经完全由噪声决定, 信号已经淹没在噪声中, 无法分辨出来. 所以算法要求回波的信噪比最好能大于 0 dB.

表 1 散射点的特性

Table 1 Scatterer properties

Point	Range (m)	Cross range (m)	Amplitude (dB)
1	-1	-1	0
2	-1	0	-10
3	0	0	0
4	1	0	-10
5	1	1	0

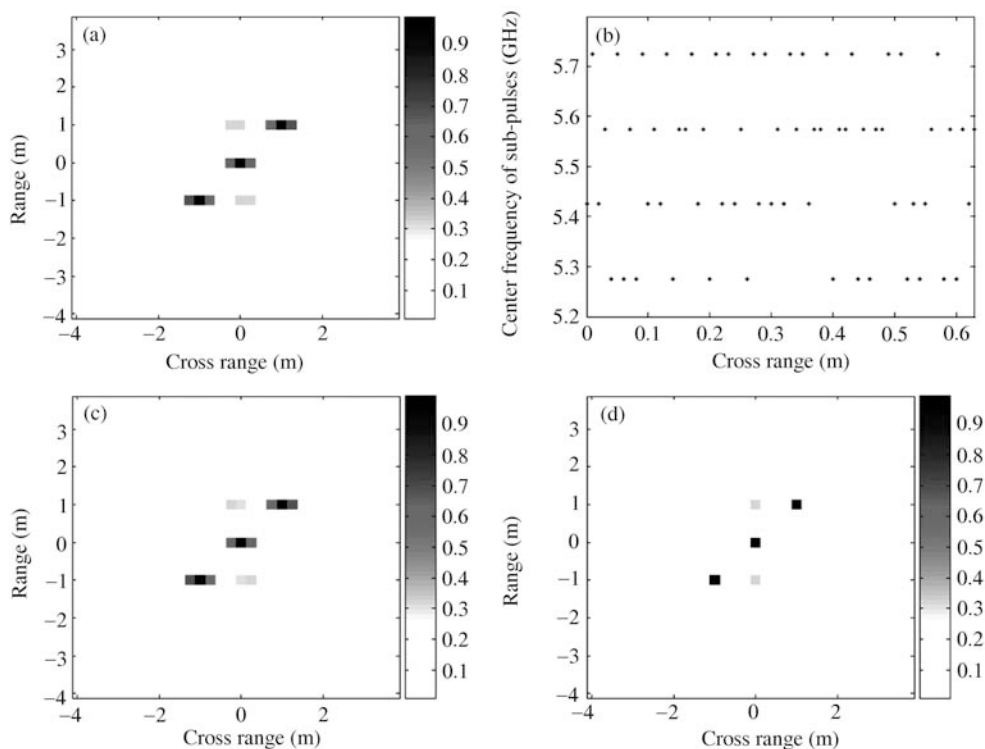


图 3 本文方法和传统的 MF 方法成像结果对比

Figure 3 Comparison of the conventional MF and the proposed method in imaging results

(a) Image by MF with FS chirp signal; (b) changes of center frequencies of sub-pulses; (c) image by MF with sparse FS chirp; (d) image by the proposed method

为了更好地验证本文方法, 对 Yak-42 飞机的实测数据也进行了处理并给出结果. 雷达的中心频率为 10 GHz, 信号带宽为 400 MHz, 距离分辨率为 0.375 m, 距离压缩后, 距离向的点数取为 100, 雷达的脉冲重复频率是 25 Hz, 总共使用 25 个脉冲, 总的成像时间为 1 s. 在距离压缩、包络对齐和自聚焦后, 由常规的 MF 算法得到的成像结果如图 6(a) 所示. 为了使用稀疏线性调频步进信号进行 ISAR 成像, 在距离频域把雷达回波信号分成 4 个频段, 等效于雷达同时发射步进数为 4 的线性调频步进信号, 每个子脉冲的信号带宽为 100 MHz, 步进量为 100 MHz, 然后对雷达回波在距离频域方位慢时间域进行抽取, 即进行稀疏化处理以形成稀疏 FS 信号, 选择矩阵如图 6(b) 所示, 其中黑色 (为 1) 是选中的频段. 对选择后的稀疏 FS 信号进行处理, 采用 MF 算法和本文方法的成像结果分别为图 6(c) 和 (d).

