

中国科学技术大学

博士学位论文

基于阵列信号处理的短波跳频信号盲检测和参数盲估计

姓名：朱文贵

申请学位级别：博士

专业：通信与信息系统

指导教师：徐佩霞

20070501

## 摘 要

无线电通信是现代化战场上保障作战与指挥的重要手段。尤其在对运动目标指挥时,甚至是唯一的通信手段。但这种开放式的发射和接收电磁波的通信,特别是在短波通信领域,不仅易遭到天电、工业等自然干扰,而且还要遇到敌方人为的跟踪、阻塞干扰以及多径等各种干扰。因此改善短波通信性能,提高其抗干扰能力,就成了短波无线电通信技术不断创新和发展的重要课题,跳频(FH)通信技术也随之应运而生。由于 FH 通信具有抗干扰能力强、低截获率、保密和易于组网等一系列独特的优点,因此它在军事通信领域得到了广泛的应用,已成为电子对抗环境下提高通信抗干扰能力一个有效的措施。

为了满足电子战争中通信侦察和对抗的需要, FH 信号的检测和参数估计也随之成为国内外研究的热点,它是实现对敌方 FH 信号进行干扰、监听、欺骗的基础。因此,研究短波 FH 信号的盲检测和参数盲估计对军事通信对抗具有重要意义,但在技术上也很富有挑战性。这主要因为: 1、短波频段电磁环境十分复杂,密集的定频信号、噪声信号、外界干扰信号以及各种突发信号相互交织在一起,使得 FH 信号的检测变得十分艰难; 2、FH 信号的载频按照伪随机方式发生跳变,使得 FH 信号的检测和参数估计比一般的定频信号要困难得多; 3、如果 FH 信号对应的基带信号是以单边带(SSB)方式调制的语音信号,由于人的发音时断时续,导致接收机收到的能量时有时无,进一步增加了分析难度等等。

为此,本文集中研究基于阵列信号处理的短波跳频信号盲检测和参数盲估计问题,即:在缺少足够的先验信息的条件下,充分挖掘信号的时域、频域和空域特性,并结合短波 FH 信号的特点,完成了短波 FH 信号的检测、分离并估计出其各自的参数集,包括驻留时间(dwelling-time)、跳速(hop-rate)、跳时(跳变时刻, hop-time)、到达方向(DOA)、频率集(frequency-set)和跳频带宽(hop-bandwidth)。

本文的主要研究工作和贡献如下:

- 提出了一种基于窄带处理的 FH 信号盲检测和参数盲估计的实现方法,即首先求出多路信号之间的互相关,进而得到互功率谱密度矩阵(CSDM),然后通过对 CSDM 进行对折处理来抑制噪声、定频信号及其他干扰的影响,并将所有属于 FH 信号的 hop(每一跳的驻留时间在时频图上持续的线段)从 CSDM 中筛选出来,最后用阵列信号处理中的到达方向估计(DOA)理论在频域中估计出各个 hop 的方向参数,利用方位信息完成 FH 信号分离并得到 FH 信号的数目及其各自的参数集;
- 提出了一种确定 FH 信号检测门限的策略,该策略不仅使得检测门限能够通过理论计算得到,而且还显著地抑制了非跳频信号的干扰,从而能有效地检测出 FH 信号;
- 提出了一种基于宽带处理的短波 FH 信号盲检测和参数盲估计的实现方法,即首先利用宽带空间谱测向技术得到接收信号的 DOA,然后采用宽带波束形成技术对特定方向进

行空间滤波,实现多个信号的分离,最后分别提出了两种 FH 信号的盲检测和参数盲估计方法,第一种方法适用于空间某个特定方向上存在着几个(含一个)驻留时间不同的恒跳速 FH 信号和其他干扰信号的混合信号,第二种方法适用于空间某个特定方向上仅含一个可变跳速的 FH 信号和噪声的混合信号;

- 将空间插值的概念和宽带波束形成技术结合起来,提出了一种基于频域处理的宽带恒定束宽的波束形成方法。使得天线阵元个数以及射频单元、A/D 等相应模块可以大大减少,也随之减少了较多阵元时天线之间的互耦,提高了空间滤波的效果;
- 研究并实现了一个集宽带搜索、宽带测向、跳频搜索、窄带测向、窄带分析等功能于一体的短波阵列信号侦察系统。该系统已经应用到某军事侦察装备中,实际运行中展示了它的优良性能,与传统接收机相比,大大改善了整体性能,具有一定的工程参考价值。

本文提出的技术路线和实现方法,不仅具有一定的理论意义,而且在短波通信对抗中也具有重大的应用价值,其中的部分算法已应用于某短波通信侦察系统中,取得了较好的效果。

**关键词:** 跳频信号, 盲检测, 参数盲估计, 宽带波束形成

## Abstract

Wireless communication is one of the most important measures in modern warfare. Especially in command of the moving object, it is even the only means of communication. But this kind of open emission and reception system in High frequency(HF) communication has to face two challenges: firstly, natural interference from atmospherics and industry; secondly, tracing, blocking and multipath interference from enemy. For HF communications, improving its performance and enhancing its anti-interference capabilities have become an important topic of innovation and development, and frequency-hopping(FH) communications technology will be timely. Because of its high anti-jamming capability, low intercept probability and secrecy, etc., Frequency Hopping (FH) communication has been widely used in military field and become one of the most effective measures to improve the anti-jamming capability.

To meet the need of communication reconnaissance and countermeasures, FH signal detection and parameter estimation, as the base of signal separation, interference, monitoring and deceiving, has become the focus of the research. Therefore, it is useful to research the topic of FH signal blind detection and blind parameter estimation. And it is very difficult, this is because: 1) The environment of high frequency communication with fixed frequency signal, noise, interference and many kinds of burst signal make it difficult to detect FH signal; 2) Because carrier frequency of FH signal hops in pseudorandom form, it is more difficult to FH signal detection and parameter estimation than fixed frequency signals; 3) If the baseband signal is voice modulated by Single Side-Band (SSB), the discontinuity of voice will lead to the similar discontinuity of the received energy, which will increase the difficulty of analysis, etc.

**In this thesis, we focus on the problem of shortwave FH signal blind detection and blind parameter estimation based on array signal processing.** That is, without enough apriori information, estimating the number of FH signals and their parameters, including dwell-time, hop-rate, hop-time, direction of arriving(DOA), frequency-set and hop-bandwidth by making the most of time-domain, frequency-domain and spatial-domain information.

The main job and contribution of this paper are as follows:

- Based on narrowband signal processing, we propose a new method for FH signal blind detection and blind parameter estimation. Firstly, compute the cross-correlation function(CCF) of FH signals from multichannels, then we get the cross power spectral density matrix(CSDM); Secondly, select the hops of FH signals from the CSDM via processing and analyzing the CSDM, meanwhile reduce the influence coming from noise, fixed frequency signal and other interferences; Lastly, estimating the DOA of every hop and according to the DOA, we can separate the hops, get the number of FH signals and their parameters.

- Propose a new method for designing the threshold in FH signal detection. This method makes it easy to get the threshold by theoretic computing and it can extremely reduce the interference of non-FH signals.
- Based on broadband signal processing, we propose a new method for FH signal blind detection and blind parameter estimation. Firstly, get the DOA of the signals by wideband spatial spectrum estimation; secondly, separate the signals by spatial filtering using wideband beamformer; Lastly, we propose two methods for FH signal blind detection and blind parameter estimation, one is for several constant hop-rate FH signals whose dwell-time are different and another is for a single FH signal whose hop-rate is alterable.
- By employing spatial interpolation in broadband signal beamforming, it can reduce the number of antenna elements and corresponding RF modules, A/D converters, etc. It can also eliminate the mutual coupling between antenna elements while getting the narrower main beamwidth and lower sidelobe level.
- Design and realization of the high-frequency reconnoitering system bringing together broadband signal searching, broadband signal direction finding, frequency-hopping signal searching, narrowband signal direction finding, and narrowband signal analysis, etc.. The system has been put to use and the field test shows that the presented system outperforms traditional high-frequency reconnoitering receiver.

The technical routes and methods proposed in the thesis are not only theoretically meaningful but also are great valuable in HF communication countermeasures. Some of the methods have been applied to a HF reconnoitering system and the result of the field is fairly well.

**Keywords:** Frequency-hopping signal, Blind detection, Blind parameter estimation, Wideband beamforming

## 中国科学技术大学学位论文相关声明

本人声明所呈交的学位论文，是本人在导师指导下进行研究工作所取得的成果。除已特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含任何他人已经发表或撰写过的研究成果。与我一同工作的同志对本研究所做的贡献均已在论文中作了明确的说明。

本人授权中国科学技术大学拥有学位论文的部分使用权，即：学校有权按有关规定向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅，可以将学位论文编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

保密的学位论文在解密后也遵守此规定。

作者签名： 朱文贵

2007 年 5 月 6 日

# 第1章 绪论

## 1.1 选题的背景和意义

近年来,随着卫星拦截技术的日益发展,短波通信在军事通信领域中受到越来越多的重视,由于它的灵活性,常常是战时通信的主要手段。但这种开放式的发射和接收电磁波的通信,易遭到自然的、工业的和人为的各种干扰。因此改善短波通信性能,提高其抗干扰能力,就成了一个不断创新和发展的课题,扩频通信(Spread Spectrum Communication)技术也随之应运而生[1]。扩频通信自身有着许多优点,如:抗干扰能力强;抗多径衰落;具有保密性;具有较低的截获概率;可多址复用和任意选址,等等,这使其在军用和民用上都有着广阔的发展前景,在军事通信、电子对抗、全球定位、遥控、遥测、以及导航等领域,它是正被采用或将被采用的主流技术之一。

按照扩展频谱的方式不同,现有的扩频通信系统可以分为[2]:直接序列(Direct Sequence, DS)扩频;跳变频率(Frequency Hopping, FH)扩频;跳变时间(Time Hopping, TH)扩频;各种混合扩频方式,如DS / FH、DS / TH等等。其中, FH扩频信号又具有其自身特有的优点:抗频率选择性衰落;对信道相频失真特性要求低;便于与传统通信系统兼容;也没有所谓的远近(near-far)问题。故其一经出现,便引起了世界各国的极大关注,并在军事通信领域得到了广泛的应用,已成为在电子对抗环境下提高通信抗干扰能力一个有效的措施,在战争中发挥了巨大的威力,是在军用无线网络中提供移动多址通信的主要方案之一。国外自六十年代起就对跳频体制的理论和进行了研究,七十年代即研制出实用的跳频电台,到了八十年代,跳频电台已成为世界各国的重要通信装备。随着调制技术、编码技术、微电子技术、特别是DSP技术和计算机网络技术的迅速发展,跳频技术在90年代又有了新的发展,目前正向着自适应、高速、变速率和宽带的方向发展。

自FH通信手段在军事上运用以来,围绕其展开的干扰与反干扰、破坏与反破坏便一刻没有停止。而实施干扰与破坏的前提,是做好FH信号侦察。FH信号侦察大致包括4项内容:侦收、识别、测向、定位。但是短波FH信号的侦察在技术上极富有挑战性,这主要是由于:1)短波频段电磁环境十分复杂,密集的定频信号、噪声信号、外界干扰信号以及各种突发信号相互交织在一起,使得FH信号的检测变得十分艰难;2)FH信号的载频按照伪随机方式发生跳变,使得FH信号的检测和参数估计比一般的定频信号要困难得多;3)如果FH信号对应的基带信号是以单边带(SSB)方式调制的语音信号,由于人的发音时断时续,导致接收机收到的能量时有时无,进一步增加了分析难度等等。

阵列信号处理是将多个天线设置在空间的不同位置组成天线阵列(本文提出的阵列信号处理的概念都是基于阵列天线接收为前提的,下同),并利用这一阵列对空间信号进行接收

(多点并行采样)和处理,目的是提取阵列所接收的信号及其特征信息,同时抑制干扰、噪声和不感兴趣的信息。阵列信号处理与一般的信号处理方式不同,阵列天线的布设主要考虑信号空域信息的有效提取。因此,阵列信号处理也常称为空域信号处理。与传统的单个天线相比,阵列信号处理具有灵活的波束控制、高的信号增益、较强的抗干扰能力及高的空间超分辨率等优点,因而受到了极大关注,与此相关的研究工作不断发展与深入,其应用范围也不断扩大。同时随着微电子技术、数字信号处理技术、并行处理技术的迅猛发展,阵列信号处理的理论和实际应用也得到快速发展。

阵列信号处理最主要的两个研究方向是波束形成和空间谱估计。波束形成是通过对各阵元采集的空间样本加权来进行空域滤波的技术。传统的频域滤波无法分辨频谱混叠的信号,而一般情况下,频谱混叠的信号,其空域参数是不同的,比如 DOA 不同。此时,利用波束形成技术可以对信号进行分离,还可以抑制噪声、干扰信号,提高期望信号的信干噪比(SINR)等。空间谱估计是在波束形成技术以及时域谱估计技术的基础上发展起来的,其主要目标是研究提高在处理带宽内空间信号角度的估计精度、角度分辨力和减小运算复杂度的各种算法。传统的波达方向估计方法,阵列的角度分辨力受瑞利限的约束,即瑞利限内的空间目标是不可分辨的。空间谱估计技术把超分辨率估计技术应用到 DOA 估计中,可以突破瑞利限的约束,得到很高的角度分辨率,它在雷达、通信、声纳等众多领域有极为广阔的应用前景。

因此,研究如何利用先进的阵列信号处理技术和 FH 信号的特点,探索基于阵列信号处理的短波 FH 信号侦察的新思路和新方法,实现 FH 信号的盲检测和参数盲估计,这不仅具有一定的理论意义,而且在军事通信对抗中也具有重大的应用价值。

本文以“基于阵列信号处理的通信侦察系统”这一科研项目为背景,利用先进的阵列信号处理技术,充分挖掘了信号的时域、频域和空域特性,并结合短波 FH 信号的特点,深入地研究了短波 FH 信号盲检测和参数盲估计的理论和实现方法。首先,设计并实现了一个可以接收处理窄带和宽带信号的短波侦察硬件系统,在此基础上,提出了两种短波跳频信号盲检测和参数盲估计的实现方法:

1) 基于窄带信号处理的实现方法。将先进的阵列信号处理技术和经典的互相关理论结合起来,提出了基于互功率谱密度矩阵的 FH 信号检测和参数估计方法,特别是给出了一个确定检测门限的策略,很好地解决了确定检测门限这个关键问题,使得该方法能够在强噪声和多干扰条件下能够非常有效地检测和分离出短波 FH 信号,并得到每个 FH 信号的参数集;

2) 基于宽带信号处理的实现方法。该方法将跳频信号当作宽带信号进行处理,利用宽带空间谱测向、宽带空间滤波等处理后,得到特定方向上的信号,进而实现对 FH 信号的检测和参数估计;宽带处理的实现方法,其思路新颖,概念清晰,处理方法简单,实现的复杂度也较低。



## 1.2 符号约定

为阐述方便, 本节给出了本文使用的符号约定: 矩阵用加粗大写字母表示, 一些常量符号用大写字母表示。其它符号如下。

$\vec{a}$  或  $\vec{A}$       上部带有 arrow 符号的标记表示向量。若无特殊说明, 本文中的向量都是列向量。

$\overline{H(t)}$       上部横线表示求统计平均。

$x^{(m)}(t)$       带括号的上标表示天线阵元的编号。

$\hat{R}$       上部带有 hat 符号的标记表示对相应统计量( $R$ )的估计。

$X^{p,q}$       矩阵  $X$  的第( $p, q$ )个元素。

$E[\cdot]$       统计平均操作符。

$(\cdot)^{\cdot}$       共轭操作符。

$(\cdot)^T$       转置操作符。

$(\cdot)^H$       共轭转置操作符。

$\Sigma$       求和操作符。

$\exp(\cdot)$  或  $e^{(\cdot)}$       指数操作符。

$\delta_{i,j}$       Kronecker delta 符号, 即  $\delta_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{if } i = j \\ 0 & \text{else} \end{cases}$ 。

$u(x)$       阶跃函数, 即  $u(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x \geq 0 \\ 0 & \text{else} \end{cases}$ 。

$rect(x)$       矩形函数, 即  $rect(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } 0 \leq x < 1 \\ 0 & \text{else} \end{cases}$ 。

$\triangleq$       定义符。

$*$       卷积操作符。乘法操作作用  $\times$  表示以示区别。

$\odot$       Hadamard 乘积操作符, 即  $[X \odot Y]^{p,q} = X^{p,q} Y^{p,q}$ 。

$C^{N \times M}$       所有  $N$  行  $M$  列的复矩阵的集合。

## 1.3 短波 FH 信号的数学模型

短波信号的电波传播有两种形式: 一种是地波传播; 另一种是天波传播。对于我们侦察系统来说, 主要是针对天波传播的短波信号。因此, 下面给出天波传播形式下短波信道的统计特性, 以及接收信号源和 FH 信号的数学模型。

### 1.3.1 短波信道的统计特性

由于电离层的复杂性,建立短波信道的具体数学模型是非常困难的,只能从统计的角度对其进行一个定性的描述。根据观察表明:绝大部分的信道,包括电离层反射信道,都可以认为是线性的,但电离层发射信道的传输特性是时变的[8]。因此,短波信道只能等效为一个时变的线性系统,即用系统函数  $H(f, t)$  来代替时不变系统的  $H(f)$ 。这种时变性对信号的传输带来两个负面影响:1)造成信号的非线性失真,导致了频谱展宽;2)信道的多径传输造成信号的频率失真,导致了时间展宽。

$H(f, t)$  是一个二维的随机函数,从理论上讲,研究短波信道的传输特性最好是研究其传输函数的多维分布,显然这是不现实的。比较现实的是研究它的二阶统计特性,主要研究它的互相关函数  $R_H(\Delta f, \Delta t)$ , 这样可以得到信道的散射函数,即  $R_H(\Delta f, \Delta t)$  的二维傅立叶变换  $S(u, v)$ 。下面分别给出它们的公式。

式(1.3.1)~(1.3.3)分别给出了系统传输函数  $H(f, t)$  的时间-频率互相关函数及其在时间维和频率维的互相关函数:

$$R_H(\Delta f, \Delta t) = \overline{H^*(f, t)H(f + \Delta f, t + \Delta t)} \quad (1.3.1)$$

$$R_H(0, \Delta t) = \overline{H^*(f, t)H(f, t + \Delta t)} \quad (1.3.2)$$

$$R_H(\Delta f, 0) = \overline{H^*(f, t)H(f + \Delta f, t)} \quad (1.3.3)$$

则短波信道的散射函数为:

$$S(u, v) = \iint_{-\infty < \Delta t, \Delta f < \infty} R_H(\Delta f, \Delta t) e^{-j2\pi v \Delta t} e^{-j2\pi u \Delta f} d\Delta f d\Delta t \quad (1.3.4)$$

散射函数表示能量在时间轴和频率轴上的散布,因此它是一个二维的功率谱分布。 $S(u, v)$  在频移轴和时延轴上的边际分布分别是描述信道频率散布和时延散布统计特征的频率散布谱和多径散布谱。下面分别给出它们的物理意义及其对信号传播产生的影响。

#### 1、多普勒展宽

散射函数在  $v$  轴上的边际函数( $P(v)$ )称为信道的多普勒散布谱,即:

$$P(v) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H(0, \Delta t) e^{-j2\pi v \Delta t} d\Delta t = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_1(\Delta t) e^{-j2\pi v \Delta t} d\Delta t \quad (1.3.5)$$

式中,  $\rho_1(\Delta t)$  是信道的时自相关函数。上式的物理意义可描述如下:当单色波入射到短波信道后,由于信道的时变性使得  $\rho_1(\Delta t) \neq 1$ , 因此必然存在频谱的展宽。 $P(v)$  的宽度成为信道的多普勒散布带宽  $B_d$ , 也称衰落带宽。 $B_d$  与电离层状况、工作频率、线路长度等多种因素有关,通常为几赫兹。

