

硕士学位论文

基于时频分布的多分量信号
提取与重建技术研究

**RESEARCH ON MULTI-COMPONENT
SIGNAL EXTRACTION AND
RECONSTRUCTION BASED ON TIME -
FREQUENCY DISTRIBUTION**

何 亮

哈尔滨工业大学

2017 年 6 月

国内图书分类号：TN971.1

学校代码：10213

国际图书分类号：621.3

密级：公开

工学硕士学位论文

基于时频分布的多分量信号 提取与重建技术研究

硕 士 研 究 生：何 亮

导 师：赵雅琴 教授

申 请 学 位：工学硕士

学 科：信息与通信工程

所 在 单 位：电子与信息工程学院

答 辩 日 期：2017 年 6 月

授予学位单位：哈尔滨工业大学

Classified Index: TN971.1

U.D.C: 621.3

Dissertation for the Master Degree in Engineering

RESEARCH ON MULTI-COMPONENT SIGNAL EXTRACTION AND RECONSTRUCTION BASED ON TIME- FREQUENCY DISTRIBUTION

Candidate:	He Liang
Supervisor:	Prof. Zhao Yaqin
Academic Degree Applied for:	Master of Engineering
Speciality:	Information and Communication Engineering
Affiliation:	School of Electronics and Information Engineering
Date of Defence:	June, 2017
Degree-Conferring-Institution:	Harbin Institute of Technology

摘 要

随着战场电磁环境的日趋复杂，战场中截获到的雷达信号也日益繁杂，不仅调制种类繁多，而且叠加进入接收机的分量个数也在加剧。在复杂的截获信号中得到各分量的类型和参数，进而对各辐射源进行正确识别和高效干扰是制定战略决策的重要因素。要正确的分析截获的多分量雷达信号，将其包含的分量提取和重建是一个不可避免的过程，本文重点基于信号的时频分布特征对多分量信号的提取和重建技术进行探讨。

首先，总结了常见雷达信号类型的时频特征和稀疏特征，并进一步研究了多分量雷达信号在时频分布中存在的规律。研究发现计算时频分布时不可避免的需要干扰项抑制和信号项模糊之间均衡选择，因此引入自适应方向核的二次时频分布。该时频分布根据信号项和干扰项在模糊域的特征，通过自适应选择模糊域方向核，在干扰项抑制和信号项模糊之间达到较为理想的均衡。

然后，为了获取信号的分量结构研究了信号的瞬时频率估计算法，研究发现已有算法不适用于存在交叉分量的信号，因此引入了梯度旋转方法来增强时频分布图像，并提出了基于端点梯度的片段连接和拟合算法，不仅消除分量瞬时频率跟踪错误，也降低了估计误差。

最后，在瞬时频率估计的基础上采用时变滤波方法提取和重建各个分量信号，分析发现时变滤波在分量交叉处存在较大的畸变，因此引入幅度校正算法并提出基于时变阶的短时分数阶傅立叶变换时变滤波算法。所提算法大幅度的提升了信号提取和重建的准确性，特别是针对非线性调频信号的提取和重建。

论文针对多分量信号时频分析中存在交叉项干扰与信号项模糊相矛盾问题，引入了自适应方向核的时频分布算法获得了较理想的时频分布图像。进一步在该图像上使用旋转梯度增强和瞬时频率连接拟合算法，取出了各分量的瞬时频率。最后采用基于时变阶的短时分数阶傅立叶变换的时变滤波算法，提取并重建出各个分量的时域波形。将信号的提取和重建分解为信号建模、时频分析、瞬时频率提取和时变滤波四个步骤进行，形成了一套完整有效的多分量雷达信号提取和重建的方案。

关键词：时频分析；信号分离；时变滤波；短时分数阶傅里叶变换；瞬时频率

Abstract

With the increasingly complex electromagnetic environment in the battlefield, the intercepted radar signal is increasingly complicated. The complexity is reflected in the superimposed components which is modulated differently. To obtain the type and parameters of each component in the complex signals is the key factor of correct identification and efficient interference to each radiation source in strategic decision. To correctly analyze the intercepted multi-component radar signal, component extraction and reconstruction it is inevitable processes. This paper focuses on the extraction and reconstruction of multi-component signals based on the time-frequency representation (TFR) of signals.

Firstly, the time-frequency characteristics and sparse characteristics of radar signals are summarized. In addition, the laws of time-frequency analysis of multi-component radar signals is carried out. The inevitable balance between the interference suppression and signal fuzzification in the time-frequency analysis is found. Thus the adaptive direction quadratic TFR is introduced by adaptively selecting the optimal ambiguity domain direction kernel, the ideal equilibrium is achieved between interference suppression and signal fuzzification.

Secondly, in order to obtain the component structure of the signal, the instantaneous frequency (IF) estimation algorithm of the signal is studied. It is found that the existing algorithms may be wrong when the cross component exists. Therefore, the gradient rotation method is introduced to enhance the TFR image, and then a connection method based on endpoint gradient and curve fitting is proposed. Not only the IF tracking error of the component is eliminated, But also the estimation error is reduced.

Finally, based on the estimated IF, the time-varying filtering method is used to separate and reconstruct the individual component. It is found that the time-varying filtering has large distortion at the intersection of the components. Therefore, the amplitude correction algorithm is introduced and a time-varying filtering algorithm based on time-varying order Short-time Fractional Fourier Transform is proposed. The proposed algorithm significantly improves the signal separation and reconstruction performance, especially for the nonlinear frequency modulated signal.

In this paper, the adaptive direction TFR algorithm is obtained to deal with the contradiction between cross-term interference and signal-term ambiguity, which achieved a relatively ideal TFR. Then the enhancement algorithm based on rotated gradient and segment connection followed with curve-fitting are proposed to overcome the track error of IF estimation. Finally, a time-varying order Fractional Fourier Transform based time-varying filtering algorithm is proposed to reconstruct the time domain waveform. This paper decomposes the signal separation and reconstruction into four steps: signal modeling, time-frequency analysis, IF extraction and time-varying filtering, which constitutes a complete and effective multi-component radar signal separation and reconstruction scheme.

Keywords: time-frequency analysis, signal decomposition, time-varying filtering, short-time fractional fourier transform, instantaneous frequency

目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	II
第 1 章 绪 论	1
1.1 课题来源及研究的背景和意义.....	1
1.2 国内外研究现状及分析.....	2
1.2.1 非平稳信号的时频分析方法研究现状	2
1.2.2 瞬时频率估计方法研究现状	4
1.2.3 多分量信号的提取和重建方法研究现状	6
1.3 本文主要研究内容.....	8
第 2 章 多分量雷达信号建模及分析	10
2.1 引言.....	10
2.2 多分量雷达信号产生原因.....	10
2.3 多分量雷达信号数学模型.....	11
2.3.1 解析信号及其性质	11
2.3.2 线性调频信号及其性质	12
2.3.3 正弦调频信号及其性质	15
2.4 多分量信号的时频特征及其分析.....	17
2.5 本章小结.....	20
第 3 章 雷达信号时频分析算法研究	21
3.1 引言.....	21
3.2 二次时频分布及其模糊和交叉项问题分析.....	21
3.2.1 频谱图和维格纳分布的关系及改进	21
3.2.2 交叉项分析及二次时频分布设计方法	23
3.2.3 二次时频分布的性能评价指标	29
3.3 自适应角度二次时频分布算法.....	29
3.4 二次时频分布算法性能仿真.....	32
3.5 本章小结.....	34
第 4 章 多分量雷达信号瞬时频率估计算法研究	35
4.1 引言.....	35

4.2 现有多分量信号瞬时频率估计算法分析.....	35
4.3 多分量信号瞬时频率估计算法改进技术.....	38
4.3.1 信号时频分布的旋转梯度增强技术	38
4.3.2 瞬时频率片段的连接算法	41
4.4 多分量信号瞬时频率估计算法性能对比.....	44
4.5 本章小结.....	45
第 5 章 多分量雷达信号提取和重建技术研究	46
5.1 引言.....	46
5.2 基于短时傅立叶变换的自适应时变滤波.....	46
5.3 基于短时分数阶傅立叶变换的时变滤波.....	49
5.3.1 短时傅立叶变换时变滤波的缺陷分析	49
5.3.2 基于短时分数阶傅立叶变换的自适应时变滤波	54
5.4 信号提取和重建算法性能对比.....	57
5.5 本章小结.....	61
结 论	62
参考文献	64
攻读硕士学位期间发表的论文及其他成果	71
哈尔滨工业大学学位论文原创性声明和使用权限.....	72
致 谢	73

第1章 绪 论

1.1 课题来源及研究的背景和意义

由于电子技术的高速发展，电子技术在军事领域的应用也越来越广泛，在军事战争中，电子战已经升级为继“陆、海、空、天”战之后的下一维战场，逐渐成为直接攻防的重要技术手段，其综合实力对军事战争的胜负产生着致命的影响。电子战通常包括电子对抗和反对抗两个方面，电子干扰则是电子对抗的重要手段，其目的是破坏或削弱敌方所用的各种电子设备或系统。有效的电磁干扰具备通信联络、战场侦察、兵器控制和作战指挥多种能力，为提高己方舰艇、飞机的生存能力进而掩藏己方企图制造绝佳机会。电子干扰的性能是制定战争策略时至关重要的因素，甚至对整个战争的胜负产生决定性的影响。

不同于早期，目前战争场景下电磁环境发生了巨大变化，先进军事装备发出的电磁波除了频带宽外，还具有强度和密度都很高的特点，使得战场的电磁环境变得更加复杂，截获的雷达信号中可能包含几百个辐射源信号，这些辐射源包括己方装备或者敌方装备。在这种环境下，传统的压制性干扰和欺骗性干扰中采用的转发式干扰的针对性很差，且可能会干扰己方电子装备的性能。战场环境下截获的通常都是多个雷达发射信号的叠加，且受到强噪声的干扰，因此如何针对特定目标雷达产生的信号进行提取和重建，进而实现有效的欺骗性干扰成为了一个棘手的问题，也是一个亟需解决的问题，而信号提取和重建正是针对这个问题的一种解决方案。

雷达信号的提取和重建问题牵扯到整个雷达信号处理体系的研究，包括雷达信号的检测、特征提取以及信号重建等，其中信号的提取和重建问题是从采样的带噪声多分量雷达信号中恢复出各个分量的雷达时域信号，信号重建的质量直接关系到对目标的干扰效果乃至战略的制定。而由于截获的信号在参数测量、特征提取等信号处理结果中势必存在一定的误差，如何在有限的先验知识和有误差的信号处理基础上提取并重建出原始各个分量信号是本次课题的主要研究内容，本文主要是针对频率调制（Frequency Modulation, FM）的非平稳雷达信号。

综上，多分量雷达信号中的分量提取和重建有着巨大的战略意义，对截获信号的各个分量进行提取和重建后，不仅可以针对性的干扰某些雷达目标，而且可以使各个分量的信噪比达到最高进而产生更加有效的干扰。因此对多分量

信号的提取和重建技术，不仅解决了传统干扰方法的局限性，还提高了复杂战场环境下欺骗式干扰的灵活性和有效性。同时，该技术还可以用于通信领域的信号分离，例如针对复杂通信环境下的指定信号分量提取，甚至可以提出一种新的基于调制复用的通信体制来提高通信的有效性。

1.2 国内外研究现状及分析

1.2.1 非平稳信号的时频分析方法研究现状

在战场环境中，实际截获的雷达信号几乎都是多分量非平稳的信号，其各分量的频率随时间变化。针对非平稳信号的研究，文献[1]讨论了非平稳信号瞬时频率（Instantaneous Frequency, IF）的物理意义，并明确了单分量、多分量信号和瞬时带宽等相关概念。此后非平稳信号分析问题获得了相当广泛的研究，特别是在军事领域，而对雷达信号的处理目标又主要集中在电子对抗领域，主要包括参数估计和目标干扰等^[2]。非平稳信号分析的一个核心问题就是在有限采样数据下精确跟踪信号的 IF 特征，文献[3]总结和对比了在白噪声下很多经典的时频分析方法，包括相位差分方法及其平滑改进、自适应频率估计例如锁相环、时频分布峰值检测以及相位多项式相关方法，实验结果表明，对于单分量非平稳信号，基于时频分析的谱峰估计方法和最大似然算法的 IF 估计较为准确。文献[4]进一步提出了一种自适应时域窗长度的 IF 估计算法，通过自适应的改变时域滑窗的长度，可以在多分量情况下估计出高精度的 IF。文献[5]提出了一种基于自适应信号子空间分解下参数自适应时频分布的峰值检测瞬时频率估计方法。文献[6,7]在强噪声环境下使用维格纳分布（Wigner-Ville Distribution, WVD）进行 IF 的提取，前者基于 WVD 极大值和维特比算法递归连线进行非参数化 IF 估计，后者指出所提算法可以适用于其它更高聚集性的时频分布（Time-Frequency Representation, TFR）。因此，针对非平稳信号瞬时频率的获取具有很多成熟的方法，而其中较受欢迎的方法是在时频分布下进行瞬时频率的获取，因为这种方法可以针对多分量混合信号进行^[3,6,7]，但是对时频分布的性能要求较高。

通过上面的分析可知对于非平稳信号，其时频分布具有重要的物理意义，因此不仅在军事领域应用广泛，在民用领域也得到了大量的应用^[8,9]。针对时频分布的计算，除传统的短时傅立叶变换（Short Time Fourier Transform, STFT）之外，最早在文献[10]中将 WVD 引入时频分析，在文献[11]中给出了 WVD 的一种实时实现方案，这验证了该分布实际应用的可行性。此后文献

[12]和[13]总结了 WVD 及其各种改进分布，根据改进方法分为 Cohen 类和 Affine 类，演进流程如图 1-1 所示，就 WVD 扩展分布的干扰项抑制和能量聚集性进行了详细的分析，并对比了其采用小波变换进行时频分析的优势。在文献[14]中提出了一种 WVD 的扩展分布，修正的 L-伪维格纳分布（Modified Pseudo L-Wigner Distribution, MPLWD），该分布的多分量信号时其交叉项的可以非常高效的被抑制，其性能和平滑伪 WVD（Smoothed Pseudo Wigner-ville Distribution, SPWVD）相似但是更加灵活。文献[15]给出了一种自适应高斯核的时频分布，并将其用于多分量线性调频信号的时频分析，文献[16]则将时频分布用于相位跳变检测和估计，并指出时频分布幅度能直观地反映出其相位的变化，故通过峰值特征检测可准确定位频率跳变时刻。文献[17-21]分别给出了不同的高分辨率 TFR 获取方法，通过不同的方式在各种低信噪比多分量的环境中获得近乎理想的 TFR，其中以全局自适应最佳核（Adaptive Optimal-Kernel, AOK）方法^[22]以及局部自适应分数阶谱（Adaptive Fractional Spectrogram, AFS）^[17]较为典型。

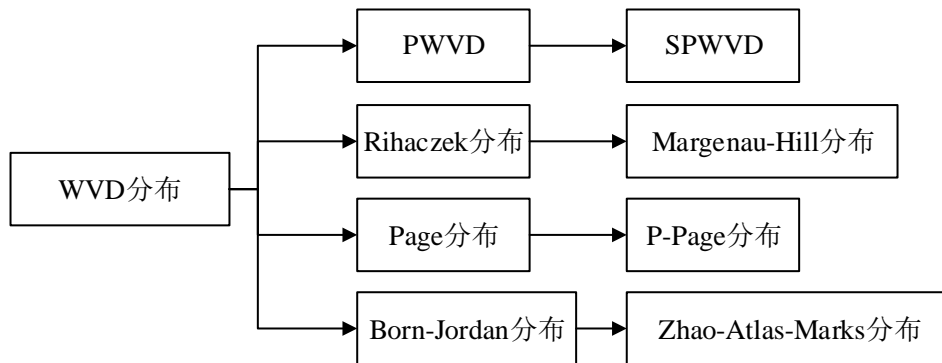


图 1-1 扩展的 WVD 分布发展路线

对于单分量快变非线性 FM 信号，文献[23]提出了一种健壮的基于低阶复时分布（Complex-Time Distribution, CTD）的 IF 分析，所提的算法在强非平稳单分量信号下的谱估计效果远远好于现有的 WVD 和 L-form CTD 方法^[24]。文献[25]则指出基于希尔伯特-黄变换（Hilbert-Huang Transform, HHT）时频分析方法具有很高的时频分辨率和很强的自适应性，但是其计算效率很低且存在一些缺陷。在文献[26]中对 HHT 时频分析方法中存在的端点飞翼、模态混叠、噪声敏感等缺陷进行了有效的改进，可以得较为理想的时频分布。文献[27]提出了一种扩展的傅立叶变换和可变带宽滤波器，用于估计多分量的 IF 特征，所用短时扩展傅立叶变换(Short-Time Extended Fourier transform, STEFT)可以得到非常高分辨率的 TFR。

总结对比现有文献中常用的时频分布计算方法如表 1-1 所示，可以看出 STFT、WVD 以及小波变换虽然是非常经典的算法，但是各有缺点导致他们在分析多分量信号时效果都较差，因此衍生出了各种改进方法从各个方面对他们进行改进，其中针对 WVD 的改进方法最多，特别是 SPWVD 方法通过牺牲部分时频聚集性能换来了交叉项抑制能力，而其牺牲的时频分辨率可以通过重排恢复，可以得到较为理想的时频分布，其原理非常值得进一步研究。

表 1-1 时频分布方法及对应优缺点

时频分布算法	优点	缺点
STFT	运算量小，无交叉项干扰	时频分辨率矛盾，抗噪性能差
WVD	时频聚集性好	受交叉项干扰严重
小波变换	局部化好，分辨率可变	适应性差，多分量时效果差
SPWVD/MPLWD	抗噪性能好，交叉项少	时频聚集性稍差
CTD	对单分量快变非平稳信号性能好	分辨率低，聚集性差
STEFT	频域分辨率高	时域分辨率低
BD 谱	干扰可调，存在快速算法	分辨率不高
AFS 谱	多所有分量局部线性最优	穷举搜索，计算效率低
AOK 谱	全局线性最优	不适用于多分量和 NLFM 信号
EMD/HHT	时频聚集性好，物理意义明确	计算效率低，奇异值影响大

1.2.2 瞬时频率估计方法研究现状

随着电磁环境越来越复杂，雷达和通信信号的结构也越来越复杂。实际生活中大部分信号都是非平稳的，包含了几个频谱变化的分量，这种变化的频谱称之为瞬时频率。瞬时频率在很多应用中是一个非常重要的参数，雷达、声纳、通信以及生物医学里面都有其重要的地位^[28]。

针对多分量非平稳信号，在文献[29]中指出，多分量信号是否可以分离，主要由信号组分的瞬时频率以及瞬时带宽共同决定，要求信号在时频域不重叠，因此对多分量信号的分离提取，可以进一步通过估计信号的瞬时频率进而得到瞬时相位，再结合瞬时幅度获得各个分量的信号，但是该方法对相位的估计误差较大。文献[30]针对方向平滑伪 WVD（Directionally Smoothed Pseudo Wigner-ville Distribution, DSPWVD）计算的 TFR 图像，首先计算其脊能量，

进一步利用该脊能力实现了对非平稳信号进行检测，其脊能量计算方法可以进一步扩展用于信号的提取当中。文献[31,32]将时频分布中的峰值作为滤波器通带，使用时变滤波的方法实现了非平稳信号的增强和提取。文献[33]将傅立叶-贝塞尔变换和时频分析方法和分数阶傅立叶变换，实现了对多个在时频域叠加的 LFM 信号的分离，其方法比较新颖但是抗噪性较差。

对于 TFR 图像中的分量提取，文献[34]采用[19]中所提方法获取信号 TFR 图像，然后利用图像处理技术来提取各个分量信号，首先检测 TFR 图像的峰值片段，然后进行片段连接得到完整的 IF 信息，并指出在低信噪比下会先进行一个 TFR 的峰值滤波用于信号增强。相似的多分量 TFR 分析方法在近两年得到了广泛的关注，文献[35,36]将雷达信号 IF 估计问题转化为 TFR 图像中曲线检测问题，并使用 TFR 的梯度图像分离出了跳频信号和连续调频信号。文献[37]针对多分量信号在频域互相干扰的问题，提出了将平滑伪维格纳分布处理过的 TFR 转换为二进制矩阵，然后采用图像形态学运算，包括膨胀、腐蚀、连通域标记等方法，对图像作处理和标记，再结合 Radon 变换对线性调频信号进行提取，并进行了简单的重建。

文献[38]提出了一种盲提取算法，可以提取得到各分量信号的 IF 特征，并最终将其用于多分量信号的恢复，作者所提方法对于 IF 的提取精度非常高，在低信噪比和多分量的情况下都可以较好的提取出各个分量信号。文献[39]提出了一种使用能量簇和熵的形式分离 TFR 图像中各个信号分量，将各个能量密集区域看成一个单独的非平稳信号进行分离，可以在低噪声环境下获得较好的盲分离和分量提取。

当信号淹没在噪声中时，针对多分量低信噪比信号的提取需要首先优化时频分布，去除时频分布中的噪声和干扰项，进一步从 TFR 图像中提取出各个分量的信号瞬时频率特征，根据瞬时频率特征构建出各个分量信号，因此 TFR 图像处理是信号提取中的重要环节。文献[40]总结了近几年结合时频分布图像处理和模式识别的非平稳信号分析方法，指出该方案主要用于信号检测和分类，首先使用二次时频分布产生 TFR，然后使用图像处理技术来提高分辨率，进而抽离得到时频特征，作者指出更好分辨率的 TFR 将会大大提高分析性能，而所有的结论都通过实验、理论推导和内在概念上给与了证实。该方法在文献[41]中得到了很好的验证，作者指出采用高分辨率的 TFR 可以进行多分量信号的瞬时频率估计。

总之，针对时频分布中的多分量信号瞬时频率估计相关的技术，总结如表 1-2 所示。由于线性调频信号（Linear Frequency Modulation, LFM）和正弦调

频信号 (Sinusoid Frequency Modulation, SFM) 在雷达空间目标检测^[42]、抗干扰扩频通信^[43]等领域都有大量应用, 本次主要针对 LFM 和 SFM 的多分量信号进行提取和重建, 对于时频分布处理的主要目标是提取出各个信号分量的瞬时频率, 由于霍夫变换的方式进行信号 IF 特征的提取计算量较大, 因此可以采用图像梯度修正等方法对时频分布进行处理, 然后结合传统的算法进行多分量信号的 IF 估计, 对估计的结果进行修正, 进一步得出信号的类型和调制参数, 以便用于后面的信号提取和重建。

表 1-2 时频分布下信号 IF 估计主要技术

时频分布处理方法	适用环境和说明
图像梯度和片段拼接方法	水平 IF 特征和倾斜 IF 特征的提取
形态学和连通区域标记法	各种信号的 IF 估计, 但精度较低
霍夫变换曲线检测技术	适合于已知类型信号的提取
时频分布脊获取和图像去噪	非平稳信号和噪声的分离
能量簇和图像熵的分离方法	短时非平稳信号盲提取, 抗噪性差
迭代时变滤波结合 IF 估计	只能用于单分量信号
FB-TF 结合 FRFT 方法	适用于无重叠 LFM 信号的分离

1.2.3 多分量信号的提取和重建方法研究现状

多分量信号分析中一个较大的困难是如何准确无误地分解出其各个分量, 对于多分量信号的分解, 文献[44,45]指出同一个信号采用不同的分解方法, 可以分解出不同的分量组合, 但是针对多分量非平稳信号, 他们分别提出采用短时傅立叶变换和小波变换的方法来进行分解, 通过对时频分布的同步压缩的后处理, 信号可以从短时傅立叶变换或者小波变换的时频分布中分离出来, 最后根据这两个变换的可逆性, 重建出各个分量的信号, 该时频分布处理方法的进一步证明和推导在文献[46]中得到了详细的论述。

一方面, 瞬时频率由于表征了信号的重要物理参数并且可以在复杂电磁环境中承载发送信息, 瞬时频率的估计算法在军事雷达信号处理中得到了广泛的研究^[47], 且瞬时频率估计在信号跟踪、到达角估计、时宽估计以及多普勒频移估计等方面都有重要应用^[48]。另一方面, 时频分布为多分量信号瞬时频率估计提供了一个很好的先决条件^[49], 即使是复杂的多分量信号, 也可以从其

时频分布中窥见其组成结构。因此针对不同类型的信号，基于时频分布的精确瞬时频率估计算法都比较成熟了^[3,34-36,50]。采用这些算法得到的瞬时频率刻画了多分量信号的结构，因此可以用于启发信号的分解操作。

对于非平稳多分量信号的处理，在文献[51-53]指出可以采用时变滤波的方法，该方案不仅可以提取出指定的分量，还可以选择性的抑制某些干扰分量。在国内文献[54]中，刘歌等人提出了在短时傅立叶变换下进行图像二值化和连通域标记方法逐个提取多分量信号的组分，该方案其实也是一种时变滤波的形式。在文献[55,56]中提出了基于短时分数阶傅立叶变换的时频分布概念，从基于短时傅立叶变换的时频分布中扩展而得，其优点是可以对线性调频信号最佳稀疏表示，而后在文献[57,58]中指出同类的时变滤波方案也可以在短时分数阶傅立叶变换下进行，该时变滤波方法同样可以将多分量信号较好的分离出来，但是两篇文献均采用了全局最佳的固定阶数进行时变滤波，这就导致了该方法不能很好的适用于非线性调频信号。