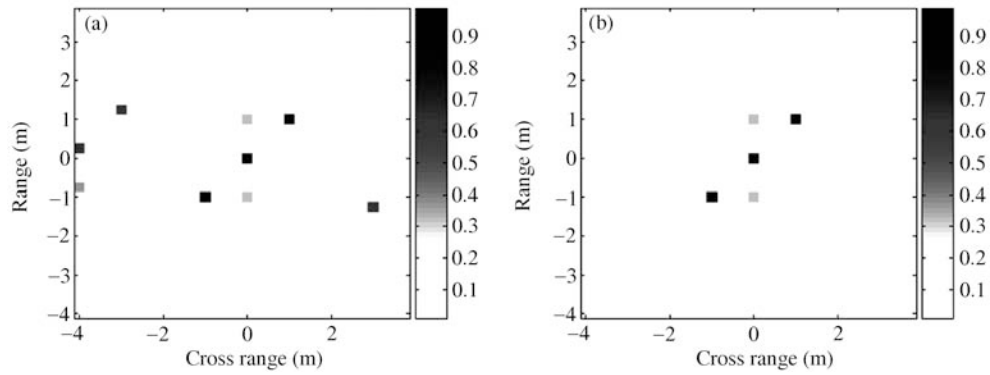


图 4 存在 Doppler 模糊时的仿真结果对比

Figure 4 Comparison of the simulation results with Doppler ambiguity

(a) Image by MF with FS chirp signal; (b) image by MF with sparse FS chirp signal

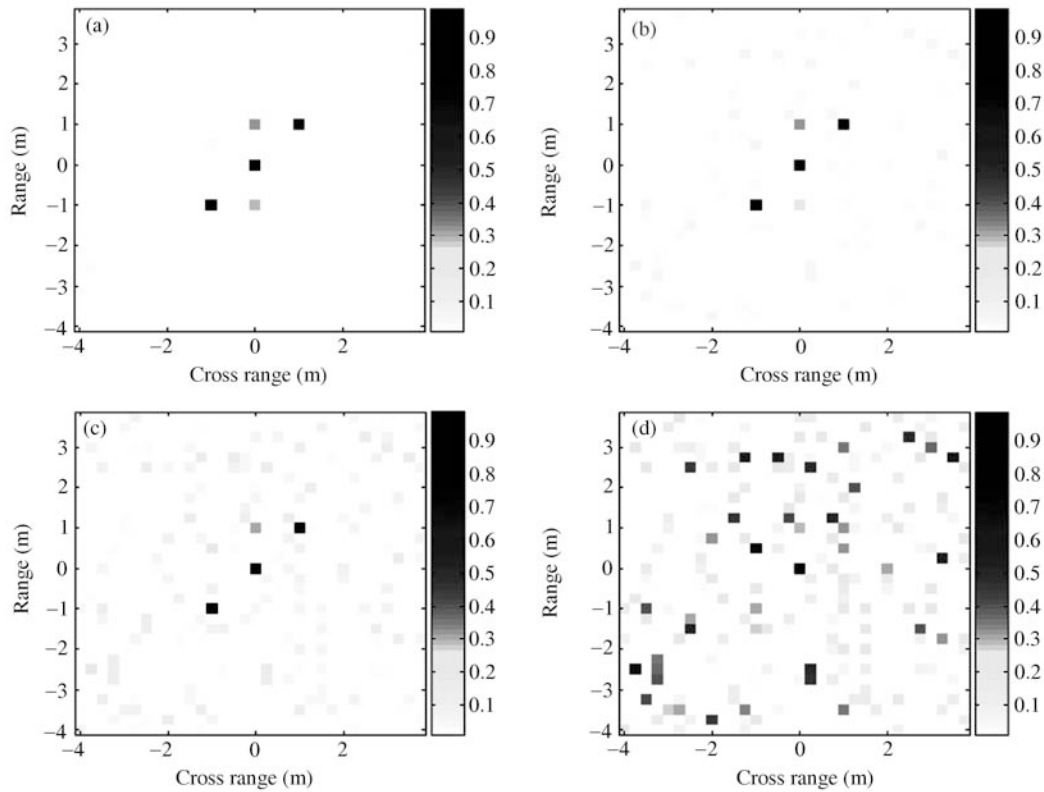


图 5 不同信噪比时的成像结果对比

Figure 5 Comparison of the results of different SNRs

(a) SNR is 10 dB; (b) SNR is 0 dB; (c) SNR is -10 dB; (d) SNR is -20 dB

其中, 图 6(a), (c) 和 (d) 都是分贝图. 从图上可以看出, 对于稀疏 FS 信号, 由于信号缺失, 传统的 MF 方法旁瓣太高, 图像判读困难, 而本文方法的成像结果则能够反映出较强散射点的位置.