则信道的衰落相关时间为:

$$\Delta t_c = \frac{1}{B_d} \quad (1.3.6)$$

因此,利用信号的相关性进行算法处理时,相关时间的选取不能超过信道的衰落相关时间。由于通常  $B_d$  为几赫兹,所以衰落相关时间在百毫秒量级上,而本文在后面的互相关处理时相关时间远小于这个量级。

## 2、多径展宽

散射函数在  $u$  轴上的边际函数( $Q(u)$ )称为信道的多径散布谱,即:

$$Q(u) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Delta f, 0) e^{j2\pi u \Delta f} d\Delta f = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_2(\Delta f) e^{j2\pi u \Delta f} d\Delta f \quad (1.3.7)$$

式中,  $\rho_2(\Delta f)$  是信道的频率自相关函数。上式的物理意义可描述如下:当极窄的脉冲入射到短波信道后,由于信道多径效应的影响,使信道的输出具有不同的时延分量,多径散布谱就是表示各时延分量所具有的强度分布。 $Q(u)$  的宽度成为信道的多径散布时间  $T_m$ 。 $T_m$  通常为几百微秒到几个毫秒。

则信道的相关带宽为:

$$\Delta f_c = \frac{1}{T_m} \quad (1.3.8)$$

相关带宽  $\Delta f_c$  决定着是否产生频率选择性衰落,若通过短波信道传送的信号带宽大于  $\Delta f_c$ ,将会发生频率选择性衰落。

因此,通过短波信道传送的信号带宽应小于  $\Delta f_c$ ,这就要求通过短波信道传输信号时必须具有较窄的带宽,如果传输的是数字信号,则要求较低的符号率。如果采用较高的采样频率,则无论对于模拟的语音信号还是数字信号都能保证采样信号具有一定的自相关性。

## 3、短波信道对 FH 信号参数选取的影响

短波信道对 FH 信号参数选取的影响主要表现在以下几个方面:

**对跳频带宽的影响:** 由于短波信道具有上述的窗口现象,在远距离通信时使得信号的可用频带有限,决定了跳频带宽只能是窄带的,典型值为几百千赫。

**对跳频速度的影响:** 这里需要结合其他因素共同描述,总的来说短波跳频的跳速一般较低,原因如下: 1) 短波信道的传输问题。由于不同频率信号的多径时延的差值可以达到毫秒量级,所以如果跳速过快,会导致接收机很难同步,往往可能在前一跳收到信号,而后一跳收不到信号,这就限制了跳频速度; 2) 信道切换时间的影响。信道切换时间是指跳频电台由一个信道频率转换到另一个信道频率并达到稳态时所需的时间。在一个跳频周期所占据的时间包含信道切换时间与跳频驻留时间之和,它们的比值称为占空比,此占空比一般在 10% 左右,在设计跳速时,需要考虑这个因素的影响,进一步限制了跳频速率的提高; 3) 硬

件限制,发射机具有调谐限制。短波很难用宽带天线,一般需要调谐匹配电路,而一般发射机的调谐匹配带宽通常只有几百千赫,同样限制了跳速。当然还有一些其他的因素的影响,如前端放大器的响应时间限制等。总之,短波信道的时变性和硬件的响应速度为跳速的提高设置了很大的障碍。

由以上论述可知,对短波 FH 信号来说,通常情况下,跳频带宽较窄(一般低于 500kHz),跳速较低(一般低于 200 跳/秒),虽然近几年军事发达国家研制出了几款较高跳速的电台(如 CHES),但离实用化还有一些距离,现在装备部队的军用跳频电台大多数仍然是低速、窄带的。因此,本文同样也把短波跳频信号的这两个参数限制在低速和窄带范围内。对于较高速度的跳频信号,本文的方法同样有效。

### 1.3.2 短波源信号的数学模型

由于短波波段信号比较密集,侦察系统的接收信号源是各种源信号的混合,因此,在提出跳频信号数学模型之前,需要简单描述一下接收信号源的数学模型,并给出不同信号在时频图上的表现形式。因为本文提出的方法主要是利用不同信号在时频图上表现形式的不同这一特点来完成 FH 信号的检测和参数估计的。

假设在观测间隔  $\Delta T_0$  内有  $K$  个 FH 信号  $s_k(t)$  ( $k=1, \dots, K$ )、 $H$  个定频信号  $c_h(t)$  ( $h=1, \dots, H$ )、 $F$  个扫频信号  $m_l(t)$  ( $l=1, \dots, F$ )、若干个突发干扰信号  $J(t)$  和噪声  $n(t)$  的叠加,其中,定频信号包括连续定频信号和断续定频信号,每个信号发射机产生的若干多径分量被看成多个信号。接收机的中心频率是  $\omega_c$ , 带宽是  $\Delta\omega$ 。假设接收机在开始数据接收和分析过程之前完全不知道各种信号的个数和各自的参数。

则对于单天线接收的情况下,在观测时段  $\Delta T_0$  和频段  $\Delta\omega$  内接收到的信号  $x(t)$  可表示为:

$$x(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) + \sum_{h=1}^H c_h(t) + \sum_{l=1}^F m_l(t) + \sum J(t) + n(t) \quad (1.3.9)$$

本文假设接收信号源的不同信号之间是不相关的,噪声为高斯白噪声(下同)。

图 1.1 给出了这些信号在时频图(横轴代表频率标号,纵轴代表时间)上的表现形式分别如下:

1. 频率标号 1-6 是 FH 信号,它在时频图上表现为一组线段,且具有以下特点:1)在时间维持续一段时间;2)在频率维跳变。线段在频率轴上的投影表示该 FH 信号在相应时间段内所在的频率点,线段在时间轴上的投影长度表示这一跳的驻留时间,这样的线段我们称之为 hop;
2. 频率标号 8 是连续定频信号,随着时间的推移它的频率很少发生变化,在时频图上

表现为一条竖直线:

3. 频率标号 20 是断续定频信号, 它在特定频点上断续出现, 信号在特定频点上时断时续, 在时频图上表现为时断时续的线段;
4. 扫频信号, 指的是信号频率随着时间的推移而连续发生变化的信号, 根据频率变化规律的不同, 可分为突发线形扫频信号(频率标号 12~16 的斜直线)、周期性扫频信号(频率标号 10~12 的斜线段)和随机扫频信号(频率标号 16~18 的曲线);
5. 频率标号 18 是突发信号, 它随机出现, 出现一段时间又突然消失, 在时频图上表现为一小段直线或曲线;

另外还有噪声信号和其他一些空间干扰信号, 在时频图上表现为随机分布的散乱点等等。此处不再画出。

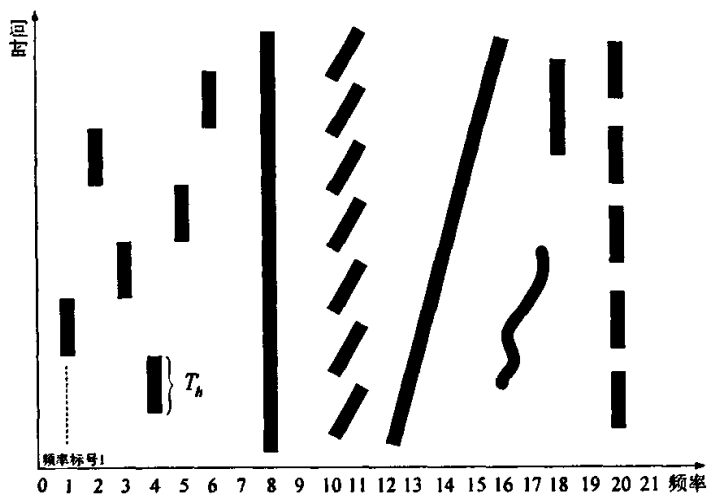


图1.1 接收信号的时频图

### 1.3.3 FH 信号的数学模型

在 FH 扩频通信系统中, 可用的信道带宽被细分为许多连续的频率槽(frequency slot), 每个时刻 FH 信号只存在于其中的一个频率槽中。跳频相当于多频率频移键控。简单的频移键控(如 FSK)只有为数不多的几个可选频率, 而跳频系统则有几十甚至上千个可选频率, 其当前频率或者完全由扩频码来选择, 或者由扩频码和信息比特共同选择, 跳变规律具有伪随机特性。在一个候选频率上, FH 信号表现为伪随机突发脉冲信号。图 1.1 在时频面上画出了一个跳频图案(hopping pattern)。图中的  $T_h$  表示跳周期, 频率标号 1 到 6 表示信号载频连续跳变了 6 次, 其中每跳称为一个 hop。若忽略连续两跳之间的频率切换时间,  $T_h$  又可称为 hop 持续时间, 或驻留时间。对数字跳频信号, 令  $R_h = 1/T_h$  表示跳速,  $R_d$  表示数据符号率, 则: 如果  $R_h = N_h R_d$ , 其中  $N_h$  是  $\geq 1$  的整数, 表示在一个符号周期内的频率跳变次

数, 则该 FH 信号属于快跳频(FFH)信号; 如果  $R_d = N_s R_h$ , 其中  $N_s$  是  $>1$  的整数, 表示在一个跳周期内发送的符号数, 则该 FH 信号属于慢跳频(SFH)信号。

有些 FH 信号在一个跳周期(对 FFH 信号)或一个符号周期(对 SFH 信号)内具有单一频率, 比如以 MFSK 或 CPFSK 方式调制的 FH 信号。本文称这种信号为纯 FH 信号。许多已有的 FH 信号检测和参数估计方法(比如本文第 2 章介绍的许多方法)针对的是纯 FH 信号, 不能用于其它类型的 FH 信号。

式(1.3.10)中, 令 FH 信号  $k$  的跳周期为  $T_{Hk}$ , 在观测时段  $\Delta T_0$  内共出现了  $N_{Hk}$  个完整的 hop, 第  $i(i=1, \dots, N_{Hk})$  个完整 hop 的载频为  $\omega_{ki}$ ; 最开始的那个非完整 hop 在观测时段内的持续时间为  $\Delta t_{0k}$ , 载频为  $\omega_{0k}$ ; 末尾的那个非完整 hop 在观测时段内的持续时间为  $\Delta t_{Ek}$  (显然,  $\Delta t_{Ek} = \Delta T_0 - \Delta t_{0k} - N_{Hk} T_{Hk}$ ), 载频为  $\omega_{Ek}$ 。

于是,  $\tilde{s}_k^{(m)}(t)$  可表示为:

$$\tilde{s}_k^{(m)}(t) = s_k(t) \left[ \exp \left[ j \left( \omega_{0k} t + \phi_{0k}^{(m)} \right) \right] \text{rect} \left( \frac{t}{\Delta t_{0k}} \right) + \sum_{i=1}^{N_{Hk}} \exp \left[ j \left( \omega_{ki} t + \phi_{ki}^{(m)} \right) \right] \text{rect} \left( \frac{t - (i-1)T_{Hk} - \Delta t_{0k}}{T_{Hk}} \right) + \exp \left[ j \left( \omega_{Ek} t + \phi_{Ek}^{(m)} \right) \right] \text{rect} \left( \frac{t - N_{Hk} T_{Hk} - \Delta t_{0k}}{\Delta t_{Ek}} \right) \right] \quad (1.3.10)$$

其中,  $s_k(t)$  是 FH 信号  $k$  的基带复包络;  $\phi_{ki}^{(m)}$  是阵元  $m$  接收到的 FH 信号  $k$  的第  $i$  个完整 hop 的相对相位(相对空间中某参考点), 由  $\omega_{ki}$ 、阵列结构和入射方向(DOA)共同决定(假设阵列已完全校准);  $\phi_{0k}^{(m)}$  和  $\phi_{Ek}^{(m)}$  的含义与  $\phi_{ki}^{(m)}$  相同, 针对开始和末尾处的那两个非完整 hop。

## 1.4 阵列信号接收处理的数学模型

阵列信号接收处理的系统结构如图 1.2 所示。整个阵列信号处理系统应该有三个部分组成: 空间信号入射、空间阵列接收和信号处理。相应的可以分为三个空间: 1)目标空间, 它是一个有信号源的参数和复杂电磁环境参数张成的空间。对于信号检测和参数估计系统, 是利用特定的方法从这个复杂的目标空间中检测出期望信号并估计出其相应的参数; 2)观察空间, 它是利用空间按一定方式排列的阵元来接收目标空间的辐射信号。由于环境的复杂性, 接收数据中包含信号特征(方位、距离等)和空间环境特征(噪声、杂波、干扰等)。另外由于空间阵元的影响, 接收数据中同样也含有空间特征的某些特征(互耦、通道不一致、频带不一致等); 3)信号处理空间, 它是利用阵列信号处理技术(阵列校正、空间滤波等)从复杂的观察数据中提取期望信号的特征参数。通常情况下, 其数学处理模型如下所述。

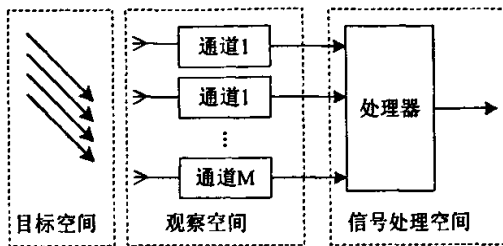


图1.2 阵列信号接收处理的系统结构

### 1.4.1 窄带接收的数学模型

首先考虑  $N$  个远场的窄带信号入射到空间某阵列上，其中阵列天线由  $M$  个阵元组成。

在信号源是窄带的假设下，则第  $i$  个信号可用如下的复包络形式表示：

$$\begin{cases} s_i(t) = u_i(t)e^{j(\omega_0 t + \varphi(t))} \\ s_i(t-\tau) = u_i(t-\tau)e^{j(\omega_0(t-\tau) + \varphi(t-\tau))} \end{cases} \quad (1.4.1)$$

式中， $u_i(t)$  是接收信号的幅度， $\varphi(t)$  是接收信号的相位， $\omega_0$  是接收信号的频率。

在窄带远场信号源的假设下，有：

$$\begin{cases} u_i(t-\tau) \approx u_i(t) \\ \varphi(t-\tau) \approx \varphi(t) \end{cases} \quad (1.4.2)$$

把式(1.4.2)代入到式(1.2.1)中，得

$$s_i(t-\tau) \approx s_i(t)e^{-j\omega_0\tau} \quad i=1,2,\dots,N \quad (1.4.3)$$

则可以得到第  $m$  个阵元接收信号为：

$$x^{(m)}(t) = \sum_{i=1}^N g_{mi}s_i(t-\tau_{mi}) + n^{(m)}(t) \quad m=1,2,\dots,M \quad (1.4.4)$$

式中， $g_{mi}$  为第  $m$  个阵元对第  $i$  个信号的增益， $n_m(t)$  表示第  $m$  个阵元在  $t$  时刻的噪声， $\tau_{mi}$  表示第  $i$  信号到达第  $m$  个阵元时相对于参考阵元的时延。

将  $M$  个阵元在特定时刻接收的信号排列成一个列矢量，可得：

$$\begin{bmatrix} x^{(1)}(t) \\ x^{(2)}(t) \\ \dots \\ x^{(M)}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11}e^{-j\omega_0\tau_{11}} & g_{12}e^{-j\omega_0\tau_{12}} & \dots & g_{1N}e^{-j\omega_0\tau_{1N}} \\ g_{21}e^{-j\omega_0\tau_{21}} & g_{22}e^{-j\omega_0\tau_{22}} & \dots & g_{2N}e^{-j\omega_0\tau_{2N}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{M1}e^{-j\omega_0\tau_{M1}} & g_{M2}e^{-j\omega_0\tau_{M2}} & \dots & g_{MN}e^{-j\omega_0\tau_{MN}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(t) \\ s_2(t) \\ \dots \\ s_N(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n^{(1)}(t) \\ n^{(2)}(t) \\ \dots \\ n^{(M)}(t) \end{bmatrix} \quad (1.4.5)$$

写成矢量形式如下：

$$\bar{X}(t) = \mathbf{A}\bar{S}(t) + \bar{N}(t) \quad (1.4.6)$$

式中， $\bar{X}(t)$  为阵列的  $M \times 1$  维快拍数据矢量(对应于单天线的一个采样点，多天线阵元的采集数据成为一个快拍)， $\bar{N}(t)$  为阵列的  $M \times 1$  维噪声数据矢量， $\bar{S}(t)$  为阵列的  $N \times 1$  维信号矢量， $\mathbf{A}$  为阵列的  $M \times N$  维阵列流型矩阵(导向矢量阵)，且

$$\mathbf{A} = [\bar{a}_1(\omega_0) \quad \bar{a}_2(\omega_0) \quad \dots \quad \bar{a}_N(\omega_0)] \quad (1.4.7)$$

其中, 导向矢量

$$\bar{a}_i(\omega_0) = \begin{bmatrix} \exp(-j\omega_0\tau_{1i}) \\ \exp(-j\omega_0\tau_{2i}) \\ \dots \\ \exp(-j\omega_0\tau_{Mi}) \end{bmatrix} \quad i=1,2,\dots,N \quad (1.4.8)$$

式中,  $\omega_0 = 2\pi f = 2\pi \frac{c}{\lambda}$ ,  $c$  为光速,  $\lambda$  为波长。

由上述的知识可知, 一旦知道阵元间的延迟表达式  $\tau$ , 就很容易得出特定空间阵列的导向矢量或阵列流型。下面给出空间阵元的延迟表达式。

### 1. 线阵

设阵元的位置为  $x_k$ , 以原点为参考点,  $\theta_i$  为入射信号的方位角, 表示与  $y$  轴的夹角(即与线阵法线的夹角)。则

$$\tau_{ki} = \frac{1}{c}(x_k \sin \theta_i) \quad k=1,2,\dots,M \quad i=1,2,\dots,N \quad (1.4.9)$$

### 2. 平面阵

设阵元的位置为  $(x_k, y_k)$ , 以原点为参考点, 令假设信号入射参数为  $(\theta_i, \varphi_i)$ , 分别表示方位角和俯仰角, 其中方位角表示与  $x$  轴的夹角, 则

$$\tau_{ki} = \frac{1}{c}(x_k \cos \theta_i \cos \varphi_i + y_k \sin \theta_i \cos \varphi_i) \quad k=1,2,\dots,M \quad i=1,2,\dots,N \quad (1.4.10)$$

### 3. 均匀圆阵

设以均匀圆阵的圆心为参考点, 则

$$\tau_{ki} = \frac{r}{c}(\cos(\frac{2\pi(k-1)}{M} - \theta_i) \cos \varphi_i) \quad k=1,2,\dots,M \quad i=1,2,\dots,N \quad (1.4.11)$$

其中方位角表示与  $x$  轴的夹角,  $r$  为半径。

假定信号源数  $N$  满足  $N < M$ , 热噪声  $n_i(t)$  是空间和平稳随机过程并且是各态历经性的零均值、方差为  $\sigma^2$  的高斯过程, 而且噪声取样间是统计独立的,  $n_i(t)$  与  $s_i(t)$  也是统计独立的。

在空间谱估计中, 常用到阵列接收信号的协方差矩阵  $\mathbf{R}$ , 定义如下:

$$\mathbf{R} = E[\bar{\mathbf{X}}(t)\bar{\mathbf{X}}^H(t)] = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H(\theta) + \sigma^2\mathbf{I}_M \quad (1.4.12)$$

式中,  $\mathbf{R}_s$  是源信号协方差矩阵,  $\mathbf{R}_s = E[\bar{\mathbf{S}}(t)\bar{\mathbf{S}}^H(t)]$ 。



## 1.4.2 宽带接收的数学模型

对于宽带信号, 假设信号的带宽为  $B$ , 同样有第  $m$  个天线阵元的接收数据(不考虑增益时)为:

$$x^{(m)}(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t - \tau_{mi}) + n^{(m)}(t) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (1.4.13)$$

如果将观察时间  $T_0$  分为  $L$  个子段, 每段时间为  $T_d$ , 然后对观察数据进行  $J$  点的离散傅立叶变换, 可以得到如下的宽带模型:

$$\bar{X}_k(f_j) = \mathbf{A}(f_j) \bar{S}_k(f_j) + \bar{N}_k(f_j) \quad (1.4.14)$$