另外在信号的分离和重建方面，文献[59]所提方案可以利用时频分布信息和压缩感知理论在多分量叠加信号中将非平稳信号从平稳信号中分离出来，实验结果表明在多个非平稳信号的叠加干扰下仍然可以较好的恢复出里面包含的平稳信号。文献[60]在时频域对信号去噪后，根据时频特性得到对应的稀疏原子，该方法保证了原子获取的精确性，然后在原始带噪声信号上使用简单的匹配追踪算法重构以保证信号的幅度信息，得到了非常理想的信号重建效果。因此时频域和稀疏域结合的提取和重建方法也是一个极具潜力的研究方向。

总的来说，对于信号的分解或重建，目前主要的研究方向及其适用环境的说明如表 1-3 所示。其中 STFRFT 下的时变滤波算法是一种新兴技术，其受限于最佳阶数的估计复杂问题，未能得到广泛的推广。

表 1-3 多分量信号分离方法及其优缺点

多分量信号分离方法	适用环境及说明
EMD 分解	分解的各分量均为窄带分量，受噪声影响大，常结合希耳伯特变换获取时频分布
STFT/WVT 下的时变滤波	适用于多分量非平稳信号的分离，需要估计时频分布的脊
STFRFT 下的时变滤波	采用全局最优的分数阶，性能相对 STFT 下时变滤波有优势，但是对于 NLFM 分量不适用
同步压缩方法	增强时变滤波性能的处理算法

1.3 本文主要研究内容

通过对国内外文献的阅读分析发现,目前针对多分量雷达信号的分析,主要集中在时频分析上面。时频分析方法常用于噪声环境下多分量非平稳雷达信号的分析,主要分析雷达的瞬时频率特性,其主要应用目标是对多分量信号进行提取和判别。稀疏变换则常用于已知信号类型的非平稳雷达信号分解和重建,大部分文献将其用于压缩感知理论以对雷达信号进行稀疏采样和重建。近几年出现了联合时频分布和稀疏变换的信号重建方法,首先在时频分布中估计信号参数并去噪,然后在稀疏域对信号进行重建以最大程度的保留幅度和相位信息,该方法针对但分量信号重建效果非常优秀。而针对被噪声淹没的非平稳多分量雷达信号的提取和重建,虽然目前仅有一两篇文献提到,但是其可行性已经得到验证,而且其提取和重建流程中各个重要环节均有大量的可参考文献,非常值得研究。

本次课题目标是针对多分量 FM 雷达信号提取和重建,针对该目标和项目背景,主要研究内容包括如下三个方面。

1) 对多分量雷达信号特性进行研究,分析信号的模型及特征。

对常见 FM 雷达信号进行研究,分析信号的数学模型及其时频特征,重点分析信号的时频特性,在单分量信号分析的基础上对多分量信号特征进行分析和总结。

2) 研究多分量 FM 信号的时频分析,并在时频分布下估计信号瞬时频率,目标是保证估计的瞬时频率和各分量原始信号保持一致。具体包括:

a. 信号时频分布的获取方法:针对 FM 雷达信号的时频分布干扰抑制和分辨率之间的矛盾,学习时频分析相关理论,设计一种适合于多 FM 分量信号的时频分布;

b. 信号时频分布的处理:针对多分量信号时频分布中存在重叠分量导致的瞬时频率估计错误问题,研究如何对时频分布进行处理,以使得处理后的时频分布上可以得到连续且准确瞬时频率估计;

c. 时频分布中的瞬时频率估计:分析在多分量信号下瞬时频率估计存在哪些问题及如何处理,在时频分布中提取多分量信号的瞬时频率,根据信号类型对估计的瞬时频率进行校正。

3) 研究多分量 FM 雷达信号的提取和重建方法,目标是保证重建后各分量信号和对应的原始分量信号均方根误差最小,具体包括:

a. 针对时频分布无重叠的可分离信号，采用传统的时变滤波方法，利用估计的瞬时频率信息将多分量信号进行分离。

b. 针对时频分布存在叠加的不可分离信号，对传统的时变滤波方法进行改进，以最大的程度的恢复叠加处的信号波形。

本文的工作具体而言可以分为信号截获、时频分析、瞬时频率估计和信号分离重建四个模块，图 1-2 给出了本文的系统框图，本次课题研究形式主要以理论研究和算法仿真为主。

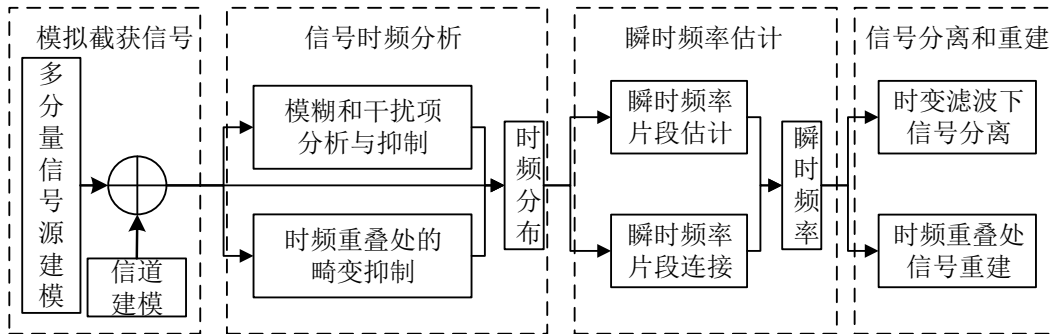


图 1-2 课题研究系统框图

第2章 多分量雷达信号建模及分析

2.1 引言

近几年电子和雷达技术的发展迅速导致雷达信号类型越来越复杂、传输范围也越来越大，并增加了多信号同时到达接收机的概率，进而致使对多分量信号的分析是一个无法规避的问题。而分析多分量信号的首要条件是对多分量信号进行数学建模，并分析多分量信号的数学特征。本章的主要目的就是分析多分量信号的形成原因、雷达信号的特征以及多分量雷达信号的时频特征。

2.2 多分量雷达信号产生原因

在早期电子侦察系统中，雷达信号的检测主要是根据单个雷达辐射源信号的外部参数来识别脉冲间以及单个脉冲内的调制参数。随着雷达电子技术的进步和雷达体制的日新月异，电子侦察接收机截获的雷达信号往往是由不同辐射源信号叠加产生，传播过程中受到各种各样的干扰。密集的雷达脉冲信号同时或相继到达侦察接收机，这些宽频带非平稳雷达脉冲信号交叠或者重叠在一起，互相干扰进而形成了多分量雷达信号，其形成示意如图 2-1 所示。

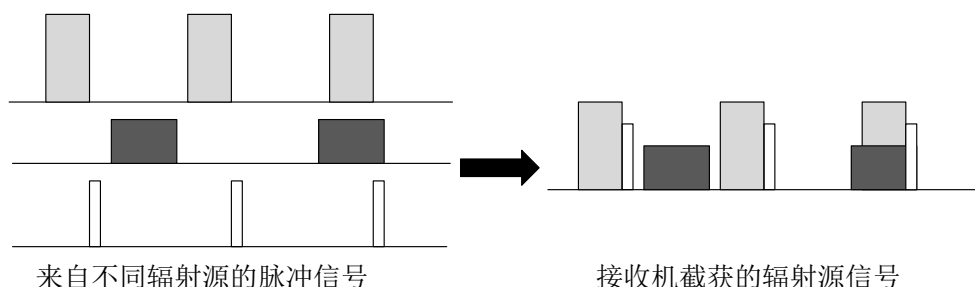


图 2-1 多分量雷达辐射源信号形成示意图

根据上面的分析，多分量雷达信号的主要形成原因通常有如下三点：

1) 侦察设备接收到的雷达信号已经达到每秒几十万个脉冲，并且其密度还在不断增加，密集的信号通常存在许多相继或同时到达接收机的雷达脉冲，这些脉冲交织在一起形成多分量雷达信号；

2) 为了提高距离、速度分辨率和抗侦察能力，大量现有军事装备都采用新体制、低截获概率等技术，这样的雷达信号相对传统雷达信号，通常具有更宽的脉冲宽度（从十几 μs 到几百 μs ，甚至更宽）和较大的频带宽度，这导致信号不仅在时域重叠，还在频域存在覆盖，因此难以直接从时域或频域分开；

3) 由于在军事战争环境中没有敌方雷达的参数, 侦察接收机为了以最大概率截获敌方雷达信号, 通常在时域、空域和频域宽开, 该措施又导致了截获多分量雷达信号的概率增加。

2.3 多分量雷达信号数学模型

由以上分析, 多分量雷达信号通常是在时域交叠的多个单分量雷达信号的组合, 且各个分量通常为非平稳信号, 例如主动声呐、雷达成像、导弹引信等常用的信号。多分量雷达信号 $s(t)$ 可以表示为各个分量信号 $s_i(t)$ 和噪声 $n(t)$ 的叠加, 其中 $i=1,2,\dots,N$, N 表示单分量信号个数, 其数学表示为

$$s(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t) + n(t) = \sum_{i=1}^N a_i(t) \cos(\varphi_i(t)) + n(t) \quad (2-1)$$

其中 $s_i(t)$ 表示第 i 个信号分量, $n(t)$ 表示加均值为 0, 方差 σ^2 为的高斯白噪声。本文主要考虑常见雷达信号, 各个分量瞬时幅度为 $a_i(t)$, 瞬时相位为 $\varphi_i(t)$, 其中低频瞬时幅度 $a_i(t)$ 的频谱和与高频信号 $\cos(\varphi_i(t))$ 无交叠。各个分量瞬时相位的导数定义为该分量的瞬时频率 (Instantaneous Frequency, IF)

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi_i(t)}{dt} \quad (2-2)$$

式 (2-1) 定义了调幅 - 调频 (Amplitude Modulation and Frequency Modulation, AM-FM) 信号模型, 该模型可以表示现有大部分雷达信号的脉内调制形式。使用该信号模型, 一个多分量的雷达信号即可用分量个数 N 和各个分量的瞬时幅度、瞬时频率三个参数来表示, 其残差则可以表示噪声和干扰项之和。由于在时频分布 (Time-Frequency Representation, TFR) 下可以通过计算从叠加信号中估计出分量个数、各个分量的瞬时幅度和瞬时频率等特征, 因此时频分析是处理该类信号的首选方法^[49]。

本文主要考虑常见非平稳 FM 雷达信号, 例如线性调频信号及正弦调频信号, 下面首先介绍解析信号及其性质, 然后分别介绍常见非平稳信号的数学模型及其性质。

2.3.1 解析信号及其性质

在雷达信号的时频分析中, WVD 是二次时频分布的核心成员, 通过对解析信号 $z(t)$ 的瞬时自相关函数 $K_z(t, \tau)$ 进行傅立叶变换, 可以得到信号 $z(t)$ 的 WVD

$$W_z(t, f) = \int_R K_z(t, \tau) e^{-2j\pi f\tau} d\tau \quad (2-3)$$

其中瞬时自相关函数为

$$K_z(t, \tau) = z(t + \frac{\tau}{2}) z^*(t - \frac{\tau}{2}) \quad (2-4)$$

考虑实数信号 $s(t)$ ，其对应的解析信号 $z(t)$ 可以使用希尔伯特变换得到，表示为

$$z(t) = s(t) + jH[s(t)] \quad (2-5)$$

其中希尔伯特变换核 $H[\cdot]$ 的计算方法为

$$H[s(t)] = \frac{1}{\pi} \int_R \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau = \frac{1}{\pi} \lim_{\delta \rightarrow 0} \left[\int_{-\infty}^{t-\delta} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau + \int_{t+\delta}^{\infty} \frac{s(\tau)}{t - \tau} d\tau \right] \quad (2-6)$$

对于一个实 AM-FM 信号 $s(t) = a(t) \cos(\varphi(t))$ ，当 $a(t)$ 为慢调幅且其频谱与高频信号 $\cos(\varphi(t))$ 不重叠时，其解析信号 $z(t)$ 可以表示为 $z(t) = a(t) \exp^{j\varphi(t)}$ 。

常见的雷达信号 $s(t)$ 为实信号且满足因果性，因此 $H[s(t)]$ 的傅立叶变换谱为原信号 $s(t)$ 傅立叶变换谱的复倒谱，则由参考文献[61]所述，解析信号 $z(t) = s(t) + jH[s(t)]$ 在正频率处的频谱和 $s(t)$ 的频谱相同，在负频率处的频谱为 0，该性质也常用于窄带信号的表示、产生和采样等。

下面以两个余弦分量的叠加信号为例来验证解析信号频谱的单边性，为直观的显示信号频谱，仿真过程在无噪声条件下进行。两个余弦分量的载频分别为 7MHz 和 22MHz，初始相位均为 0，信号的采样频率为 100MHz，实数信号及其解析信号的时域和频域图如图 2-2 所示。从图中可以看出原始实数信号对应的解析信号频谱中负半轴的频谱被消除了，而频谱的正半轴与原始信号频谱保持一致。

解析信号的频谱单边性在雷达的时频分析中具有非常重要的意义，而实际应用中雷达信号以及生活中其它实数信号采样后均满足有限长序列的充分性定理，因此可以通过计算其解析信号将其负半轴频率消除，本文后续如无特殊说明，均以信号的解析形式进行分析和处理。

2.3.2 线性调频信号及其性质

LFM 信号的数学表达式为

$$s(t) = A e^{j(2\pi f_0 t + \pi k t^2)} \quad (2-7)$$

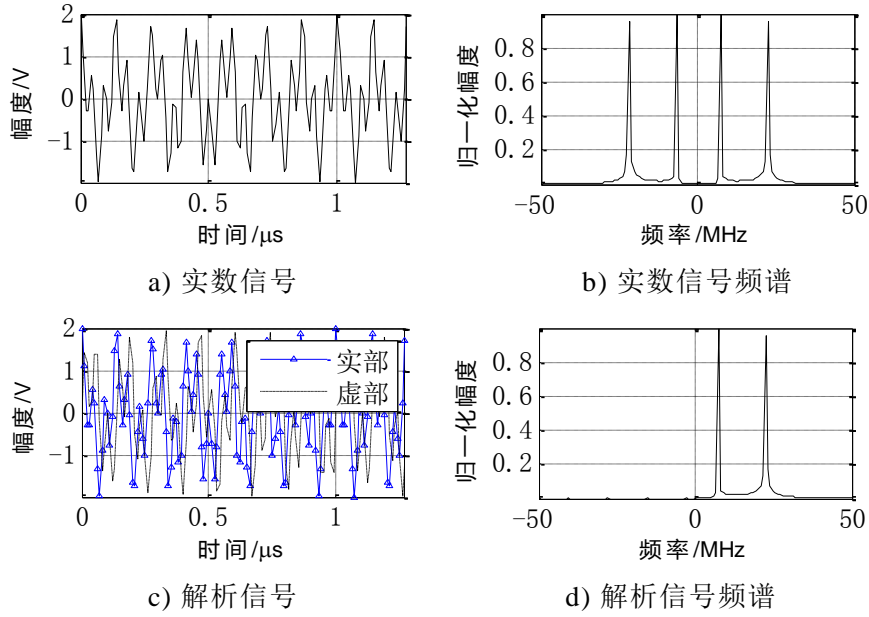


图 2-2 解析信号的频谱性质示例

式中 $0 \leq t \leq T$, A 为信号幅度, f_0 为初始频率, k 为调频斜率。信号的瞬时频率随着时间线性变化, 瞬时频率 $f(t)$ 为

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} = f_0 + kt \quad (2-8)$$

在一个周期 T 内, 信号的频率随时间单调线性变化, 调频斜率可以由信号的时宽 T 和带宽 B 决定

$$k = B/T \quad (2-9)$$

LFM 信号的时频特性示意如图 2-3 所示。其时域波形 (实部) 和频谱如图 2-4, 利用时频分析工具箱^[12]产生 LFM 信号, 采样频率为 100MHz, 起始频率为 0.01MHz, 截止频率为 50MHz 的信号, 信号采样点数为 512 点。

针对 LFM 信号在频谱中表现为宽带的特征, 因此采用 FRFT 分析比采用传统傅立叶变换分析更加适合。信号 $s(t)$ 的 p 阶 FRFT 的定义为

$$S_p(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} K_\alpha(u, t) s(t) dt \quad (2-10)$$

式中 $\alpha = p\pi/2$ 表示时频面的旋转角度, $K_\alpha(u, t)$ 为核函数, 其定义为

$$K_\alpha(u, t) = \begin{cases} \sqrt{(1 - j \cot \alpha) / 2\pi} \exp(j(t^2 + u^2) / 2 \cdot \cot \alpha - jtu \csc \alpha), & \alpha \neq n\pi \\ \delta(t - u), & \alpha = 2n\pi \\ \delta(t + u), & \alpha = (2n \pm 1)\pi \end{cases} \quad (2-11)$$

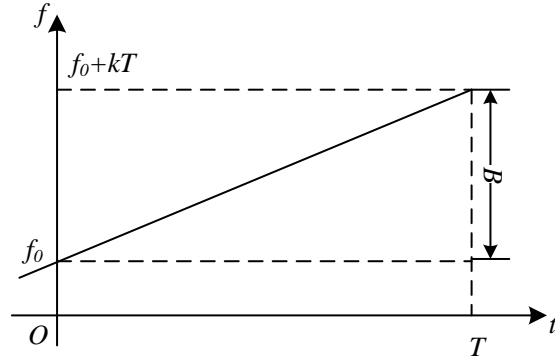


图 2-3 LFM 信号的时频特性示意图

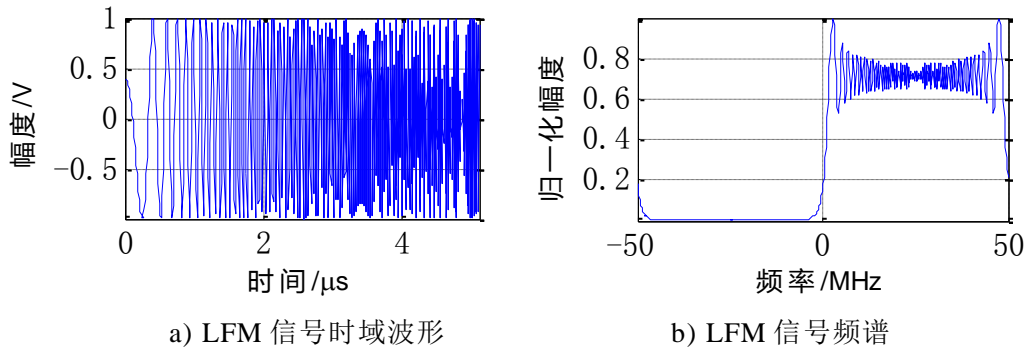


图 2-4 LFM 信号的时域波形和频谱

由式(2-11)可以得出 FRFT 就是将信号 $s(t)$ 在 u 域上的一组标准正交 Chirp 基 $K_\alpha(u, t)$ 的函数空间中展开。而 FRFT 的逆变换为

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_p(u) K_{-\alpha}(u, t) dt \quad (2-12)$$

p 阶 FRFT 可以理解为信号时频平面绕远点逆时针旋转 $\alpha = p\pi/2$ 角度，当 $p=1$ 时 $\alpha = \pi/2$ ，此时 FRFT 退化为傅立叶变换；当 $p=-1$ 时 $\alpha = -\pi/2$ 此时 FRFT 表示傅立叶逆变换。故分数阶傅立叶变换可以表述为传统傅立叶变换的广义形式，此时傅立叶变换视为时频旋转角度为 $\pi/2$ 的特殊情况，而扩展其它旋转角度的广义傅立叶变换。

FRFT 变换的时频面旋转示意如图 2-5，当采用传统的傅立叶谱对 LFM 信号分析时，所得到的信号频谱是一个矩形区域；将时频面旋转一定的角度 α 后所得到的信号分数阶傅立叶频谱呈现聚集特性，所有信号能量聚集到同一个 FRFT 域频率 u_0 上。由前面的分析可知，已知旋转角度 α 的 FRFT 对 LFM 信号的分析等效于傅立叶变换对正余弦信号的分析，因此本次设计将正余弦信号归为 LFM 信号一类，在后面的分析中同等对待。

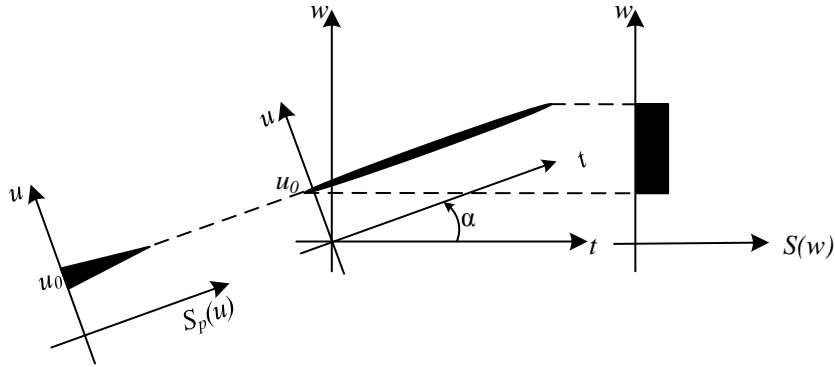


图 2-5 FRFT 时频面旋转示意图

从图 2-5 中的集合关系可以直观的得出，利用 FRFT 分析 LFM 信号时最佳 FRFT 旋转角度 α_0 和调频斜率 k 的关系满足

$$k = -\cot \alpha_0 \quad (2-13)$$

而 LFM 信号的中心频率和 FRFT 域能量聚集频率 u_0 的关系为

$$f_0 = u_0 \csc \alpha_0 \quad (2-14)$$

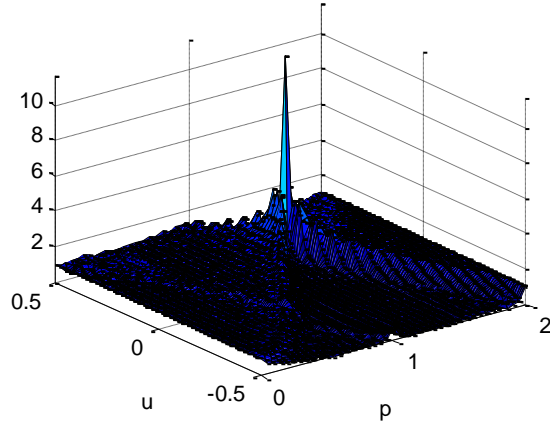
利用式(2-13)和(2-14)可以通过 FRFT 域的能量聚集性质来估计 LFM 信号的调制参数，包括其实频率和调制斜率。而利用 LFM 信号在 FRFT 域的稀疏特性可以将基于傅立叶变换的时变滤波扩展到分数阶傅立叶变换，进而利用其分析和处理非线性调频信号（non-Linear Frequency Modulation, NLFM）。

图 2-6 给出了 LFM 信号在不同阶数 p 下的 FRFT 变换，所产生 LFM 信号调频斜率为 3.9MHz/s，而峰值对应的 $p=1.3$ ，图中将变换域等效频率 u 归一化到采样频率。根据式(2-13)估计的 LFM 信号调频斜率为 4MHz/s；产生的 LFM 信号中心频率为 250MHz，峰值对应的 $u=0.23$ ，根据式(2-14)估计的信号中心频率为 250MHz。通过次实验说明了当阶数 $p=1.3$ 时，调频斜率 4MHz/s 的信号 p 阶 FRFT 能量聚集到频率 $u=0.23$ 上，而其余频点幅度几乎为 0，这表明该 LFM 信号可以在 FRFT 域能量最集中。此实验证明了 FRFT 域和傅立叶变换域几何关系式(2-13)和(2-14)的正确性，也说明了 LFM 信号的能力可以在 FRFT 域集中到一点。

2.3.3 正弦调频信号及其性质

SFM 信号的数学表达式为

$$s(t) = Ae^{j[2\pi f_0 t + m_f \sin(2\pi f_m t)]} \quad (2-15)$$


 图 2-6 LFM 信号在不同阶数 p 下的 FRFT 变换

式中 $0 \leq t \leq T$, A 为信号幅度, f_0 为载频, f_m 为调制频率, m_f 为调制指数。信号的瞬时频率 $f(t)$ 为

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} = f_0 + \Delta f \cos(2\pi f_m t) \quad (2-16)$$

式中 $\Delta f = m_f \times f_m$ 定义为调制频偏。在一个周期 T 内, 信号的频率随时间呈余弦曲线变化, 信号的带宽 B 为

$$B = 2\Delta f \quad (2-17)$$

SFM 信号的时频特性示意如图 2-7 所示。其时域波形（实部）和频谱如图 2-8, 采用时频分析工具箱产生 SFM 信号, 采样频率为 100MHz, 最低频率为 0.001MHz, 最高频率为 50MHz, 信号采样点数为 512 点。