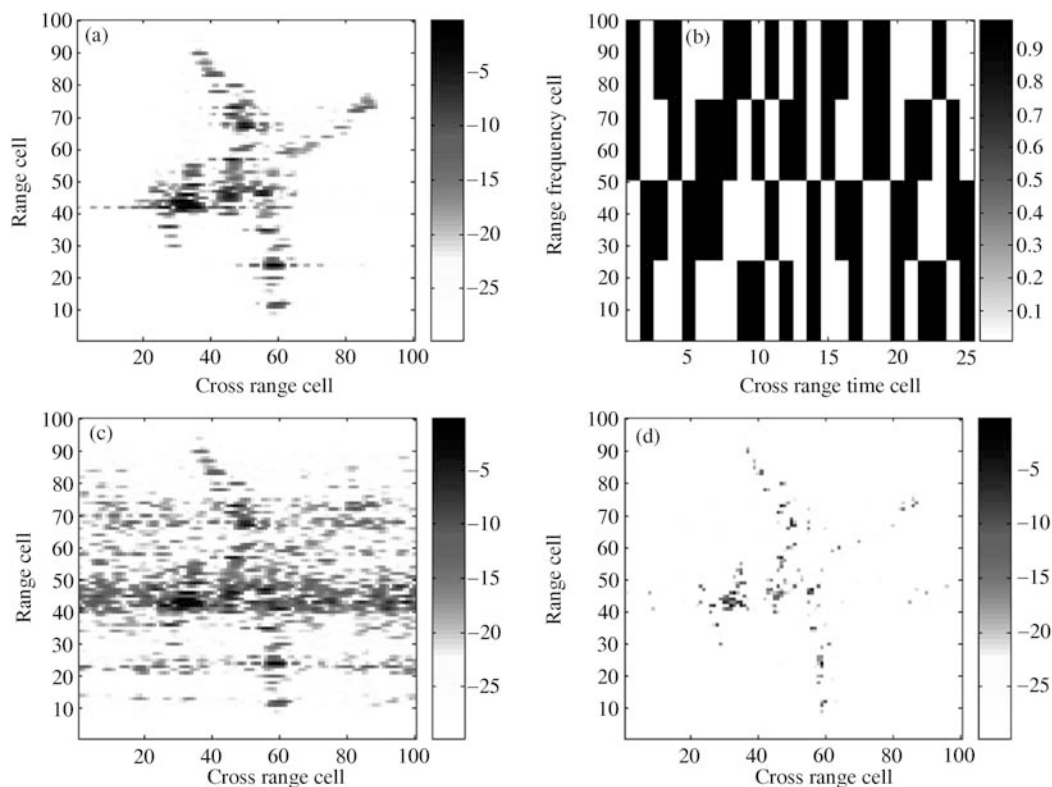


图 6 Yak-42 飞机实测数据成像结果

Figure 6 Real data results of the MF and the proposed method

(a) Result of MF with full measurements; (b) center frequency of sub-pulses; (c) result of MF with sparse FS chirp signal; (d) result of the proposed method

5 结论

针对线性调频步进信号的容易产生 Doppler 模糊的缺点, 本文提出了一种基于稀疏线性调频步进信号的 ISAR 成像方法, 通过发射稀疏线性调频步进信号, 然后采用稀疏信号分解的方法进行图像重建, 可以得到较为清晰的反映目标散射点相对位置的 ISAR 图像, 因此可提高雷达对目标的信息获取能力, 有利于目标识别. 本方法保留了线性调频步进信号雷达的优点, 如降低接收机瞬时带宽和采样频率的要求等, 同时又克服了线性调频步进信号等效重复频率较低易出现 Doppler 模糊的缺点. 该方法的一个缺点就是由于采用稀疏信号分解方法进行图像重建, 所以计算效率较低, 不过我们相信, 随着稀疏信号表示方面的进展和计算能力的提升, 这个问题将得到很好地解决.