对应于式(1.4.14)的阵列流型应为:

$$\mathbf{A}(f_j) = [\bar{a}_1(f_j) \quad \bar{a}_2(f_j) \quad \dots \quad \bar{a}_N(f_j)] \quad (1.4.15)$$

$$\bar{a}_i(f_j) = [e^{-j2\pi f_j \tau_{i1}} \quad e^{-j2\pi f_j \tau_{i2}} \quad \dots \quad e^{-j2\pi f_j \tau_{iM}}]^T \quad (1.4.16)$$

## 1.5 本文的结构安排

本文的组织结构如下: 第一章给出本文的研究背景、文中的符号约定、相关的理论基础及数学模型; 第二章分类回顾了 FH 信号的检测和参数估计等领域的现有技术; 第三章提出了一种基于窄带信号处理的 FH 信号盲检测和参数盲估计的方法, 并通过外场实验对提出的理论和方法进行了验证; 第四章提出了一个适用于宽带信号处理的 FH 信号盲检测和参数盲估计方法, 结合仿真和试验评估了主要模块的处理效果; 第五章设计并实现了一个集多种功能于一体的短波阵列信号侦察系统, 为本文提出的处理方法和实现技术提供了一个实验验证的硬件平台; 第六章对全文进行了总结, 并指出了进一步的研究方向。

## 第2章 文献回顾

本章回顾了与文中方法相关的知识和文献。通过对这些文献的总结，调研了跳频信号检测和参数估计方法的历史和现状。下面将分类介绍这些已有的研究成果。

### 2.1 基于单天线接收的 FH 信号检测和参数估计

#### 2.1.1 FH 信号的检测

国内外对该课题都很重视，国外的技术发展得要成熟一些，但对研究成果严加保密，仅对在一定先验条件下的检测方法有所报道，对跳频、直扩/跳频的侦察等关键技术没有公开。根据现有可查资料，国外对基于单天线接收的 FH 信号检测方法有：信道辐射计检测[10-12]；压缩接收机检测[13-14]；最大似然检测[15-17]；平均似然检测[15]；自相关检测[18-21]；用 DFT 的谱分析[22]及其他谱分析方法等。但这些方法中的很多都是在一些较苛刻的假设条件下提出的，对于信号完全未知的情况性能都不是很理想，离实用化还有一段距离。国内也提出了一些跳频检测的方法，比较有代表性的有[23-27]。下面对这些方法进行简单的介绍和分析。

[10-12]提出了信道化的辐射计检测，以[11]最具有代表性，[10]和[12]只是用辐射计的模型代替别的一些模型。[11]提出的接收机模型如图 2.1 所示，它在各个通道内以自适应门限的方式进行信号检测，最后综合各个通道的检测结果来最终判断是否存在跳频信号。自适应门限的引入使得该方法具有较为强健的判决能力，能够在包括大量干扰信号的环境中达到近似白噪声环境中的性能。而且，它提出了连续快检测的概念，大大降低了平均检测时间。

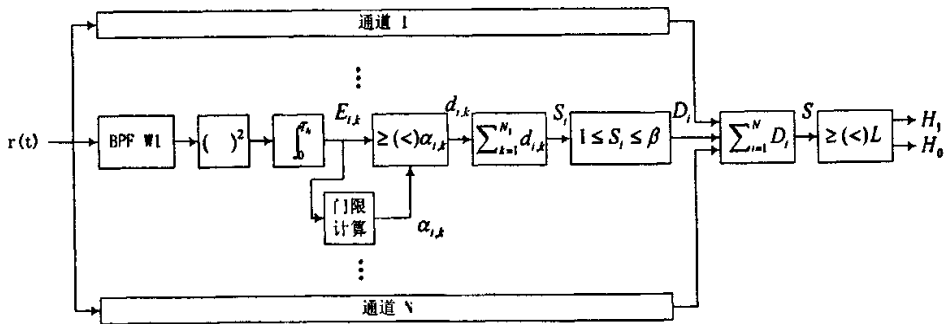


图 2.1 自适应多通道辐射计 FH 信号检测接收机

[13-14]提出了基于压缩接收机结构的 FH 信号检测。其接收处理框图如图 2.2 所示。它不存在能量检测所要求的时间上同步、频率上对准的问题，而且不需要事先了解信号的细微特征。相对信道化接收机来说，实现较为简单。但是其参数指标确定了它的性能极限，对于宽带的跳频信号的检测，它是无能为力的。

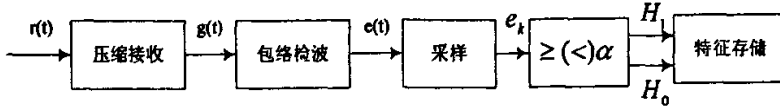


图 2.2 基于压缩接收的跳频信号检测接收机

针对纯 FH 信号, [15]提出了一种如图 2.3 所示的平均似然接收机。图中,  $A$  表示纯 FH 信号表达式中正弦波的幅度,  $N_0$  是单边噪声功率谱密度,  $T_h$  是 hop 持续时间,  $I_0(x)$  是零阶修正 Bessel 函数。此接收机要求知道候选频率集  $\{\omega_i; i=1, \dots, N\}$ , 且实现起来较为复杂。

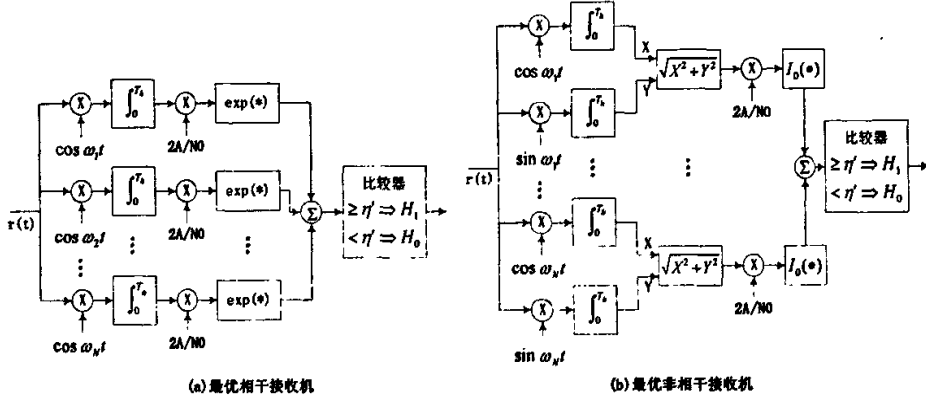


图 2.3 平均似然 FH 信号检测接收机

在[15]的基础上, [15-17]进一步提出了基于最大似然的 FH 信号检测接收机, 其中[15]提出的一种接收机结构如图 2.4 所示。经过性能公式的推导和分析, 可知最大似然接收机的性能接近平均似然接收机。

[16] 提出了一种基于推广似然率检测(GLRT)的接收机(GL-based 接收机), 该接收机在每个接收通道中使用和[15]提出的接收机相同的正交包络接收机(如图 2.4(b)), 但是, 计算出包络以后, GL-based 接收机并不立刻将它们与门限  $\gamma$  比较, 而是取  $N$  个通道中的最大包络, 并将  $M$  个最大包络相加后的和与一个门限做比较, 得出最终判决结果。[16]在中心极限定义(CLT)的基础上分析了该接收机的性能, 结果表明, 和[15]提出的 NCMMML 接收机一样, 随着  $M$ (跳数)的最大, GL-based 接收机的性能仍然快速下降, 但在特定的参数条件下, 比 NCMMML 接收机有更好的性能。

[17]把[16]提出的接收机称为 SLE(Sum of Largest Envelopes)接收机, 并进而提出了用包络平方代替包络的 SLES(Sum of Largest Envelopes Squared)接收机。分析结果表明, SLES 接收机性能比 SLE 稍好。

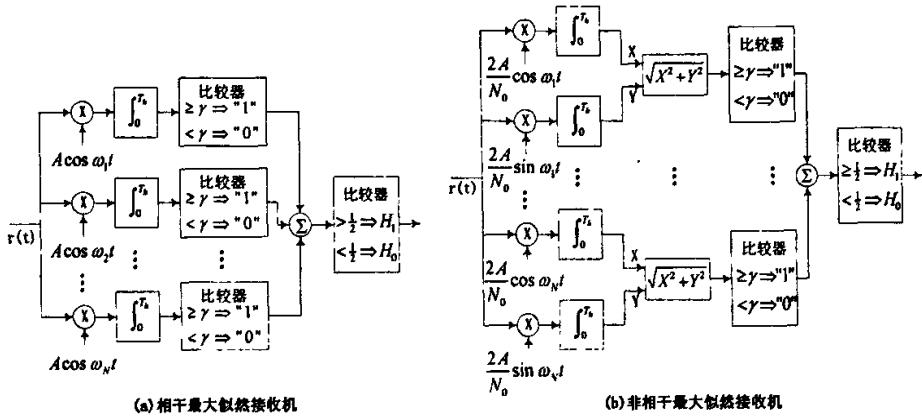


图 2.4 最大似然 FH 信号检测接收机

[18-21]提出了图 2.5 所示的基于自相关处理(AutoCorrelation-Domain, 缩写为 ACD)的 FH 信号检测器。它们采用的是一种粗略信道化(coarsely channelized)的处理手段, 处理带宽远远大于信道化接收机(包括辐射计接收机)的处理带宽, 该方法推导了它的性能公式, 并和辐射计接收机进行了比较, 分析发现, 它的检测性能要明显优于辐射计接收机。

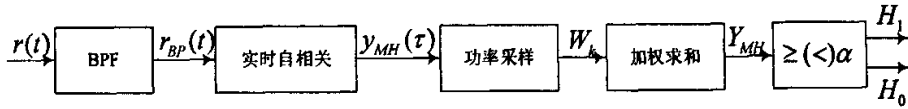


图 2.5 一种基于自相关处理的 FH 信号检测器

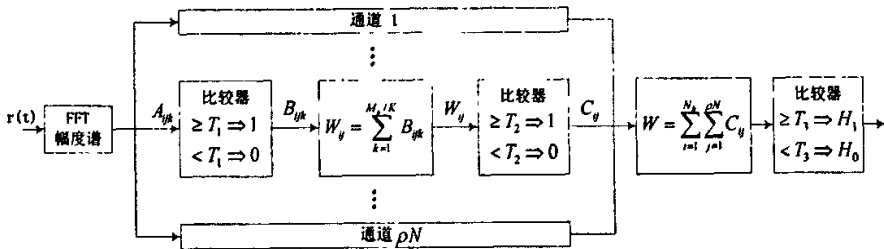


图 2.6 一种基于 FFT 的 FH 信号检测接收机

[22]直接使用 FFT 完成信道化接收, 只是每次 FFT 的时间窗长小于跳周期。假设: FH 信号共有  $N$  个频率点, 每次 FFT 覆盖其中的  $\rho_0 N$  个频点; 通过把接收机调谐到  $K$  个连续且不相交的频段上, 可覆盖 FH 信号的  $\rho N$  个频点, 其中  $\rho = K \rho_0 \leq 1$ , 即允许部分带宽检测(Partial-Band Detection, 缩写为 PBD); 跳周期是 FFT 时间窗长的  $M_s$  倍; 整个检测时间内共有  $N_h$  跳。于是, 等效接收机模型如图 2.6 所示。[22]推出了该模型的性能表达式并进行了数值计算。结果表明,  $K=1$  情况下的检测性能最佳, 换句话说, 让每个通道在一个跳周期内做出尽可能可靠的判决( $K$  越小,  $M_s/K$  则会越大, 于是该判决越可靠), 比截获更多的 hop( $K$

越大,  $\rho N$  越大, 于是截获的 hop 越多)更加重要。

以上这些 FH 信号检测方法通常要求各通道内的接收机积分周期与实际的跳周期一致, 或要求跳周期是积分周期的整数倍, 这都需要知道 FH 信号的跳速和跳时。有些文献考虑了跳时不同步导致的性能损失, 但仍然要求跳速是已知的。同时, 这些通道化接收机要求各通道调谐到 FH 信号的各候选频率处, 即需要知道 FH 信号的候选频率集。

[23]提出了一种基于边缘检测的跳频检测算法, 它首先对接收信号进行短时傅立叶变换并生成时频图, 然后通过数字图像处理对时频图进行边缘提取, 根据结果来判断 FH 信号的存在与否。该方法能够有效的去除背景噪声和纵向定频干扰, 但是对于纵向冲击干扰和横向定频干扰却无能为力, 且虚警概率和漏警概率较大。

[24]提出了一种在复杂电磁环境下跳频信号的检测技术。该方法首先生成接收信号的时频图, 然后通过对时频图的分析, 来完成跳频信号的检测。在信噪比较高和信号个数较少的情况下, 该方法能有效的完成跳频信号检测, 但是在较低的信噪比、信号个数较多或者跳频信号频段重叠的情况下, 该方法失去了检测能力, 甚至无能为力。

[25]和[26]分别提出了基于时频分布的跳频信号检测方法, 它们都是对 Wigner-Vile 分布(WVD)方法的改进。[25]通过多次迭代的峰值检测方法可以有效的滤除噪声干扰以及多分量信号和频率时变所带来的交叉项干扰, 然而该算法的巨大的计算量也限制了其在实际中的应用。[26]通过滤波器组把多分量信号分解为多个单分量信号, 再对各个单分量信号分别做 WVD 变换进行分析。该方法大大减少交叉项干扰的产生, 同时还具有很高的时频聚集性。

以上对于跳频信号的检测方法(单天线)做了一个简单的回顾和总结, 总体来说, 由于基于单天线接收的处理模型提供的信息较少, 所以此类 FH 信号的检测方法都要求知道一些信号的先验知识, 属于非盲检测, 在实际应用中会受到很大的限制。

### 2.1.2 FH 信号的参数估计

对于基于单天线接收的 FH 信号参数估计方法大体上可以分为: 基于小波变换的 FH 信号参数估计[27-29]; 基于最大似然的 FH 信号参数估计[30-31]; 基于自相关处理的 FH 信号参数估计[32-33]; 基于粗略信道化接收的 FH 信号参数估计[34-36]; 等。下面简要分析各类算法的思想和处理过程。

[27-29]提出基于小波变换的 FH 信号参数估计。它们首先求出跳频信号的瞬时相关函数, 然后对其做小波变换, 最后通过图像处理来提取 FH 信号的参数(包括跳速、跳时和频率集)。该方法能够在较低的信噪比下完成参数估计, 但是要求仅仅存在一个跳频信号时才能参数提取, 若存在其他干扰信号时, 该方法无法提取跳频信号的参数, 且计算复杂度较大。

[30-31]提出了基于最大似然的 FH 信号跳时估计。它们通过构造跳频信号连续两跳间的数学模型, 进而构造迭代模型, 通过多次迭代估计出 FH 信号的跳时参数。该方法计算量大,

且要求处理的数据段内恰好仅存在一个跳频信号的连续两跳，而不能存在其他信号的跳变，然而在我们提取数据的时候这是相当困难的。

[32]首先提出了一种基于多跳自相关(MHAC)的跳速估计算法，它以自相关域样本平方的加权和作为检验统计量，只要跳数  $M$  足够大，该统计量能够在抑制对频率、相位和跳时的依赖的同时保持跳速信息，因此可用于估计跳速。在此基础上，[32]还提出了一种基于单跳自相关(SHAC)的跳时估计算法，它采用类似 MHAC 的单跳相关模型，该模型能够抑制信号的频率和相位，却保持了跳时信息。遗憾的是，这两种方法都受到很大的限制：MHAC 算法要求知道或估计出精确的信号功率，同时要求知道跳速的大致范围；SHAC 算法要求知道或估计出精确的跳速，且存在着二分之一跳模糊的问题；MHAC 和 SHAC 都要求知道跳频信号的频率范围；MHAC 和 SHAC 由于存在着很多近似，所以算法精度不高。

[33]改进了[32]中的 MHAC 方法，提出了一种联合估计跳速和信号功率的迭代算法。该方法避免了对信号功率先验已知的要求，更符合实际应用的要求，但其他前提条件依然要求存在，计算量相对较大。

[34-36]基于粗略信道化接收的 FH 信号参数估计。粗略信道化接收预处理的模型如图 2.7 所示。[34]在此模型上提出了一种跳时估计算法，通过分析发现这种预处理方式使得  $\tilde{r}_i(t)$  不依赖频率和相位，只和跳时有关，因此可以用来完成跳时参数的估计。但是该方法只能处理纯跳频信号。

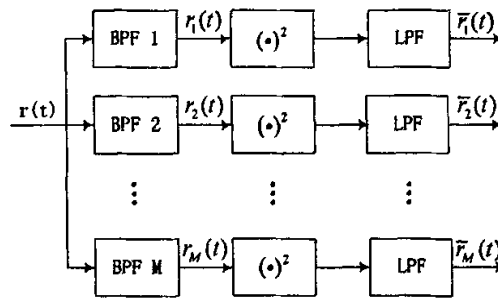


图 2.7 粗略信道化预处理

针对存在两个纯 FH 信号的情况，[35]在[34]的基础上提出了一种联合跳时估计算法，该算法通过对 2 个跳时的穷举搜索和对 2 个通道索引序列的 Viterbi 搜索，在估计出各信号跳时的同时，也估计出各信号的载频所在的通道索引序列。假设信号数为 2 只是为了方便符号表达，其思想对信号数大于 2 的情况也是完全适用的。[36]进一步考虑跳时慢变的情况，运用 Kalman 滤波理论推出了一种估计并跟踪跳时的算法。但是，[35-36]要求存在的 2 个纯 FH 信号具有相同的跳速和频率集，且具有不同的功率和跳时。

总体来说，上面这些算法要么没有考虑到真实信号的特点，要么需要知道相应的某些参

数或者需要构造一些数学模型,在实际应用中受到很大的限制甚至无法应用。

## 2.2 基于阵列天线接收的 FH 信号检测和参数估计

阵列信号处理技术的出现,引入了空域处理的概念。正如时域频谱是时域处理中的一个重要概念一样,空间谱是阵列信号处理中的一个重要概念。时域频谱表示信号在各个频率上的能量分布,而“空间谱”则表示信号在空间各个方向上的能量分布。因此,如果能得到信号的“空间谱”,就能得到信号的波达方向(direction-of-arrival, DOA)。此外,空间谱估计又常称为“超分辨谱估计”,这主要是因为空间谱估计技术具有超高的空间信号的分辨能力,能突破并进一步改善一个波束宽度内的空间不同来向信号的分辨能力。因此,这为信号的检测和分离提供了又一个参数。不少文献[41-53]针对这方面的应用提出了大量的 FH 信号参数盲估计的方法,这些算法在时间-空间(二维)上通过联合估计在完成测向的同时也估计出跳频信号的参数。

在纯 FH 信号环境或 FH 信号夹杂纯谐波信号的环境下,在 FH 信号的两个相邻的跳变时刻(可以是不同信号的跳频时刻)之间的信号是若干个谐波信号的和,即在此区间内的信号矩阵  $S$  是一个 vandermode 矩阵。基于 vandermode 矩阵结构的特殊性,[41-46]提出了一系列在已知信号个数情况下,利用空域时域联合处理的跳频信号参数估计算法。当天线阵列为均匀线阵(ULA)时[41,42,44,45],阵列流型  $A$  同样是一个 vandermode 矩阵,观测信号相当于对信号矩阵  $S$  加权成为一个空域谐波。问题的求解简化为二维谐波恢复(2D Harmonic Retrieval)问题。

[41]基于阵列流型  $A$  和信号  $S$  是 vandermode 矩阵的平移不变性,提出一种通过时间平滑和空间平滑把二维接收信号扩展成四维矩阵,再在四线性交替最小平方(QALS)的准则下使用平行因子(PARAFAC)算法做谐波恢复,估计出 FH 信号参数。