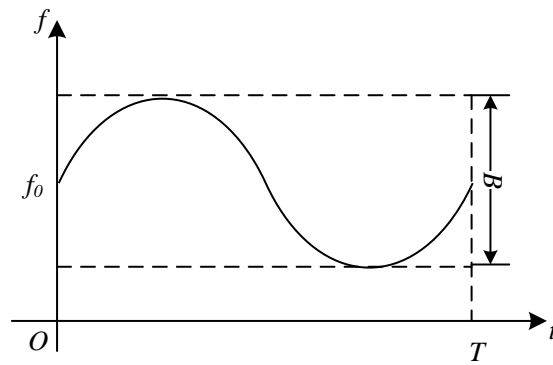


图 2-7 SFM 信号的时频特性示意图

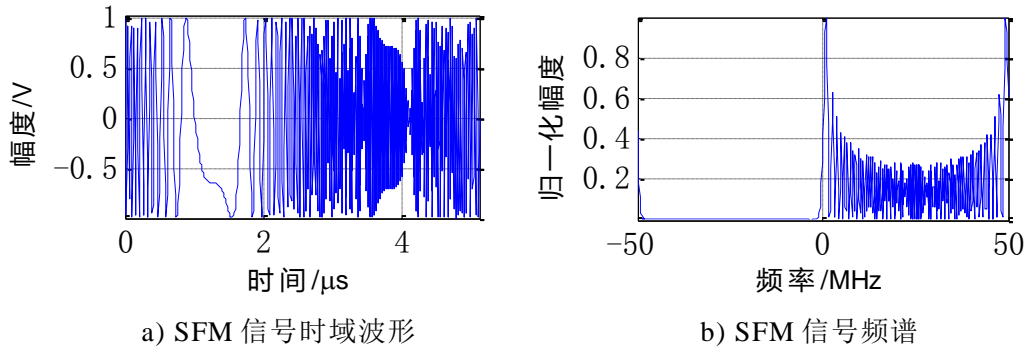


图 2-8 SFM 信号的时域波形和频谱

针对 SFM 信号，也有学者参考 LFM 信号提出使用正选调频变换 (Sinusoidal Frequency Modulation Transform, SFMT) 对其进行分析^[62]，SFMT 变换定义为

$$S(u, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot K(t, u, v) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-ju/v \sin(2\pi vt)} dt \quad (2-18)$$

式中 $K(t, u, v)$ 成为 SFMT 核函数。则逆正弦调频变换可以定义为

$$s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} S(u, v) e^{-ju/v \sin(2\pi vt)} du dv \quad (2-19)$$

SFMT 的离散形式为

$$S(k, l) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j \frac{l}{k} \sin \frac{2\pi kn}{N}}, 0 < k, l \leq N-1 \quad (2-20)$$

无载频的 SFM 信号在其最佳 SFMT 变换域能量也可以集中到一点，如图 2-9 所示，当参数 k, l 与信号参数匹配时可以获得最大 SFMT 值，与 FRFT 不同的是，当参数不匹配时也可能获得较大的值，导致 SFMT 域信号参数估计可能陷入局部最优。另外由于 SFMT 变换只有两个变换参数，省略了信号的载频信息，因此当信号存在载频时还需要先知道信号的载频，进行频移后才可以使 SFMT 进行分析，这些缺点限制了其应用。

2.4 多分量信号的时频特征及其分析

对于式(2-1)所述的多分量信号，其短时傅立叶变换可以定义为

$$S_s(t, w) = \sum_{i=1}^N S_{s_i}(t, w) + S_n(t, w) \quad (2-21)$$

其中 $S_s(t, w)$ 表示信号 $s(t)$ 的 STFT

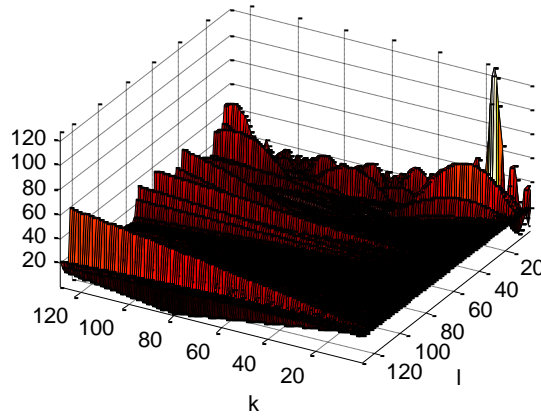


图 2-9 SFM 信号的 SFMT 谱

$$S_s(t, w) = \int_R s(t') h^*(t' - t) e^{-j2\pi t' w} dt' \quad (2-22)$$

其中 $h(t)$ 是短时分析窗。

式(2-21)说明多分量信号的短时傅立叶变换可以表示为其各个分量的短时傅立叶变换的叠加。为了观察多分量雷达信号的这种时频特性，下面设计实验观察和验证多分量信号的时频特性。

实验 2-1 无噪声环境下多分量雷达信号 STFT 对比 1

仿真信号包含两分量 FM 信号，采样频率 100MHz，采样点数 256 点；多分量信号包含一个 LFM 信号（幅度 1V，起始频率为 35M，截至频率为 10M），一个 SFM 信号（幅度 1V，最低频率为 10M，最高频率为 30M，周期 2.56μs），均采用时频分析工具箱^[12]产生，为直观看信号的时频特性，本实验在无噪声环境下进行。产生的 LFM 信号、SFM 信号和叠加多分量信号的短时傅立叶变换谱如图 2-10 所示。

图 2-10 a) 验证了 LFM 信号的线性时频特性，图 2-10 b) 验证了 SFM 信号的正弦时频特性，图 2-10 c) 中可以看出多分量雷达信号的时频特性为其各个分量的时频特性叠加的结果。时频分布图像中横坐标为信号采样时刻，根据实验条件可以得出采样时刻从图左到右分别从 0μs 到 2.56μs，间隔 0.01μs；纵坐标为信号傅立叶分析的采样频率，针对本实验信号的 STFT 变换，采用归一化频率表示方法为 0 到 1，分别对应真实频率 0MHz 到 100Mhz，为了清晰地放大时频特性，以下未特殊注明时频分布的横纵坐标时均按照该方法计算。通过图 2-10 得出，在多分量信号的时频分布上可以得到其分量的分量组成结

构，也即是对多分量进行时频分析可以分析出其分量组成结构，以便根据分量的特性对其进行提取或重建。

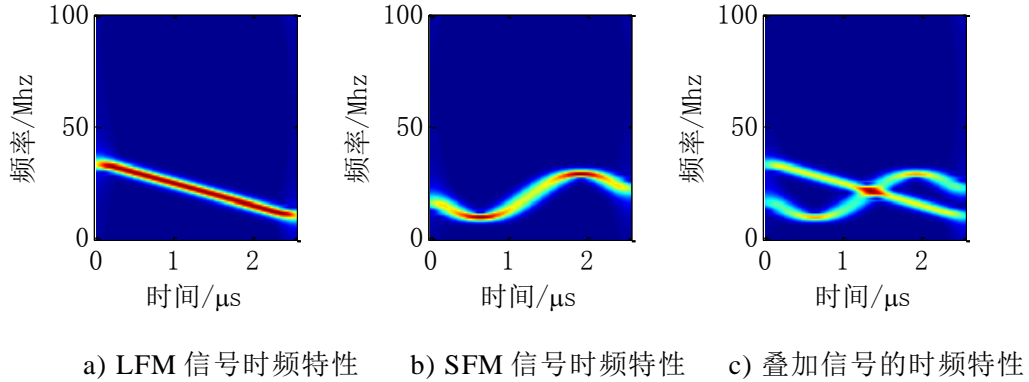


图 2-10 多分量信号的时频畸变特性 1

实验 2-2 无噪声环境下多分量雷达信号 STFT 对比 2

仿真信号包含两分量 FM 信号，采样频率 100MHz，采样点数 256 点；多分量信号包含一个 LFM 信号（幅度 1V，起始频率为 35M，截至频率为 10M），一个 SFM 信号（幅度 1V，最低频率为 10M，最高频率为 30M，周期 5.12μs），为直观看信号的时频特性，本实验在无噪声环境下进行。产生的 LFM 信号、SFM 信号和叠加多分量信号的短时傅立叶变换谱如图 2-11 所示。

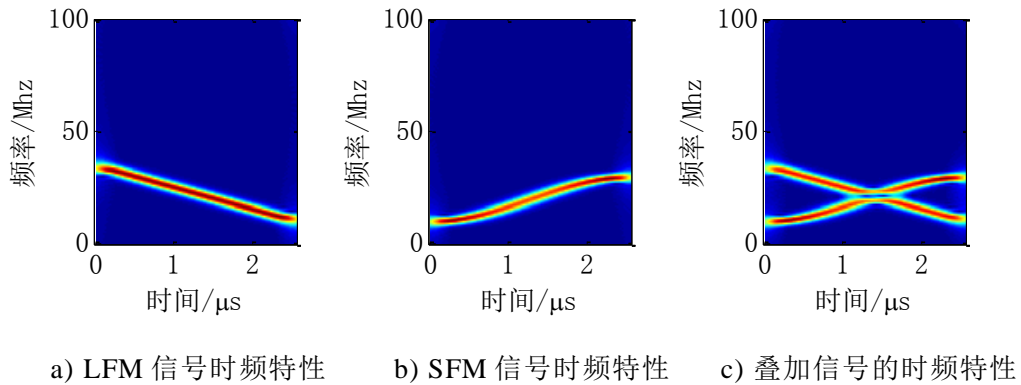


图 2-11 多分量信号的时频畸变特性 2

图 2-11 中同样为一个 LFM 信号和一个 SFM 信号的叠加，但从图 2-11 c) 中可以看到叠加处的频谱产生的畸变和图 2-10 c) 中的畸变存在明显差异。对比图 2-10 和图 2-11 可知，虽然多分量信号时频分布里面可以看出信号分量的结构，但是在两分量存在交叉的情况下，交叉处的时频谱存在畸变，在图 2-10 中交叉处是凸峰，在图 2-11 中交叉处是凹谷，由此可能导致计算机进行

时频分布的图像处理时出现分量判断错误的情况，因此在提取信号的分量结构时需要合理地处理这种情况。

2.5 本章小结

本章首先介绍了多分量信号的形成原因，然后总结了常见的雷达信号类型，最后结合时频分析方法分析多分量雷达信号的特征，进而总结出多分量信号分离重建的大致思路。总的来说，本文所考虑的多分量雷达信号主要是由于接收到的随机密集雷达信号导致的，而常见的雷达信号类型是线性调频信号和正弦调频信号，他们均是以瞬时频率的曲线形状定义。多分量信号的瞬时频率则是各个分量的瞬时频率的二维叠加，因此可以采用时频分析方法得到多分量信号的分量组成结构。

第3章 雷达信号时频分析算法研究

3.1 引言

通过第二章的分析，可知多分量信号的提取和重建需要先获悉多分量信号的分量结构，而信号的时频分析正是为了描述多分量信号分量结构而提出的一套理论。二次时频分析是典型的时频分析方法，但是其使用受限于信号项模糊和交叉项干扰的均衡选择。如何在抑制交叉项干扰的情况下保持信号项的分辨率，以便于后续信号的瞬时频率估计，是本章的主要研究内容。

3.2 二次时频分布及其模糊和交叉项问题分析

3.2.1 频谱图和维格纳分布的关系及改进

式(2-3)定义的 WVD 对单分量 LFM 信号提供了理想的时频聚集性，但是针对非线性调频信号和多分量信号则产生了不期望的交叉干扰项。交叉干扰项可以通过对 WVD 在时频域上和二维时频核 $\gamma(t, f)$ 卷积来减弱，表示为

$$\rho(t, f) = \gamma(t, f) **_{(t, f)} W_z(t, f) \quad (3-1)$$

其中 $\gamma(t, f)$ 是二维 (t, f) 平滑核。式(3-1)为二次时频分布 (Quadratic Time-Frequency Representations, QTFR) 的定义式， $\gamma(t, f)$ 平滑后的 QTFR 减少交叉干扰项的同时也让理想的信号项被模糊了，因此最佳的 (t, f) 核设计需要在以下两个矛盾的目标之间均衡选择：

- 1) 最小化交叉干扰项；
- 2) 最大程度地保留信号项的分辨率。

核的均衡选择依赖于信号形式，在许多类似信号建模、分析和分类的应用中，信号瞬时频率和信号分量个数等关键信号参数的精确估计需要高分辨率的 QTFR，式(3-1)的 QTFR 需要 1 次傅立叶变换和 1 次时频二维卷积运算。通过适当的变形，可以变换为

$$\rho(t, f) = \iint_{R R} \underbrace{g(v, \tau) A_z(v, \tau)}_{A_z(v, \tau)} e^{-2j\pi f\tau + 2j\pi tv} d\tau dv \quad (3-2)$$

其中 $A_z(v, \tau)$ 是信号的模糊函数， $A_z(v, \tau)$ 表示模糊函数与多普勒-时延核的乘积， $g(v, \tau)$ 表示多普勒-时延核即为 $\gamma(t, f)$ 的二维傅立叶变换，分别表示为

$$A_z(v, \tau) = \int_R K_z(t, \tau) e^{-2j\pi v t} dt \quad (3-3)$$

$$g(v, \tau) = \iint_R \gamma(t, f) e^{2j\pi v t - 2j\pi f \tau} dt \quad (3-4)$$

式(3-2)常用于设计高分辨率的 QTFR，因为它允许直接在模糊域指定滤波函数 $g(v, \tau)$ ，使用该式计算 QTFR 时需要总的计算 5 次傅立叶变换，相对式(3-1)不仅在时频卷积核的设计上更直观，而且在计算上也更高效。信号的频谱图是一种常用时频分布，也是一种 QTFR，频谱图计算方法为

$$S_s = \left| \int_R s(\tau) w(t - \tau) e^{-2j\pi f \tau} d\tau \right|^2 \quad (3-5)$$

其中 $w(t)$ 是短时分析窗，该式隐性的表达出其模糊域下的滤波核 $g(v, \tau)$ 是窗 $w(t)$ 的模糊函数，且其二维平滑核 $\gamma(t, f)$ 为窗 $w(t)$ 的 WVD，表示为

$$\gamma(t, f) = \int_R w^*(t + \tau/2) w(t - \tau/2) e^{-2j\pi f \tau} d\tau \quad (3-6)$$

为了方便讨论频谱图在时频分析中的缺陷，假设采用高斯窗函数

$$w(t) = (a/\pi)^{\frac{1}{4}} e^{-\frac{at^2}{2}} \quad (3-7)$$

带入式(3-6)中可得其 $\gamma(t, f)$ 可以表示为

$$\gamma(t, f) = 2e^{-at^2} e^{-\frac{4\pi^2 f^2}{a}} \quad (3-8)$$

该式展示了频谱图的平滑核是一个不可分离的，因为其 t 和 f 域变量都被同一个缩放因子 a 控制。因此在时间轴或者频率轴上的平滑效果不能独立于另一个轴，这导致了频率谱对窗的长度非常敏感。要削弱这个限制可以采用可分离平滑核，该方法在独立调节时间轴和频率轴上的平滑效果更加灵活。

频谱图是一种非常易于使用的 QTFR 且几乎没有交叉干扰项，但是其分辨率非常低且对窗长度的选择非常敏感。然而 WVD 对单分量 LFM 信号分辨率非常高，但是在多分量或非线性调频信号下则交叉项干扰太严重。因此一种结合频谱图和 WVD 两者优点的方法 S-method 被提出，可以看成为改进的频谱图，定义为

$$SM_s(t, f) = 2 \int_R G(\theta) F_s(t, f + \theta) F_s^*(t, f + \theta) d\theta \quad (3-9)$$

其中 $G(\theta)$ 是一个窗函数，其长度控制 TFR 中交叉项抑制效果和信号项分辨率， $F_s(t, f)$ 是 $s(t)$ 的短时傅立叶变换

$$F_s(t, f) = \int_R w(\tau) s(t + \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (3-10)$$

因此合理的选择 $G(\theta)$ 的长度可以结合频谱图和 WVD 的优势，因此可以得到一个交叉项抑制效果接近频谱图且信号项分辨率接近 WVD 的 TFR。S-method 在模糊域表示为

$$g(v, \tau) = G(v) \underset{v}{*} \int_R w(u + \frac{\tau}{2}) w^*(u - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi uv} du = G(v) \underset{v}{*} A_w(v, \tau) \quad (3-11)$$

式(3-9)可以看出 S-method 使用短时傅立叶变换使其计算效率高于其它 QTFR 例如 WVD。

3.2.2 交叉项分析及二次时频分布设计方法

可分离时频核定义为独立的时域核和频域核的乘积，表示为

$$\gamma(t, f) = g_1(t) G_2(f) \quad (3-12)$$

该式表明我们可以通过单独在 t 域和 f 域平滑 WVD 来设计 QTFR， $g_1(t)$ 和 $G_2(f)$ 的形状分别决定了 t 域和 f 域的平滑程度。在许多应用中，可分离 (t, f) 核具有较好的干扰项抑制和信号项分辨率保持，加之其设计和使用方便，因此得到了普遍的应用。其多普勒-时延核 $g(v, \tau)$ 表示为

$$g(v, \tau) = G_1(v) g_2(\tau) \quad (3-13)$$

其中 (t, f) 和 (v, τ) 中 t 和 v 、 f 和 τ 对应为傅立叶变换。如上所述，模糊域常用于设计高分辨率 QTFR 因为在模糊域滤波就是等效于和时延-多普勒矩阵点乘，相对于 (t, f) 域的二维卷积而言更加直观和高效。

式(2-3)所定义的 WVD 是 QTFR 的核心，但其遭受交叉项干扰的影响以至于无法直观的解释信号的时频能量分布。其交叉干扰项分为内部项和外部项，外部项可以简单的通过两分量信号 $z(t) = z_1(t) + z_2(t)$ 的 WVD 解释为

$$W_z(t, f) = W_{z_1}(t, f) + W_{z_2}(t, f) + 2 \operatorname{Re} \left\{ \underbrace{\int_R z_1(t + \frac{\tau}{2}) z_2^*(t - \frac{\tau}{2}) e^{-j2\pi f \tau} d\tau}_{W_{z_1 z_2}(t, f)} \right\} \quad (3-14)$$

其中 $W_{z_1}(t, f)$ 和 $W_{z_2}(t, f)$ 表示信号项，即多分量信号的时频能量； $W_{z_1 z_2}(t, f)$ 表示外部交叉项，其来源为信号各个分量之间的交互影响。由于非线性 LFM 信号可以近似使用多个 LFM 片段组合，例如 $z_1(t) = z_{1a}(t) + z_{1b}(t)$ ，进而根据式

(3-14)可以得到其交叉项为 $W_{z_{1a}z_{1b}}(t,f)$ ，因此内部交叉项是由单分量 NLFM 信号产生。

交叉干扰项虽然和信号项在相同幅度级，但是其本质上是振荡的^[63]，并且其存在于各个分量信号项中间，如图 3-1 a) 和图 3-1 c) 所示。外部项的振荡方向垂直于两个分量的连线，而内部项的振荡方向垂直于该 NLFM 信号项的瞬时频率。

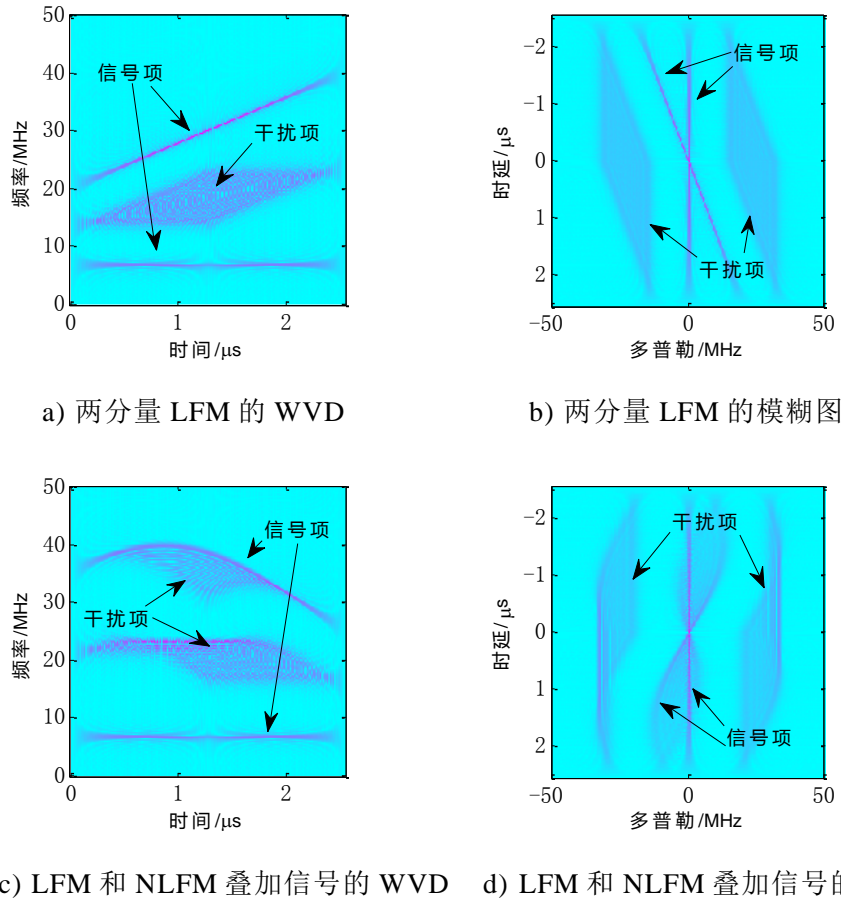


图 3-1 信号项和干扰项在 WVD 和模糊域的示例

为了更方便的设计 QTFR 我们选择模糊域分析其信号项和交叉干扰项，因为模糊域是 WVD 的二维傅立叶变换，因此在模糊域的乘积可以作为 (t,f) 域的卷积滤波，如式(3-1)和(3-2)所述。如图 3-1 b) 和图 3-1 d) 示，在模糊域中，外部交叉项远离原点且与信号项分离开来了，其分离距离和两个信号项的距离相关；内部交叉项由于是 NLFM 特性导致的，可以认为其信号分量距离为 0，因此内部交叉项出现在原点周围。另一方面，模糊域中信号项出现在交叉项之间，且其能量主要集中在模糊域的原点周围。

因此 QTFR 的设计可以定义为利用模糊域中信号项和干扰项的几何性质设计滤波核，即利用信号项是近似低频、干扰项近似高频的性质对 WVD 中信号项和干扰项进行区别和分离，之后再转换到 (t, f) 域得到 QTFR。在实际进行 QTFR 设计的过程中，信号项在时延轴高频部分的分量控制着时频分布的分辨率。为了得到自动化和通用的 QTFR，无数学者设计了多种多样的模糊域核函数，下面介绍三种比较常用的核。

1) EMBD (Extended Modified B Distribution)核^[64]：EMBD 是 BD (B Distribution)核^[19]的一种扩展，由于 BD 核

$$g(v, \tau) = g_2(\tau)G_z(v) = |\tau|^\beta \frac{|\Gamma(\beta + j\pi v)|^2}{2^{1-2\beta}\Gamma(2\beta)}, |v| \leq 0.5, |\tau| \leq 0.5, 0 \leq \beta \leq 1 \quad (3-15)$$

适合于表示瞬时频率近似平行于时间轴的信号能量分布，但对于瞬时频率平行于频率轴的信号则无法表达，因此可以将其扩展表示为

$$g(v, \tau) = \frac{|\Gamma(\beta + j\pi v)|^2}{\Gamma^2(\beta)} \frac{|\Gamma(\alpha + j\pi \tau)|^2}{\Gamma^2(\alpha)}, |v| \leq 0.5, |\tau| \leq 0.5, 0 \leq \beta \leq 1, 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (3-16)$$

多普勒和时延轴的窗长度分别受到参数 α 和 β 的控制，EMBD 核允许独立调节时延轴和多普勒轴的窗长度，如图 3-2 所示。

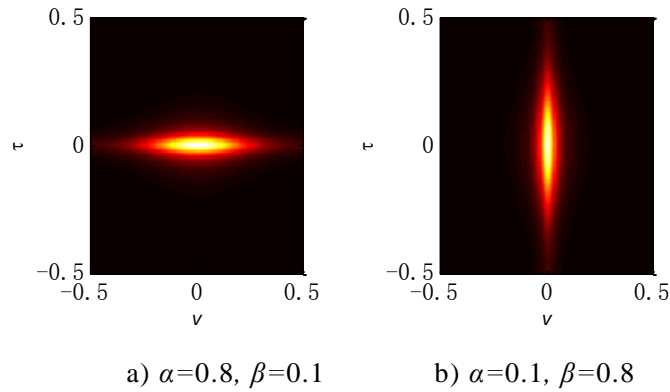


图 3-2 EMBD 核在不同参数下的形状

虽然 EMBD 核允许分别控制平滑窗在时延和多普勒方向的窗长度，但是由于各个方向只有一个参数，因此无法控制平滑窗的形状。

2) CKD (Compact Kernel Distribution)核：是一种扩展的 CSK (Compact Support Kernels)核^[65]，由于 CSK 核

$$g(v, \tau) = e^{2C} e^{\frac{CD^2}{v^2 - D^2} + \frac{CD^2}{\tau^2 - D^2}}, v^2 < D^2, \tau^2 < D^2 \quad (3-17)$$

在时延轴和多普勒轴方向的窗长度都只受一个参数 D 的控制，为了更灵活的控制形状，可以扩展为^[66]

$$g(v, \tau) = e^{2C} e^{\frac{CD^2}{v^2 - D^2} + \frac{CE^2}{\tau^2 - E^2}}, v^2 < D^2, \tau^2 < E^2 \quad (3-18)$$

使其在两个方向上分别受到不同参数 D 和 E 的控制以便更灵活的适应不同的信号形式，如图 3-3 所示，CKD 核在时延轴和多普勒轴都可以分别控制窗长度和窗形状，使其在计算 QTFR 上具有了更高的灵活性。

