

# 基于频域“CLEAN”Wigner-Ville 分布中交叉项的抑制<sup>1</sup>

邹虹 保铮

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

**摘要** 针对 ISAR 飞机成像中出现的多分量线性调频(chirp)信号, 该文提出一种基于频域“CLEAN”的信号分解方法, 将其分解成多个单分量 chirp 信号, 然后分别计算每个单分量的 Wigner-Ville 分布(WVD), 以此来抑制此多分量信号 WVD 中的交叉项。与已有的 chirp 信号分解方法相比, 该法减少了待估计参数的个数, 使得计算更加简单, 并能保证信号各分量正确的强度及时频变化特征。经过处理后的信号的 WVD, 保持了 WVD 高时频分辨率的特点, 而交叉项得到了很好的抑制。实验表明, 该方法应用于实测数据, 成像质量明显提高了。

**关键词** 时频分布, Wigner-Ville 分布, 交叉项, 瞬时频率, 解调频

**中图分类号** TN951, TN911.72

## 1 引言

在 ISAR 飞机成像中, 传统的成像方法是对回波数据的每一距离单元做傅立叶变换, 进而得到一幅距离-多普勒频率像。但是, 该方法的前提是目标的运动是平稳的。实际情况中, 飞机是机动飞行的, 由于其倾斜、翻转、摇摆等运动使目标各散射点的多普勒频率是时变的, 即目标各散射点信号是非平稳信号, 在许多情况下, 可以近似为具有不同持续时间长度、不同位置的 chirp 信号。对于这种非平稳信号, 可以利用时频分布, 如 Wigner-Ville 分布(WVD), 进行瞬时成像。但是, 多分量信号的 WVD 会出现严重的交叉项, 造成成像模糊。不难想象, 对于这种多分量信号, 如果能将其分解成为多个单分量, 然后再分别对每一单分量进行 WVD 分析, 就可以达到抑制交叉项的效果, 从而提高瞬时成像质量。

关于 chirp 信号分解, 已出现多种不同的方法, 如匹配搜索算法<sup>[1]</sup>, 自适应旋转投影分解法<sup>[2]</sup>等等。但由于待估计参数较多, 运算量都比较大。“CLEAN”<sup>[3]</sup>“RELAX”<sup>[4,5]</sup>等方法虽然也可以用来分解多分量 chirp 信号, 却对信号模型有严格的要求, 即各信号分量在整个处理时间内都要存在, 并有恒定幅度。这显然不符合实际情况。“CLEAN”的含义是指逐个“剔除”或“清理”出信号各分量, 并利用迭代来尽量保证每一分量估计的准确性。基于“CLEAN”的思想, 本文针对在 ISAR 成像中遇到的多分量 chirp 信号, 提出了一种新的信号分解方法——基于频域“CLEAN”。相应得到的 WVD 简称为 FC-WVD。在保证清晰的 WVD 时频分布图的同时, 减少了待估计参数量, 大大简化了运算。

## 2 信号模型

设待分析的信号是  $M$  个 chirp 信号之和:

$$s(t) = \sum_{k=1}^M s_k(t) = \sum_{k=1}^M A_k \text{rect} \left( \frac{t-t_k}{T_k} \right) \exp \left\{ j \left[ \frac{1}{2} m_k (t-t_k)^2 + \omega_k (t-t_k) + \varphi_k \right] \right\} \quad (1)$$

其中  $A_k$ ,  $m_k$ ,  $\omega_k$ ,  $\varphi_k$ ,  $t_k$  及  $T_k$  分别是第  $k$  个信号的恒定幅度, 调频斜率, 初始频率, 初相, 信号出现的中间时刻及持续时间长度, 而

$$\text{rect} \left( \frac{t-t_k}{T_k} \right) = \begin{cases} 1, & |t-t_k| \leq T_k/2 \\ 0, & |t-t_k| > T_k/2 \end{cases}$$