[42]总结了[41]提出的算法,并另外提出了一种 MDE-ALS 算法。MDE 算法是一种高精度的二维谐波恢复算法,它与交替最小平方准则(ALS)结合而成的 MDE-ALS 算法即使在低信噪比条件下也可接近[43]提出的 CRB 算法。MDE-ALS 只适用于观察信号区间内未发生频率跳变的情况。[42]还提出了基于周期图的时间片嫡的算法找出一段没有频率跳变的所谓 hop free 信号。通过由 MDE-ALS 估计出的方向角(DOA)做波束形成而滤出单个 HF 信号,再对所得信号提出单信号的动态规划算法对其进行跟踪,得到 FH 信号的频率、方向、跳时等参数。

[44]将[42]中使用的 MDE 算法换成了精度和分辨率更高的 MDF 二维谐波恢复算法,并提出多信号的动态规划算法,使参数的估计和跳时估计同时进行,避免了[42]中的因周期谱嫡法估计不准而造成的误差。[45]把[44]提出的算法推广到多径环境,由于 MDF 算法对同维

上的相同频率也具有很好的性能,所以只需知道总路径数,即可轻易推广[44]的算法。

[48-51]是一些基于 ESPRIT 的关于二维谐波分解的算法。他们都可运用到天线阵列为均匀线阵(ULA)的模型中。[52]把均匀线阵推广到具有多不变性(multiple invariances)的阵列结构中,在平行因子(PARAFAC)的构架下,可等效为多维谐波恢复问题。可估计出其方位角和仰角,且 DOA 估计精度更加准确。[53]针对均匀线阵和多不变阵分别提出在 FH 信号之间有频率碰撞情况下的 FH 信号参数估计,并仿真证实了在 PSK、FSK 和 GMSK 调制下算法的稳健性。

以上提出的对 FH 信号的参数估计均是在不知道频率集,跳频图案,跳时等信息的情况下进行的盲估计。但是必须已知信号个数,且信号个数不能超过谐波恢复算法的分辨率。

在实际运用中,上述算法的运算量过于巨大。一方面,谐波恢复需要进行对接收信号扩展矩阵进行奇异值分解,这在信号个数较多时会造成巨大的运算量。可以说谐波恢复算法的高精度有着巨大的运算代价,可以考虑缩小扩展矩阵的维数做精度和运算量的权衡,或者将多维问题分为几个一维问题处理,但这同样会引起精度损失。另一方面,对多个信号的动态规划过程,是以运算量为代价提高其时间分辨率,且随着跳变次数和采样点数的增加,运算量会急剧增长,基本不可能直接使用,只能以损失时间分辨率的方式降低其运算量。

[40]分别提出了基于单天线和多天线的跳频信号盲检测和参数盲估计方法,并进行了相关仿真。它提出的单天线方法(由于属于盲检测,所以没有放到 2.1 节而是放到此处进行论述)是基于 hop 生成→hop 驻留时间聚类→频点聚类→跳时聚类的技术处理路线,但是要求 FH 信号是等跳速的,且频点不能发生交叠,由于采用的是单天线接收,此模型不能提供 FH 信号的方向信息。在基于单天线方法的基础上,该文献还提出了基于多天线的跳频信号盲检测和参数盲估计处理模型,该模型基于 hop 生成→hop 跳速聚类→DOA 聚类→跳时聚类的技术处理路线,同样要求 FH 信号是等跳速的。由于它所使用的 hop 生成方法采用宽进严出的手段使得生成大量的伪 hop,增加了算法的复杂度,计算量较大,而且算法在低信噪比下会生成过多的 hop 会使得算法失效。而且,[40]提出的 FH 信号盲检测和参数盲估计的方法在处理过程中使用了很多门限,并且在聚类过程中提出了一些假设,这些门限在实际工作过程中是很难选择的,往往会使得算法失效。

[64]提出了一种多信道、多功能数字化接收机,可用于短波 FH 信号侦察,其结构框图如图 2.8 所示。该系统能够并行接收处理各路信号,获得了比单天线侦察接收机更高的处理能力,但是它把阵列信号处理的所有算法都集中在一个终端 DSP 内,而单个 DSP 是无法实现所有的阵列信号处理、跳频信号检测和参数估计算法,且由于受到器件和设计结构的限制,使得该系统灵活度不高,处理能力有限。



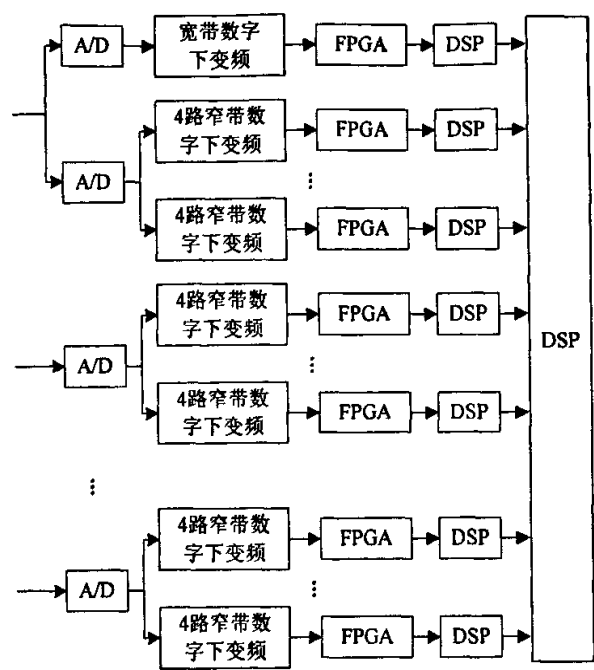


图2.8 多功能、数字化接收机组成框图

2.3 宽带波束形成技术

在基于传感器阵列的信号处理中，宽带波束形成技术(wideband beamforming,WBF)能够在不显著增加系统复杂性的情况下增加系统的通信容量,并获得极好的通信质量和极高的频带利用率。因此，国内外近年来对此项技术进行了较多的研究[54-63]。总体说来，这些方法大体分为基于时域处理的 WBF 和基于频域处理的 WBF，它们的处理框图分别如图 2.9 和图 2.10 所示。

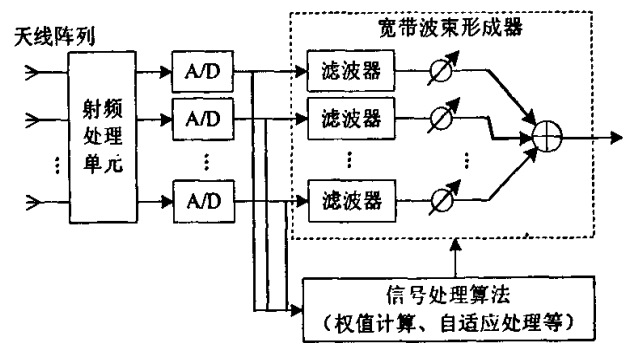


图2.9 基于时域处理的宽带波束形成器

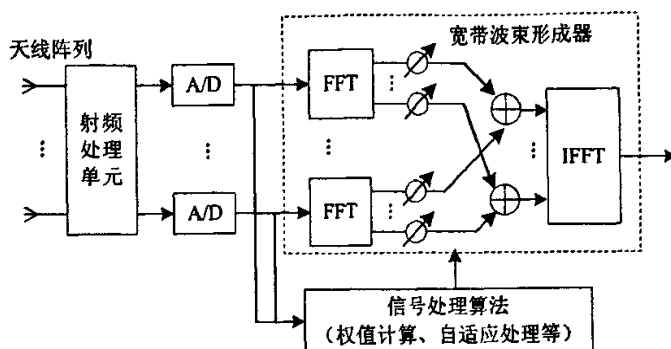


图2.10 基于频域处理的宽带波束形成器

[54]分析了基于频域处理的宽带波束形成与基于时域处理的宽带波束形成的等效性，并通过对计算量的分析指出，在接收信号的带宽较宽时，基于频域处理的 WBF 计算量大大减少，且可以采用并行计算。[55]指出基于频域处理的 WBF 需要较低的采样频率，采样频率只要等于奈奎斯特采样频率就可以了，而基于时域处理的 WBF 需要 5~10 倍的奈奎斯特采样频率，这样基于频域处理的 WBF 降低了系统复杂度和成本。然而，基于频域处理的宽带波束形成器需要更大的存储空间和较高的计算复杂度。

文献[56]提出了一种时域频率不变波束形成器(time-domain frequency-invariant beamformer, TDFIB)及其实现方法[57]。图 2.11 给出了 TDFIB 的伸缩滤波器结构，伸缩滤波器的频率响应不仅和阵列的孔径分布有关，还和阵列天线单元相互的频率比例因子有关，此比例因子取决于天线阵元和参考单元的相对位置。TDFIB 需要较少的数据存储量和较低的计算复杂度，但是，不能适应任意阵列结构，而且，由于此结构中的加权因子能够影响波束图案的频率不变性，故 TDFIB 很难控制波束形状。

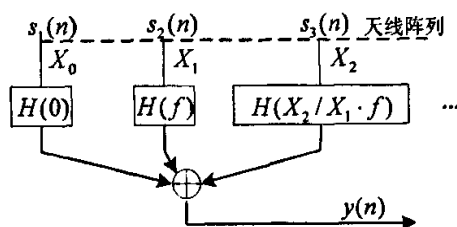


图2.11 基于伸缩滤波的TDFIB

[58]提出了一种基于圆阵的宽带波束形成，它是一种自适应的处理方法，建立不同时刻的波束之间的误差函数，通过多次迭代使得代价函数低于某个门限，借此来形成一致束宽的波束。但是，该方法实现较为复杂，很难做到实时处理。

[59]采用 DFT 插值完成宽带波束形成，但它要求基阵灵敏度函数满足一定关系式才能使得波束图不依赖于频率变化，应用上具有局限性。

[60]提出了一种空间重采样的宽带波束形成器, 由于实际阵列空间孔径有限, 使得该方法精度较低。

[61-62]采用自适应的方法设计 FIR 滤波器进行时域波束形成, 该方法存在着迭代收敛的问题, 迭代步长难以选择, 过大的步长导致不稳定, 过小的步长又使得收敛速度过慢, 且总存在收敛误差, 因此精度不高且速度过慢。

## 第 3 章 基于窄带处理的跳频信号 盲检测和参数盲估计

基于窄带处理的跳频信号检测和参数盲估计算法可分为单天线接收和多天线(天线阵)接收两大类。目前,多数基于单天线接收的方法假设已知 FH 信号的全部或部分基本参数(跳速、频率集、甚至跳时),这使它们在实际的通信对抗环境中的应用受到很大的限制;基于阵列信号处理的方法由于充分利用了信号的空间特征结构,具有较好的检测和估计性能,但大都只考虑纯 FH 信号,且计算量过大。

为此,本章提出了一个适用于多天线接收系统的完整的跳频信号盲检测和参数盲估计模型,详细描述了各模块的处理过程和设计思想。具体来说,本章的主要工作如下:

- 提出了一种基于窄带处理的 FH 信号盲检测和参数盲估计的技术路线,具有以下几个特点: 1) 通过多路信号的互相关处理,消弱了噪声的影响,提高了信噪比,改善了整体性能; 2) CSDM 的对折处理,明显的消弱了噪声和定频信号的干扰,使得产生伪 hop 的数目大大减少; 3) hop 的 DOA 估计限制在对应于 hop 内部的复频谱向量内部,计算量大大降低; 4) 算法具有很好的完整性,通过实际信号验证,该方法具有很好的性能。
- 提出了一种 FH 信号检测门限的策略:该策略使得门限容易确定,能够通过理论计算得到,并且能够显著地消弱非跳频信号的干扰,从而有效地实现 FH 信号的检测。
- 提出了一种信号源个数快速估计的方法,在没有信号的先验信息的条件下,实现信号子空间的快速估计,同时在降秩的条件下实现信号个数的准确判断,相对于计算协方差矩阵和对其做特征值分解的方法来说,需要的计算量更少。

### 3.1 接收处理模型及其设计思想

图 3.1 是系统的接收处理原理框图,其中的第  $m(m=1, \dots, M)$  个天线的接收通道在观测时段  $\Delta T_0$  和频段  $\Delta\omega$  内接收到的信号  $x^{(m)}(t)$  是多个信号的混合,信号的特性和形式在 1.3.2 节已经给出较为详细的描述,这里为了讨论方便,重新给出  $x^{(m)}(t)$  的表达式如下:

$$x^{(m)}(t-\tau_m) = \sum_{k=1}^K s_k^{(m)}(t-\tau_m) + \sum_{h=1}^H c_h^{(m)}(t-\tau_m) + \sum_{l=1}^F m_l^{(m)}(t-\tau_m) + \sum J^{(m)}(t-\tau_m) + n^{(m)}(t-\tau_m) \quad m=1, \dots, M \quad (3.1.1)$$

式中,  $\tau_m$  是信号到达每个天线的不同延时,为了算式表达的简洁性,  $\tau_m$  就不再写出,它暗含在上标 (m) 中,下同。则式(3.1.1)可以简写为:

$$x^{(m)}(t) = \sum_{k=1}^K s_k^{(m)}(t) + \sum_{h=1}^H c_h^{(m)}(t) + \sum_{l=1}^F m_l^{(m)}(t) + \sum J^{(m)}(t) + n^{(m)}(t) \quad m=1, \dots, M \quad (3.1.2)$$

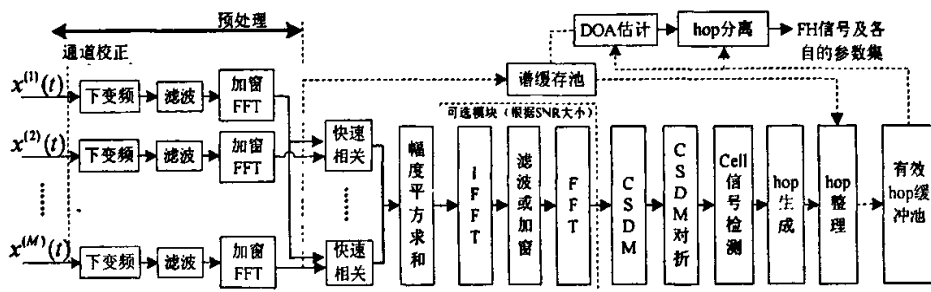


图3.1 基于窄带处理的接收处理模型

图 3.1 中，实线表示处理流程，虚线表示数据流向。该模型的处理流程大致为：每个天线阵元采集到的时域信号经过阵列校正、下变频、滤波和加窗 FFT 运算得到每一路的复频谱数据，并把得到的复频谱送到谱缓存池中为后面的 DOA 估计提供数据；第一阵元的复频谱和其余各阵元的复频谱做快速互相关计算，并计算它们的幅度平方和（可选模块通过对 CCF 进行时域滤波或者加窗能进一步提高信噪比，然后对加窗 CCF 做 FFT 得到 CSD）；建立互功率谱密度矩阵(CSDM)；通过对 CSDM 对折等一系列处理后进行 cell(CSDM 的元素)检测，将 hop 从 CSDM 中分割出来，并计算这些 hop 的各种特征参数，如起始时刻、驻留时间、起始频点、带宽；hop 整理，并对得到的有效 hop 进行 DOA 估计；根据 hop 方位信息参数的不同进行 hop 分离，从而完成 FH 信号的盲检测和参数盲估计。本算法的最终处理结果是 FH 信号的数目及各自的参数集，包括驻留时间、跳时、DOA 和频率集等。

下面将详细地描述该模型中各个主要模块的设计思想和处理方法。

## 3.2 预处理

### 3.2.1 阵列误差校正

在实际应用中，不论采用何种阵列处理算法，都要面对现实存在的阵列模型误差的影响，主要包括阵元间互耦、阵元幅度/相位失配等。这些误差的存在严重影响了算法的性能，甚至使算法完全失效，因此对阵列误差的特性以及如何进行阵列校正的研究具有很重要的理论和现实意义。

阵列误差来源主要有以下两类：① 阵元特性不一致，实际中的天线阵元在同样的制作

工艺下, 很难保证做到阵元特性完全一致, 这里包括幅度、相位的不一致; ② 阵元间的互耦, 天线阵元感应电流之间的电磁耦合使得阵元表面的电磁场以及电流的分布发生变化, 从而导致接收信号发生畸变, 这在阵元间距较小时表现的尤为明显。

### 3.2.1.1 阵列误差综合模型

综合误差模型同时考虑到阵元间互耦以及阵元幅、相不一致。因此阵列信号数学模型(1.2.6)式应当修正为:

$$X(t) = CA(\theta, \varphi)S(t) + N(t) \quad (3.2.1)$$

其中,  $C$  为误差矩阵, 且满足  $C = Z^{-1}\Gamma$ ,  $Z$  是互耦矩阵,  $\Gamma$  是阵元幅相误差矩阵, 且满足  $\Gamma = \text{diag}[\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_M]$ ,  $\Gamma$  为对角阵,  $\tau_i = \rho_i e^{j\phi_i}$  为第  $i$  阵元的复放大系数,  $\rho_i$ ,  $\phi_i$  分别表示第  $i$  阵元的幅、相参数。

其中, 对于互耦造成的误差可由以下模型进行描述。

#### 1、互耦模型

文献[100]提出了互耦的数学模型。对于  $M$  元阵列, 将其等效为线性双向  $M+1$  端口网络, 如图 3.2 所示。

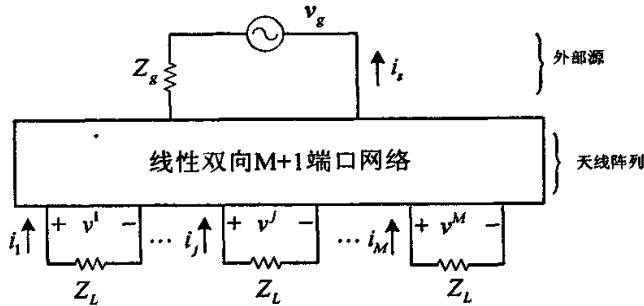


图 3.2 天线阵列的等效  $M+1$  端口网络

图中,  $Z_L$  是  $M$  个阵元端口的负载阻抗,  $v_g$ 、 $Z_g$  分别是外部激励源开路电压和内部阻抗。利用  $M+1$  端口网络的基尔霍夫定律可以得到(3.2.2)式。

$$\begin{aligned} v^1 &= i_1 Z_{11} + \dots + i_j Z_{1j} + \dots + i_N Z_{1M} + i_s Z_{1s} \\ &\vdots \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\ v^j &= i_1 Z_{j1} + \dots + i_j Z_{jj} + \dots + i_N Z_{jM} + i_s Z_{js} \\ &\vdots \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots \\ v^M &= i_1 Z_{M1} + \dots + i_j Z_{Mj} + \dots + i_N Z_{MM} + i_s Z_{Ms} \end{aligned} \quad (3.2.2)$$

其中,  $Z_{ij} (i \neq j)$  表示端口  $i$  和  $j$  之间的互阻抗, 也即天线单元  $i$  和  $j$  之间的互阻抗,  $Z_{ii}$  表示端口  $i$  的自阻抗。

$$V = Z^{-1}V_0 \quad (3.2.3)$$

(3.2.3 式即为阵列互耦的数学模型, 互耦矩阵  $Z$  可简写为:

$$Z = \begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} & \cdots & z_{1M} \\ z_{21} & z_{22} & \cdots & z_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{M1} & z_{M2} & \cdots & z_{MM} \end{bmatrix} \quad (3.2.4)$$

一般情况下,  $Z$  为复对称矩阵。对于一些特殊结构的阵列, 互耦矩阵  $Z$  有特殊的形式, 例如, 均匀线阵的互耦矩阵是复对称 Toeplitz 阵, 均匀圆阵的互耦矩阵是复对称循环阵。采用这些特殊结构的阵列时, 可以大大减小算法实现的复杂度, 具有很重要的现实意义。

## 2、阵列误差对阵列性能的影响

由于阵列误差  $C$  的存在, 阵列流形  $A(\theta, \varphi)$  畸变为  $CA(\theta, \varphi)$ , 在阵列误差较大时, 会严重影响对阵列流形精度敏感的算法的性能。文献[96][97]的研究结果表明, 在统计意义下, 幅度误差只影响空间谱的谱峰尖锐程度, 不会改变谱峰的位置, 而相位误差则会影响谱峰的位置, 即来波方向的估计; 幅相误差对空间谱的峰值产生了较大的影响, 而对远离来波方向的谱值影响不大; 互耦误差则即影响空间谱谱峰的尖锐程度, 又会影响谱峰位置, 而且导致副瓣电平升高([98])。本节以 MUSIC 算法为例, 通过下面的仿真试验来说明阵列误差对阵列性能的影响。