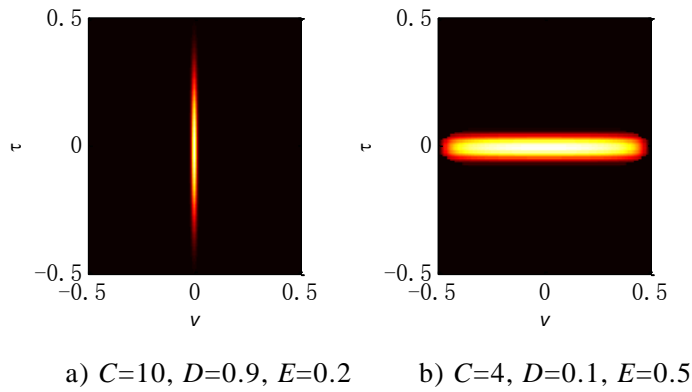


图 3-3 CKD 核在不同参数下的形状

3) MDD (multi-directional distribution)核：尽管 CKD 核在形状和窗长度上具有非常高的自由度，但是当信号的瞬时频率与时间和频率都不平行时，无法单独从时延或者多普勒轴滤波得到理想的 QTFR。因此可以引入旋转参数^[67]

$$g(v, \tau, \theta) = e^{\frac{C}{\left(\frac{v \cos \theta - \tau \sin \theta}{D}\right)^2 - 1}}, |v \cos \theta - \tau \sin \theta| < D \quad (3-19)$$

其中 θ 是核在模糊域相对多普勒的旋转角度，然而旋转的 (t, f) 核在信号包含多个不同时频方向分量的情况下也无法给出理想的时频能量分布，因此一个比较通用的方法是将含有多个不同方向分量的信号使用含有多个不同方向的旋转核的累积核进行滤波，即 MDD 核，表示为多个预定方向核的加和

$$g(v, \tau) = \frac{e^C}{N_D} \sum_{i=1}^{N_D} g(v, \tau, \theta_i) \quad (3-20)$$

其中 N_D 是总的方向核个数， θ_i 是第 i 个核的旋转角度。

MDD 核允许更加灵活的核参数控制，在默认的参数 $C=1, D=0.015$ 下，其不同旋转角度和窗长度下的核形状如图 3-4 所示。可以看出，如果信号各个分量都是 LFM 且已有各个分量的时频旋转角度先验知识，则根据式(3-20)产生针对该信号的最佳匹配滤波 QTFR。

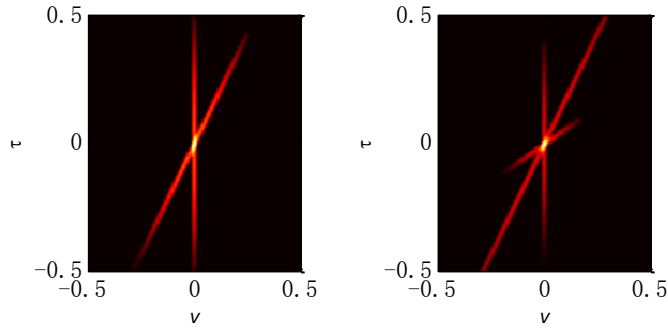

 a) $\theta=[90,60], \tau=[0.5,0.5]$ b) $\theta=[90,60,30], \tau=[0.5,0.9,0.2]$

图 3-4 MDD 核在不同参数下的形状

实验 3-1 基于模糊域核函数的时频分析设计

为了直观的显示模糊域核函数的实现原理，现设计一个包含四分量 LFM 的信号

$$s = \cos\left(\frac{3\pi t^2}{2500} + \frac{\pi t}{5}\right) + \cos\left(\frac{3\pi t^2}{2500} + \frac{3\pi t}{10}\right) + \sin\left(\frac{4\pi t}{25}\right) - \sin\left(\frac{3\pi t}{100}\right) \quad (3-21)$$

其 WVD 和模糊图如图 3-5 所示，图中省略了横纵坐标以便排版，其中 WVD 的横坐标为时间，单位 μs ，纵坐标为归一化频率，最大值可以线性映射到奈归斯特频率处；模糊图横坐标为归一化多普勒频移，纵坐标为时延，单位 μs 。以下未特殊注明时频分布的横纵坐标均按照该方法计算。

使用 EMBD 核对该信号处理的流程如图 3-6 a)、图 3-6 b)、图 3-6c) 所示，所采用 EMBD 核的参数为 $\alpha=0.1, \beta=0.1$ 。结合图 3-6 a) 和图 3-5 b) 可以看出，由于 EMBD 核将信号项模糊域的高频部分过滤了，导致信号的分辨率相对 WVD 大幅度降低，而且由于 EMBD 核引入了部分噪声，导致该核设计的 QTFR 对靠近的两个分量并没有分离开。图 3-6 d)、图 3-6 e) 和图 3-6 f) 采用 CKD 核设计的 QTFR 同理，其核的参数为 $C=1, D=0.09, E=0.05$ ，由于 CKD 和 EMBD 都只能相对理想的表示时频能量分布平行时间轴或者频率轴的信号，因此对于倾斜的两个分量，CKD 和 EMBD 都没有获得高分辨率。

使用 MDD 核对该信号的处理流程如图 3-6 g)、图 3-6 h)、图 3-6 i) 所示，核参数为 $\theta=[90,60], \tau=[0.5,0.5], C=1, D=0.015$ ，可以看出，相对于 EMBD 和 CKD，MDD 核更适合于该信号，因为其滤波器通带正好对应信号模糊域的能量峰值。从其设计的 QTFR 结果上也可以看出，理想 MDD 核设计的 QTFR 信号分辨率几乎接近 WVD，但是由于原信号的信号项在模糊域与干扰项有交叉，因此其时频分布上不可避免的存在少量交叉干扰项。

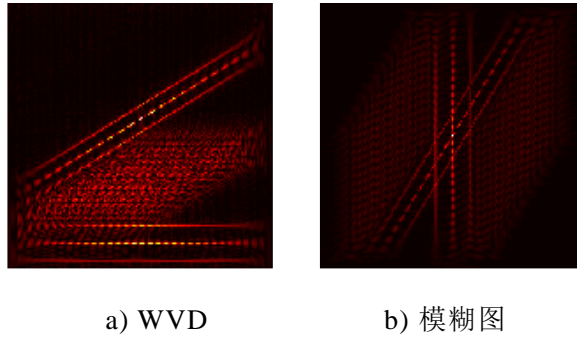


图 3-5 四 LFM 分量信号的 WVD 和模糊图

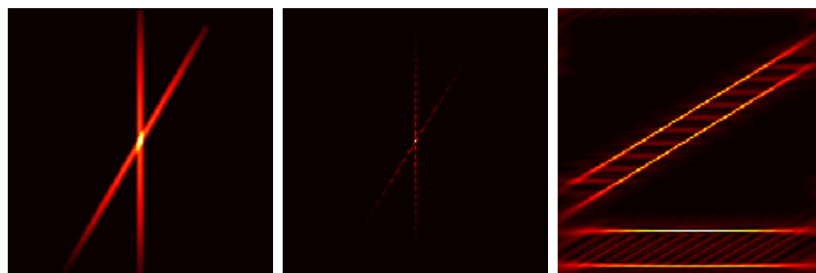
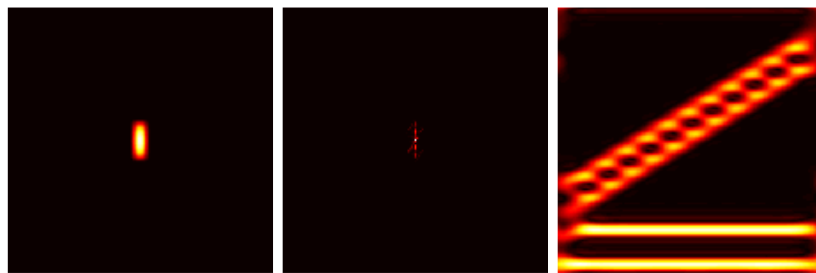
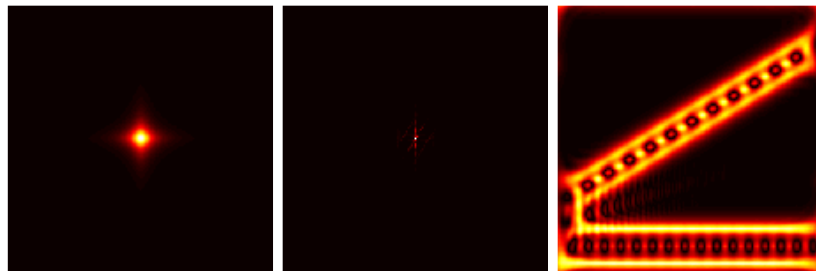


图 3-6 时延-多普勒核设计 QTFR 过程展示

3.2.3 二次时频分布的性能评价指标

在前面的分析中均是定性的分析了各时频分布的性能，为了定量的给出二次时频分布的分辨率的性能评价，参考文献[56]定义 QTFR 中幅度大于最大值 10% 的像素所占比例 R

$$R = \frac{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M (\rho[m, n] > \xi \max(\rho))}{MN}, \xi = 10\% \quad (3-22)$$

其中 $\xi=10\%$ 是一个经验值，其大小对性能趋势的影响非常微弱。较大的 R 值表示信号的能量分布范围较广，也即时频分辨率较低，反之亦然。

使用该指标对图 3-6 所示三种时频分布进行评价，结果如表 3-1 所示。可以看出 EMBD 和 CKD 在去除交叉干扰项的同时 TFR 的分辨率相对 WVD 严重下降，而 MDD 核由于与信号项匹配较好且对干扰项抑制较强因此其分辨率最高。

表 3-1 不同时频分布的分辨率性能评价

QTFR	WVD	EMBD	CKD	MDD
R	0.1667	0.4128	0.3201	0.1225

3.3 自适应角度二次时频分布算法

上一节所述 QTFR 设计均是根据先验知识手动设置 QTFR 的参数，在未知先验知识的情况下则无法得到清晰和精确的时频能量分布，例如在频谱图中不正确的窗长度将导致完全不同的时频分布。因此实际实时应用中需要一些自动化参数选择的流程，比如文献[22]中提出的全局自适应最佳核方法以及文献[17]中提出的局部自适应分数阶谱，本节也将引入一种局部自适应参数的 QTFR 设计方法。

对于给定的评价准则，QTFR 的参数可以在其准则上通过穷举或者其启发式搜索下最优化。上一节介绍了对于低度扩散的信号，通过在 QTFR 的信号项时频方向上使用含方向的滤波器可以在保持信号项分辨率的情况下减少交叉干扰项，不过此前都是根据先验知识得到信号项的时频能量方向。实际应用中当信号项在 (t, f) 平面只有一个方向时，其与时间轴的夹角可以通过分数阶傅立叶变换得到^[67]。然而大部分情况下，在 (t, f) 平面上通常包含多个方向的能量脊因此需要对他们在其局部进行分别滤波。

根据 QTFR 设计的方法, 本文通过在 WVD 域通过对 (t, f) 各个局部点自适应调整平滑核的方向来提高 QTFR 的分辨率, 该自适应角度 TFR (Adaptive Directional TFR, ADTFR) 可以看成式(3-1)的扩展

$$\rho_a(t, f) = \gamma_\theta(t, f) **_{(t, f)} W_z(t, f) \quad (3-23)$$

其中 $\rho_a(t, f)$ 表示 ADTFR, $\gamma_\theta(t, f)$ 是其自适应方向核且其各个 (t, f) 点的方向已经调整到与该点信号项方向一致了。该方法也可以看成是一种对时频分布的后处理方法, 因此可以进一步改写为

$$\rho_a(t, f) = \gamma_\theta(t, f) **_{(t, f)} \rho(t, f) \quad (3-24)$$

其中 $\rho(t, f)$ 为任意一种 QTFR 时频分布。根据上一节的分析, 自适应方向平滑核需要根据信号项和交叉项的特征来选择^[63]:

1) 交叉项在其主轴方向存在振荡, 因此交叉项可以通过在其主轴方向滤波将其抑制, 因为交叉项具有高频的特征。

2) 信号项的幅度在主轴方向变化缓慢, 导致了其大部分能量集中在主轴方向的低频部分, 因此在其主轴方向的低通滤波不会降低他们的分辨率。

因此, 为了保持信号项的分辨率并最大程度的抑制交叉干扰项, $\gamma_\theta(t, f)$ 核应该保留信号项主轴的低频部分, 去除高频部分。那么对于信号项所在点, $\gamma_\theta(t, f)$ 核的方向可以通过选择一个与 QTFR 的最大相关性的方向角度得到。该方法在交叉项所在的点则无法生效, 因为 $\gamma_\theta(t, f)$ 的低通特性和交叉项的高通性质, 他们的相关结果将接近 0, 因此可以首先对 QTFR 计算绝对值以去除交叉项所在振荡特性。即对于 QTFR 的幅度值, 信号项和交叉项都表现为能量脊, 因此任何点的 $\gamma_\theta(t, f)$ 的方向都可以通过选择与 QTFR 最大相关性的角度来估计, 即

$$\theta(t, f) = \arg \max_{\theta} \left| \gamma_\theta(t, f) **_{(t, f)} |\rho(t, f)| \right| \quad (3-25)$$

式中交叉项的振荡特性被 $|\cdot|$ 运算消除了, 需要注意的是该操作只是在计算脊角度时执行, 并没有在式(3-24)中应用。

对于自适应方向核 $\gamma_\theta(t, f)$ 的选择, 根据上面的讨论知道其需要满足:

1) 当 $\gamma_\theta(t, f)$ 的方向平行于能量脊的方向时输出最大值, 因此在其主轴方向上需要是一个低通滤波器。

2) 当 $\gamma_\theta(t, f)$ 的方向不平行于能量脊的方向时输出接近 0, 以便时频能量不出现在没有信号分量的地方。

一个比较简单的方法是选择式(3-19)所述的 MDD 核，但是该式在不同的参数可能导致不同的局部核形状，因此不宜作为自适应方向核。众所周知方向性高斯滤波器（directional Gaussian filter, DGF）的二阶导数就满足如上两个条件且其表达式非常简单^[68]

$$\gamma_\theta(t, f) = \frac{ab}{2\pi} \frac{d^2}{df_\theta^2} e^{-a^2 t_\theta^2 - b^2 f_\theta^2}, t_\theta = t \cos \theta + f \sin \theta, f_\theta = -t \sin \theta + f \cos \theta \quad (3-26)$$

其中 θ 是相对时间轴的旋转角度， a 和 b 控制了 DGF 核在时间轴和频率轴的扩展，也即 a 控制主轴方向的平滑扩展（即 $\exp(-a^2 t_\theta^2)$ ）， b 控制其垂直方向的平滑扩展（即 $d^2(\exp(-b^2 f_\theta^2))/df_\theta^2$ ）。

基于以上事实，当设计 DGF 的参数时需要保证其满足在信号项主轴方向呈现低通特性以保证对交叉项的抑制，而在垂直主轴方向上需要呈现全通特性以保证对信号项分辨率的保护，进而可以区分两个相互靠近的信号分量。因此参数 a 需要设置一个较小的值（例如 2）已保证低通特性，参数 b 需要设置一个较大的值（例如 30）已保证其全通特性。当参数选择 $a=2, b=12$ 时，不同旋转角度的 DGF 分布如图 3-7 所示。

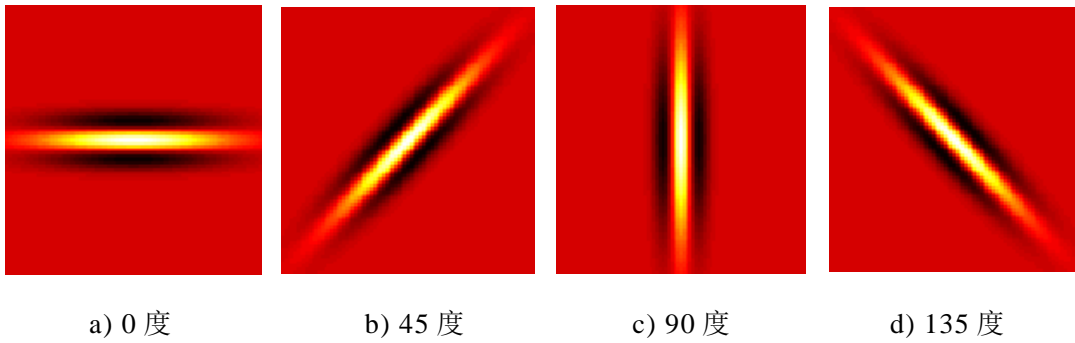


图 3-7 DGF 核在不同旋转角度下通带特性

将上述分析综合起来，计算离散 ADTFR 的算法步骤如下：

1) 计算离散解析信号 $z[n]$ 的 WVD

$$W_z[n, k] = 2 \sum_{m=-M/2}^{M/2} w[m] z[n+m] z^*[n-m] e^{-j2\pi mk} \quad (3-27)$$

其中 $w[m]$ 是一个长度为 $M+1$ 的时延窗函数。

2) 将 WVD 与一个先验的时频核卷 $\gamma[n, k]$ 积获得 QTFR（此步骤可省）

$$\rho[n, k] = W_z[n, k] \underset{n, k}{**} \gamma[n, k] \quad (3-28)$$

3) 与一系列预定义旋转角度的 DGF 滤波器卷积

$$\rho_l[n,k] = |\rho[n,k]|^{**}_{n,k} \gamma_{\theta_l}[n,k] \quad (3-29)$$

其中 $\gamma_{\theta_l}[n,k]$ 是 DGF 核且其与时间轴方向为 $2l\pi/L$ ， L 表示滤波器个数且 $l < L$ 。

4) 对于每一个代表 (t,f) 点的 $[n,k]$ ，选择让 $\rho_l[n,k]$ 最大的 DGF 核

$$\theta^*[n,k] = \frac{2\pi}{L} \arg \max_l |\rho_l[n,k]| \quad (3-30)$$

5) 通过将 $\rho[n,k]$ 与 $\theta^*[n,k]$ 下的 DGF 核卷积计算 ADTFR

$$\rho_a[n,k] = \rho[n,k]^{**}_{n,k} \gamma_{\theta^*}[n,k] \quad (3-31)$$

以上步骤中的各个步骤各个部分都是独立于其它步骤实现的，因此可以采用流水线方式实现，而由于各个步骤都没有涉及到全部信号的累加，因此可以在硬件上使用并行算法高速实现。

3.4 二次时频分布算法性能仿真

实验 3-2 无噪声环境下多分量 FM 信号 TFR 对比

仿真信号包含两分量 FM 信号，采样频率 100MHz，采样点数 256 点；多分量信号包含一个 LFM 信号（幅度 1V，起始频率为 35M，截至频率为 10M），一个 SFM 信号（幅度 1V，最低频率为 10M，最高频率为 30M），均采用时频分析工具箱产生，为直观显示时频分布的差异，在无噪声环境下进行。仿真对比结果如图 3-8 和表 3-2 所示，其中 CKD 的参数为 $C=1, D=0.1, E=0.06$ ；ADTFR 的参数为 $a=3, b=2$ 。图中由于 AOK 算法采用全局最优参数，因此针对 LFM 最优的全局参数将 SFM 信号几乎过滤了，虽然其分辨率性能最高，但是得到了错误的 TFR，由此可以看出 AOK 并不适合用于多分量信号的分析。总的而言，相对于传统的 QTFR，自适应参数的 QTFR 在视觉上更易于看出其各分量特征，因此更适合与多分量以及 NLFM 信号的分析，而其中 AFS 以及 ADTFR 都具有较好的时频分布性能，而在分辨率性能表现上 ADTFR 则更好。

表 3-2 无噪信号不同 TFR 与 ADTFR 分辨率性能对比

QTFR	WVD	频谱图	CKD	AOK	AFS	ADTFR
R	0.1074	0.1511	0.1249	0.0357	0.2612	0.0875

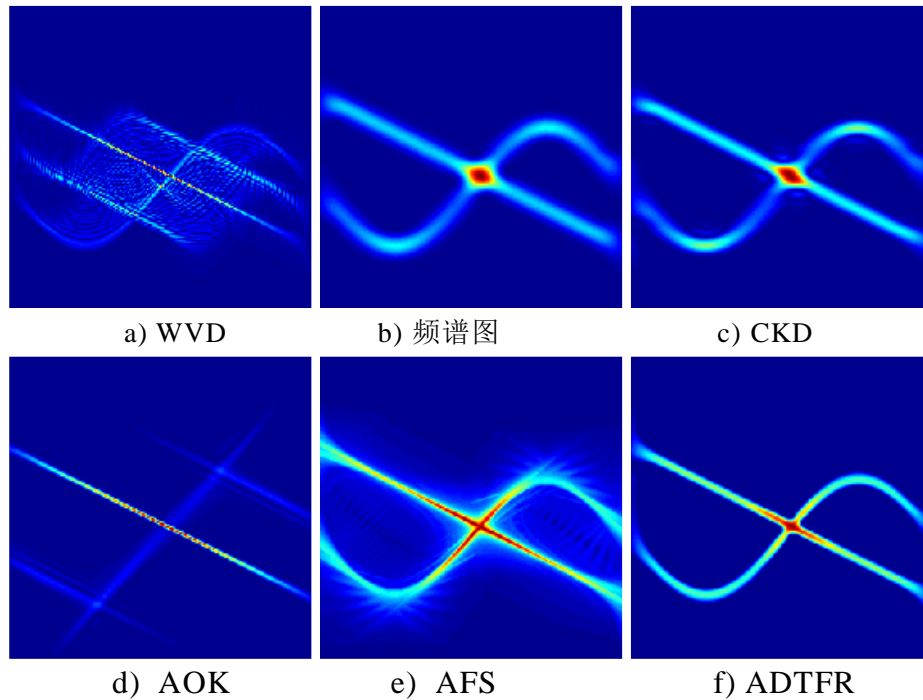


图 3-8 无噪声信号不同 TFR 与 ADTFR 时频分布对比

实验 3-3 有噪声环境下多分量 FM 信号 TFR 对比

针对实验 3-2 的信号，在 0dB 信噪比下各种 TFR 的实验结果如图 3-9 和表 3-3 所示，分析可以发现虽然各种 TFR 受到噪声的影响不同，即噪声在不同 TFR 内表现形式不同，但是噪声环境下各种 TFR 的性能和无噪声环境下的表现相似，WVD 分布中信号互相干扰导致很难分辨其中的信号项和噪声项；频谱图和 CKD 中信号项被噪声干扰导致谱峰不连续变化，而且存在较大的频谱噪声；AOK 虽然获得了较高的分辨率但是其时频分布明显存在偏差；AFS 和 ADTFR 直观上都比较正确，但是 ADTFR 的分辨率更高。

总的来说，无论是否存在噪声的干扰，ADTFR 算法在保证正确的前提下能得到最高分辨率的时频分布。另外 AFS 算法虽然分辨率不足，但是其时频分布直观上对比度较大，其局部线性的分析方法可以较好的拟合连续调频信号的时频分布。

表 3-3 有噪信号不同 TFR 与 ADTFR 分辨率性能对比

QTFR	WVD	频谱图	CKD	AOK	AFS	ADTFR
R	0.2962	0.2759	0.1947	0.0668	0.3936	0.1944

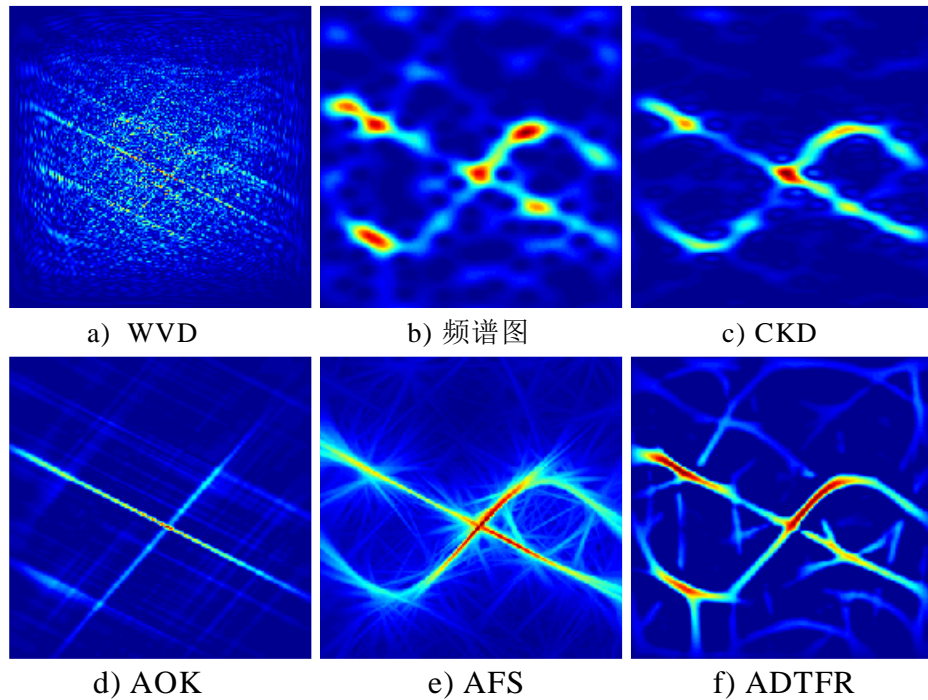


图 3-9 有噪信号不同 TFR 与 ADTFR 时频分布对比

3.5 本章小结

本章首先分析了频谱图和维格纳分布的关系，然后从二次时频分布的信号项模糊和交叉项干扰两个问题出发，提出了时频分布的改进思路，进一步引入自适应角度的二次时频分布算法，最后通过实验证明了自适应角度的二次时频分布算法的各方面性能指标均优于现有的时频分析方法。总的来说，信号的交叉项干扰和信号项模糊是一对相互矛盾的问题，而时频分布的设计就是在模糊域设计合理的滤波器，当滤波器和信号匹配时可以输出最高分辨率和最少交叉干扰项的时频分布，因此现有的时频分布算法大部分都只针对某些具有先验知识的信号有效，但是通过对模糊域核进行自适应的选择，可以在未知先验知识的情况下大幅度的提高时频分布的分辨率和交叉项干扰抑制性能。