<sup>1</sup> 1999-10-19 收到, 2000-04-28 定稿

### 3 基于频域“CLEAN”的多分量 chirp 信号分解方法

#### 3.1 基于频域“CLEAN”解调频

对于 (1) 式所表示的信号, 调频斜率是使其参数估计复杂的一个原因, 因此, 这里首先利用解调频估计信号的调频斜率。解调频可以表示为

$$DR(m, \omega) = \int s(t)e^{-jmt^2/2}e^{-j\omega t} dt \quad (2)$$

即当  $m, \omega$  与任意一组  $(m_k, \omega_k)$  相匹配时, 在  $(m, \omega)$  处出现尖峰。

由于强信号压制弱信号, 直接搜索  $(m, \omega)$  平面所有尖峰会降低弱信号频率参数的估计精度。为此, 仿照“CLEAN”的方法, 首先估计在  $(m, \omega)$  平面具有最强峰值的信号的调频率, 并将此分量从原信号中消去, 然后在剩余分量中继续估计次强分量。由强到弱, 依次估计。要注意的是, 由于信号持续时间长度对其谱峰峰值的影响, 在  $(m, \omega)$  平面具有最大峰值并不代表该信号分量最强。

如何消去已估计到调频率的信号分量呢? 假设在  $(\hat{m}_1, \hat{\omega}_1)$  处有最大峰值, 此参数与  $s_1(t)$  对应。对  $s(t)$  乘以一线性调频因子  $e^{-j\hat{m}_1 t^2/2}$  得:  $y(t) = s(t)e^{-j\hat{m}_1 t^2/2}$ , 则只有  $s_1(t)$  变成一个正弦(或近似正弦)信号, 在频域上呈现一个窄谱, 谱峰的宽度、强度及相位体现了  $s_1(t)$  所有的信息, 即信号持续时间长度及中间时刻。而其它分量都是散开的宽谱。这时, 设计匹配于此正弦信号的带通滤波器将其主要谱分量滤出, 再乘以调频因子  $e^{-j\hat{m}_1 t^2/2}$ , 可将  $s_1(t)$  恢复出来。从  $s(t)$  中减去  $s_1(t)$ , 就可得到滤除  $s_1(t)$  后的剩余信号分量。

#### 3.2 带通滤波器的设计

匹配于第  $k$  个正弦信号的带通滤波器, 在频域上设计为下列的高斯型函数

$$H_k(\omega) = \exp\left\{-\frac{(\omega - \hat{\omega}_k)^2}{\alpha^2}\right\} \quad (3)$$

其中  $\hat{\omega}_k$  是对该信号分量的频率估计值,  $\alpha$  控制滤波器的带宽。

高斯函数有一个突出的优点: 它有很高的时频分辨率, 其时间带宽积达到不确定性原理中给出的下界。根据 WVD 的性质, 两个信号在时域相卷积后的 WVD, 是这两个信号的 WVD 在时域上卷积的结果。选用高斯型滤波器, 可以减小信号与滤波器卷积后在时频平面上的展宽程度。

经带通滤波器滤出的第  $k$  个信号表示为

$$Y_k(\omega) = RY_{k-1}(\omega)H_k(\omega) \quad (4)$$

其中

$$RY_{k-1}(\omega) = Y(\omega) - \sum_{i=1}^{k-1} Y_i(\omega) \quad (5)$$

它是在估计并取出了前  $k-1$  个信号后剩余的信号分量。当  $k=1$  时,  $RY_0(\omega) = Y(\omega)$ 。

$\alpha$  决定了带通滤波器的带宽, 它应该保证滤波器有合适的带宽以取出相应信号的主要谱分量, 同时避免引入其它信号分量形成干扰。 $\alpha$  的估计方法如下:

设已经估计到正弦信号  $y_k(t)$  的频率  $\hat{\omega}_k$ ,  $\alpha_j (j=1, 2, 3, \dots, l)$  是预先为  $\alpha$  选定的  $l$  个不同的值, 则相应于该  $\hat{\omega}_k$  可有  $l$  个不同的带通滤波器:  $H_{k,j}(\omega) = \exp\left\{-\frac{(\omega - \hat{\omega}_k)^2}{\alpha_j^2}\right\}$ 。

$$R_{k,j}(\alpha) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \frac{d}{d\omega} [H_{k,j}(\omega)|Y(\omega)] d\omega \right| \quad (6)$$

选择适当的门限  $\eta$ , 令

$$\bar{\alpha}_\eta = \{\alpha = \alpha_j, j = 1, 2, \dots, l | R_{k,j}(\alpha) < \eta\} \quad (7)$$