**仿真实验 1: 幅度误差对空间谱的影响。**实验采用 7 元均匀线阵, 阵元间距  $d$  等于半个波长( $d/\lambda = 0.5$ ), 阵元幅度误差矩阵为  $\Gamma = \text{diag}[1, 1.1, 1.15, 1.05, 1.2, 1.3, 0.85]$ , 两个随机信号源互相独立, 来波方向分别为  $6^\circ$  和  $19^\circ$ , 快拍数为 500。下面分别作出无幅度误差和有幅度误差时的 MUSIC 谱曲线, 如图 3.3 所示。

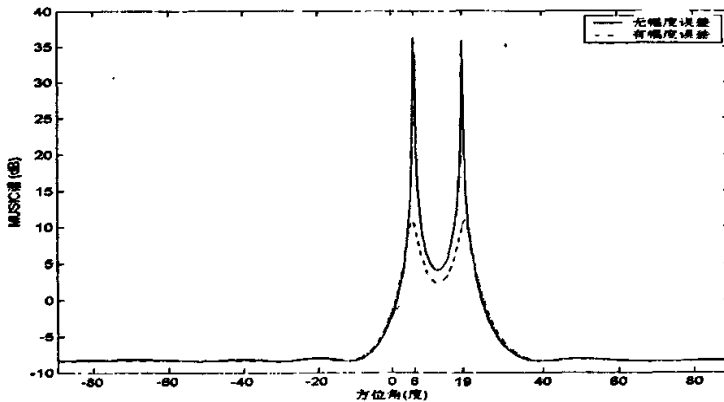


图 3.3 幅度误差对 MUSIC 谱的影响

从图 3.3 可以看出, 有幅度误差时的 MUSIC 谱相比无幅度误差时, 谱峰的位置没有发生变化, 只是其尖锐程度减小, 谱峰变化平缓, 如果两个来波角度相邻很近的话, 则分辨不出来, 因此其分辨率减小; 远离来波方向的谱值变化不大。

仿真实验 2: 相位误差对空间谱的影响。

相位误差因子为  $[0^\circ, 9.3^\circ, 16.5^\circ, 23.1^\circ, -45.2^\circ, -28.2^\circ, 47.3^\circ]$ , 幅度因子均为 1, 其它参数同实验 1。下面分别作出无相位误差和有相位误差时的 MUSIC 谱曲线, 如图 3.4 所示。

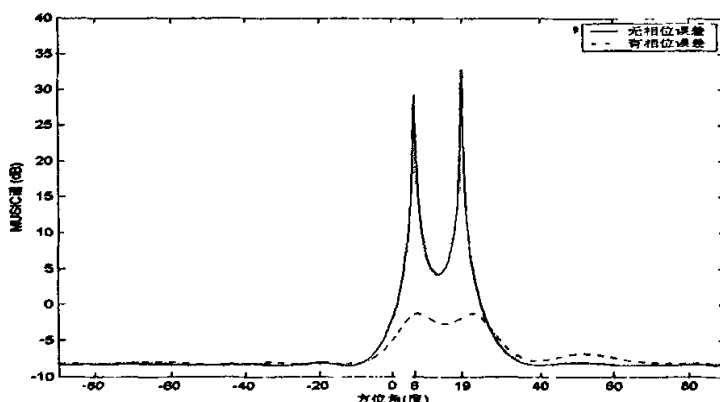


图 3.4 相位误差对 MUSIC 谱的影响

从图 3.4 可以看出, 有相位误差时的 MUSIC 谱相比无相位误差时, 谱峰的位置发生了偏移, 而且其尖锐程度减小。

仿真实验 3: 互耦误差对空间谱的影响

均匀线阵的互耦矩阵  $Z$  是 Toeplitz 矩阵, 故只需知道第一行的互耦系数就可以确定  $Z$ 。由于均匀线阵的互耦系数  $z_{ij} \propto e^{-j2\pi r/\lambda} / r^{3/2}$  ( $i \neq j$ ), 所以假定  $Z$  的第一行互耦系数为  $[1, 0.45e^{-j2\pi d/\lambda}, 0.45e^{-j2\pi 2d/\lambda} / 2^{3/2}, \dots, 0.45e^{-j2\pi 6d/\lambda} / 6^{3/2}]$ , 不考虑幅相误差, 其它参数同实验 1。下面分别作出无互耦误差和有互耦误差时的 MUSIC 谱曲线, 如图 3.5 所示。

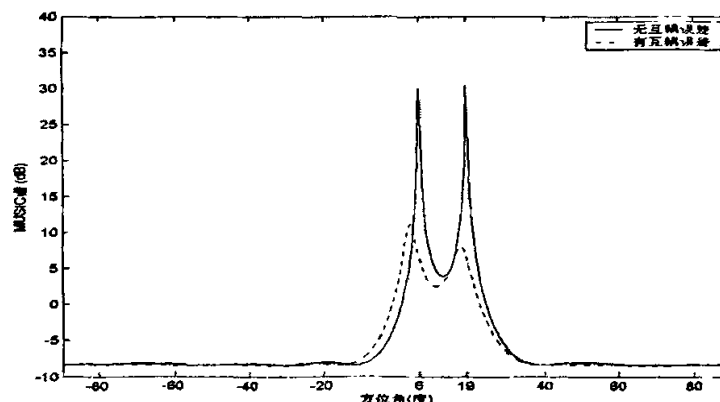


图 3.5 互耦误差对 MUSIC 谱的影响



从上述实验中可以看出,阵列误差会严重影响超分辨率算法和数字自适应波束形成算法的性能,因此必须对阵列误差进行校正。下面两节详细探讨如何对阵列误差进行校正。

### 3.2.1.2 阵列误差校正

现有的阵列校正方法可以分为有源校正方法和自校正方法。有源校正是指通过天线阵列接收校正源的信号来估计出阵列的误差参数,校正源的个数、方向等参数都是已知的,然后利用误差参数对接收信号进行校正,从而有效的减小阵列误差对各种阵列信号处理方法的影响。有源校正的优点在于理想情况下可以完全消除阵列误差的影响,而且计算量较小;缺点是需要设置校正源,增加了操作负担,不适合频繁的校正。

自校正是在没有校正源或者有校正源但缺少先验知识的情况下进行阵列误差的校正。现有的自校正方法的基本思想是将空间谱和阵列误差进行联合估计,在测向的同时估计阵列误差参数,这种方法通常是构造代价函数,然后通过解决代价函数最优化问题对空间谱和阵列误差进行联合估计。自校正的优点在于不需要校正源,没有增加额外的操作负担,而且适合频繁的校正;缺点也很明显,因为绝大多数自校正算法都涉及到非线性多参量最优化问题,算法计算量很大,而且收敛过程对初始值的选择非常敏感,如果初始值选择不当,很可能导致收敛到局部最优点而非全局最优点。

本文主要使用自校正的方法,下面对其加以介绍。

文献[99]提出的方法是一种经典的阵列综合误差自校正算法,该算法同时考虑阵元的幅相误差  $\Gamma$  和阵元间的互耦  $Z$ 。在使用该算法之前需要进行信号源数估计,目前有很多种源数估计的方法,信源个数估计的方法在后面的章节中加以论述。

假定信号源数为  $N$ , 对阵列接收信号的协方差矩阵进行特征分解,得到信号子空间  $E_s$  和噪声子空间  $E_N$ , 构造代价函数  $J$ :

$$J = \sum_{n=1}^N \|E_N^H Z^{-1} \Gamma a(\theta_n)\|^2 \quad (3.2.5)$$

因此通过最小化代价函数  $J$ , 可以同时估计信号源的来波方向  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N$  和阵列误差参数  $Z^{-1}$  和  $\Gamma$ , 如(3.2.6)式所示。

$$\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_N, \hat{Z}^{-1}, \hat{\Gamma} = \arg \min_{\theta_1, \dots, \theta_N, Z^{-1}, \Gamma} J \quad (3.2.6)$$

算法的基本思路是: 首先假定  $Z^{-1}$  和  $\Gamma$  已知, 利用标准 MUSIC 算法估计来波方向  $\{\theta_n\}_{n=1}^N$ ; 然后给定  $Z^{-1}$  和新估计出的  $\{\theta_n\}_{n=1}^N$ , 利用最小化代价函数  $J$  估计出  $\Gamma$ ; 再然后给定  $\{\theta_n\}_{n=1}^N$  和新估计出的  $\Gamma$ , 利用最小化代价函数  $J$  估计出  $Z^{-1}$ 。上述过程一直迭代下去直至满足代价函数  $J$  的收敛条件为止。下面给出算法的具体流程:

### A. 初始化

- ① 设定循环计数变量  $k = 0$ ;
- ② 给定  $Z^{-1}$  和  $\Gamma$  的初始值  $(Z^{-1})^{(0)}$ 、 $\Gamma^{(0)}$ ，初始值的选择基于一些先验知识，比如上一次的测量值，或者基于理想模型的预测等；
- ③ 根据阵列接收信号的观测数据计算阵列协方差矩阵  $R$ ，然后对其进行特征分解，估计出噪声子空间  $\hat{E}_N$ 。

### B. 迭代过程

#### 步骤 1: 估计来波方向

根据标准 MUSIC 算法，搜索(3.2.7)式所示的空间谱的  $N$  个最高峰值点作为来波方向的估计  $\{\hat{\theta}_n^{(k)}\}_{n=1}^N$ 。此时对于给定的  $(Z^{-1})^{(k)}$  和  $\Gamma^{(k)}$ ，估计出的  $\{\hat{\theta}_n^{(k)}\}_{n=1}^N$  能保证代价函数  $J^{(k)}$  达到最小。

$$P^{(k)}(\theta) = \left\| \hat{E}_N^H (Z^{-1})^{(k)} \Gamma^{(k)} a(\theta) \right\|^{-2} \quad (3.2.7)$$

#### 步骤 2: 估计幅相误差

给定来波方向  $\{\hat{\theta}_n^{(k)}\}_{n=1}^N$  和互耦参数  $(Z^{-1})^{(k)}$ ，估计幅相误差矩阵  $\Gamma^{(k+1)}$ 。考虑到幅相矩阵是对角阵，此时代价函数为：

$$\begin{aligned} J &= \sum_{n=1}^N a^H(\theta_n) \Gamma^H (Z^{-1})^H E_N E_N^H Z^{-1} \Gamma a(\theta_n) \\ &= \delta^H \left\{ \sum_{n=1}^N Q_1^H(n) (Z^{-1})^H E_N E_N^H Z^{-1} Q_1(n) \right\} \delta \end{aligned} \quad (3.2.8)$$

其中， $\delta = [\tau_{11}, \tau_{22}, \dots, \tau_{MM}]^T$ ， $\tau_{ii}$  ( $i=1, \dots, M$ ) 是幅相矩阵的对角线元素， $Q_1(n) = \text{diag}\{a(\theta_n)\}$ ，如果对  $\delta$  加上一个约束条件  $\delta^H w = 1$  ( $w = [1, 0, 0, \dots, 0]^T$ )，即限制  $\delta$  的第一个元素(参考阵元的幅相因子)为 1，于是可估计出  $\delta$ ：

$$\hat{\delta} = Y^{-1} w / w^T Y^{-1} w \quad (3.2.9)$$

其中， $Y = \sum_{n=1}^N Q_1^H(n) (Z^{-1})^H E_N E_N^H Z^{-1} Q_1(n)$ ，于是可得：

$$\Gamma^{(k+1)} = \text{diag}(\hat{\delta}) \quad (3.2.10)$$

### 步骤 3: 估计互耦矩阵

由来波方向  $\{\hat{\theta}_n^{(k)}\}_{n=1}^N$  和幅相误差矩阵  $\Gamma^{(k+1)}$  估计互耦矩阵  $(Z^{-1})^{(k+1)}$ 。此时代价函数可以写为:

$$J = \sum_{n=1}^N \tilde{a}^H(\theta_n) (Z^{-1})^H E_N E_N^H Z^{-1} \tilde{a}(\theta_n) \quad (3.2.11)$$

其中,  $\tilde{a}(\theta_n) = \Gamma a(\theta_n)$ 。为了讨论方便, 假定  $Z^{-1}$  是复对称 Toeplitz 矩阵, 且其第一行非零元素个数为  $L$ 。于是可以推出:

$$J = c^H \left\{ \sum_{n=1}^N Q_2^H(n) E_N E_N^H Q_2(n) \right\} c \quad (3.2.12)$$

其中,  $Q_2(n) = Q_2(\tilde{a}(\theta_n))$ ,  $c$  为  $Z^{-1}$  第一行的前  $L$  列元素组成的行向量。  $Q_2(X)$  是关于  $M \times 1$  向量  $X$  的  $M \times L$  矩阵函数, 令  $Q_2(X) = W_1(X) + W_2(X)$ , 则有:

$$\begin{aligned} [W_1]_{pq} &= \begin{cases} X_{p+q-1}, & p+q \leq M+1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \\ [W_2]_{pq} &= \begin{cases} X_{p-q+1}, & p \geq q \geq 2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.2.13)$$

类似步骤 2, 可以对  $c$  加上线性约束条件(例如,  $C_{11} = 1$ ), 这里线性约束条件为  $W^T c = u$ , 于是有:

$$\hat{c} = G^{-1} W (W^T G^{-1} W)^{-1} u \quad (3.2.14)$$

其中,  $G = \sum_{n=1}^N Q_2^H(n) E_N E_N^H Q_2(n)$ , 于是可以从  $\hat{c}$  估计出  $(Z^{-1})^{(k+1)}$ 。

### C. 收敛检查

利用估计出来的方位角、幅相误差矩阵、互耦矩阵计算  $J^{(k+1)}$ 。如果  $J^{(k)} - J^{(k+1)} > \varepsilon$  ( $\varepsilon$  是事先设定好的门限), 令  $k = k+1$ , 并且转到 B 中的步骤 3 继续循环, 否则循环结束。

## 3.2.2 其它预处理

其它预处理包括下变频、滤波、加窗 FFT 运算。理想情况下, FFT 频段应该覆盖每个 FH 信号的整个扩频频段。但在实际实现时, 由于 FH 信号扩频频段的未知性、接收系统前

端硬件限制、处理器计算能力和存储空间限制等因素, FFT 只能分段进行。

预处理后的输出为复频谱, 该结果存储在谱缓存池中, 为后续的互相关计算以及 DOA 估计提供数据源。

### 3.3 跳频信号的盲检测

对于短波频段, 在实际通信环境下, 电磁环境十分复杂, 使得 FH 信号的检测变得十分艰难。无论完成 FH 信号的分离还是对 FH 信号进行参数估计, 都需要我们解决接收信号中是否存在跳频信号的问题。因此, 研究有效的跳频信号检测方法, 是通信对抗的当务之急。虽然第 2 章中的某些文献提出了一些跳频信号检测的方法, 但是这些方法有的是非盲检测 [10-26], 需要知道 FH 信号的某些参数, 这对于实际通信对抗来说是不现实的, [40-53]虽然提出了盲检测算法, 但处理复杂、巨大的计算量、特殊的要求以及晦涩的门限策略都使得这些算法同样难以实用。

为此, 本节提出了一种 FH 信号盲检测方法, 在缺少先验信息的条件下, 无需知道信号的某些参数, 能够有效的完成跳频信号的盲检测。

下面给出每一步骤的具体处理过程及相应的理论分析。

#### 3.3.1 互相关处理

考虑到信号的隐蔽性、设备的寿命以及长时间带电工作等因素, 军用雷达和通信设备往往尽可能的降低发射信号的功率, 使得侦察设备所检测到的信噪比较低, 有时甚至接收信号的功率谱密度低于侦察接收机内部噪声的功率谱密度。这就造成信号检测和参数估计的难度大大增加了, 为此, 本节讨论了利用阵列信号互相关处理的方法来削弱噪声的影响, 从而提高了信噪比, 改善了整体性能。

该方法的基本原理是: 通过互相关处理减小噪声的影响。本节提出的减弱噪声的影响有两个部分: 其一单纯通过互相关提高信噪比, 因为接收机每个阵元的接收通道内部噪声是独立不相关的, 来自空间和信源的噪声由于到达每个阵元的时间延时也失去了相关性, 所以通过互相关处理削弱了噪声的影响; 其二对互相关函数进行时域滤波或者加窗处理后进行 FFT 计算得到互功率谱密度(我们称之为时域滤波互功率谱密度), 可以进一步提高信噪比, 因为不同阵元的同一个信号的互相关函数其实是其自身的自相关函数, 能量集中在自相关函数中心处, 而噪声的互相关、噪声和信号之间的互相关和不同信号之间的互相关结果分布于整个相关带宽内, 这样经过时域滤波或者加窗处理后大大减少了噪声的影响, 可以进一步提高信噪比。

### 3.3.1.1 互相关函数的建立方法

互相关函数的建立有两种方法：线性相关法，其数学表达式如(3.3.1)所示；基于频率处理的方法[89]，利用 FFT 来计算互相关函数，它是利用圆周相关代替线性相关，其计算量大大降低，因此又称之为快速相关，它的处理流程如图 3.6 所示。

$$r_{yx}(\tau) = \sum_{n=1}^N x^*(n)y(n+\tau) \quad (3.3.1)$$

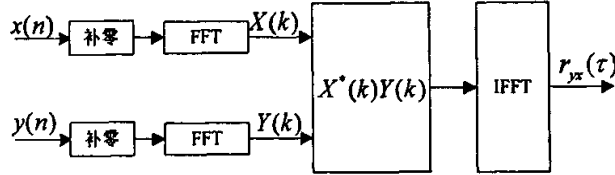


图3.6 快速相关的数学模型

下面简单给出两种方法的计算量分析。

对于线性相关法，所需要的乘法次数  $m_d$  为：

$$m_d = N^2 \quad (3.3.2)$$

但是通过运算结构的改进， $m_d$  可以较少为原来的一半，即  $N^2/2$ 。

对于快速相关，所需要的乘法次数  $m_F$  为：

$$m_F = 2N(1 + \frac{3}{2} \log_2 2N) \quad (3.3.3)$$

则它们的乘法次数之比为：

$$K_m = \frac{m_d}{m_F} = \frac{N}{10 + 6 \log_2 N} \quad (3.3.4)$$

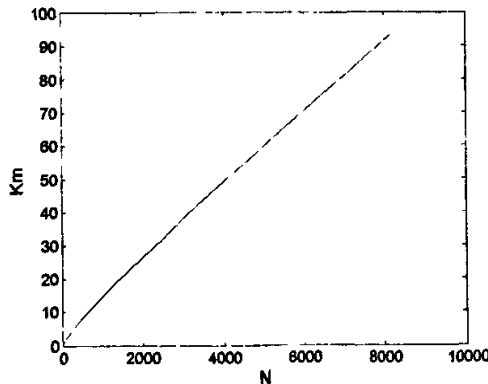


图 3.7 计算量和相关长度之间的关系

图 3.7 给出了  $N$  取不同长度时计算量改善的情况。从图中可以看出随着  $N$  的增大, 计算量的改善也随之增加, 当  $N=8192$  时,  $K_m=93$ , 计算量得到了明显的改善。因此本文采用快速相关方法来完成相关计算。

### 3.3.1.2 时域滤波前后的互功率谱密度的信噪比改善分析

本小节主要分析互相关处理所带来的性能改善, 首先给出了阵列信号互相关函数的数学模型, 接下来为了论述方便, 以单一信号为例分析了信噪比改善机理, 最后给出了复杂信号环境下的相应结果。

论述之前, 首先约定几个概念如下:

$\left(\frac{S}{N}\right)_m$ : 信号到达接收机时的输入信噪比。通常情况下, 每个接收机系统前端都有一

个最低检测门限, 本文设置此门限为 3dB;