第4章 多分量雷达信号瞬时频率估计算法研究

4.1 引言

通过第三章介绍的信号的时频分析理论，我们知道信号的时频分布是对多分量信号的分量结构的理想描述，因为时频分布中的每一个脊通常对应一个分量的瞬时频率。因此在时频分布上可以跟方便的提取各个分量的瞬时频率，进而可以采用一定的滤波技术提取出各信号分量，但是由于噪声和交叉分量的存在，多分量的瞬时频率提取很难准确无误的进行，这就需要对时频分布进行有目的的增强，并对提取后的瞬时频率片段进行适当的连接，这是本章的主要研究内容。

4.2 现有多分量信号瞬时频率估计算法分析

多分量信号的瞬时频率估计最早在文献[50]中提出并将其用于语音信号的分析 and 合成，该方法在目前仍然在大部分语音相关电子产品中使用。多分量信号的瞬时频率定义参考式(2-2)，各个分量的瞬时频率在 TFR 内都可以表示为一个连续的脊，因此多分量信号的瞬时频率估计需要包括脊峰值的检测和连接，其中连接算法保证各个分量的 IF 信息被准确无误的连续跟踪。

多分量信号的瞬时频率估计算法可以在时频分布上采用瞬时频率出生-死亡 (birth-death of IF, BDIF) 估计策略^[50]，也可以采用图像图像峰值检测-连接 (local peak detection and component linking, LPDCL) 算法^[34]，相应的算法原理参考文献，其它例如 (维格纳-霍夫变换) 算法则由于信号分量无法参数化等原因无法使用。下面首先简单的分析两种算法原理，然后重点总结这两种算法的优势和缺陷：

1) BDIF 算法根据前一时刻 IF 估计下一时刻的 IF 信息，搜索过程中允许频率存在跳变因此对噪声的鲁棒性较好，另外算法第二阶段对信号的搜索结果进行了一个最优判断保证了算法选择的 IF 值为当前最佳 IF。因此该算法在高信噪比下 IF 跟踪性能较好，能避免虚假峰值分量，但是需要信号分量个数的先验知识。

2) LPDCL 算法根据信号的 TFR 图像中的峰值检测结果进行连接，并去除长度较短的虚假 IF 片段，不需要信号个数的先验知识。当信噪比小于 1dB

时该算法无法直接用于 IF 检测，除非首先对其进行去噪处理。另外使用该算法得到的 F 估计值在时间上不连续且各个时刻的信号个数不统一。

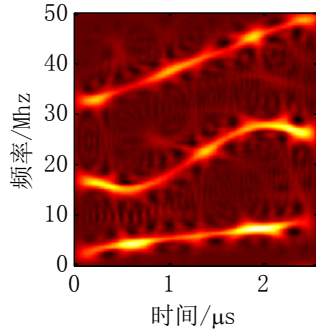
实验 4-1 时频域不存在重叠的多分量 FM 信号 IF 估计性能分析

为了对比两种多分量信号瞬时频率估计的性能，设计本次实验仿真验证他们在不同信噪比下的对无重叠的多分量 FM 信号的瞬时频率估计结果。针对时频域不存在重叠的多分量信号，两种算法的性能对比如图 4-1 所示，信号环境为一个包含两个 LFM 分量和一个 SFM 分量的信号，采样频率为 100MHz，采样点数为 256 点，信噪比分别为 5dB 和 0dB。两个 LFM 分量信号参数分别为：i) 幅度 1V，起始频率 3MHz，截止频率 9MHz；ii) 幅度 1V，起始频率 31MHz，截止频率 50MHz；SFM 信号幅度 1V，最低频率 15MHz，最高频率 28MHz，调制周期 3 μ s，信号的 EMBD 时频分布如图 4-1 a) 和图 4-1 c) 所示。可以看出在噪声环境下信号的 TFR 存在较大的干扰，该干扰导致其 IF 估计存在误差。仿真所用算法参数相同（最短 IF 为 20，能量阈值 75，信号个数 3，最大频率跳变 10）的情况下，BDIF 算法的误差较小，如图 4-1 b) 和图 4-1 d) 所示。而信号的 ADTFR 分布如图 4-1 e) 和图 4-1 g) 所示，可以看出信号在 ADTFR 下由于具有较好的时频分辨率和噪声抑制效果，因此 IF 检测算法性能较好，而其中 BDIF 算法误差依然较小。

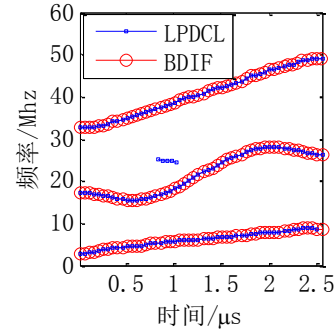
由实验分析可知，对于这类时频域不存在重叠的信号，采用 ADTFR 谱对信号进行 IF 估计性能较好，而 IF 估计算法中 BDIF 算法在已知信号分量个数的情况下其性能优于 LPDCL 算法，主要是对虚假 IF 分量抑制较好。

实验 4-2 时频域存在重叠的多分量 FM 信号 IF 估计性能分析

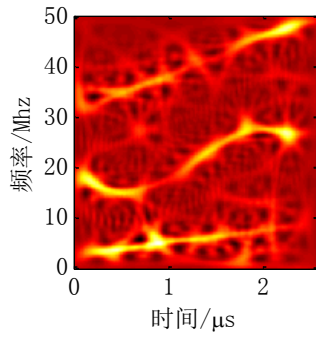
针对时频域存在重叠的多分量信号，两种算法的性能对比如图 4-2 所示，相对于上一个实验，此处只修改两个 LFM 分量信号参数分别为：i) 起始频率 5MHz，截止频率 20MHz；ii) 起始频率 35MHz，截止频率 9MHz。由前面的分析知道在 ADTFR 下进行 IF 估计性能较好，本次实验只考虑 ADTFR 分布如图 4-2 a) 和图 4-2 d) 所示。高信噪比环境下两种算法性能几乎相近，低信噪比环境下 BDIF 算法受到的噪声干扰较小，如图 4-2 e) 所示，该结论与无重叠分量的信号相似。但是在时频域分量重叠的区域，由于时频分布的畸变情况无法预测，因此两种 IF 估计算法均存在跟踪错误的可能，如图 4-2 c) 中 $t = 1.3\mu$ s 处所示，图中两个本应交叉连接的分量发生了交错，这是由于算法跟踪时没有考虑全局趋势导致的，由此可以启发我们在改进算法时考虑全局趋势。



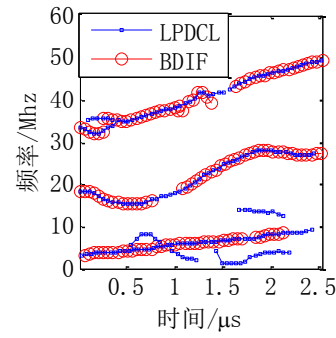
a) 三分量信号(SNR=5dB)的 EMBD



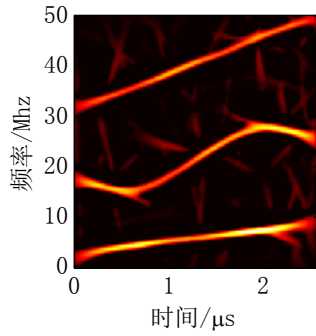
b) EMBD 上瞬时频率估计结果



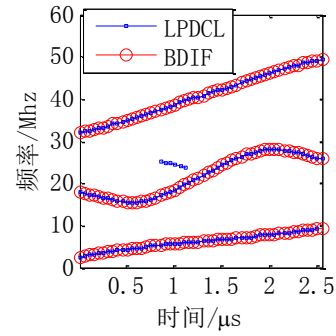
c) 三分量信号(SNR=0dB)的 EMBD



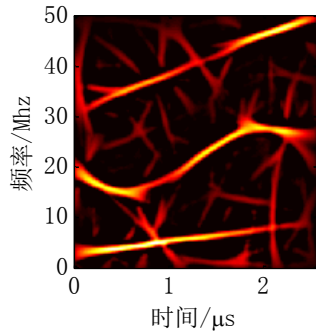
d) EMBD 上瞬时频率估计结果



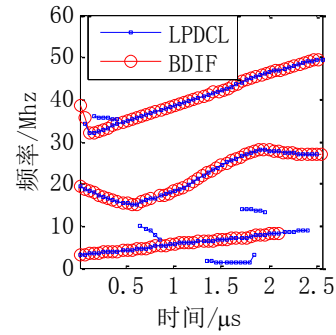
e) 三分量信号(SNR=5dB)的 ADTFR



f) ADTFR 上瞬时频率估计结果



g) 三分量信号(SNR=0dB)的 ADTFR



h) ADTFR 上瞬时频率估计结果

图 4-1 无重叠分量信号在不同 TFR 下的 IF 估计算法性能对比

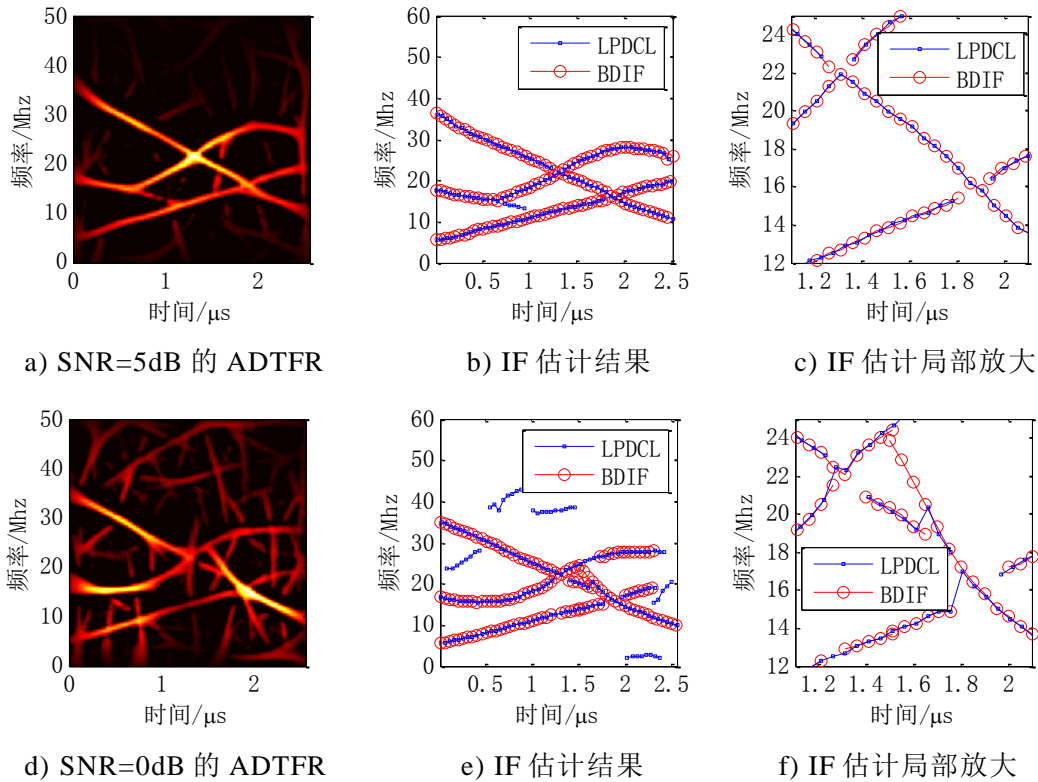


图 4-2 有重叠分量信号在 ADTFR 下的 IF 估计算法性能对比

由本次实验可知，在分量时频域存在重叠的情况下，多分量信号的瞬时频率估计结果受到分量之间的互相影响，现有两种瞬时频率跟踪算法都可能导致瞬时频率跟踪错误，出现分量之间的交错。实际战场环境中，接收到的雷达分量之间相互独立，很难保证其分量之间没有重叠，因此现有瞬时频率估计算法存在的缺点亟需解决。

4.3 多分量信号瞬时频率估计算法改进技术

4.3.1 信号时频分布的旋转梯度增强技术

多分量信号在时频域存在分量重叠导致 IF 估计错误的问题，在大部分已有文献中都没有涉及。仔细分析多分量信号 TFR 中存在的分量重叠处畸变的问题，可以发现对于时频域存在重叠分量和噪声干扰的信号，通常其时频分布有如下两方面的问题可能导致瞬时频率估计错误：

1) 对于分量重叠的地方，信号的 TFR 幅度存在畸变，可能导致瞬时频率跟踪到该处时出现分量间交错；

2) 由于噪声的存在, 信号的 TFR 分布中存在一些虚假的能量脊或者凸峰, 可能导致瞬时频率跟踪时产生虚假的瞬时频率分量。

对于这两种情况, 在文献[35]中进行了分析, 分析结果认为在时频分布中, 多分量重叠处和噪声存在位置相对于信号分量位置具有不同的梯度特征, 因此可以通过适当的旋转梯度对时频分布进行增强, 以消除分量重叠带来的各种畸变问题以及时频分布中的噪声。本文将其所提梯度处理算法引入并进行适当的修正, 作为在 TFR 上进行瞬时频率估计前的图像预处理过程。

对于 TFR 中的任意时频点, 定义其邻域 $N(t_i, f_i)$ 为其周围 $W \times W$ ($W=2m+1$) 的正方形区域

$$N(t_i, f_i) = \{(t_i, f_i) : r, l \in \{-m, \dots, m\}\} \quad (4-1)$$

其中 m 是一个正整数, 表示领域窗长度的一半, 通常当时频分辨率越高时, 需要设置越小的 m 值。时频点 (t, f) 的邻域谱可以表示为

$$\rho_{ij}(t, f) = \beta_0^{ij} + \beta_1^{ij} + \beta_2^{ij} \quad (4-2)$$

其中 β_0 表示图像领域均值, β_1 表示图像领域的水平梯度, β_2 表示图像领域的垂直梯度, 采用式(4-3)进行计算

$$\begin{cases} (t, f) \in N(t_i, f_j), A_t = \sum_{r=-m}^m (t_{i+r} - t_i)^2, A_f = \sum_{l=-m}^m (f_{j+l} - f_j)^2 \\ \beta_0^{ij} = \frac{1}{W^2} \sum_{r=-m}^m \sum_{l=-m}^m \rho(t_{i+r}, f_{j+l}) \\ \beta_1^{ij} = \frac{1}{W^2 A_t} \sum_{r=-m}^m (t_{i+r} - t_i) \sum_{l=-m}^m \rho(t_{i+r}, f_{j+l}) \\ \beta_2^{ij} = \frac{1}{W^2 A_f} \sum_{l=-m}^m (f_{j+l} - f_j) \sum_{r=-m}^m \rho(t_{i+r}, f_{j+l}) \end{cases} \quad (4-3)$$

定义原始梯度矩阵为

$$V_{ij} = (\beta_1^{ij}, \beta_2^{ij}) \quad (4-4)$$

则梯度矩阵满足如下特征, 针对实验 4-2 中的多分量无噪声信号, 其 ADTFR 分布如图 4-3, 其梯度图像如图 4-4 a) 所示 (从上到下依次为 1 到 3 区梯度值):

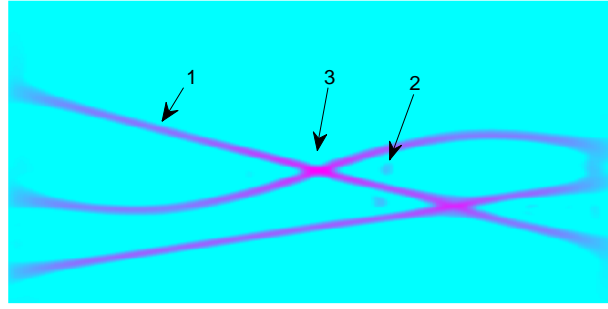


图 4-3 无噪声多分量信号的 ADTFR 特征点示意

- 1) 对于信号分量的时频能量聚集区域 1 区，该区域的梯度向量指向信号的瞬时频率所在位置，区域内的梯度累加和近似为 0；
- 2) 对于没有信号的时频区域 2 区，该区域的梯度向量随机分散或者因为局部噪声其朝向一个方向，区域内梯度的累加和近似为 0；
- 3) 对于信号分量重叠区域 3 区，该区域所有梯度向量指向或者反向时频叠加中心，区域内梯度累加和近似为 0。

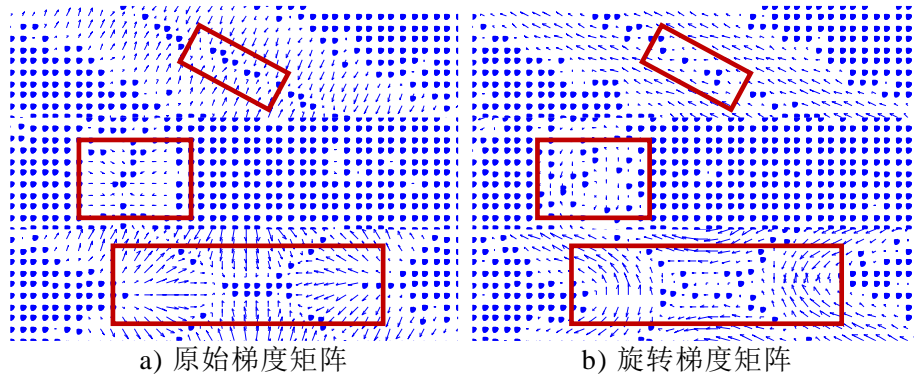


图 4-4 原始梯度向量和旋转梯度向量示例

对梯度矩阵按照如下关系旋转，即可得到旋转的梯度矩阵

$$V_{ij}^* = \begin{cases} (\beta_2^{ij}, -\beta_1^{ij}), V_{ij} \text{ 位于第1、2象限} \\ (-\beta_2^{ij}, \beta_1^{ij}), V_{ij} \text{ 位于第3、4象限} \end{cases} \quad (4-5)$$

旋转的梯度矩阵满足如下特征，如图 4-4 b) 所示：

- 1) 对于信号分量的时频能量聚集区域 1 区，该区域的梯度向量指向信号的瞬时频率所在位置，区域内的梯度累加和较大；
- 2) 对于没有信号的时频区域 2 区，该区域的梯度向量随机分散，区域内梯度的累加和近似为 0；
- 3) 对于信号分量重叠区域 3 区，该区域所有梯度向量反向或者指向时频叠加中心，区域内梯度累加和近似为 0。

因此基于梯度矩阵和旋转的梯度矩阵特征，可以定义平均梯度图像

$$R_{ij} = \beta_0^{ij} \frac{\|\overline{V_{ij}^*}\|^2}{\max\left(\varepsilon, \|\overline{V_{ij}}\|^2\right)} \quad (4-6)$$

其中 ε 是一个阈值，用于限制噪声也避免该式陷入无穷大值；而 $\overline{V_{ij}^*}$ 和 $\overline{V_{ij}}$ 表示一个自适应方向窗内的 V_{ij}^* 和 V_{ij} 的均值。该自适应方向窗是沿着当前点所在旋转梯度 V_{ij}^* 的方向上，以保证旋转梯度 V_{ij}^* 可以获得最大的累加和而原始梯度 V_{ij} 获得最小的累加和，该自适应窗的方向大致如图 4-4 中线框所示。采用自适应窗可以获得最好的时频增强，让信号存在的时频处得到最大化能量增强，但是由于其自适应角度处的计算量较大，因此实际实现中也可以使用一个固定大小的窗代替，但是性能会有所损失。

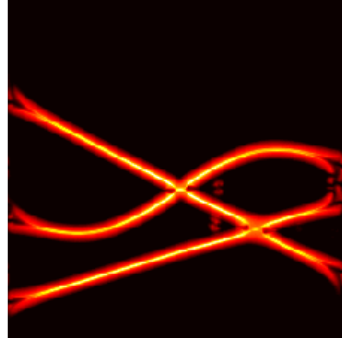
该平均梯度图像满足在信号分量时频能量聚集区域具有较大的值，因为该处信号的修正梯度向量较大，而在其余地方其值为一个相对小的值。利用该算法不仅可以去除 TFR 的噪声和虚假分量，还可以增强 TFR 以便其更适合瞬时频率估计。图 4-5 是实验 4-2 的信号使用梯度增强前后的 ADTFR，首先，旋转梯度增强后的 ADTFR 峰值更加突出，而且采用自适应方向窗增强后甚至只保留了峰值部分；其次，对于信号时频重叠点固定窗增强后其幅度有所减弱，但是却导致了 IF 端点处的分岔进而导致 IF 估计错误，而在自适应方向窗增强后其时频交叠处的幅度几乎完全消除，因此该方案可以防止分量之间的 IF 片段连接错误，但是估计到的瞬时频率被切成瞬时频率片段了，因此需要进一步的片段连接操作。

4.3.2 瞬时频率片段的连接算法

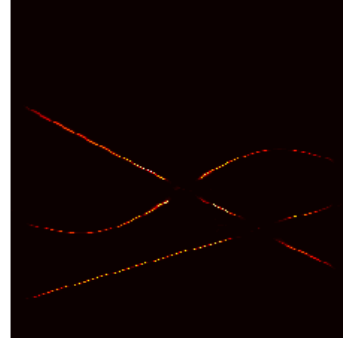
前面的分析可以得出，在对多分量信号进行瞬时频率估计时，当分量在时频域存在重叠时，现有瞬时频率估计方法均有很大的可能在时频重叠处产生瞬时频率跟踪错误。为了克服该问题，前一小节指出可以使用梯度旋转的方法增强信号的时频分布，以避免该处的 TFR 畸变导致连接错误，但是又导致了瞬时频率片段不连续的问题。

由于本文主要考虑 LFM 和 SFM 信号类型，他们在任何不连续的 IF 片段 S_n 上均会表现出自己独特的特征，具体可以描述为：

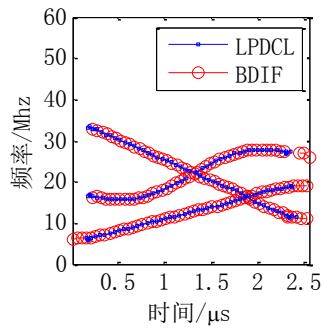
- 1) LFM 信号 IF 信息在任意时间段内均表现为一条直线；
- 2) SFM 信号在任意时间段内可以近似表示为直线或者正弦曲线。



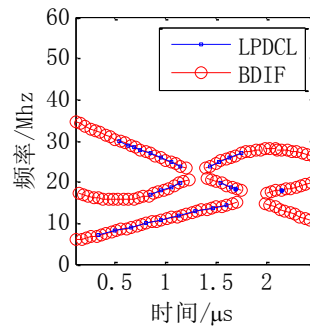
a) 固定窗梯度增强后的 ADTFR



b) 自适应窗增强后的 ADTFR



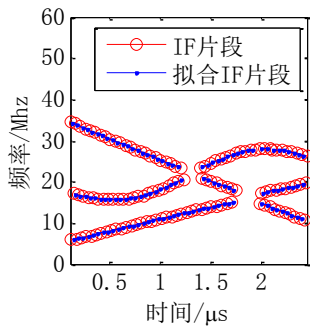
c) 固定窗梯度增强后的 IF 估计



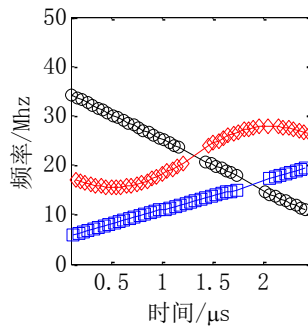
d) 自适应窗增强后的 IF 估计

图 4-5 有重叠多分量 FM 信号 ADTFR 增强后的分布及其 IF 估计

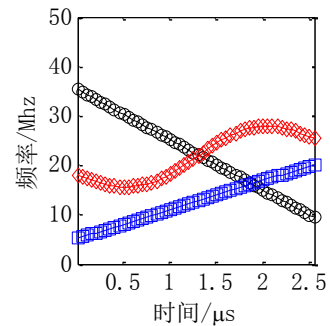
基于该两方面的特征，在只有 LFM 和 SFM 信号的环境下，我们可以对检测的 IF 各个片段进行直线或正弦拟合（选择拟合误差较小者作为结果）以消除片段上的量化噪声和畸变，得到拟合后的片段 S'_n ，如图 4-6 a) 所示。虽然本文只考虑了 LFM 和 SFM 信号，但是可以认为对于任意连续调频信号，其断点都具备如上两点特征，因此在进行片段连接的过程中依然可以采用该出发点进行连片段连接操作。



a) IF 片段拟合



b) 片段连接



c) 分量拟合

图 4-6 片段连接过程示意

经过拟合的 IF 片段在消除噪声和畸变的同时，也让片段边缘的导数更加接近真实值，因此下一步的片段连接可以依赖该边缘导数做进一步的片段连接，连接的目标如图 4-7 a) 中虚线所示，即让边缘斜率都近似为其连线斜率的两条 IF 片段连接为一个分量。具体的连接算法为描述如下：

1) 当任意两个拟合片段 S'_i 和 S'_j 在时间上没有重叠（假设 S'_i 出现时间早于 S'_j ），计算 S'_i 和 S'_j 的中间梯度 V_{inter} ，前梯度 V_{pre} ，后梯度 V_{pro} 分别如下

$$V_{inter} = \frac{S'_j[1] - S'_i[N_i]}{t(S'_j[1]) - t(S'_i[N_i])} \quad (4-7)$$

$$V_{pre} = S'_i[N_i] - S'_i[N_i - 1], V_{pro} = S'_j[2] - S'_j[1]$$

其中 N_i 表示 S'_i 的长度， V_{inter} 表示两个片段之间的斜率， V_{pre} 表示前一个片段的结尾斜率， V_{pro} 表示后一个片段的开始斜率，如图 4-7 b) 所示。