参考文献

- 1 Chen C, Andrews H. Target motion induced radar imaging. IEEE Trans Aerosp Electron Syst, 1980, 16: 2-14
- 2 Li Y C, Xing M D, Zhang L, et al. Detection, parameter estimation and imaging of maneuvering target in wide-band signal. Sci China Ser-F Inf Sci, 2009, 52: 1015-1026

- 3 Long T, Mao E, He P. Analysis and processing of modulated frequency stepped radar signal. *Acta Electronica Sinica*, 1998, 26: 84–88 [龙腾, 毛二可, 何佩琨. 调频步进雷达信号分析与处理. *电子学报*, 1998, 26: 84–88]
- 4 Gao Z Z, Xing M D, Zhang S H, et al. ISAR imaging of high speed targets based on LMSF signal. *J Electron Inf Technol*, 2008, 30: 2813–2817 [高昭昭, 邢孟道, 张守宏, 等. 基于线性调频步进信号的高速目标 ISAR 成像. *电子与信息学报*, 2008, 30: 2813–2817]
- 5 Zhu F, Luo Y, Zhang Q, et al. ISAR imaging for avian species identification with frequency-stepped chirp signals. *IEEE Geosci Remote Sens Lett*, 2010, 7: 151–155
- 6 Mallat S, Zhang Z. Matching pursuit with time-frequency dictionaries. *IEEE Trans Signal Process*, 1993, 41: 3397–3415
- 7 Chen S, Donoho L, Saunders M. Atomic decomposition by basis pursuit. *SIAM Review*, 2001, 43: 129–159
- 8 Donoho L, Elad M, Temlyakov N. Stable recovery of sparse overcomplete representations in the presence of noise. *IEEE Trans Inf Theory*, 2006, 52: 6–18
- 9 Needell D, Vershynin R. Signal recovery from incomplete and inaccurate measurements via regularized orthogonal matching pursuit. *IEEE J Sel Top Signal Process*, 2010, 4: 310–316
- 10 Huang Q, Qu L, Wu B, et al. UWB through wall imaging based on compressive sensing. *IEEE Tran Geosci Remote Sens*, 2010, 48: 1408–1415
- 11 Tan X, Li J. Computationally efficient sparse bayesian learning via belief propagation. *IEEE Trans Signal Process*, 2010, 58: 2010–2021
- 12 Yeh C M, Xu J, Peng Y N, et al. Cross-range scaling for ISAR based on image rotation correlation. *IEEE Geosci Remote Sens Lett*, 2009, 6: 597–601
- 13 Sarvotham S, Baron D, Baraniuk R G. Measurements vs. bits: compressed sensing meets information theory. In: *Proceedings of 44th Annual Allerton Conference on Communication, Control and Computin*. Monticello, 2006. 1419–1423

ISAR imaging via sparse frequency-stepped chirp signal

WANG HongXian*, LIANG Yi, XING MengDao & ZHANG ShouHong

National Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China

*E-mail: hxwang@mail.xidian.edu.cn

Abstract Frequency-stepped chirp signal can simplify the designation of radar system. However, it has a shortcoming of Doppler ambiguity for high-speed moving targets. Therefore, it is of great significance to study how to increase its equivalent pulse repeat frequency. The back scattering field of the ISAR target has strong sparsity; that is to say, most energy is contributed merely by a few scattering centers. Hence, based on the theory of the sparse signal representation, a novel method for ISAR imaging via sparse frequency-stepped chirp signals is proposed by analyzing the signal model of the target. In the proposed method, part of sub-pulses of the frequency-stepped chirp signal is randomly selected to transmit, and then the 2D high-resolution image of the target can be constructed by sparse signal decomposition. At the cost of computational resources, the method can effectively resolve the problem of Doppler ambiguity, decrease the sidelobes and obtain a super-resolution image. Furthermore, the validity of the proposed approach is confirmed by the results of numerical simulations and real data.

Keywords inverse synthetic aperture radar (ISAR), radar imaging, sparse signal representation, frequency-stepped (FS)