$\left(\frac{S}{N}\right)_{ccf}$ : 互相关函数的信噪比。不同天线阵元接收的信号经过互相关处理后会削弱噪

声的影响, 此时得到的信噪比在本文中称为互相关函数的信噪比;

$\left(\frac{S}{N}\right)_{CSD}$ : 互功率谱密度的信噪比。对互相关函数进行 FFT 计算后得到互功率谱密度,

其中信号的功率和噪声的功率除以各自的带宽得到各自的功率谱密度, 我们定义它们的比值为互功率谱密度的信噪比;

$\left(\frac{S}{N}\right)_{TDFCSD}$ : 时域滤波互功率谱密度的信噪比。对互相关函数进行时域滤波或者加窗

处理后并对其 FFT 计算后得到时域滤波后的互功率谱密度, 此时的信号功率谱密度与噪声功率谱密度的比值我们称之为时域滤波互功率谱密度的信噪比。

在式(3.1.2)中, 第一阵元信号可以表示为:

$$x^{(1)}(t) = \sum_{k=1}^K s_k^{(1)}(t) + \sum_{h=1}^H c_h^{(1)}(t) + \sum_{l=1}^F m_l^{(1)}(t) + \sum J^{(1)}(t) + n^{(1)}(t) \quad (3.3.5)$$

其余各阵元可以表示为:

$$x^{(m)}(t) = \sum_{k=1}^K s_k^{(m)}(t) + \sum_{h=1}^H c_h^{(m)}(t) + \sum_{l=1}^F m_l^{(m)}(t) + \sum J^{(m)}(t) + n^{(m)}(t) \quad m=2, \dots, M \quad (3.3.6)$$

则, 式(3.3.5)和式(3.3.6)的互相关函数为:

$$\begin{aligned}
R_x^{(1,m)}(\tau) &= E[x^{(1)}(t)x^{(m)}(t)] = E\left[\left(\sum_{k=1}^K s_k^{(1)}(t) + \sum_{h=1}^H c_h^{(1)}(t) + \sum_{l=1}^F m_l^{(1)}(t) + \sum J^{(1)}(t) + n^{(1)}(t)\right)\right. \\
&\quad \left.\left(\sum_{k=1}^K s_k^{(m)}(t+\tau) + \sum_{h=1}^H c_h^{(m)}(t+\tau) + \sum_{l=1}^F m_l^{(m)}(t+\tau) + \sum J^{(m)}(t+\tau) + n^{(m)}(t+\tau)\right)\right] \\
&= \sum_{k=1}^K R_{s_k}^{(1,m)}(\tau) + \sum_{h=1}^H R_{c_h}^{(1,m)}(\tau) + \sum_{l=1}^F R_{m_l}^{(1,m)}(\tau) + \sum R_J^{(1,m)}(\tau) + R_n^{(1,m)}(\tau) + R_{all,s,s}^{(1,m)}(\tau) + R_{all,s,n}^{(1,m)}(\tau)
\end{aligned} \tag{3.3.7}$$

式(3.3.7)中:  $R_{all,s,s}^{(1,m)}(\tau)$  是所有不同信号之间的互相关结果之和,  $R_{all,s,n}^{(1,m)}(\tau)$  是所有信号和噪声之间的互相关结果之和。在信噪比较低的情况下, 相关后的噪声主要是由  $R_n^{(1,m)}(\tau)$  所决定,  $R_{all,s,n}^{(1,m)}(\tau)$  其次,  $R_{all,s,s}^{(1,m)}(\tau)$  最弱, 可以忽略不计。

假设只存在一个信号时, 则

$$R_x^{(1,m)}(\tau) = R_s^{(1,m)}(\tau) + R_n^{(1,m)}(\tau) + R_{s,n}^{(1,m)}(\tau) + R_{n,s}^{(1,m)}(\tau) \tag{3.3.8}$$

[65]分析了两个天线阵元且接收信号只含有单个信号情况下的互相关处理信噪比改善机理, 这里引用了其中的一些结论, 并在此基础上给出了多天线接收、复杂信号背景下的相关结论公式。

### 1. 互相关函数的信噪比分析

式(3.3.8)中的  $R_s^{(1,m)}(\tau)$  是信号和信号的自相关结果, 其峰值输出( $\hat{S}_o$ )对应着信号的功率, 即:

$$\hat{S}_o = E_p^2 \tag{3.3.9}$$

而噪声的频谱幅度是带通高斯白噪声的频谱和  $\sin c(fT)$  的卷积, 可以表示为:

$$|N^{(m)}(f)| = A \left\{ \text{rect}\left(\frac{f-f_c}{B_n}\right) + \text{rect}\left(\frac{f+f_c}{B_n}\right) \right\} \tag{3.3.10}$$

这里,  $\sin c(fT)$  对应着矩形窗(相关长度的截取通过加矩形窗来实现)的频谱,  $B_n$  和  $f_c$  分别是接收机的处理带宽和中心频率, 幅度  $A$  满足下面的关系式:

$$2B_n A^2 = N_0 B_n T_s \tag{3.3.11}$$

其中,  $B_n$  是处理带宽,  $T_s$  是相关数据长度所对应的采样时间,  $N_0/2$  分别是噪声的功率谱密度(这里假设每一路的  $A$  和  $N_0/2$  是相同的, 所以不再给出特指某一路的标志), 且噪声的相位  $\theta_n(f)$  在  $[0, 2\pi]$  区间上成均匀分布, 因此, 此时噪声的频谱为:

$$N^{(m)}(f) = \sqrt{\frac{N_0 T_s}{2}} \left\{ \text{rect}\left(\frac{f-f_c}{B_n}\right) e^{j\theta_n(f)} + \text{rect}\left(\frac{f+f_c}{B_n}\right) e^{-j\theta_n(f)} \right\} \tag{3.3.12}$$

则噪声互相关的结果为:

$$N^{*(1)}(f)N^{(m)}(f) = \frac{N_0 T_s}{2} \left\{ \text{rect}\left(\frac{f-f_c}{B_n}\right) e^{j[\theta_n(f)-\theta_n(f)]} + \text{rect}\left(\frac{f+f_c}{B_n}\right) e^{j[\theta_n(f)-\theta_m(f)]} \right\} \quad (3.3.13)$$

则噪声互相关后的总能量为:

$$P_N^{(1,m)} = \frac{N_0^2 T_s^2}{4} \times 2B_n = \frac{N_0^2 B_n T_s^2}{2} \quad (3.3.14)$$

噪声在做快速相关计算时, 相关结果是一个宽度为  $T_s$  的矩形, 其功率  $(\sigma_n^{(1,m)})^2$  和  $P_N^{(1,m)}$  的关系为:

$$(\sigma_n^{(1,m)})^2 = \frac{P_N^{(1,m)}}{T_s} = \frac{N_0^2 B_n T_s}{2} \quad (3.3.15)$$

信号和噪声互相关的总能量为:  $P_{s,N}^{(1,m)} = N_0 T_s E_p$ , 其功率可以表示为:

$$(\sigma_c^{(1,m)})^2 = \frac{P_{s,N}^{(1,m)}}{T_s} = N_0 E_p \quad (3.3.16)$$

约定: 下述的信噪比在没有标明  $dB$  的情况下指的是以比例形式表示的信噪比, 标明  $dB$  的信噪比是已转化为  $dB$  形式下的信噪比。

由以上结果, 可以得到互相关函数的信噪比为:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{cor}} = \frac{\hat{S}_o}{(\sigma_n^{(1,m)})^2 + (\sigma_c^{(1,m)})^2} = \frac{E_p^2}{\frac{1}{2} N_0^2 B_n T_s + N_0 E_p} \quad (3.3.17)$$

输入信噪比为:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_m = \frac{S_m}{N_0 B_n} = \frac{E_p}{N_0 B_n T_p} \quad (3.3.18)$$

上式中,  $T_p$  是  $T_s$  时间内信号脉冲的长度, 对于连续波信号,  $T_s = T_p$ , 对于本文来说, 分段截取的通常都是 FH 信号某一跳内的数据, 因此可以认为  $T_s = T_p$ 。这是因为一跳内的数据很长, 会被分成很多段, 只有第一段和最后一段数据  $T_s \neq T_p$ , 这对算法的影响是很小的。

所以, 输出信噪比和输入信噪比之间的关系为:



$$\left(\frac{S}{N}\right)_{cf} = \frac{T_p^2 B_n \left(\frac{S}{N}\right)_i^2}{\frac{1}{2}T_s + T_p \left(\frac{S}{N}\right)_i} \quad (3.3.19)$$

对于连续波而言,  $T_s = T_p$ , 则:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{cf} = \frac{2B_n T_s \left(\frac{S}{N}\right)_i^2}{1 + 2\left(\frac{S}{N}\right)_i} \quad (3.3.20)$$

把第一阵元和各路阵元的互相关结果求和后, 得到的信噪比为:

$$\left(\frac{\hat{S}}{N}\right)_{sum, cf} \approx 8 \times \left( \frac{2B_n T_s \left(\frac{S}{N}\right)_i^2}{1 + 2\left(\frac{S}{N}\right)_i} \right)_{dB} \quad (3.3.21)$$

## 2. 时域滤波互功率谱密度的信噪比分析

### A. 未滤波之前互功率谱密度的信噪比

对互相关结果作 FFT 计算得到信号的互功率谱密度(CSD), 信号的功率和噪声(包含互相关处理时所产生的所有噪声)的功率除以各自的带宽得到各自的功率谱密度, 则它的信噪比为:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{CSD} = \frac{\left(\frac{E_p}{2B_s}\right)^2}{\frac{N_0^2 T_s^2}{4} + \frac{N_0 E_p T_s}{2B_n}} \quad (3.3.22)$$

(3.3.22)中的  $B_s$  是信号带宽, 以输入信噪比表示时, (3.3.22)可以表示为:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{CSD} = \frac{\left(\frac{B_n}{B_s}\right)^2 \left(\frac{S}{N}\right)_i^2}{\left(\frac{T_s}{T_p}\right)^2 + 2\left(\frac{T_s}{T_p}\right)\left(\frac{S}{N}\right)_i} \quad (3.3.23)$$

对于连续波而言,  $T_s = T_p$ , 则:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{CSD} = \frac{\left(\frac{B_n}{B_s}\right)^2 \left(\frac{S}{N}\right)_i^2}{1 + 2\left(\frac{S}{N}\right)_i} \quad (3.3.24)$$

### B. 时域滤波后互功率谱密度的信噪比

如果对互相关函数进行时域滤波或者加窗后, 互功率谱密度的信噪比还会有一个  $\gamma$  倍的增益,  $\gamma$  取决于信号互相关后的峰值宽度, 通常取  $\gamma \leq \frac{B_s T_s}{3}$ , 则滤波后的互功率谱密度 (TDFCSD) 的信噪比为:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TDFCSD} = \frac{\frac{B_s T_s}{3} \left(\frac{B_n}{B_s}\right)^2 \left(\frac{S}{N}\right)_i^2}{1 + 2\left(\frac{S}{N}\right)_i} \quad (3.3.25)$$

把第一阵元和各路阵元的 TDFCSD 求和后, 得到的信噪比为:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{sum, TDFCSD} \approx 8 \times \left( \frac{\frac{B_s T_s}{3} \left(\frac{B_n}{B_s}\right)^2 \left(\frac{S}{N}\right)_i^2}{1 + 2\left(\frac{S}{N}\right)_i} \right)_{dB} \quad (3.3.26)$$

### 3. 互相关函数和时域滤波互功率谱密度的信噪比较

当输入信噪比较低时, 式(3.3.20)和式(3.3.25)可近似为:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{ccf} \approx 2B_n T_s \left(\frac{S}{N}\right)_i^2 \quad (3.3.27)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{TDFCSD} \approx \frac{B_n^2 T_s}{3B_s} \left(\frac{S}{N}\right)_i^2 \quad (3.3.28)$$

则互相关函数和时域滤波互功率谱密度的信噪比之比为:

$$\frac{\left(\frac{S}{N}\right)_{TDFCSD}}{\left(\frac{S}{N}\right)_{ccf}} = \frac{B_n}{6B_s} \quad (3.3.29)$$

可以看出, 时域滤波互功率谱密度的信噪比通过带宽的合理选择而得到了提高。因此, 在信噪比较高时, 只需要单纯的互相关就够了, 在信噪比较低时, 需要计算出时域滤波的互功率谱密度, 从而进一步提高信噪比。

#### 4. 复杂信号环境下的相关结果

对于多个混合信号, 影响上述结果的主要因素在于式 (3.3.17), 它可改写成:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{ccf}} = \frac{\hat{S}_o}{(\sigma_n^{(1,m)})^2 + \sum (\sigma_c^{(1,m)})^2 + \sum (\sigma_s^{(1,m)})^2} \quad (3.3.30)$$

其中,  $(\sigma_s^{(1,m)})^2$  表示信号之间的互相关带来的噪声, 在信噪比较小时, 它要远远小于  $(\sigma_c^{(1,m)})^2$  的影响, 所以上式可近似为:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{ccf}} \approx \frac{\hat{S}_o}{(\sigma_n^{(1,m)})^2 + \sum (\sigma_c^{(1,m)})^2} \quad (3.3.31)$$

在信噪比较低的情况下,  $(\sigma_c^{(1,m)})^2$  与  $(\sigma_n^{(1,m)})^2$  相比要小的多, 因此对最终的结果影响不大。其他的公式推导过程和以上论述相同, 不再赘述。

### 3.3.2 hop 的时频图生成

接收机截获的信号总是很复杂的, 本小节主要利用各种信号在时频图表现的特点(见图 1.1)来完成跳频信号的 hop 生成和整理, 在最大程度上去除各种非跳频信号的影响, 残留的因非跳频信号产生的伪 hop 在下一节的处理中进一步加以滤除。

接下来就按照处理步骤讲述各个模块的原理和实现。首先给出一些定义和约定如下:

对于某个跳频信号, 在第  $m$  阵元接收时可以简单表示为:

$$s^{(m)}(t) = \sum_n \text{rect}_{T_{m,n}}(t - nT_{m,n} - \theta_{m,n}) \cdot [a_{m,n}(t)e^{j2\pi f_{m,n}(t - nT_{m,n} - \theta_{m,n})}] \quad (3.3.32)$$

式(3.3.32)中,  $m$  表示第  $m$  阵元,  $\text{rect}_{T_{m,n}}(t)$  在  $t \in (-T_{m,n}/2, T_{m,n}/2)$  区间内等于 1, 其余为零;  $T_{m,n}$  为第  $n$  跳的驻留时间;  $a_{m,n}(t)$  是第  $n$  跳携带的窄带信号;  $f_{m,n}$  是第  $n$  跳的频率, 隶属于跳频集  $\{f_1, f_2, \dots, f_N\}$ ;  $\theta_{m,n}$  是第  $n$  跳的相位。

为方便以下论述, 约定几个参数如下: 假定最慢和最快跳速分别是  $R_{\min}$  和  $R_{\max}$ , 则对应的跳周期分别是  $T_{\max}$  和  $T_{\min}$ , 对应于  $T_{\max}$  和  $T_{\min}$  时间内的采样数据长度分别是  $DL_{\max}$  和  $DL_{\min}$ 。

#### 3.3.2.1 CSDM 生成

互功率谱密度矩阵 CSDM 包含了所有信号的时间、频率信息, 通过对它的处理可以得到跳频信号 hop 的时频图。

CSDM 生成过程如下:

1. 阵列校正后, 从每个阵元中以一定步进取长度为  $CL$  ( $CL \ll DL_{\min}$ ) 的时域数据, 进行加窗 FFT 运算(长度为  $FL$ ), 得到相应的复频谱数据  $X^{(m)}(L)$ , 其中  $L$  表示第  $L$  段数据,  $L=1, \dots, D$ ,  $m=1, \dots, 9$ ;

2.  $X^{(1)}(L)$  和  $X^{(m)}(L)$  做快速相关计算, 得到互相关函数  $R_{x,L}^{(1,m)}(\tau)$ , 此时,  $m=2,\dots,9$ , 数据长度为  $CL$  ( $CL \ll DL_{MN}$ );
3. 对  $R_{x,L}^{(1,m)}(\tau)$  进行时域滤波或者加窗后做 FFT 计算, 得到时域滤波后的互功率谱密度  $P_L^{(1,m)}(\omega)$ ;
4. 计算  $P_L^{(1,m)}(\omega)$  之和  $P_{L,sum}(\omega)$ ,  $m=2,\dots,9$ ;
5. 当依次取  $L=1,\dots,D$  时, 就生成了 CSDM, 它的维数为  $D \times FL$ , 矩阵的行向量代表频率维, 列向量代表时间维, 矩阵的每个元素成为一个 cell。

### 3.3.2.2 CSDM 对折处理

CSDM 对折(上下对折)模块主要完成去除大量连续波信号和噪声信号的任务。

它的处理思想如下: 把 CSDM 分成两个维数为  $D/2 \times FL$  的矩阵  $P_{[1:D/2],sum}(\omega)$ 、 $P_{[1+D/2:D],sum}(\omega)$ , 计算这两个矩阵的差值:

$$P_{up,sum}(\omega) = P_{[1+D/2:D],sum}(\omega) - P_{[1:D/2],sum}(\omega) \quad (3.3.33)$$

$$P_{dn,sum}(\omega) = P_{[1:D/2],sum}(\omega) - P_{[1+D/2:D],sum}(\omega) \quad (3.3.34)$$

其中, 通过对  $P_{up,sum}(\omega)$  的处理得到 CSDM 上半部分的信号时频图, 对  $P_{dn,sum}(\omega)$  的处理得到 CSDM 下半部分的信号时频图。对它们分别处理后直接放回它们在 CSDM 未对折之前所在的位置上就完成了信号的拼接。

CSDM 对折处理后, 各种信号的表现形式如下:

#### 1、噪声和定频连续波信号基本上被消除

CSDM 对折后, 在矩阵  $P_{up,sum}(\omega)$  和  $P_{dn,sum}(\omega)$  中, 理论上噪声和定频连续波信号会被完全消除, 但是由于信道的起伏等因素, 会有一定的剩余, 分析如下:

噪声的互功率谱密度简写为  $N_0/2$ , 理想假设条件下是恒定不变的, 但是事实情况下, 它存在着起伏, 这样噪声的功率谱密度改写为式(3.3.35)所示,  $\alpha$  为噪声互功率谱密度起伏因子。

$$P_n = \alpha \cdot \frac{N_0}{2} \quad (3.3.35)$$

同样, 定频连续波信号的互功率谱密度可以改写为式(3.3.36),  $\beta$  为连续波互信号功率谱密度起伏因子。

$$P_c(f) = \beta \cdot P_c(f) \quad (3.3.36)$$

式(3.3.35)中的  $\alpha$  和式(3.3.36)中的  $\beta$  在短时间内起伏较小, 此时我们取一个较大的值, 为后面的检测设置一个较为恶劣的条件:

$$\alpha = \pm 3dB \quad (3.3.37)$$

$$\beta = \pm 13dB \quad (3.3.38)$$

这样在对消过程中，噪声和连续波信号的功率谱密度对消剩余量最大可能为  $32dB$ 。这些残留量会在下面的处理中被去除。

## 2、其它非 FH 信号被消除一部分

其它非跳频信号在 CSDM 对折后，窄带扫频信号的互功率谱密度能量会被消除一部分，宽带扫频信号的互功率谱密度能量会保留下来，但是它们不能生成有效的 hop，会在后面的 hop 生成和分析中被滤除，其它随机干扰信号的能量能否对消掉也具有随机性，但它们同样会在后续的 hop 整理、hop 分离中被抛弃。

## 3、FH 信号依然被保留

CSDM 对折后，FH 信号基本上不会受到任何影响，这是因为在设计控制频率跳变的伪随机序列时，通常都能保证在较短的时间内不会出现重复的频率，这样在对折后，在相应的位置上发生频率碰撞的概率是很小的，所以跳频信号被保留了下来。而且，在矩阵  $P_{up,sum}(\omega)$  中，只保留了 CSDM 上半部分的 FH 信号，因为 CSDM 下半部分的 FH 信号的互功率谱在对折时变成了负值，会在后面的 cell 检测中被滤除。同理，在矩阵  $P_{dn,sum}(\omega)$  中，只保留了 CSDM 下半部分的 FH 信号。