2) 计算三个梯度的方向相关性 η

$$\eta = \frac{\max(|V_{inter} - V_{pre}|, |V_{inter} - V_{pro}|, |V_{pro} - V_{pre}|)}{\max(|V_{inter}|, |V_{pre}|, |V_{pro}|)} \quad (4-8)$$

当 η 大于阈值 σ 时认为两个片段可以连接在一起，将他们标记为同一个分量。如图 4-6 b) 所示为对该信号 IF 片段标记的结果，不同颜色表示不同分量，该信号包含三个分量。

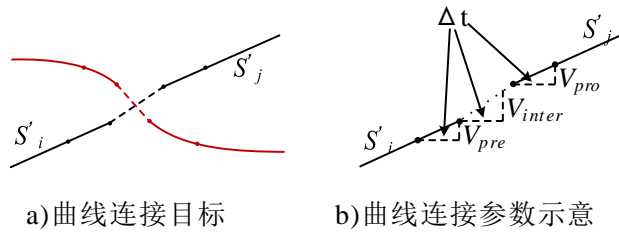


图 4-7 曲线连接目标及参数含义示意

3) 进一步对标记为同一个分量的所有 IF 片段进行拟合，即可得到各个分量的连续的 IF 估计结果。如图 4-6 c) 所示为对标记后的分量进行拟合后的结果，可以发现拟合后得到了连续的 IF 估计信息，且其与各个分量的 IF 真值几乎相同。

实验 4-3 无噪声环境下两分量 SFM 信号的瞬时频率估计结果

为了验证该 IF 估计算法对多 NLFM 信号的性能，设计了本次仿真实验。仿真信号为一个包含两分量 SFM 信号的多分量信号，采样频率为 100MHz，采样点数为 256 点，各 SFM 分量的幅度为 1V，最低频率 10MHz，最高频率 40MHz，调制周期 128，一个分量调制信号起始相位为 $-\pi/2$ ，另一个起始相位

为 $\pi/2$ 。该信号的 ADTFR 如图 4-8 a) 所示, 可以看到两个 SFM 信号重叠非常严重且重叠处的 ADTFR 有所增强, 无法在该分布上进行多分量的 IF 估计; 旋转梯度增强后的时频分布如图 4-8 b) 所示, 可以看到信号分量重叠处的时频分布被彻底消除了, 不过信号水平的瞬时频率部分也受到了一些影响; 在此基础上进行 BDIF 瞬时频率估计的结果如图 4-8 c) 所示, 可以看到正确无误的检测出了各个 IF 片段, 而且部分虚假片段也被检测出来了, 通过限制 IF 长度可以去除虚假 IF 片段; 经过连接的各分量 IF 信息如图 4-8 d) 所示, 可以看出两分量信号的瞬时频率被正确无误的分离和估计。

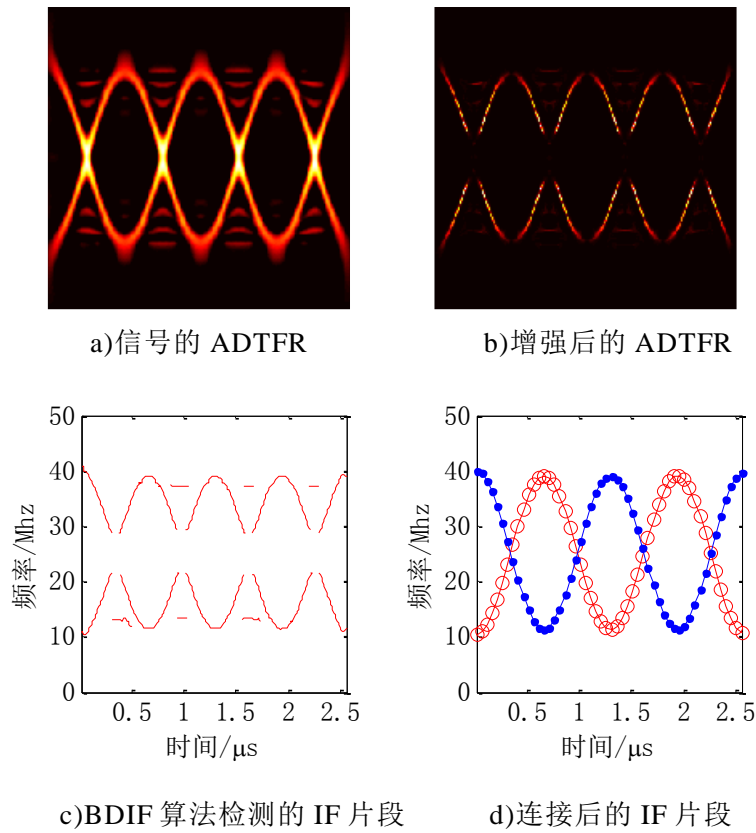


图 4-8 无噪声两分量 SFM 信号的瞬时频率估计性能分析

4.4 多分量信号瞬时频率估计算法性能对比

为了定量的描述瞬时频率估计算法的估计性能, 本文采用估计瞬时频率片段和真实频率的最小均方根误差 (minimum Root Mean Square Error, mRMSE) 作为瞬时频率估计的评价指标, 定义为

$$mRMSE_j = \min_{\{\hat{S}_j\}} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (S_j(n) - \hat{S}_j(n))^2} \quad (4-9)$$

其中 $S_j(n)$ 表示第 j 个分量的真实瞬时频率； $S'_i(n)$ 表示估计的第 i 个瞬时频率片段。式(4-9)表示从估计的所有片段中，选择到第 j 个信号分量实际瞬时频率的最小欧氏距离，作为该分量瞬时频率估计性能评估值。因此，最终采用某算法估计的多分量信号瞬时频率可以取 $mRMSE_j$ 的均值 $mRMSE$ 作为评估值。瞬时频率估计误差越小，最小均方根误差 $mRMSE$ 越小。

采用该方法对本章所提算法进行如下对比实验，依次对实验 4-1、实验 4-2 和实验 4-3 所述多分量信号的瞬时频率估计性能进行评估，对比 LPDCL、BDIF 以及所提算法的最小均方根误差性能，对比结果如表 4-1 所示。

表 4-1 不同多分量信号的瞬时频率估计最小均方根误差性能对比

实验条件	BDIF 算法	LPDCL 算法	本章所提方法
实验 4-1	0.6384	0.6163	0.5086
实验 4-2	0.6083	0.6813	0.4368
实验 4-3	28.99	26.13	1.792

从表 4-1 中可以看出，无论针对哪种多分量信号，本章所提瞬时频率估计方法估计的瞬时频率最小均方根误差都是最小的。特别的，针对时频域存在严重重叠的非线性调频信号时，BDIF 和 LPDCL 由于瞬时频率的跟踪错误导致了非常大的 $mRMSE$ 值，而本文所提方法通过片段连接校正了该错误，因此在 $mRMSE$ 上取得了较大的改进。总的来说，本章所提的瞬时频率估计方法通过时频分布的增强、片段拟合和连接算法，不仅避开了分量瞬时频率估计错误的情况，也实现了瞬时频率估计精度的提高。

4.5 本章小结

在本章对比了两种现有多分量信号的瞬时频率估计算法，并指出了他们在存在交叉分量时的估计错误问题，因此引入了图像的梯度旋转增强技术用于瞬时频率估计前的时频分布预处理。对处理后的时频分布进行瞬时频率估计可以消除跟踪错误，但却导致了瞬时频率片段化，因此进一步提出了片段的连接拟合算法。最终，通过梯度旋转增强、瞬时频率估计、片段连接拟合相结合，即可较准确地估计多分量信号各分量的瞬时频率，进而用于信号的后续处理。虽然本章考虑的连接和拟合算法都是针对 LFM 和 SFM 信号而言，但是对于任意连续调频信号，其时频分布增强和片段连接算法都有效，在已有信号调频类型先验知识的情况下也可以采用拟合或插值的方法估计其瞬时频率。

第5章 多分量雷达信号提取和重建技术研究

5.1 引言

通过第四章的处理，多分量雷达信号的各个分量瞬时频率都已经得到，如何根据分量信号的瞬时频率从叠加的组合分量信号中分离出该分量信号是本章的主要研究内容。通过对国内外现状的总结，本章采用较为成熟的时变滤波算法，但是由于传统时变滤波是在短时傅立叶变换下进行，分量重叠处信号之间存在的频域交叉干扰导致重建信号存在畸变，因此本章重点研究如何解决基于短时傅立叶变换时变滤波算法在多分量信号分离中的缺陷。

5.2 基于短时傅立叶变换的自适应时变滤波

通常第三章的介绍，我们已经知道多分量雷达信号在时频分布中表现为多个能量脊，而从多分量雷达信号中分离出各分量信号的问题就可以定义为从信号的时频分布提取出各个分量信号的 TFR，进而通过其 TFR 还原出信号的时域信号。因此这就要求所采用的 TFR 具有可逆性，即可以通过信号的 TFR 还原信号的时域波形，即要求计算 TFR 的算法具有可逆性。

具有可逆性质的 TFR 通常采用短时傅立叶变换（Short Time Fourier Transform, STFT）谱^[69]、小波变换谱、同步压缩小波变换谱^[46]等。采用这类 TFR 在时频分布上对信号进行处理，然后通过逆变换重建时域信号的操作，被定义时变滤波（Time-Varying Filtering, TVF）^[70,71]。需要注意的是，通常 QTFR 系列的 TFR 是不具备可逆性的，因为 WVD 的计算损失了信号的相位和幅度信息，因此如果采用 WVD 进行时变滤波，最终重建信号需要利用原时域信号计算其相位偏移^[72]，导致其无法用于多分量信号分析中。本节首先分析基于 STFT 的时变滤波算法，然后在其基础上提出自适应带宽的时变滤波方法。

对于时域解析信号 $z(t)$ ，其短时傅立叶变换为时刻 t 下其与某短时窗乘积的傅立叶变换^[51]

$$F_z(t, w) = \int_R x(u)h(u-t)e^{-j2\pi uw} du \quad (5-1)$$

其中 $h(t)$ 为短时分析窗函数且 $h(0)=0$ ，其作用是限制进行傅立叶变换的信号时间范围和权重，如前面所述，短时傅立叶变换谱是可逆的，其逆变换为

$$z(t) = \frac{1}{2\pi} \int_R F_z(t, w) dw \quad (5-2)$$

从式(5-2)中可以看出, 信号在 t 时刻的采样值只需要将该时刻上的短时傅立叶变换值进行逆傅立叶变换, 然后取其第一个值除窗函数即可。当设置窗函数 $h(0)=1$ 时, 式(5-1)和(5-2)的离散定义式为

$$F_z[n, k] = \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} z[n+m]h[m]e^{-j\frac{2\pi}{N}km} = DFT[z[n+m]h[m]] \quad (5-3)$$

$$\tilde{z}[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_z[n, k], h[0] = 1 \quad (5-4)$$

其中 $F_z[n, k]$ 即为信号的 STFT 分布, $z[n]$ 为重建的时域信号。根据式(5-4)可以看出只需要根据信号的 STFT 即可重建原始信号, 因此可以定义多分量信号的时变滤波为

$$\tilde{z}_i(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F_z[n, k] \cdot B_i[n, k] \quad (5-5)$$

其中 $B_i[n, k]$ 表示第 i 信号分量时变滤波器, 简单有效的时变滤波器定义为在信号分量的时频域能量聚集处 $B_i[n, k]=1$, 其它区域 $B_i[n, k]=0$ 。根据上面的分析, 多分量信号的时变滤波实际上是设计各个分量信号的时变滤波器 B 问题, 也就是 STFT 中信号分量的提取问题。

在噪声环境下 STFT 上的干扰项幅度常常与信号项相近, 因此 STFT 上某点是否存在信号分量可以根据对信号的瞬时频率估计结果来判断。前面已经介绍, 瞬时频率是信号时频能量的脊, 虽然噪声环境下可能有部分偏差, 但通常也在脊周围。由此启发我们可以根据瞬时频率周围的能量分布来自适应的选择最佳通带范围, 而瞬时频率的获取算法在前一章节有所介绍, 本章假设瞬时频率已经精确估计得到。最简单的方式是基于固定窗大小的判据: i) 当该点距某个分量的瞬时频率距离小于 L 时, 认为其为该信号分量的能量, 设置该信号分量的 $B_i[n, k]=1$; ii) 当该点距离某个分量的瞬时频率距离大于 L 时, 认为不是该信号分量的能量, 设置该信号分量的 $B_i[n, k]=0$, 其中 L 是预设的窗长度, 即时变滤波的通带长度。

基于固定窗的时变滤波由于窗长度 L 需要手动设置且无法独立于信号, 因此在自动化信号分析和处理的应用场合我们更希望自适应的选择时变滤波中的通带范围。可以根据如下算法搜索 B_i 在 n 采样时刻的通带范围:

1) 对于第 n 采样时刻的第 i 分量的瞬时频率 $f_n = f(n\Delta t)$, 设置 $F_{min} = \delta F_z[n, f_n]$, 其中 δ 是一个阈值, F_{min} 表示通带范围的边缘阈值;

2) 在 $k > f_n$ ($k < f_n$) 范围内向两边搜索 $F_z[n, k]$, 当 $F_z[n, k] < F_{min}$ 并且 $F_z[n, k] < F_z[n, k+1]$ ($F_z[n, k] < F_z[n, k-1]$) 时停止搜索, 否则设置 $B_i[n, k]=1$ 。

根据如上两个基于自适应窗的步骤得到的自适应窗滤波器 B_i 满足其通带范围为分量瞬时频率所在两端的峰脉范围内, 在多分量信号时变滤波中为了避免靠近项导致的叠加干扰, 实现过程中可以设置允许的最大搜索长度为 L_m 。实际实现时由于 STFT 存在频谱对称性, 因此以上第二步搜索到 $k < 1$ 或者 $k > N$ 时对称折叠到 $k = k \% N$ 的位置, 其中 N 表示频域采样点数。自适应窗一个显而易见的优势是适用于 NLFM 信号的时变滤波, 因为 NLFM 信号的 STFT 谱峰宽度随着瞬时频率的斜率变化而变化; 第二个优势是当 STFT 谱噪声较多时, 自适应窗函数会引入更少的噪声, 因为噪声导致的信号谱峰能量急剧衰减处自适应窗会及时的阻止其衰减扩延; 第三个优势是其最大窗长度通常可以随意设置一个保证足够大的值, 算法会自动选择能量边缘, 而固定窗长度必须人工设定却性能强依赖于窗长。

为了定性的对比基于固定距离和自适应窗的时变滤波实现差异, 现考虑一个 LFM 信号, 幅度 1V, 起始频率为 0.1M, 截至频率为 50M, 仿真信噪比为 0dB, 采样频率 100MHz, 采样点数为 512 点。其 STFT 谱如图 5-1 a) 所示, 采用固定窗的时变滤波后的信号 STFT 如图 5-1 b) 所示, 图 5-1 c) 是采用自适应窗函数滤波后的 STFT, 自适应窗 TVF 滤波之后的 STFT 谱将信号能量和噪声能量分离得较彻底。信号的时域波形如图 5-2 所示, 可以看出在 0dB 噪声下, 时变滤波后的信号非常接近原始信号。

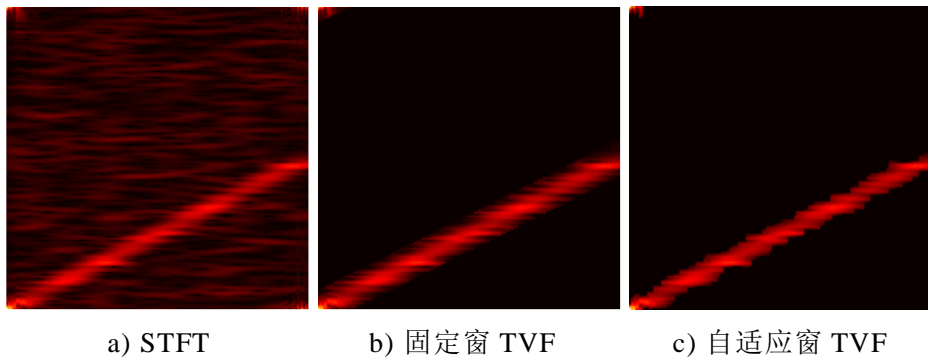


图 5-1 固定距离和自适应窗的时变滤波实现

为了定量的描述时变滤波的性能, 此处采用均方根误差 (Root Mean Square Error, RMSE) 作为时变滤波性能的评价指标, 定义为

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (s(n) - \tilde{s}(n))^2} \quad (5-6)$$

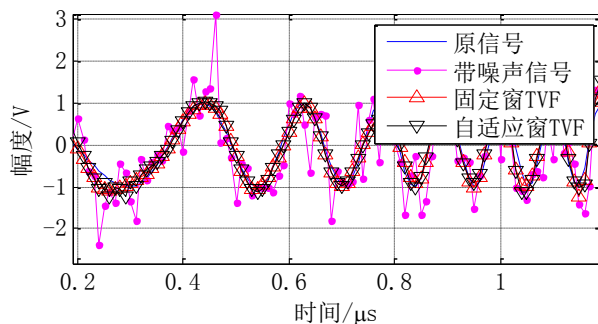


图 5-2 STFT 下时变滤波前后波形对比

RMSE 描述滤波后的信号和理想信号分量的差异程度，RMSE 越小表示两者差异越小，信号的滤波效果越好。使用该评价指标对不同的信号（LFM 和 SFM 信号）在不同 SNR 下进行蒙特卡洛仿真，仿真 100 次，得到的 RMSE 曲线如图 5-3 所示。从图中可以看出，针对 LFM 信号自适应窗的 RMSE 性能相对固定窗有微弱的改善，而针对 SFM 信号其改善则稍大，原因是 SFM 信号的 STFT 谱峰宽度变化较大，当采用固定窗函数时在谱峰较窄的地方容易引入噪声增加误差。

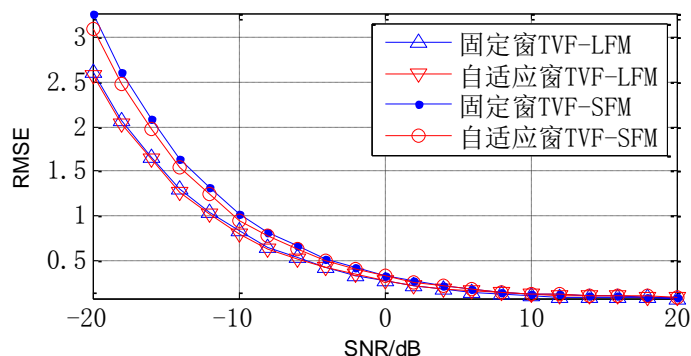


图 5-3 固定距离和自适应范围的时变滤波 RMSE 性能对比

5.3 基于短时分分数阶傅立叶变换的时变滤波

5.3.1 短时傅立叶变换时变滤波的缺陷分析

上一节介绍了时变滤波的基本理论及其改进，时变滤波有很多应用。在文献[73]中分析了多分量信号的可分性，将时域可分和频域可分扩展到了时频域可分离信号类型，并利用时变滤波将其用于从噪声背景中分离 NLFM 信号。

文章指出时频域可分的信号在时频分布中必须无重叠分量，当存在重叠分量时重叠部分的信号依赖于分量之间的相关性。

时域无重叠的信号分量可以通过选择开关对其进行分离，频域无重叠的信号分量可以通过带通滤波器对其进行分离。对于多分量雷达信号，由于到达时间持续且都为非平稳信号，因此持续采样信号在时域和频域都存在覆盖性的重叠。当时域和频域采样间隔足够细的情况下，由于不同雷达的调制参数以及调制方式等不同，在时频域大部分范围内并不会重叠，这启发我们可以从 TFR 平面将各个信号分离。下面首先考虑时频域不存在重叠分量的情况，再分析在时频域存在交叉重叠分量的情况，主要通过实验分析采用时变滤波的方式分离该两类信号的性能以及可能遇到的问题。

1) 时频域不存在重叠分量情况

设计一个包含两个分量的信号 $s=s_1+s_2$ ，分量 s_1 为 LFM 信号，起始频率为 10MHz，截至频率为 20MHz；分量 s_2 为 SFM 信号，最低频率为 25MHz，最高频率为 45MHz，调制周期为 $2.56\mu\text{s}$ ；采样频率为 100MHz，采样点数 256 点，信噪比 0dB。信号 s 及其加噪声后的信号如图 5-4 所示，图中的叠加信号为 s 实际包含两个分量的雷达信号。

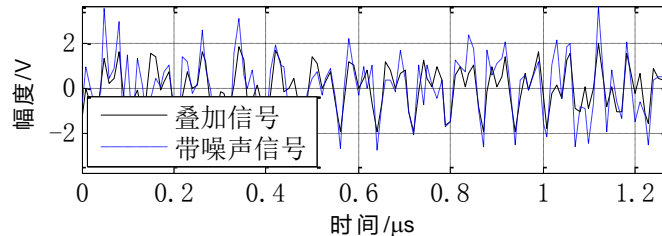
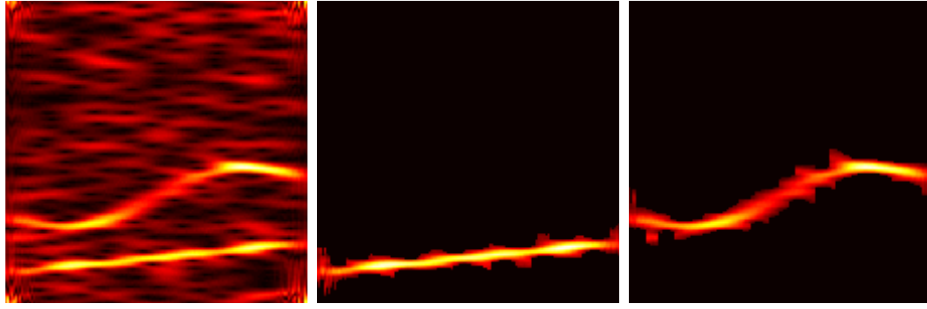


图 5-4 分量不重叠情况下原始信号和带噪声信号

对上述信号进行时变滤波，滤波前后的 STFT 时频分布如图 5-5 所示，时域波形如图 5-6 所示，由于前面分析得出自适应窗 TVF 相对于固定窗 TVF 较好，因此此处采用自适应窗 TVF 进行分析，后面如无特殊数目也默认采用自适应窗 TVF 对信号进行分离。结合图 5-5 和图 5-6 可以看出时变滤波确实正确的将两个分量都分离出来了，不过由于噪声的存在，分离后的各分量信号也存在一定的误差，该误差随着信噪比的增大而减少，如图 5-7 所示是采用了 20 次蒙特卡洛仿真的 RMSE 结果，可见两个分量信号的 RMSE 都随着 SNR 的增大而减小，且下限趋于 0，其误差减少趋势基本相同是因为采用的自适应窗可以自动的调节各时刻带宽因此对于 SFM 信号分量 s_2 也可以得到与 LFM 信号分量 s_1 几乎相近的误差结果。



a) 含噪声的叠加信号 b) TVF 分离信号 1 c) TVF 分离信号 2

图 5-5 分量不重叠情况下两分量信号的时变滤波前后 STFT 谱

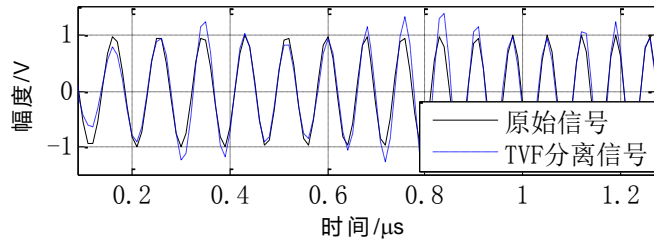
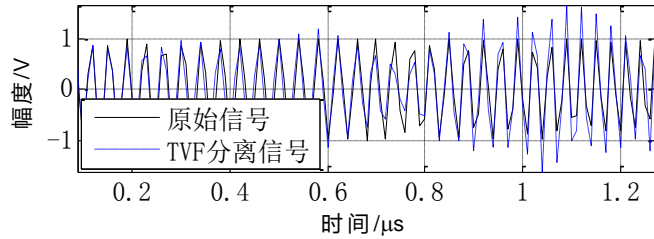

 a) 信号分量 s_1

 b) 信号分量 s_2

图 5-6 分量不重叠情况下两分量信号的时变滤波前后信号对比

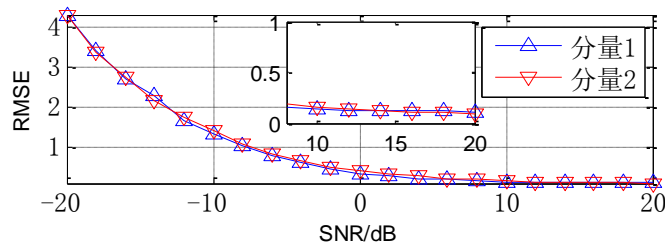


图 5-7 分量不重叠情况下两分量信号时变滤波分离性能分析

针对更多分量组成的信号，当其在时频域不存在交叉分量时，其分离的效果与两分量的情况近似相同。

2) 时频域存在重叠分量情况

设计一个包含两个分量的信号 $s=s_1+s_2$ ，分量 s_1 为 LFM 信号，起始频率为 35MHz，截至频率为 10MHz；分量 s_2 为 SFM 信号，最低频率为 8MHz，最高频率为 35MHz，调制周期为 $2.56\mu\text{s}$ ；采样频率为 100MHz，采样点数