$\bar{\alpha}_\eta$  包含了  $\{\alpha_j, j = 1, 2, 3, \dots, l\}$  中所有使  $R_{k,j}(\alpha) < \eta$  成立的值。那么, 就可以得到最佳的  $\alpha$  及带通滤波器

$$\alpha_{\text{opt}} = \max_{\alpha}(\bar{\alpha}_\eta), \quad H_k(\omega) = \exp\left\{-\frac{(\omega - \hat{\omega}_k)^2}{\alpha_{\text{opt}}^2}\right\} \quad (8)$$

(6) 式是根据正弦信号频谱的对称性而设定的。以正弦信号  $Y_k(\omega)$  为例,  $|Y_k(\omega)|$  及  $H_k(\omega) = \exp\left\{-\frac{(\omega - \hat{\omega}_k)^2}{\alpha^2}\right\}$  是分别以  $\omega = \omega_k, \omega = \hat{\omega}_k$  为偶对称的。当  $\hat{\omega}_k = \omega_k$  时,  $|Y_k(\omega)|H_k(\omega)$  关于  $\omega = \omega_k$  对称。因此, 如果  $Y(\omega)$  中只包含  $Y_k(\omega)$ , 则  $R_{k,j}(\alpha) = 0$ 。当  $Y(\omega)$  中还存在其它多个信号分量时,  $|Y(\omega)|H_k(\omega)$  不再满足关于  $\omega = \omega_k$  对称。随着  $\alpha$  的增大, (6) 式值逐渐增大。反之,  $\alpha$  越小, (6) 式值越小, 当  $\alpha$  减小到使  $|Y(\omega)|H_k(\omega)$  中只包含一个  $Y_k(\omega)$  时, (6) 式就又趋向于零。因此, 可以改变  $\alpha$ , 根据  $R(\alpha)$  的变化情况, 来选取与相应信号的谱宽最匹配的  $\alpha$  值。

$\eta$  的大小决定了带通滤波器带宽的大小, 它需要根据实际情况来定。譬如, 当噪声很强或信号分量数比较多时,  $\eta$  可以取小一些, 以抑制噪声或减少信号分量之间的干扰。

### 3.3 基于频域“CLEAN”抑制 Winger-Ville 分布中交叉项的方法步骤

下面说明基于频域“CLEAN”抑制交叉项的具体步骤:

第 1 步 设  $i = 1$ , 即假设只有一个信号。令  $rs_0(t) = s(t)$ 。

(1) 对  $rs_{i-1}(t)$  解调频, 确定  $(m, \omega)$  平面最大的谱峰对应的调频斜率:

$$(\hat{m}_i, \hat{\omega}_i) = \arg \max_{m, \omega} (|DR(m, \omega)|)$$

(2) 令  $Y_{s,i-1}(\omega) = \text{FFT}\{rs_{i-1}(t)e^{-j\hat{m}_i t^2/2}\}$ 。

(3) 利用  $Y_{s,i-1}(\omega)$  按照 (6)~(8) 式设计相应于  $\hat{\omega}_i$  的带通滤波器  $H_i(\omega)$ 。

(4) 按照 (4) 式得到滤波后的  $Y_i(\omega) = Y_{s,i-1}(\omega)H_i(\omega)$ ; 按照 (5) 式, 得到去掉  $Y_i(\omega)$  后的剩余量  $RY_i(\omega) = Y_{s,i-1}(\omega) - Y_i(\omega)$ 。

(5) 恢复信号:  $\hat{s}_i(t) = \text{IFFT}\{Y_i(\omega)\}e^{j\hat{m}_i t^2/2}$  以及剩余信号分量:

$$rs_i(t) = \text{IFFT}\{RY_i(\omega)\}e^{j\hat{m}_i t^2/2}$$

令  $i = i + 1$ , 重复上述 (1)~(5), 直到  $i = M$ , 或者直到剩余信号能量小于某一给定的能量门限  $\eta_e$ :  $E_{RS} = \int_{-\infty}^{+\infty} |RS_i(\omega)|^2 d\omega < \eta_e$ 。

第 2 步 利用得  $\hat{s}_k(t)$  ( $k = 1, 2, \dots, M$ ) 得  $s(t)$  的 WVD:  $\text{WVD}(t, \omega, s) = \sum_{k=1}^M \text{WVD}(t, \omega, \hat{s}_k)$  其中  $\text{WVD}(t, \omega, \hat{s}_k) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{s}_k(t + \tau/2)\hat{s}_k^*(t - \tau/2)e^{-j\omega\tau} d\tau$  是 Wigner-Ville 分布。