CSDM 对折处理的机理可参考图 1.1，对图 1.1 上下对折后就是上面的描述结果。总之，CSDM 对折处理主要是根据各种信号在时频图上表现形式不同来实现的。

### 3.3.2.3 从 cell 信号检测到 hop 整理

cell( $P_{up,sum}(\omega)$ ) 的每个元素成为一个 cell 信号检测模块、hop 生成模块和 hop 整理模块共同完成将 hop 从矩阵  $P_{up,sum}(\omega)$  和  $P_{dn,sum}(\omega)$  中分割出来的任务。

下面以对  $P_{up,sum}(\omega)$  处理为例描述每个模块的处理思想。

#### 1、cell 信号检测

cell 信号检测算法的成功与否主要取决于门限策略是否有效。门限策略的选取通常是比较困难的，[40]提出了一种自适应门限策略，从某种意义上说能够解决一定的问题，但是自适应规则的选取、加权因子的大小、前向元素长度的长短都影响着检测门限的性能，这在实际工作工程中是很难确定的。

为此，本小节提出了一种门限策略，此策略的优点是门限可以通过理论计算得到，这样就大大增加了信号检测的有效性。

此门限策略如图 3.8 所示, cell 信号检测模块执行的操作是: 将  $P_{up,sum}^{ii,jj}(\omega)$  和  $\vartheta$  做比较, 得到 cell 信号检测结果  $d^{ii,jj}$ , 以确定在这个 cell 中是否存在信号。  $P_{up,sum}^{ii,jj}(\omega) < \vartheta$ , 置  $d^{ii,jj}$  为 0, 表示无信号;  $P_{up,sum}^{ii,jj}(\omega) \geq \vartheta$ , 置  $d^{ii,jj}$  为 1, 表示有信号。

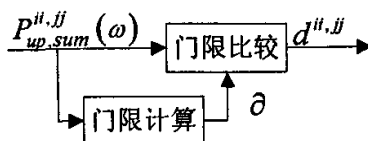


图 3.8 cell 信号检测

门限  $\vartheta$  的计算规则可由式(3.3.39)或者式(3.3.40)来确定。当输入信噪比较高的情况下, 选择式(3.3.39)作为判决门限规则, 当输入信噪比较低的情况下, 选择式(3.3.40)作为判决门限规则:

$$\vartheta = \left( \frac{S}{N} \right)_{sum,ccf} \Big|_{dB} - \left( \frac{S}{N} \right)_{in} \Big|_{dB} \quad (3.3.39)$$

$$\vartheta = \left( \frac{S}{N} \right)_{sum,TDFCSD} \Big|_{dB} - \left( \frac{S}{N} \right)_{in} \Big|_{dB} \quad (3.3.40)$$

其中,  $\left( \frac{S}{N} \right)_{sum,ccf}$ 、 $\left( \frac{S}{N} \right)_{sum,TDFCSD}$  和  $\left( \frac{S}{N} \right)_{in}$  的意义见 3.3.1.2 节, 此时  $\vartheta$  是互相关处理取得

的信噪比改善的 dB 数, 只要  $\vartheta$  大于 32dB 就能满足消除 CSDM 对折后噪声和定频连续波信号的残留量了。由(3.3.21)和(3.3.26)可知,  $\vartheta$  的选择只要满足(3.3.41)或者(3.3.42)成立即可:

$$8 \cdot \frac{2B_n T_s \left( \frac{S}{N} \right)_i^2}{1 + 2 \left( \frac{S}{N} \right)_i} \Big|_{dB} - \left( \frac{S}{N} \right)_i \Big|_{dB} \geq 32dB \quad (3.3.41)$$

$$8 \cdot \frac{\frac{B_s T_s}{3} \left( \frac{B_n}{B_s} \right)^2 \left( \frac{S}{N} \right)_i^2}{1 + 2 \left( \frac{S}{N} \right)_i} \Big|_{dB} - \left( \frac{S}{N} \right)_i \Big|_{dB} \geq 32dB \quad (3.3.42)$$

观察式(3.3.39)和式(3.3.41)可知,  $\vartheta$  有三个因素来决定: 1) 处理带宽  $B_n$ ; 2) 相关数据

的长度; 3) 输入信噪比  $\left( \frac{S}{N} \right)_i$ 。

在系统处理带宽一定的前提下(第 2 章提出的系统的处理带宽为 2MHz), 图 3.9 给出了利用(3.3.41)作为门限参数选择时所需相关数据长度和 $\left(\frac{S}{N}\right)_m$ 之间的关系, 此时采样频率为 2.963MHz。从图 3.9 可以看出只要保证一定的相关长度就能满足满足式(3.3.41)成立, 因为 FH 信号的每一跳到达接收机时总是具有一定的输入信噪比的, 接收机在设计时总有一个最低检测门限 $\left(\frac{S}{N}\right)_m$ , 在本文中取此最低检测门限为 $\left(\frac{S}{N}\right)_m = 3dB$ 。这就是说在处理带宽和最低检测门限已知的前提下, 只要选择合适的相关长度就能产生所希望的门限了。

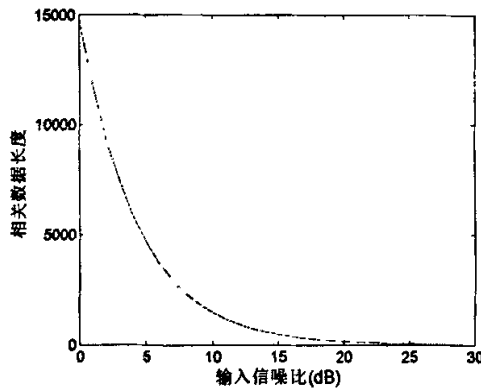


图 3.9 相关数据长度和输入信噪比的关系

当然, 利用式(3.3.40)和式(3.3.42)作为门限参数选择时, 原理同上。但所需要的相关数据长度会更少一些, 这是因为在 3.3.1.2 节的分析中可知时域滤波互功率密度的信噪比会得到进一步的提高。

可见, 在本文提出的门限策略下, 门限的选择方法非常简单且可以直接计算, 大大增加了 cell 信号检测的有效性。当然, 仍然会有其它非 FH 信号超过这个门限, 但是这些信号会在下面的 hop 生成、整理中被进一步消除。

## 2、hop 生成

hop 生成模块如图 3.10 所示, 其任务是把矩阵  $P_{up, sum}(\omega)$  各个列向量的 cell 信号检测结果在时间方向连接起来组成 hop。hop 生成逻辑具体描述如下。

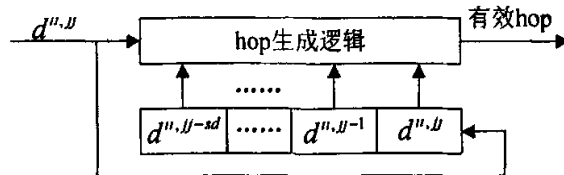


图 3.10 hop 生成

每个通道有一个 $(sd+1)$ 阶移位寄存器, 其中, 参数  $sd$  称为扫描深度。一旦产生了新的  $d^{n,u}$ , 移位寄存器左移 1 位, 最高位溢出,  $d^{n,u}$  被置入最低位。

这里之所以引入扫描深度的概念, 是因为如果 FH 信号对应的基带信号是以单边带(SSB)方式调制的语音信号(在短波段很常见), 由于人的发音时断时续, 因此接收机收到的能量时有时无, 此时, 扫描深度  $sd$  的使用非常必要, 它将平稳接收的能量, 减少 hop 的丢失。图 3.11 显示了一段 SSB 语音信号的能量变化, 能量通过取 FFT 谱(dB)在信号带宽内的最大值而得。图中的能量只具有相对意义。为了表明静音(即说话者不发声)对 hop 生成的影响, 图 3.11 画出了一个跳速约为 11hop/s 的 FH 信号的真实 hop 在不同的出现时刻和信号检测门限下的各种 hop 生成效果。当整个 hop 持续期内的信号能量都低于检测门限时, hop 丢失, 如线段 1、9 所示; 当 hop 两端的信号能量低于检测门限时, hop 被截短, 如线段 2、4、8 所示; 当 hop 中间某段的信号能量低于检测门限时, hop 分裂, 如线段 3、5、7、10 所示。显然, 当  $sd$  足够大时, 本来分裂的 hop 将被完整地连接起来; 也就是说, 引入  $sd$  有利于减少 hop 分裂。另外, 对于有载波信号, 由于噪声/干扰的影响和信道特性的起伏, 接收到的能量也是波动的, 上述效应也会发生, 因而引入  $sd$  对有载波信号也是有益的。总之, 扫描深度  $sd$  的使用非常有必要, 它对 hop 生成的性能有较大影响。

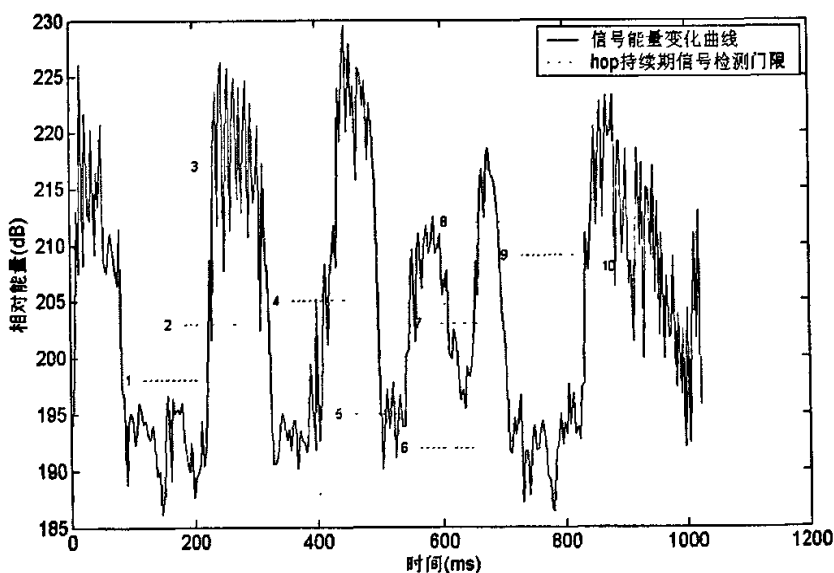


图 3.11 SSB 静音对 hop 生成的影响

### 3、hop 整理

因为过短和过长的 hop 对应着突发干扰、连续波信号和噪声信号的残留量或者非跳频信号(如扫频信号), 舍弃这些 hop 以后, 就得到了最终的时频 hop 图, 也许此时还会残留少量



的由非跳频信号产生的伪 hop, 这些伪 hop 会在下面跳频信号的盲分离和参数估计模块中进一步被去除。

未被删除的 hop 是有效的 hop, 它们的特征参数集合被放入有效 hop 缓冲池中。有效 hop 缓冲池中每个 hop 的特征参数除了包括出现时刻、驻留时间、起始频率、带宽等之外, 还包括一个复频谱向量集合, 由 hop 整理模块从谱缓冲池中提取该有效 hop 包含的复频谱向量而得。这些复频谱向量可以完成各个 hop 的 DOA 估计, 从而可以从方向上完成跳频信号的分离。

在  $P_{dn,sum}(\omega)$  中, hop 的生成和整理过程同上, 不再赘述。把  $P_{up,sum}(\omega)$  和  $P_{dn,sum}(\omega)$  生成的 hop 时频图进行拼接后就得到最后的 hop 时频图。

### 3.3.2.4 影响 hop 生成性能的因素

hop 的生成和整理过程经过了多路互相关处理→CSDM 生成→CSDM 对折→cell 检测→hop 生成→hop 整理的处理流程。hop 生成质量的高低和系统性能的好坏主要取决于以下几个方面的影响。

#### 1、相关长度和带宽的时域带宽积的影响

时域带宽积影响着信噪比的改善, 为方便论述, 把式(3.3.26)重写如下:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{sum, TDFCSD} \approx 8 \times \frac{\frac{B_s T_s}{3} \left(\frac{B_n}{B_s}\right)^2 \left(\frac{S}{N}\right)_i^2}{1 + 2 \left(\frac{S}{N}\right)_i} \quad (3.3.42)$$

观察式(3.3.42)可知, 时域带宽积越大, 信噪比的改善也就越大, 所以在带宽一定的前提下, 相关长度(数据分段截取时的加窗长度)越大, 信噪比成也随之比例增长, 但是计算量也随之增加, 这需要系统根据处理能力合理的选择加窗长度。

另外, 加窗使得数据的接收产生了截短效应, 这样在后面的 FFT 计算中发生了频谱泄露, 会影响 CSDM 对消的性能, 会产生一些对消剩余。但由于设置了合理的门限, 这些对消剩余会被有效的消除。

#### 2、频率碰撞的影响

在 CSDM 生成和对折过程中, 可能会产生频率碰撞(频率重合): 跳频信号自身在对折过程产生的碰撞; 跳频的部分频率集和其他信号发生了频率碰撞。

对于跳频信号自身在对折过程产生的碰撞, 这样的跳点不能生成有效的 hop, 直接影响着碰撞 hop 的检测, 但是由于在设计跳频图案时信号频率发生“伪随机”跳变, 使得这种碰撞概率较小。

对于跳频的部分频率集和其他信号发生了频率碰撞, 这样的跳点能否生成有效的 hop, 取决于此跳频信号的功率谱密度的大小: 若此跳频信号的功率谱密度大于其他信号的功率谱密度, 就能够生成有效的 hop; 若此跳频信号的功率谱密度小于其他信号的功率谱密度, 则无法生成有效的 hop。这在 3.5 的实验中得到证实。

但是, 由于生成了大量的有效 hop, 可以在 3.4 的处理中有有效的检测和分离跳频信号, 并给出跳频信号的参数集。由于参数集里面包含每个跳频信号的 DOA 参数, 这样可以利用第 5 章的方法首先对每个信号进行空域滤波, 再进行 hop 生成处理, 就能完整的检测出每一个 hop(当然, 信号的特征需要遵循第 5 章的信号模型)。

### 3、短波信道起伏的影响

短波信道的起伏, 直接影响着 CSDM 对消后的效果, 本文为噪声和定频连续波信号对消后的剩余预留了一个 32dB 的容量。通常情况下, 在较短的时间内, 由于信道起伏, 对消后的残留量不会超过 32dB, 但也可能由于电离层的突然骚扰, 会导致残留量会超过这个门限, 这样会导致伪 hop 的增多。

## 3.4 跳频信号的分离和参数估计

经过 3.3 的处理, 完成了跳频信号的盲检测, 基本上去除了连续波信号、扫频信号等非跳频信号的干扰, 生成了 hop 的时频图(可能含有一些伪 hop), 本节主要通过对这些伪 hop 的处理来完成跳频信号的分离和参数估计, 并去除这些伪 hop。

我们主要是利用 hop 的方向参数不同这一特点首先完成 hop 分离, 进而完成去除伪 hop 及 FH 信号分离。FH 信号分离后, 每个 FH 信号的参数(驻留时间、频率集、跳变时刻、DOA)也就随之计算出来了。

### 3.4.1 DOA 估计

#### 3.4.1.1 信源个数估计

在阵列信号处理中, 尤其是信号的 DOA 估计的应用中, 信号子空间或者噪声子空间的估计以及信源数的判断一直是一个研究热点。本节利用多级维纳滤波技术来估计信源的个数, 在未知任何信号的先验知识的情况下, 估计一个方向向量作为多级维纳滤波算法的初始导向矢量进行递推。并且根据多级维纳滤波算法的递推原则, 提出了一种基于功率和相关性的联合估计判决准则, 不需要满秩递推就能够准确估计信源个数。通过对该算法计算量的分析说明, 相对于传统的特征值分解算法, 其具有明显的优势。

近年来, 人们越来越关注多级维纳滤波算法在子空间分解中的应用[90]。事实上, 由于

多级维纳滤波算法原本是一种用于干扰抑制的算法,因此,它的前提是对于期望信号有一个先验知识(如期望信号的时域波形或者期望信号的来波方向)。而在信号的 DOA 估计应用中,我们对于任何一个信号的时域数据或者来波方向都没有先验的知识。为此,我们利用 PAST(投影逼近子空间跟踪)[91]方法的一个压缩映射算法(PASTd)来进行初始方向向量的估计,以此获得期望信号的先验知识。

文献[90]中提到的判断信源个数的准则利用的是基于 Akaike 信息论(AIC)准则和最小描述长度(MDL)准则。上述二者有相同的似然函数  $L$ ,而在计算此似然函数过程中,必须对接收数据做满秩多级维纳前向递推,这样就没有体现多级维纳滤波算法用于降秩计算在计算量上的优势。为此,本文提出了一种基于功率和相关性的联合估计的判决准则,降低了计算量。

### 1、多级维纳滤波算法模型

多级维纳滤波算法的递推原则是根据上一步的方向向量与接收数据在该方向的正交方向的投影之间的最大相关性来解出下一步的方向向量。如图 3.12 所示,这是一个多级维纳滤波算法的前向递推框图。

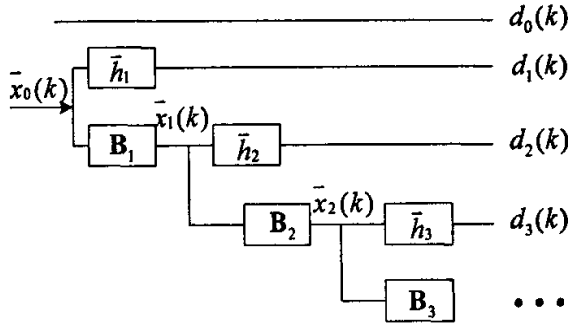


图3.12 多级维纳滤波前向递推的算法框图

基于相关相减结构的多级维纳滤波算法(CSA-MSWF)流程如下:

#### A.初始化

$d_0(k) = s_1(k)$  为某一来波信号的时域波形;

$\bar{x}_0(k) = \bar{x}(k)$  为阵列天线的接收数据。

#### B.前向递推

$$\bar{r}_{x_i d_i} = E[\bar{x}_i(k) d_i^*(k)] \quad (3.4.1)$$

$$\delta_{i+1} = \sqrt{\bar{r}_{x_i d_i}^H \bar{r}_{x_i d_i}} \quad (3.4.2)$$

$$\bar{h}_{i+1} = \frac{\bar{r}_{x_i d_i}}{\delta_{i+1}} \quad (3.4.3)$$

$$d_{i+1}(k) = \bar{h}_{i+1}^H \bar{x}_i(k) \quad (3.4.4)$$

$$\bar{x}_{l+1}(k) = \bar{x}_l(k) - \bar{h}_{l+1}d_{l+1}(k) \quad (3.4.5)$$

由(3.4.3)式看出,多级维纳滤波的前向递推原则是根据上次投影值  $d_l$  和投影后的剩余分量  $\bar{x}_l$  之间的相关性来确定下一次的方向向量的。所以,接收数据相邻两次投影的投影值之间的相关性最大,而在相隔 1 次以上的投影值之间的相关性为 0。由前向递推得到的一组正交向量  $\mathbf{T} = [\bar{h}_1, \bar{h}_2, \dots, \bar{h}_n]$ , 存在如下结果:

$$\mathbf{T}^H \mathbf{R}_x \mathbf{T} = \begin{pmatrix} \sigma_{d_1}^2 & \delta_2^* & 0 \\ \delta_2 & \ddots & \delta_n^* \\ 0 & \delta_n & \sigma_{d_n}^2 \end{pmatrix} \quad (3.4.6)$$

所以,通过对接收数据做  $r$  次多级维纳滤波的前向递推可以得到一组正交基  $\mathbf{T}_r$ 。这就是我们所要求的信号子空间。

在我们的测向应用中,这里存在着两个困难:首先,我们不可能已知某一个信源的时域波形  $s_1(k)$  和某一信源的来波方向  $\bar{h}_1$ , 这样就不可能对多级维纳滤波递推初始化;其次,我们不可能已知信源个数  $r$ , 这样就不能够使递推停止。基于这两个困难,我们提出了下面关于初始方向向量的估计和信源个数判断的算法。