256 点，信噪比 0dB。信号 s 及其加噪声后的信号如图 5-8 所示，图中的叠加信号为 s 实际包含两个分量的雷达信号，且他们在时间 $t=1.3\mu\text{s}$ 处频谱重叠。

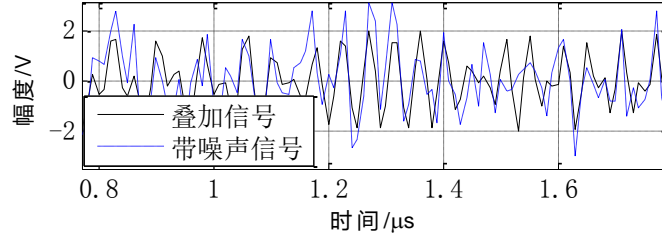


图 5-8 分量重叠情况下原始信号和带噪声信号

对上述信号进行时变滤波，滤波前后的 STFT 时频分布如图 5-9 所示，时域波形如图 5-10 所示，采用 20 次蒙特卡洛仿真的 RMSE 结果如图 5-11 所示。可以看出时变滤波虽然正确的将两个分量分离开了，但是在信号时频域重叠的地方由于 STFT 谱互相干扰，导致信号波形在该时刻发生了畸变，进一步导致其 RMSE 存在一个下限。即无论 SNR 多高，其信号的分离总是存在较大的误差，该误差主要发生在信号分量时频域重叠处，在该次实验中表现为幅度被放大。

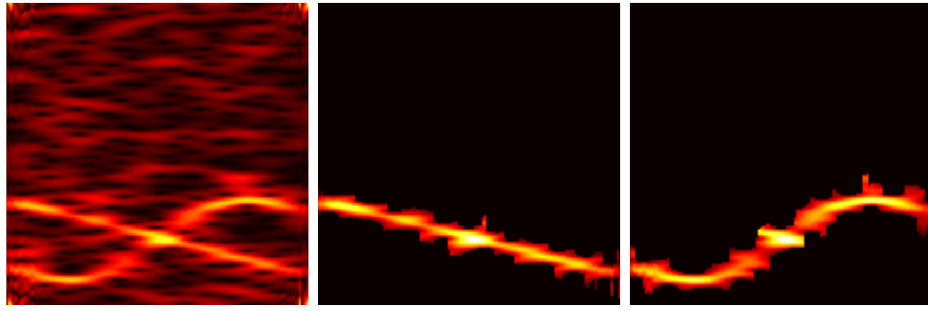
尽管在前一个实验中信号的畸变表现为幅度放大，但是大量实验发现，时频域重叠的分量在重叠处的信号畸变与信号在重叠处的相关性有关，这在文献 [73] 中给与了详细的数学推导。就其物理意义而言，该处的重叠的分量由于其 STFT 幅度的峰值都在同一个频率，注意到通常傅立叶变换后的信号是一个复数，因此叠加后 STFT 在该频率的值无法反过来推导各个分量在该频率的值，这就导致了分量重叠区域在 STFT 域无法分离。表示为

$$DFT[z[n+m]h[m]] = DFT[z_1[n+m]h[m]] + DFT[z_2[n+m]h[m]] \quad (5-7)$$

即 $F_z[n,k] = F_{z_1}[n,k] + F_{z_2}[n,k]$ 。其中 $z[n] = z_1[n] + z_2[n]$ 表示由两分量 $z_1[n]$ 和 $z_2[n]$ 叠加的信号，在已知 $DFT[z[n+m]h[m]]$ 的情况下无法直接得到 $DFT[z_1[n+m]h[m]]$ 和 $DFT[z_2[n+m]h[m]]$ 。

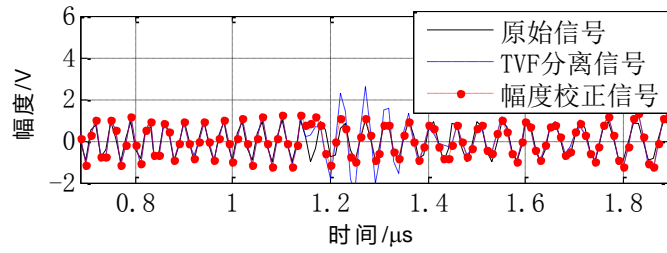
针对交叉处存在的信号畸变问题，为了减小分离信号的 RMSE 性能，可以通过各个分量的瞬时频率信息得到时频重叠的时间位置，对该段时间信号的幅度进行插值来修正。具体描述为当某两个分量的瞬时频率满足

$$f_i(t_0) - f_j(t_0) < \delta \quad (5-8)$$

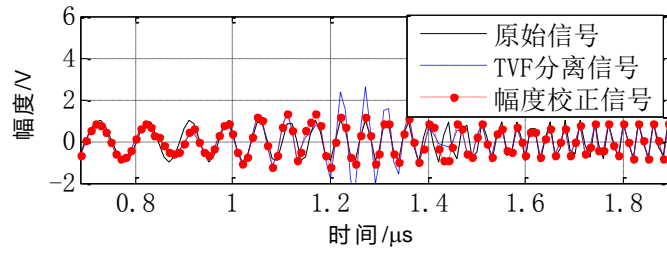


a) 含噪声的叠加信号 b) TVF 分离信号 1 c) TVF 分离信号 2

图 5-9 分量重叠情况下两分量信号的时变滤波前后 STFT 谱



a) 信号分量 s_1



b) 信号分量 s_2

图 5-10 分量重叠情况下两分量信号的时变滤波前后信号对比

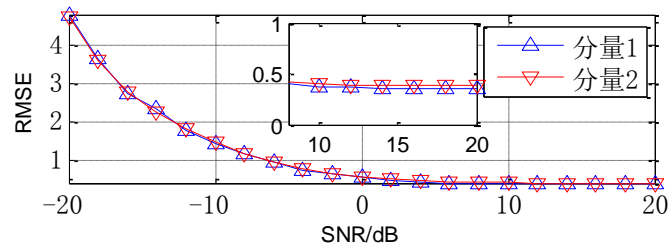


图 5-11 分量重叠情况下两分量信号时变滤波分离性能分析

时将该两个分量在 t_0 时刻的幅度标记为错误。其中 δ 是一个阈值，在信号全部标记完成后对所有幅度标记为错误的 t_0 对错误分量信号的采用幅度校正，由于分离的分量信号也是解析信号，因此其幅度校正算法为

$$\tilde{z}_i(t_0) = \frac{z_i(t_0)}{|z_i(t_0)|} A(t_0) \quad (5-9)$$

其中 $A(t_0)$ 可以通过对该分量两端第一个非错误值的幅度进行线性插值得到。采用该方法校正后的信号如图 5-10 黑实线所示，可以看出幅度校正后的信号幅度畸变小了很多，但是相位畸变依然存在，因此所提该方案是实际应用中为了提高重建信号 RMSE 的一个修正方案，可以提高其 RMSE 性能。

5.3.2 基于短时分数阶傅立叶变换的自适应时变滤波

针对存在时频重叠的多分量信号的处理，在大部分文献中都没有涉及，因此对于该类信号的处理，目前还没有成熟的方案。

针对该类信号，一方面可以认为分量在时频重叠处频率值可以根据信号重叠周围的频率值进行线性插值，也即将信号的瞬时频率变化假设为局部线性的，在采样率足够高时该假设总是成立；另一方面，前面分析了分数阶傅立叶变换是处理 LFM 信号的最优变换，而且分数阶傅立叶变换和傅立叶变换一样可逆，该性质满足时变滤波的可逆性条件。因此我们将基于 STFT 的时变滤波扩展，得到基于短时分数阶傅立叶变换（Short-term Fractional Fourier Transform, STFRFT）的时变滤波。

文献[57]对 STFRFT 进行了深入的理论分析，将傅里叶变换的频率扩展为分数阶频率，由此引入时间-分数阶频率域（Short-Time Fractional Fourier Domain, STFRFD）以及短时分数阶傅立叶分布（Short-Time Fractional Fourier Representation, STFRFR）并将 STFT 的时频分辨率、卷积理论以及时宽-带宽积等相关理论扩展到了该域下面。下面参考该文献结合式(2-11)中的核函数 $K_\alpha(u, t)$ 给出 p 阶 STFRFT 的定义

$$F_{z,p}(t, u) = \int_R z(\tau) h(\tau - t) K_p(\tau, u) d\tau \quad (5-10)$$

该式将传统 STFT 变换的核扩展为 Chirp 核。而其逆变换为

$$z(t) = \frac{1}{h(0)} \int_R F_{z,p}(t, u) K_{-p}(t, u) du \quad (5-11)$$

文献[57]进一步将时变滤波概念扩展到该域，定义了 STFRFD 域的时变滤波，使用 STFRFT 代替 FFT 运算。针对多分量 LFM 信号，文章分别使用各个分量全局的估计分数阶 STFRFT 对分量进行自适应恒虚警率的时变滤波提取。该定义的缺陷有如下两方面：

1) 对于某一个分量只使用了一个全局估计的阶数 p ，因此该方法只能针对 LFM 信号有效；

2) 采用自适应恒虚警率计算时变滤波器的通带范围容易受到强噪声的干扰的影响，不适合用于多分量信号的分离。

基于以上两方面的考虑，本文扩展 STFRFT 的阶次为时变的，可根据瞬时频率求得各个时刻的最佳旋转阶数以便可以适用于 NLFM 信号；另外时变滤波器的中心频率通过计算瞬时频率在 FRFT 域的分数阶频率得到，以便利用精确的瞬时频率估计信息抑制噪声对通带位置的影响。将定义(5-10)和(5-11)中的阶次 p 用一个瞬时阶 $p(t)$ 代替

$$F_{z,p(t)}(t,u) = \int_R z(t)h(\tau-t)K_{p(t)}(\tau,u)d\tau \quad (5-12)$$

其中 $p(t)$ 表示时变阶数，可以通过估计的瞬时频率 $f(t)$ 结合公式(2-13)得到

$$p(t) = \frac{2}{\pi} \alpha_0(t) = -\frac{2}{\pi} a \cot\left(\frac{df(t)}{dt}\right) \quad (5-13)$$

另外 STFRFD 域滤波器的设计也可以采用自适应窗 STFT 时变滤波器的设计方法，但是需要将其中的 f_n 使用 $u_n = u(n\Delta t)$ 代替，其计算可以由式(2-14)逆推得

$$u(t) = f(t) \sin \alpha(t) = f(t) \sin\left(\frac{\pi p(t)}{2}\right) \quad (5-14)$$

式中， $\alpha(t)$ 表示瞬时频率与时间轴夹角。根据自适应窗算法得到 STFRFD 域自适应窗滤波器 B_i 后即可逆变换得到时变滤波后的各分量信号

$$z_i(t) = \frac{1}{h(0)} \int_R F_{z,p(t)}(t,u) B_i(t,u) K_{-p(t)}(t,u) du \quad (5-15)$$

因此，基于 STFRFT 的自适应窗 TVF 算法总结如下：

1) 根据多分量瞬时频率估计结果，遍历所有信号分量 i ，依次执行如下 2-5 步操作；

2) 根据式(5-13)计算 i 分量瞬时阶 $p(t)$ ，根据式(5-14)计算 i 分量瞬时分数阶频率 $u(t)$ ，根据式(5-12)计算 i 分量的短时分数阶傅立叶变换 $F_{z,p(t)}(t,u)$ ；初始化时变滤波器 $B_i = 0$ ；

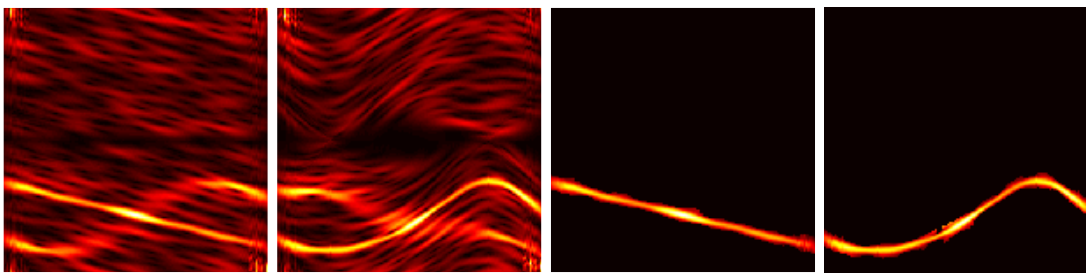
3) 对于第 n 采样时刻瞬时分数阶频率 $u_n = u(n\Delta t)$ ，设置 $F_{min} = \delta F_z[n, u_n]$ ，其中 δ 是一个阈值， F_{min} 表示通带范围的边缘阈值；

4) 在 $k > u_n$ ($k < u_n$) 范围内向两边搜索 $F_z[n, k]$ ，当 $F_z[n, k] < F_{min}$ 并且 $F_z[n, k] < F_z[n, k+1]$ ($F_z[n, k] < F_z[n, k-1]$) 时停止搜索，否则设置 $B_i[n, k] = 1$ 。

5) 根据式(5-15)分离该分量信号 $z_i(t)$ 。

相对于 STFT 时变滤波需要注意两点区别, i) 由于不同的分量瞬时频率不同, 因此其瞬时阶也不同, 即不同的分量其短时分数阶傅立叶分布 $F_{z,p(t)}(t,u)$ 不同, 这与基于短时 STFT 变换各个分量滤波采用同样的 $F_z(t,w)$ 有差异。ii) 与基于 STFRFT 的时变滤波器通带位置通常和基于 STFT 的不一样, 其中心频率的变换关系如式(5-14)所述。另外使用 STFRFT 进行时变滤波的一个明显的优势是信号非平稳分量的分辨率提高了, 因为就局部而言 FRFT 是信号的最佳稀疏域而非 FT, 因此在 STFRFT 下信号能量集中性最好。

同样对于图 5-8 所采用的信号, 采用基于 STFRFT 的时变滤波对其处理, 处理前后的 STFRFT 谱如图 5-12 所示, 时域波形如图 5-13 所示, 采用 20 次蒙特卡洛仿真的 RMSE 结果如图 5-14 所示。对比图 5-9、图 5-10 和图 5-11 可以看出, 首先从 STFRFD 域看, 在 STFRFT 域各个分量的信号能量更集中其时变滤波去除的噪声也更多, 而且在该分量的 STFRFT 域中其它分量信号的能量非常分散, 因此在分离该信号的时候引入的其它分量能量较少, 但是时频重叠处互相之间的干扰并没有完全消除; 其次从时域看, 各个分量在时频重叠处依然存在信号畸变, 但是相对 STFT 该畸变较小; 最后, 在 RMSE 表现上基于 STFRFT 的性能也更好, 其收敛下限较低且各 SNR 下对应的 RMSE 都较小。在实际使用中, 可以使用幅度修正方法修正信号的幅度方面畸变问题, 如图 5-13 黑色实线所示, 可以看出在 STFRFT 域 TVF 后修正的信号相位畸变比 STFT 域的好了很多, 其 RMSE 性能将在后续分析中体现。



a) 分量 1 的 STFRFT b) 分量 2 的 STFRFT c) TVF 分离信号 1 d) TVF 分离信号 2
图 5-12 分量重叠情况下两分量信号的 STFRFT 时变滤波前后 STFRFT

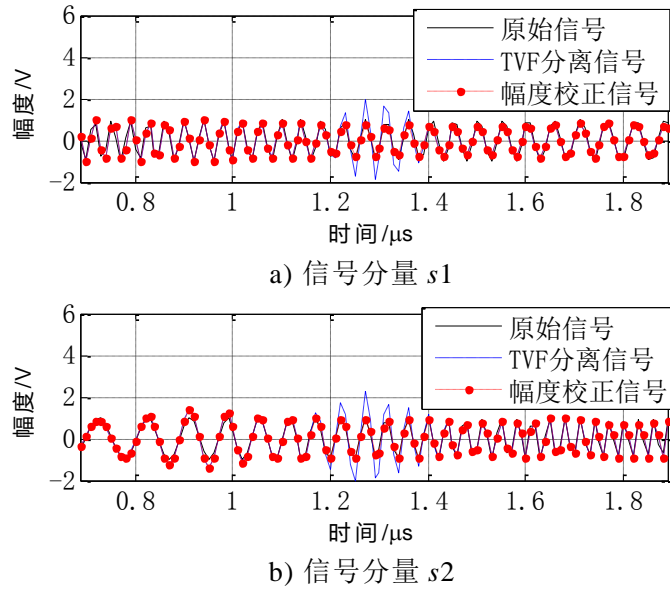


图 5-13 分量重叠情况下两分量信号的 STFRFT 时变滤波前后信号对比

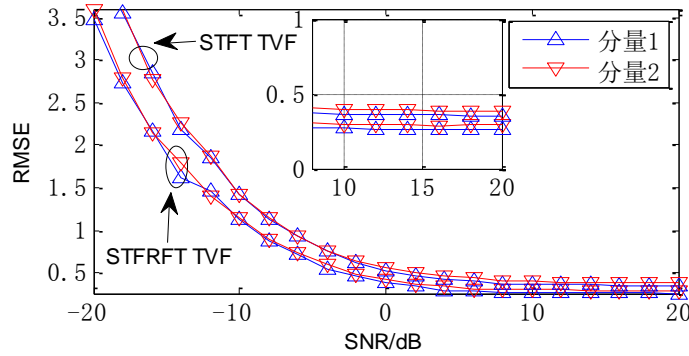


图 5-14 分量重叠情况下两分量信号 STFRFT 时变滤波分离性能分析

5.4 信号提取和重建算法性能对比

本节介绍了基于 STFT 的固定窗 TVF 算法 (STFT-F)、基于 STFT 的自适应窗 TVF 算法 (STFT-A)、基于 STFRFT 的固定窗 TVF 算法 (STFRFT-F)、基于 STFRFT 的自适应窗 TVF 算法以及幅度修正方法 (分别结合为 STFT-FM、STFT-AM、STFRFT-FM、STFRFT-AM)，本小节设计多个实验验证该八种组合算法以及同步压缩小波变换 (synchrosqueezed wavelet transforms, SWT) [44] 的时变滤波 RMSE 性能。对于多分量信号分离的 RMSE，本章采用多个分量 RMSE 的均值作为最终的 RMSE。

实验 5-1 无重叠三分量 FM 信号时变滤波算法性能对比

仿真信号条件为一个包含两个 LFM 分量和一个 SFM 分量的信号，采样频率为 100MHz，信噪比从 -20dB 变化到 20dB，蒙特卡洛仿真 20 次计算时变滤波下信号分量的总 RMSE。两个 LFM 分量信号参数分别为：i) 幅度 1V，起始频率 3MHz，截止频率 9MHz；ii) 幅度 1V，起始频率 31MHz，截止频率 50MHz；SFM 信号幅度 1V，最低频率 15MHz，最高频率 28MHz，调制周期 1.28 μ s。信号的时域波形和 TFR 如图 5-15 所示，基于 STFT 和 STFRFT 域 TVF 分别采用的窗长度为 10 $4f$ 、5 $4f$ ，仿真结果如图 5-16 所示。

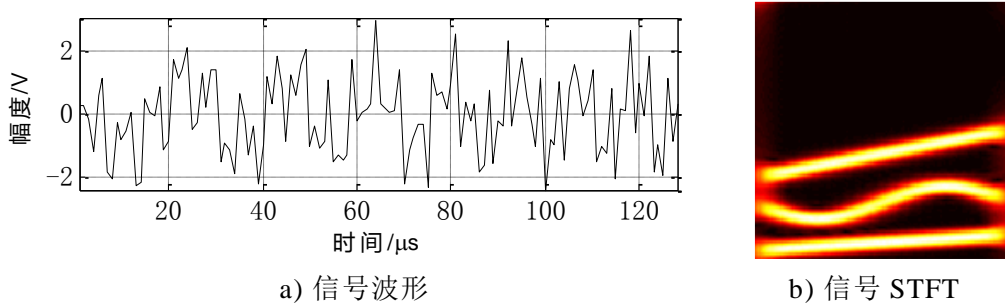


图 5-15 无重叠三分量 FM 信号波形和时频分布

仿真结果可以看出，基于 STFRFT 的时变滤波性能总是胜过基于 STFT 的时变滤波。总体而言每个算法的 RMSE 随着 SNR 的增加都大幅度减小，但是针对该类信号，因为信号在时频域没有重叠，是否对信号进行幅度校正对其 RMSE 性能影响非常微弱。另外由于基于 STFRFT 的 TVF 自适应窗长度较小，因此其自适应和固定窗长度的算法性能几乎相近。值得注意的是 SWT 方法得到的 RMSE 性能在低信噪比时表现较好，但是在高信噪比时则表现最差，主要是因为其后处理导致了时频分布的扭曲。

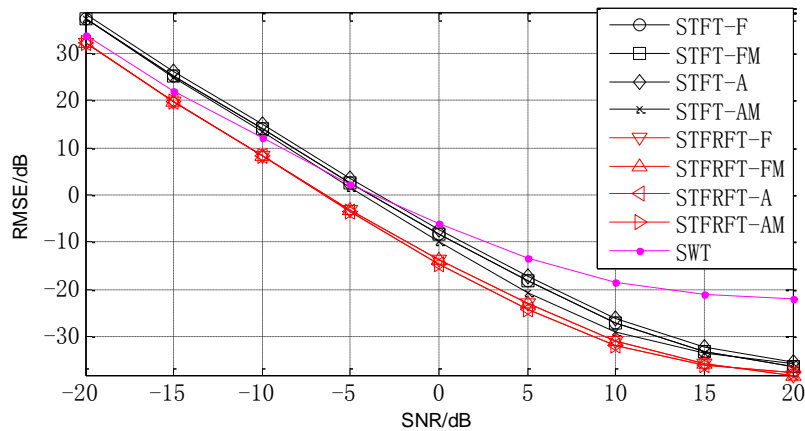


图 5-16 无重叠三分量 FM 信号时变滤波算法性能对比

实验 5-2 有重叠三分量 LFM 信号时变滤波算法性能对比

仿真信号条件为一个包含三个 LFM 分量的信号，采样频率为 100MHz，信噪比从-20dB 变化到 20dB，蒙特卡洛仿真 20 次计算时变滤波下信号全部分量的平均 RMSE。三个 LFM 分量信号参数分别为：i) 幅度 1V，起始频率 0.01MHz，截止频率 40MHz，参考相位为 $0.29\mu\text{s}$ ；ii) 幅度 1V，起始频率 40MHz，截止频率 0.01MHz，参考相位为 $0.9\mu\text{s}$ ；iii) 幅度 1V，起始频率 20MHz，截止频率 20MHz，参考相位为 $0.14\mu\text{s}$ 。信号的时域波形和 TFR 如图 5-17 所示，基于 STFT 和 STFRFT 域 TVF 分别采用的窗长度为 $10\Delta f$ 、 $5\Delta f$ ，仿真结果如图 5-18 所示。

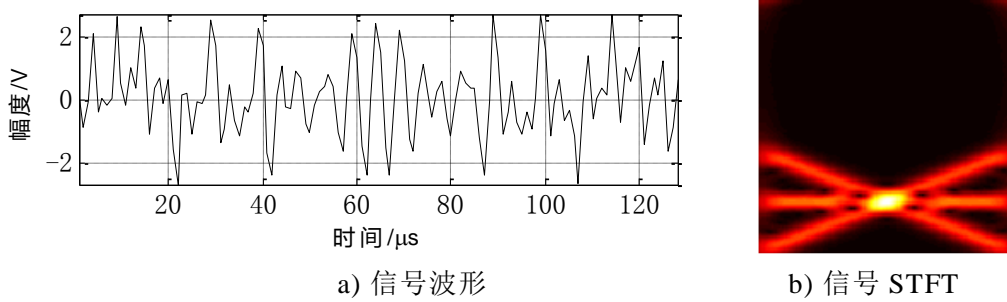


图 5-17 有重叠三分量 LFM 信号波形和时频分布

仿真对比结果可以看出，对于该有重叠三分量 LFM 信号，由于存在一个固定频率的信号，由于 STFT 是固定频率信号的最稀疏表达，导致其基于 STFRFT 域的时变滤波性能在高信噪比下不如基于 STFT 和 SWT 的时变滤波算法，而且基于 SWT 的时变滤波性能最佳。但如果只考虑前两个非固定频率的 LFM 信号分量，如图中蓝色曲线所示（图中已圈出），基于 STFRFT 算法的时变滤波性能则总是优于 STFT 和 SWT 的时变滤波算法。另外自适应窗的 STFT 和 STFRFT 域 TVF 在 RMSE 表现上均较固定窗有微弱提升，幅度修正的方法也可以进一步提升 RMSE 性能，尤其是在高信噪比的条件下。

实验 5-3 多重叠分量 FM 信号时变滤波算法性能对比

仿真信号条件为一个包含三个 LFM 分量和一个 SFM 分量的信号，采样频率为 100MHz，信噪比从-20dB 变化到 20dB，蒙特卡洛仿真 20 次计算时变滤波下信号全部分量的平均 RMSE。三个 LFM 分量信号参数分别为：i) 幅度 1V，起始频率 5MHz，截止频率 11MHz，参考相位为 $0.3\mu\text{s}$ ；ii) 幅度 1V，起始频率 10MHz，截止频率 20MHz，参考相位为 $0.01\mu\text{s}$ ；iii) 幅度 1V，起始频率 40MHz，截止频率 16MHz，参考相位为 $0.01\mu\text{s}$ ；SFM 分量的参数为幅度 1V，最低频率 22MHz，最高频率 42MHz，调制周期为 $1.28\mu\text{s}$ 。信号的时域