## 4 讨 论

估计参数的目的, 无非是希望完整地得到每一个信号分量。但是对于 (1) 式中的 chirp 信号, 如果按照文献 [1, 2] 的方法, 则所需估计的参数多达 6 个。而按照文献 [3-5] 的做法, 则有可能造成很大的估计误差, 产生假分量。基于频域“CLEAN”的信号分解法, 仍然是希望尽可能恢复每一个信号分量。但由于利用了频域滤波以及傅里叶变换, 因而避免了对每一分量幅度、初相以及中间时刻估计的需要。实际上要估计的参数只有  $m_k, \omega_k$  及  $T_k$  (即谱的宽度)。另外,

由于滤波的目的是为了取出相应信号的主频率分量, 该信号的持续时间长度, 即其谱宽, 并不需要精确估计。上述的做法, 主要是针对 ISAR 成像的需要, 即提取各散射点的瞬时频率。而且, 它并不要求得到分析信号符合严格的信号模型。利用频域“CLEAN”虽然会损失信号的一部分能量, 但它保持了各散射点之间相对的强弱关系。因此, 该方法很适合于强调瞬时频率的应用领域。

该方法的关键之一是解调频的精确度。因为如果解调频不够完全, 在频域上不会出现窄谱, 那么滤波也就无从进行了。实际上, 采用先粗后精的搜索方法来估计  $m$ , 其估计精度已足以满足实际的需要<sup>[4,5]</sup>。

(1) 式中给出的信号, 其包络是矩形的。事实上, 根据频域“CLEAN”的信号分解方法, 信号包络还可以是其它以  $t = t_k$  为对称的缓变函数, 如高斯函数。因而, 该方法也适用于文献 [2] 中提到的信号类型。

## 5 实验结果

以一实测 ISAR 飞机回波数据为例, 该数据共有 128 个距离单元, 每个距离单元 256 点。为了说明基于频域“CLEAN”分解法抑制 WVD 交叉项的效果, 首先给出第 84 个距离单元数据的 FC-WVD 结果。为便于比较, 同时还给出了该数据相应的谱图以及平滑的伪 WVD (SPWVD) 时频分析结果。由图 1(a), 1(b), 1(c) 可以看到, FC-WVD 能更清晰地显示该距离单元信号的瞬时频率信息, 并保持了较高的时频分辨率。

图 1 中横坐标表示的是时间信息。如果以单元数来表示时间, 图 2(b), 图 2(c) 分别绘出了在第 80 及 150 单元时刻目标的成像结果。图 2(a) 是用傅里叶变换成像的结果。由图 1 可见, 该目标散射点的瞬时频率是时变的, 在不同的时刻, 其瞬时频率差别很大。仍采用傅里叶变换来进行成像, 无法反映目标飞机在不同时刻的机动变化。而采用时频分析来提取目标散射点瞬时频率信息, 能够很清晰地表明目标的机动趋势。图 2(b), 图 2(c) 说明, 从第 80 到 150 单元时刻, 飞机逆时针旋转了一定角度。