波形和 TFR 如图 5-19 所示，基于 STFT 和 STFRFT 域 TVF 分别采用的窗长度为 $104f$ 、 $54f$ ，仿真结果如图 5-20 所示。

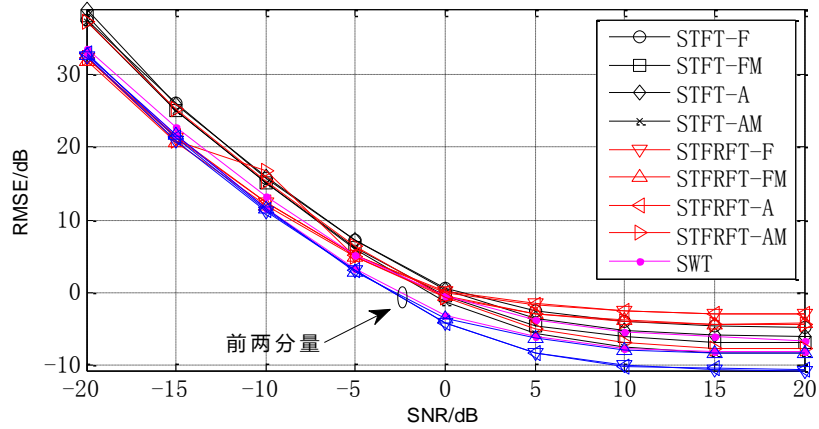


图 5-18 有重叠三分量 LFM 信号时变滤波 RMSE 性能对比

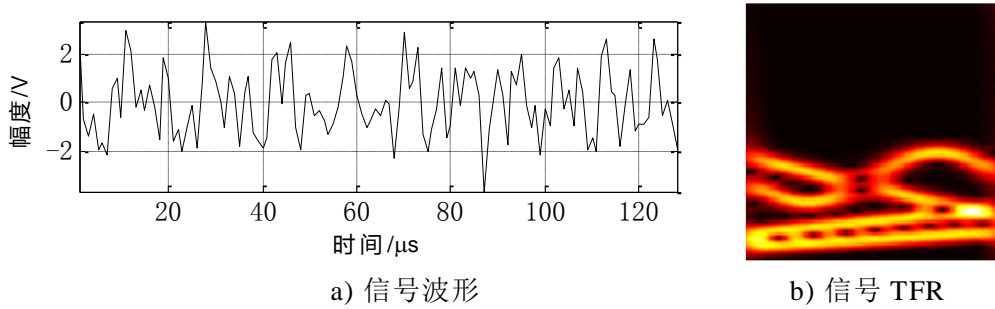


图 5-19 多重叠分量 FM 信号波形和时频分布

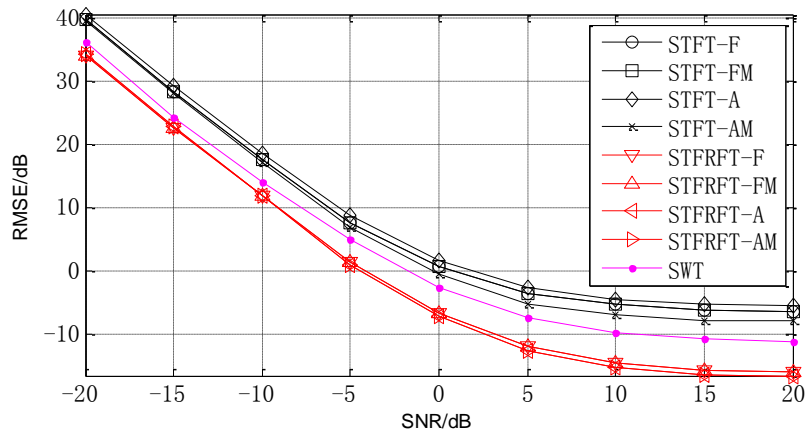


图 5-20 多重叠分量 FM 信号时变滤波 RMSE 性能对比

仿真结果可以看出，对于该复杂的多重叠分量 FM 信号，SWT 优于 STFT 下的时变滤波，而采用 STFRFT 域的时变滤波算法性能远远优于采用 STFT 和 SWT 的时变滤波算法，幅度修正方案在一定程度上对 RMSE 有微弱改善。

分析总结以上信号的仿真结果可以得出，采用幅度修正并不一定保证信号的 RMSE 得到提升，只是在某些情况下可以得到一定的改善。而采用基于 STFRFT 域的时变滤波算法在各类信号条件下都能获得较好的均方误差，但是由于信号的不同，各种算法在 RMSE 性能之间存在波动，其性能优劣与信号各个分量之间的相关性有关。

5.5 本章小结

本章首先介绍了基于短时傅立叶变换的自适应时变滤波算法，然后针对多分量信号分量交叉处的幅度畸变问题提出了幅度校正的方法。进一步指出由于交叉处的分量瞬时频率斜率不同，因此可以采用短时分数阶傅里叶变换进行分量的提取和重建，推导了短时分数阶傅里叶变换下信号分离和提取的原理，并仿真证明该算法的有效性。仿真结果可以看出，基于时变阶的短时分数阶傅立叶变换的时变滤波，相对于短时傅立叶变换和同步压缩小波变换而言，可以较大的提升重建信号的均方误差性能，特别是在非线性调频信号的提取和重建中表现尤为突出。

结 论

随着电磁环境的复杂多样化，雷达和通信信号处理中，多分量信号的分离成为了信号处理领域中一个不可避免的话题。能否准确地分离多分量雷达信号，进而获得其各组分的各种调制参数，直接影响到能否对敌方雷达进行准确、及时、可靠地识别或干扰，对军事战略的制定和胜负起到决定性的作用。本文针对电子侦察中侦测到的多分量雷达信号的提取和重建问题展开研究，主要基于如下两个出发点：i) 非线性调频信号可以在局部表征为线性调频信号；ii) 分数阶傅立叶变换是线性调频信号的最稀疏表示。本文首先分析了多分量雷达信号的特征；然后针对信号时频分析中存在干扰与模糊矛盾的问题，引入了自适应角度的时频分布算法；其次由于多分量信号的瞬时频率估计容易跟踪错误因此提出了时频分布的增强算法和瞬时频率的连接算法；最后提出基于时变阶的分数阶傅立叶变换时变滤波算法，相对已有的时变滤波算法具有更好的均方误差性能。

本文工作及结论可总结如下：

1) 总结了分量分雷达信号的产生原因、数学模型及时频特征。由于雷达信号中线性调频、正弦调频应用最为广泛，本课题重点对他们进行研究。主要对多线性调频信号、正弦调频信号、以及在时频域相互交叠的多分量雷达信号情况进行了仿真建模，分析其时频特征，发现多分量雷达信号可以在时频分布上看出其分量结构。

2) 由于非平稳信号的瞬时频率表现为时频分布上的脊线，而基于魏格纳分布的二次时频分析方法在多分量或非线性调频信号下存在模糊和交叉干扰项抑制的矛盾。本文针对二次时频分布中存在的模糊和交叉干扰项进行了深入的研究，并设计了适用于非线性调频信号的自适应角度二次时频分布，在抗模糊和交叉项抑制上取得较为理想的均衡。对比了众多现有时频分布方法，所提方法在保证交叉项抑制和信号项正确的条件下获得了最高分辨率。

3) 根据前一步得到的多分量雷达信号的时频分布对多分量信号的瞬时频率进行估计。本文首先分析了现有多分量信号瞬时频率估计算法存在的缺陷，然后根据其缺陷对时频分布进行有目的的增强，再在增强的时频分布上进行瞬时频率片段估计和连接，从而获得准确和连续的瞬时频率估计结果，且在瞬时频率估计的均方误差性能方面有较大的改进。

4) 在瞬时频率准确估计的基础上, 通过改进的时变滤波算法将各分量信号分离出来。针对分量时频重叠处存在畸变问题, 根据各个分量信号在时频重叠处的前后信号对其进行重建。提出的自适应窗的时变滤波算法在性能上相对固定窗的算法有一定改善, 另外扩展了短时分数阶傅立叶变换下的时变滤波的概念, 实验证明所提短时分数阶傅里叶变换具有更小的信号重建均方误差。

综上, 多分量雷达信号的分量结构在时频分布中表现为脊峰, 可以使用瞬时频率估计得到其分量结构, 然后采用时变滤波分离出其各个分量, 对于非线性且存在时频域交叉的多分量信号, 采用基于自适应窗的短时分数阶傅立叶变换时变滤波显著优于已有方法。在本文的研究基础上, 可以进一步根据提取和重建的各个分量信号进行特征识别, 判别侦察的多分量信号中包含哪些辐射源, 以助于后续的干扰等战略决策。本文多分量瞬时频率估计结果受噪声影响较大, 后续可以结合信号去噪和增强等技术, 进一步优化该算法在低信噪比下的性能表现。

参考文献

- [1] Boashash B. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal. I. Fundamentals[J]. Proceedings of the IEEE, 1992, 80(4):520-538.
- [2] 张永顺. 雷达电子战原理[M]. 北京: 国防工业出版社 2006:59-100.
- [3] Boashash B. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal. II. Algorithms and applications[J]. Proceedings of the IEEE, 1992, 80(4):540 - 568.
- [4] Hussain Z M, Boashash B. Adaptive instantaneous frequency estimation of multicomponent FM signals using quadratic time-frequency distributions[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(8):1866-1876.
- [5] 马世伟, 谢为群, 朱晓锦, et al. 基于参数自适应时频分布的瞬时频率估计[J]. 仪器仪表学报, 2006, 27(11):1373-1377.
- [6] Djurović I, Stanković L. An algorithm for the Wigner distribution based instantaneous frequency estimation in a high noise environment[J]. Signal Process, 2004, 84(3):631-643.
- [7] Stankovic L J, Djurovic I, Ohsumi A, et al. Instantaneous frequency estimation by using Wigner distribution and Viterbi algorithm[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. (ICASSP '03), 2003:121-124.
- [8] Szymański G M, Josko M, Tomaszewski F, et al. Application of time-frequency analysis to the evaluation of the condition of car suspension[J]. Mechanical Systems and Signal Processing, 2015, 58-59:298-307.
- [9] Toole J M O, Temko A, Stevenson N. Assessing instantaneous energy in the EEG: A non-negative, frequency-weighted energy operator[C]. 36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2014:3288-3291.
- [10] Bouachache B, Flandrin P. Wigner-Ville analysis of time-varying signals[C]. Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP '82, 1982:1329-1332.

- [11] Boashash B, Black P. An efficient real-time implementation of the Wigner-Ville distribution[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1987, 35(11):1611-1618.
- [12] Auger F, Flandrin P, Gonçalves P, et al. Time-Frequency Toolbox For Use With Matlab[M]. USA: Rice University, 1995:1-150.
- [13] 张晔. 信号时频分析及应用[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 2006:1-95.
- [14] Stankovic L. A method for improved distribution concentration in the time-frequency analysis of multicomponent signals using the L-Wigner distribution[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(5):1262-1268.
- [15] 邹虹. 多分量线性调频信号的时频分析[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2000:51-70.
- [16] 李滔, 汤建龙, 杨绍全. 基于时频分布的信号相位跳变检测与估计方法[J]. 信号处理, 2006, 22(1):15-19.
- [17] Khan N A, Boashash B. Instantaneous Frequency Estimation of Multicomponent Nonstationary Signals Using Multiview Time-Frequency Distributions Based on the Adaptive Fractional Spectrogram[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(2):157-160.
- [18] Borgnat P, Flandrin P. Time-frequency localization from sparsity constraints[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008:3785-3788.
- [19] Barkat B, Boashash B. A high-resolution quadratic time-frequency distribution for multicomponent signals analysis[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(10):2232-2239.
- [20] Yang Y, Zhang W, Peng Z, et al. Multicomponent Signal Analysis Based on Polynomial Chirplet Transform[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(9):3948-3956.
- [21] Flandrin P, Pustelnik N, Borgnat P. On Wigner-based sparse time-frequency distributions[C]. IEEE 6th International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP), 2015:65-68.

- [22] Jones D L, Baraniuk R G. An adaptive optimal-kernel time-frequency representation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(10):2361-2371.
- [23] Omidvarnia A, Azemi G, Toole J M O, et al. Robust estimation of highly-varying nonlinear instantaneous frequency of monocomponent signals using a lower-order complex-time distribution[J]. Signal Process, 2013, 93(11):3251-3260.
- [24] Orovic I, Orlandic M, Stankovic S, et al. A Virtual Instrument for Time-Frequency Analysis of Signals With Highly Nonstationary Instantaneous Frequency[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 2011, 60(3):791-803.
- [25] 羊初发. 基于 EMD 的时频分析与滤波研究[D]. 西安: 电子科技大学, 2009:23-41.
- [26] 邹志国. 基于经验模态分解的多分量信号分析方法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2015:1-74.
- [27] Lee H, Z, x201C, et al. A Variable Bandwidth Filter for Estimation of Instantaneous Frequency and Reconstruction of Signals With Time-Varying Spectral Content[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(5):2052-2071.
- [28] Boashash B, Khelif M S, Ben-Jabeur T, et al. Passive detection of accelerometer-recorded fetal movements using a time-frequency signal processing approach[J]. Digital Signal Processing, 2014, 25:134-155.
- [29] 蔡权伟. 多分量信号的信号分量分离技术研究[D]. 西安: 电子科技大学, 2006:32-35.
- [30] Shui P L, Bao Z, Su H T. Nonparametric Detection of FM Signals Using Time-Frequency Ridge Energy[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(5):1749-1760.
- [31] Zhang H, Bi G, Zhao L, et al. Time-varying filtering and separation of nonstationary FM signals in strong noise environments[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2014:4171-4175.
- [32] Boashash B, Mesbah M. Signal enhancement by time-frequency peak filtering[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(4):929-937.

- [33] Suresh P, Venkataraman K, Thayaparan T. Separation of nonstationary signals using Fourier Bessel, fractional Fourier and time-frequency analysis[C]. International Conference on Signal Processing Image Processing & Pattern Recognition (ICSIPR), 2013:82-86.
- [34] Rankine L, Mesbah M, Boashash B. IF estimation for multicomponent signals using image processing techniques in the time–frequency domain[J]. Signal Process, 2007, 87(6):1234-1250.
- [35] Zhang H, Bi G, Yang W, et al. IF estimation of FM signals based on time-frequency image[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(1):326-343.
- [36] Zhang H, Bi G, Yang L, et al. IF extraction of multicomponent radar signals based on time-frequency gradient image[C]. IEEE Radar Conference, 2014:0344-0349.
- [37] 刘歌, 张国毅, 胡鑫磊, et al. 基于时频图像处理的多分量 LFM 信号分离[J]. 航天电子对抗, 2015, 31(5):46-49.
- [38] Lerga J, Sucic V, Boashash B. An Efficient Algorithm for Instantaneous Frequency Estimation of Nonstationary Multicomponent Signals in Low SNR[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2011, 2011(1):1-16.
- [39] Z. Milanovi, Saulig N, Sucic V. A virtual instrument for efficient blind-source separation of nonstationary signals[C]. International Multidisciplinary Conference on Computer and Energy Science (SpliTech), 2016:1-4.
- [40] Boashash B, Khan N A, Ben-Jabeur T. Time–frequency features for pattern recognition using high-resolution TFDs: A tutorial review[J]. Digital Signal Processing, 2015, 40(2015):1-30.
- [41] Ali Khan N, Boashash B. Multi-component instantaneous frequency estimation using locally adaptive directional time frequency distributions[J]. International Journal of Adaptive Control & Signal Processing, 2016, 30(3):429-442.
- [42] Setlur P, Ahmad F, Amin M. Maximum likelihood and suboptimal schemes for micro-Doppler estimation using carrier diverse Doppler radars[J]. IET Signal Process., 2011, 5(2):194-208.

- [43] Djukanovic S, Dakovic M, Stankovic L. Local Polynomial Fourier Transform Receiver for Nonstationary Interference Excision in DSSS Communications[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2008, 56(4):1627-1636.
- [44] Daubechies I, Lu J, Wu H-T. Synchrosqueezed wavelet transforms: An empirical mode decomposition-like tool[J]. Applied and Computational Harmonic Analysis, 2011, 30(2):243-261.
- [45] Thakur G, Wu H. Synchrosqueezing-Based Recovery of Instantaneous Frequency from Nonuniform Samples[J]. SIAM Journal on Mathematical Analysis, 2011, 43(5):2078–2095.
- [46] Thakur G, Brevdo E, Fučkar N S, et al. The Synchrosqueezing algorithm for time-varying spectral analysis: Robustness properties and new paleoclimate applications[J]. Signal Process, 2013, 93(5):1079-1094.
- [47] Luigi C d, Jauffret C. Estimation and classification of FM signals using time frequency transforms[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2005, 41(2):421-437.
- [48] Orovic I, Stankovic S, Thayaparan T, et al. Multiwindow S-method for instantaneous frequency estimation and its application in radar signal analysis[J]. IET Signal Process., 2010, 4(4):363-370.
- [49] Boashash B, Azemi G, Toole J M O. Time-Frequency Processing of Nonstationary Signals: Advanced TFD Design to Aid Diagnosis with Highlights from Medical Applications[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2013, 30(6):108-119.
- [50] McAulay R, Quatieri T. Speech analysis/Synthesis based on a sinusoidal representation[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1986, 34(4):744-754.
- [51] Stankovic L. On the time-frequency analysis based filtering[J]. Annales Des Telecommunications, 2000, 55(5):216-225.
- [52] Yuying S, Lindquist C S. Time-frequency analysis of auditory evoked potentials using STFT-based adaptive filters[C]. Conference Record of the Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Cat. No.00CH37154), 2000:465-469.

- [53] Zhao Z, Shi X. FM interference suppression for PRC-CW radar based on adaptive STFT and time-varying filtering[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2010, 21(2):219-223.
- [54] 刘歌, 汪洪艳, 张国毅. 基于时频图像处理的多分量信号分离[J]. 电子信息对抗技术, 2017(02):13-18.
- [55] Capus C, Brown K. Short-time fractional Fourier methods for the time-frequency representation of chirp signals[J]. Acoustical Society of America, 2003, 113(6):3253-3263.
- [56] Catherall A T, Williams D P. High resolution spectrograms using a component optimized short-term fractional Fourier transform[J]. Signal Process, 2010, 90(5):1591-1596.
- [57] Tao R, Li Y L, Wang Y. Short-Time Fractional Fourier Transform and Its Applications[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(5):2568-2580.
- [58] Xu M, Tang W. Multi-component LFM signal filtering based on the short-time fractional Fourier transform[C]. Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference, 2013:4507-4512.
- [59] Stankovi L, x, Orovi I, et al. Compressive Sensing Based Separation of Nonstationary and Stationary Signals Overlapping in Time-Frequency[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(18):4562-4572.
- [60] He Q, Song H, Ding X. Sparse Signal Reconstruction Based on Time-Frequency Manifold for Rolling Element Bearing Fault Signature Enhancement[J]. IEEE Trans. Instrum. Meas., 2016, 65(2):482-491.
- [61] 奥本海姆, 谢弗, 巴克. 离散时间信号处理[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2011:625-647.
- [62] 陈晶. 线性调频信号与正弦调频信号参数估计方法[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012:21-35.
- [63] Dragoman D. The interference term in the Wigner distribution function and the Aharonov-Bohm effect[J]. Physics Letters A, 2001, 285(3-4):109-114.
- [64] Boashash B, Ben-Jabeur T. Design of a high-resolution separable-kernel quadratic TFD for improving newborn health outcomes using fetal movement detection[C]. International Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA), 2012:354-359.

- [65] Abed M, Belouchrani A, Cheriet M, et al. Time-Frequency Distributions Based on Compact Support Kernels: Properties and Performance Evaluation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(6):2814-2827.
- [66] Boashash B. Time-Frequency Signal Analysis and Processing: A Comprehensive Reference[M]. Elsevier: Oxford, 2003.
- [67] Bastiaans M J, Alieva T, Stankovic L. On rotated time-frequency kernels[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2002, 9(11):378-381.
- [68] Hongkai C, Shiyang S, Tianzheng W, et al. Automatic busbar detection in substation: Using directional Gaussian filter, gradient density, Hough transform and adaptive dynamic K-means clustering[C]. 34th Chinese Control Conference (CCC), 2015:4668-4672.
- [69] 赵兆, 是湘全. 基于 STFT 和时变滤波的调频干扰抑制方法[J]. 探测与控制学报, 2009(03):46-50.
- [70] Boashash B, White L B. Instantaneous frequency estimation and automatic time-varying filtering[C]. International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1990:1221-1224.
- [71] Whipple G. Low residual noise speech enhancement utilizing time-frequency filtering[C]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1994. ICASSP-94, 1994:5-8.
- [72] Boudreaux-Bartels G, Parks T. Time-varying filtering and signal estimation using Wigner distribution synthesis techniques[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1986, 34(3):442-451.
- [73] Hopgood J R, Rayner P J W. Single channel nonstationary stochastic signal separation using linear time-varying filters[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(7):1739-1752.

攻读硕士学位期间发表的论文及其他成果

（一）发表的学术论文

- [1] Liang He, Yuanyuan Li, Longwen Wu, Yaqin Zhao, and Shuying Li, "Maximizing Energy Efficiency in Heterogeneous Cellular Network with Massive MIMO and Small Cells," Journal of Communications, vol. 11, no. 7, pp. 616-623, 2016. Doi: 10.12720/jcm.11.7.616-623. (EI 收录号: 20163102657478).
- [2] Yaqin Zhao, Liang He, Longwen Wu, and Dan Hu, "Time-varying Filtering based on Time-varying Order Short time Fractional Fourier Transform," IEEE Signal Processing Letters. (已投)

（二）申请及已获得的专利

- [1] 何亮, 马忠超等. 基于选择性中值滤波和 PCA 结合的单人脸图像识别方法. CN 2015107958552 (受理).
- [2] 何胜阳, 何亮等. 基于高性能 DSP 与 ARM 结合的 U 盘文件加密及解密系统及方法 CN 2015107958533 (受理)

（三）参与的科研项目及获奖情况

- [1] 赵雅琴, 何亮等. 基于 XXX 技术研究, CASC 创新基金重点项目.
- [2] 赵雅琴, 何亮等. 无源侦察超微弱信号检测识别与反演技术研究, 航天支撑基金项目.

哈尔滨工业大学学位论文原创性声明和使用权限

学位论文原创性声明

本人郑重声明：此处所提交的学位论文《基于时频分布的多分量信号提取与重建技术研究》，是本人在导师指导下，在哈尔滨工业大学攻读学位期间独立进行研究工作所取得的成果，且学位论文中除已标注引用文献的部分外不包含他人完成或已发表的研究成果。对本学位论文的研究工作做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式注明。

作者签名：

日期： 年 月 日

学位论文使用权限

学位论文是研究生在哈尔滨工业大学攻读学位期间完成的成果，知识产权归属哈尔滨工业大学。学位论文的使用权限如下：

(1) 学校可以采用影印、缩印或其他复制手段保存研究生上交的学位论文，并向国家图书馆报送学位论文；(2) 学校可以将学位论文部分或全部内容编入有关数据库进行检索和提供相应阅览服务；(3) 研究生毕业后发表与此学位论文研究成果相关的学术论文和其他成果时，应征得导师同意，且第一署名为哈尔滨工业大学。

保密论文在保密期内遵守有关保密规定，解密后适用于此使用权限规定。

本人知悉学位论文的使用权限，并将遵守有关规定。

作者签名：

日期： 年 月 日

导师签名：

日期： 年 月 日

致 谢

思绪万千，不知如何写下第一句话，还是不免俗套的向硕士期间给予我帮助和关怀的所有老师、同学和亲人致以深深地谢意。

首先，感谢我的导师赵雅琴教授，正是由于得到赵老师系统和具有方向性的指导，我的毕业设计论文才能够顺利完成。赵老师学识渊博、思维敏锐、一丝不苟的工作作风时刻教育着我，赵老师严谨的科研精神和平易近人的态度深深地影响着我。另外赵老师在人生规划方面也给了我重要的指点，能成为她的学生真的倍感荣幸和骄傲。

其次，我要衷心的感谢吴芝路及任广辉老师，两位老师这几年对我的培养、监督和鼓励是我一直坚持努力的基础，他们的睿智、谦逊和正直深深地影响了我，将永远都是我工作和生活的楷模。是吴老师和任老师让我在注重专业知识学习之外，更学到了许多人生道理。

同时，我还要感谢实验室的师兄和同学们无私和耐心的帮助，他们的帮助及经验是我一生的宝贵财富。尤其要感谢吴龙文师兄，硕士论文选题、开题、中期以及结题工作的准备乃至报告的撰写，都是在吴师兄无微不至的指导下完成的。虽然平时经常反驳吴师兄的要求，但吴师兄还是尊尊教诲，从来都不生气，很幸运遇见这样一位和蔼可亲的师兄，由衷地祝愿吴师兄早日博士毕业。

然后，我诚挚地感谢我的亲人和爱人给予我的无私的关爱、理解和支持，父母和爱人千里之外的关切和不求回报的陪伴是我求学路上最有力的支撑。你们每次问候和笑容都是我努力的动力，感谢你们无私的关爱和支持，也感谢你们委屈自己为我提供一个这么好的学习环境。“父母在，不远行”，在外上学的我，又一次选择了远离家乡的工作，恳请您们原谅我这个不孝的孩子，照顾好身体，不必为我担心，我定不负您们所望。

最后，我要感谢帮我评阅论文的所有老师，是您们找出了我论文中不计其数的错误，让我的论文如此完整。祝每一位帮助过我的老师、师兄、同学和亲人永远健康幸福，祝福心里的每个人开心、安好！