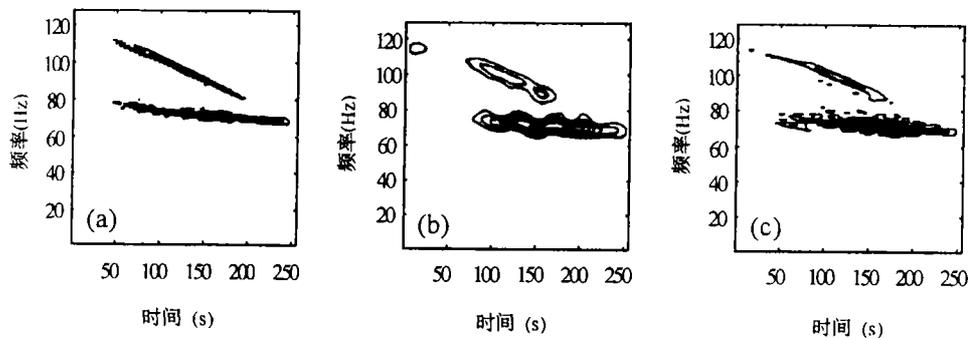


图 1 第 84 距离单元数据的时频分布图

## 6 结论

利用时频分布进行 ISAR 成像的关键之一, 就是正确提取各散射点的瞬时频率。因而, 抑制时频分布中由多分量产生的交叉项尤为重要。FC-WVD 采用频域“CLEAN”分解多分量信号以避免交叉项, 实质上, 是设计与信号中每一单分量信号相匹配的滤波器并对其滤波的过程。滤波器的设计仍要涉及到估计各分量的参数。但与已有的信号分解方法相比, 采用频域“CLEAN”, 大大减少了待估计参数的数目, 简化了计算。这一优点, 当信号各分量在时域上有不同的持续长度及存在位置时, 尤为突出。因此也更符合实际 ISAR 成像应用的需要。实验结果表明, 利

用 FC-WVD, 可以较好地抑制 WVD 中的交叉项, 同时保持 WVD 高时频分辨率的特点。将其应用于实际成像, 提高了成像质量, 并能更清晰地表明目标的机动特征。

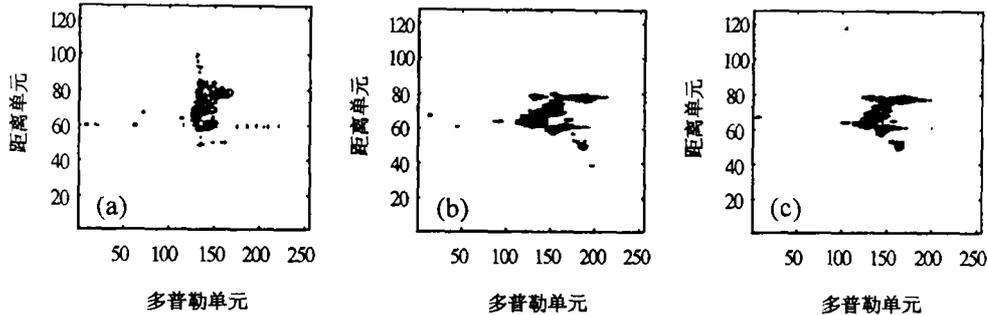


图 2 成像结果 (a)FFT, (b) FC-WVD(第 80 时间单元), (c)FC-WVD(第 150 时间单元)

### 参 考 文 献

- [1] Stephane G. Mallat, Zhefeng Zhang, Matching pursuits with time-frequency dictionaries, IEEE Trans. on SP, 1993, SP-41(12), 3397-3415.
- [2] 殷勤业, 倪志芳, 自适应旋转投影分解法, 电子学报, 1997, 25(4), 52-59.
- [3] Peter T. Gough, A fast spectral estimation algorithm based on the FFT, IEEE Trans. on SP, 1994, SP-42(6), 1317-1322.
- [4] J. Li, P. Stoica, Efficient mixed-spectrum estimation with applications to target feature extraction, IEEE Trans. on SP, 1996, SP-44(2), 281-295.
- [5] C. Sun, Z. Bao, SAR motion through resolution cell compensation and feature extraction by a RELAX-based algorithm, Proc. of SPIE on Algorithm for Synthetic Aperture Radar Imagery VI, Orlando, Florida, April, 1999, 3721, 58-69.

## CROSSTERM SUPPRESSION IN WIGNER-VILLE DISTRIBUTION BASED ON “CLEAN” IN FREQUENCY DOMAIN

Zou Hong      Bao Zheng

(Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract** With respect to multicomponent chirp signals appeared in ISAR imaging, a new signal decomposition method based on “CLEAN” in frequency domain is proposed to suppress crossterms in Wigner-Ville Distribution (WVD), in which the multicomponents are first decomposed and then WVD of each decomposed one is computed. Compared with other chirp decomposition method available, the method presented here not only reduces the number of parameters to be estimated, which simplifies the computation, but also keeps the correct signal features. As shown in the experiment, a clearer time-frequency distribution with high time frequency resolution and greatly suppressed crossterms can be obtained, and the ISAR imaging quality is improved greatly.

**Key words** Time-Frequency Distribution(TFD), Wigner-Ville Distribution(WVD), Crossterm, Instantaneous frequency, Dechirping

邹 虹: 女, 1971 年生, 博士研究生, 现主要从事时频分析, 谱估计, 参数估计方面的研究及应用。

保 铮: 男, 1927 年生, 教授, 博士生导师, 中科院院士, 主要从事雷达系统及雷达信号处理等领域的研究。