## 2、初始方向矢量估计

理想情况下,多级维纳滤波的初始方向向量应该是协方差矩阵特征向量的线性组合。这样才能够保证在前向递推中相邻两次递推的投影值之间相关性不为 0, 从而使得递推能够继续。但是,接收数据在这个初始方向向量上的投影功率不是最大的,所以,递推得到的投影功率呈现非递减性。这为之后的根据投影功率判断信源个数带来了困难。

为了解决上述困难,就需要估计一个方向向量,使得接收数据在该方向上的投影功率最大。基于这一原则, Bin Yang 等人提出了一种梯度迭代算法 PAST(投影逼近子空间跟踪)[91]。这里我们应用它的一个压缩映射算法(PASTd)来进行初始方向向量的估计。

这里又存在另一个困难——如果方向向量等于协方差矩阵的特征向量,那么接收数据在该方向上的投影与接收数据在其正交方向的投影之间的相关性为 0。这样以最大特征值对应的特征向量作为初始方向向量做多级维纳滤波递推就无法向下递推。

而实际上经过证明:从 PASTd 中得到的方向向量只是最大特征值对应的特征向量的逼近,在采样数据有限的情况下,它与特征向量之间的误差  $e$  使得多级维纳滤波递推得以继续进行。

## 3、信源数的估计

信源个数估计问题其实是区分信号和噪声的问题。在我们的信号模型中,信号和噪声之间的特征体现为:信号包含有方向信息,而噪声不包含方向信息(或者说来自于空间的所有

方向)。虽然各个方向的入射信号是不相关的,但是经过阵列流型加权得到的各路信号之间存在相关性。而加载在各阵源上的噪声之间的相关性一定为 0(假设噪声模型为高斯白噪声)。对接收数据的协方差矩阵进行特征值分解,除了信号的特征值之外,其他若干个噪声特征值在数值上是接近相等的。据此,我们可以认为当多级维纳滤波分解到噪声时,再向下递推得到的投影功率也近似相等。

根据上述信号和噪声之间的特点,我们可以用相关性为 0 和功率相同这两个特点来联合估计噪声。

根据多级维纳滤波算法的递推原则,我们定义归一化内积  $\text{cor}$  表征相邻两次递推投影值之间的相关性。

$$\text{cor}(l, i) = \frac{\delta_{l+1}}{\sqrt{\sigma_{d_l}^2 \sigma_{d_{l+1}}^2}} \quad (3.4.7)$$

根据噪声功率相同这一特点,我们在多级维纳滤波算法的每一步递推过程中,都要计算一次平均残留功率  $\text{pnoise}$ 。

$$\text{pnoise}(l, i) = \frac{\sigma^2 - \sum_{k=1}^i \sigma_{d_k}^2}{n-i} \quad (3.4.8)$$

其中  $\sigma^2$  为所有阵源上接收数据的平均功率。

因为我们用协方差矩阵的最大特征值对应的特征向量作为初始方向向量进行多级维纳滤波递推,所以在信源个数判断过程中,对于不同信源个数采用不同的判断准则(这主要体现在信源个数为 1 和 2 的情况下与信源个数为 2 以上判断准则的不同)。

信源个数为 1: 因为初始方向向量就表示了信号子空间,所以根据

$$\left| \frac{\sigma_{d_1}^2}{\text{pnoise}(1, 1)} - 1 \right| < 0.1 \text{ 和 } \text{cor}(1, 1) < 0.1 \quad (3.4.9)$$

判断信源个数为 1。

信源个数为 2: 因为第二次递推和第三次递推之间的投影值之间存在相关性,所以需要考虑功率拖尾(即需要把第三次递推的功率考虑作为信号)。所以根据

$$\left| \frac{\sigma_{d_4}^2}{\text{pnoise}(1, 3)} - 1 \right| < 0.1 \text{ 和 } \text{cor}(1, 3) < 0.1 \quad (3.4.10)$$

判断信源个数为 2。

信源个数大于 2(设为  $i$ ): 因为第  $i$  次递推和第  $i+1$  次递推之间的投影值之间存在相关性,所以需要考虑功率拖尾(即需要把第  $i+1$  次递推的功率考虑作为信号),同时还需要考虑相关性拖尾(即根据第  $i+2$  次的归一化内积作为噪声之间的归一化内积进行判断)。所以根据

$$\left| \frac{\sigma_{d_{i+2}}^2}{pnoise(1, i+1)} - 1 \right| < 0.1 \text{ 和 } cor(1, i+2) < 0.1 \quad (3.4.11)$$

判断信源个数为  $i$ 。

#### 4、计算量比较

传统的从协方差矩阵计算特征值分解需要的总的计算量为：

$$NM^2 + \frac{11M^3}{3} + O(M) + O(M^2) \quad (3.4.12)$$

利用本文所述的方法在不同信源个数的情况下该方法所需的计算量分别为：

信源个数为 1:  $6MN + 2M + N$ ;

信源个数为 2:  $3MN + (3MN + 2M + N) \cdot 3$ ;

信源个数为  $r \geq 3$ :  $3MN + (3MN + 2M + N) \cdot (r + 2)$ ;

比较从协方差矩阵计算特征值分解的算法和本文的算法, 当  $M$  很大时(即天线阵源个数多), 信源个数少的情况下, 本文算法在计算量上有很大的优势。换句话说, 当信源个数远小于阵源个数( $r \ll M$ )时, 本文算法能够大大减小计算量。

#### 5、仿真结果

为了说明本文的方法与常规基于协方差矩阵的特征值方法有相同的性能, 我们做了如下仿真。这里我们使用的是半径为 25 米的 9 元均匀圆阵, 三个信号来波的(方位角, 仰角)分别为  $(30^\circ, 30^\circ)$ ,  $(60^\circ, 61^\circ)$ ,  $(222^\circ, 48^\circ)$ , 中心频率分别为 5.1MHz, 5.103MHz 和 5.101MHz, 它们的信噪比都是 10dB, 接收数据的采样频率为 100KHz, 采样点数为 1024 点, 采用 MUSIC 算法来实现测向。图 3.13 和图 3.14 分别表示在俯仰角方向和在方位角方向用本文方法得到的 MUSIC 谱峰图和用特征值分解方法得到的 MUSIC 谱峰图。

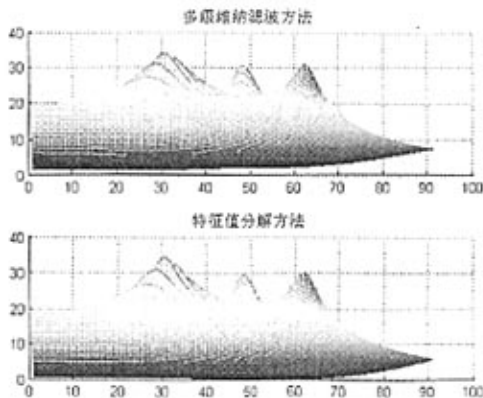


图 3.13 俯仰角谱峰图

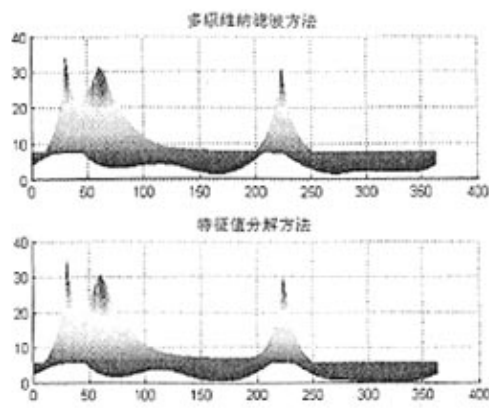


图 3.14 方位角谱峰图

为了说明本文的方法在估计信源个数方面的效果，做 100 次实验，在各种信噪比情况下以及各种中心频率下的正确估计概率如表 3-1 所示。

表 3-1 不同信噪比下的正确估计概率

信 噪 比(db) 中心频率(MHz)	(10,10,10)	(50,10,10)	(50,50,10)	(50,50,50)
5.1	0.97	1.0	1.0	0.97
15.1	0.99	1.0	1.0	0.98
25.1	0.99	1.0	1.0	0.95

3.4.4.2 hop 的 DOA 估计

本节主要完成 hop 的方向估计，为下面的跳频信号分离提供 DOA 参数。由于上面的处理大大削弱了甚至去除了非跳频信号的影响，这样则可以把 DOA 估计限制在有限的 hop 内部，大大减少了计算量。而常规算法如[39]在所有频点上使用 MUSIC 算法，计算出(DOA × 频率)域上的混合谱，然后对每个 DOA 沿频率方向检测谱峰，如果有多个峰存在，说明在该 DOA 方向存在一个 FH 信号，这些峰的位置给出了频率集。因为需要在所有的频点上计算 MUSIC 谱，该方法计算量很大。[38]提出，先在时域上对 DOA 进行预估，然后只在预估 DOA 范围内计算 MUSIC 谱，从而达到减少计算量的目的。但是，实际的宽带接收信号通常包括很多从不同 DOA 入射的信源，不满足 MUSIC 算法要求的阵元数  $M$  大于来波个数  $d$  这一条件；而且直接处理宽带时域信号时，信噪比通常很低。因此，这种通过预估 DOA 范围来减少计算量的方法在实际中常常不可行。另外，[39]对各频率通道在整个分析时段内的所有频谱做整体处理，没有利用跳速和跳时信息，使得有效信噪比下降；这在后文中有更详

细的描述。

[40]提出了把 DOA 估计限制在 hop 内部,是一种很好的思想,但是由于[40]采用“宽进”的策略生成了大量的伪 hop,增加了计算复杂度。

因此,对于 hop 的 DOA 估计,本文直接引用文献[40]所提出的方法,再用上文提出的去除伪 hop 的方法来减少计算量。

### 3.4.2 FH 信号的分离

经过以上处理,从对折后的 CSDM 中生成了若干个 hop,当然,这里面既包含由 FH 信号产生的有效 hop 也可能包含残留的伪 hop。这一节我们就主要完成:去除残留伪 hop; FH 信号的分离。

因为 hop 的 DOA 估计是利用 MUSIC 算法来实现的,这种空间谱测向的方法能够得到很高的测向精度[4],对于每一个信号源来说,它们的 DOA 是不同的,因此,我们可以利用 hop 的 DOA 参数来完成本节两个任务。

处理思想和步骤如下:

- 1、根据不同的 DOA 参数,把生成的 hop 分成若干组;
- 2、如果某个组中, hop 数目过少,去除该组,因为该组中的 hop 可能是对消的残留,也可能是突发干扰;
- 3、如果某个组中,相同频率的 hop 过多,去除该组,因为该组中的 hop 可能是定频断续信号对消的残留,也可能是电离层的突然骚扰造成的定频连续波信号对消的干扰;
- 4、剩余的每个组则对应着一个 FH 信号。

这样,在去除伪 hop 的同时,也完成了 FH 信号的分离。

### 3.4.3 FH 信号的参数估计

在经过 3.3.2 的处理后,我们得到了 hop 的时频图,观察信号的时频图(如图 1.1)可知,从时频图上可以很容易的求出每个 hop 的驻留时间、跳变时刻和频率这几个参数。在经过 3.4.1 的处理后,又进一步得到了 hop 的 DOA 参数。

因此,至此我们就得到了 FH 信号较为完整的参数集:驻留时间、跳变时刻、频率集(需要经过较长时间的积累)和 DOA。

接下来进一步分析每个 FH 信号的跳速估计和跳频带宽估计的情况。



### 1、跳速估计

本文提出的方法既可以分离等跳速的 FH 信号，也可以分离变跳速、不同驻留时间的 FH 信号。为了便于论述，这里我们定义某个跳频信号的驻留时间为  $T_{\text{dwell}}$ ，两个相邻 hop 跳变时刻的差值定义为  $T_{h,\Delta}$ ，则若满足：

$$\left| \frac{T_{\text{dwell}} - E[T_{\text{dwell}}]}{E[T_{\text{dwell}}]} \right| < \kappa\% \quad (3.4.13)$$

就认为该跳频信号是等驻留时间的。

若满足：

$$\left| \frac{T_{h,\Delta} - E[T_{h,\Delta}]}{E[T_{h,\Delta}]} \right| < \kappa\% \quad (3.4.14)$$

就认为该 FH 信号是等跳速的，且跳速等于：

$$R_h = \frac{1}{T_{h,\Delta}} \quad (3.4.15)$$

否则，认为该 FH 信号是变跳速的，但通过时间的积累，可以计算出它的跳速范围。

式(3.4.13)和式(3.4.14)的判决准则是从统计的角度出发的，这是具有实际意义的，因为由于发射机前端发射的硬件限制、信道切换等因素的影响，产生绝对等跳速的 FH 信号是不可能的，因此我们只能从统计的角度来完成这一参数的估计，通常选取  $\kappa = 5$ 。

### 2、跳频带宽估计

随着时间的积累，我们可以得到各个 FH 信号较为完备的频率集，于是可以进一步得到每个 FH 信号的跳频带宽，该参数可以用式(3.4.16)表示：

$$B_{FH} = f_{FH,\max} - f_{FH,\min} \quad (3.4.16)$$

上式中， $f_{FH,\max}$  和  $f_{FH,\min}$  分别对应着某个 FH 信号频率集中的最大频率和最小频率。

至此，我们完成了 FH 信号的检测、分离和参数估计，得到了每个 FH 信号的如下参数：驻留时间、跳变时刻、频率集、DOA、跳速以及跳频带宽。

下面通过具体的实验来验证本章提出的算法的有效性和实用性。

3.5 实验

为了验证算法的可行性和实用性，本文利用设计的硬件平台（见第 5 章）采集了真实数据对算法加以验证。分为采集包含两个和三个跳频电台的实际数据这两种情况加以验证。其中针对第二种情况，有一个跳频电台的部分频率落入了其他信噪比较强的广播电台频段，使用本文提出的方法，跳频信号的 hop 仍然能够被有效的检测出来。

3.5.1 两个跳频台的试验

表 3-2 给出了待检测的两个跳频电台的相关参数，这两个电台与其他信号交织在一起，具体处理结果如下所述。

表 3-2 两个跳频台情况下的跳频信号参数表

编号	中心频率 (MHz)	跳宽 (KHz)	等驻留时间 (是, 否)	方位 (方位, 俯仰)度
1	10.5005	256	是	(21.4, 0)
2	10.5	256	否	(3.4, 0)

图 3.15 是原始多个混合信号的功率谱密度图，它包括很多电台信号和两个跳频信号（FH1 和 FH2），其中 FH1 是恒跳速的，FH2 是变跳速的。

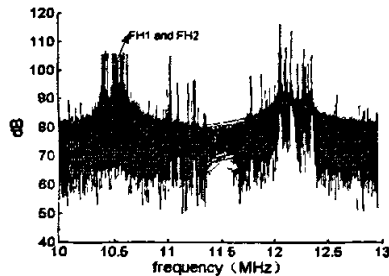


图 3.15 原始混合信号的功率谱密度

图 3.16 说明了采用多路互相关处理后信噪比提高的情况。此时，采样频率  $F_s = 2.963 \text{ MHz}$ ，FFT 长度  $FL = 8192$ ，相关长度  $CL = 8192$ 。图 3.16(a)是原始时域数据的功率谱密度，图 3.16(b)是第一阵元和第二阵元互相关处理后的功率谱密度，图 3.16(c)是第一阵元和其余阵元互相关处理后的功率谱密度之和。可以看出信噪比明显改善了，而且随着相关长度的增大，信噪比会进一步得到提高。

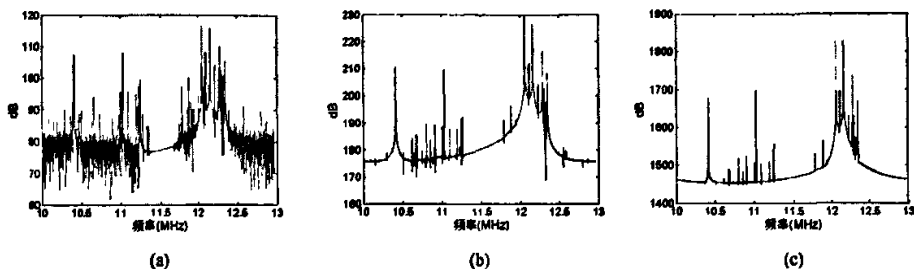


图 3.16 相关处理和非相关处理的功率谱密度比较图

图 3.17 是 CSDM 未对折之前的时频图, 此时, 采样频率  $F_s = 2.963$  MHz, FFT 长度  $FL = 4096$ , 相关长度  $CL = 4096$ 。其中, 横坐标表示频率, 它的单位是  $F_s / FL = 723.3887$  Hz, 因为处理过程中先进行了 10MHz 的下变频, 所以最后的频率还要加上 10MHz, 纵坐标表示时间, 它的单位刻度是  $CL / F_s = 1.4$  ms。

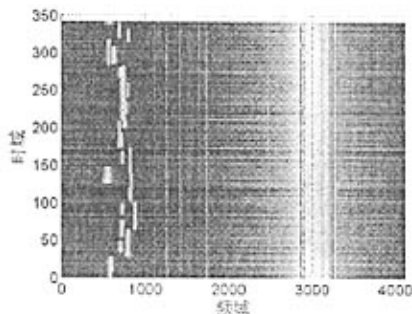
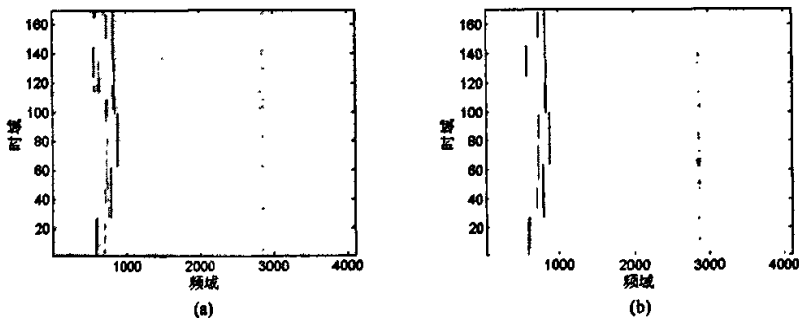


图 3.17 两个跳频台 CSDM 的时频图

图 3.18 是 CSDM 对折后 ( $P_{up, sum}(\omega)$ ) 的 hop 时频图: (a) 是  $P_{up, sum}(\omega)$  未处理之前的 hop 时频图; (b) 是  $P_{up, sum}(\omega)$  门限检测后的 hop 时频图; (c) 是  $P_{up, sum}(\omega)$  去除过短、过长 hop 后的时频图; (d) 是 (c) 局部放大后的 hop 时频图。

图 3.19 是根据 hop 方向参数进行跳频信号分离的情况: 图 3.19(a) 和图 3.19(b) 分别对应着 FH1 和 FH2。

在跳频信号分离以后, 每个跳频信号的参数, 如跳变时刻、频率、驻留时间、跳速和跳频带宽, 可以从时频图中直接计算出来, 再加上前面测定的 DOA 参数, 这样, 每个跳频台的参数集就能完整的获得了。



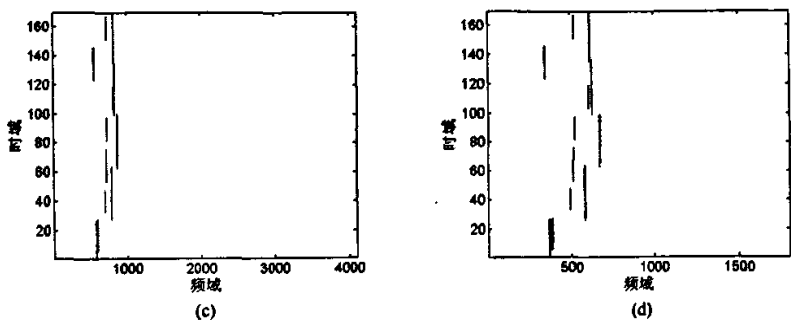


图 3.18 两个跳频台  $P_{up,FM}(\omega)$  的时频图

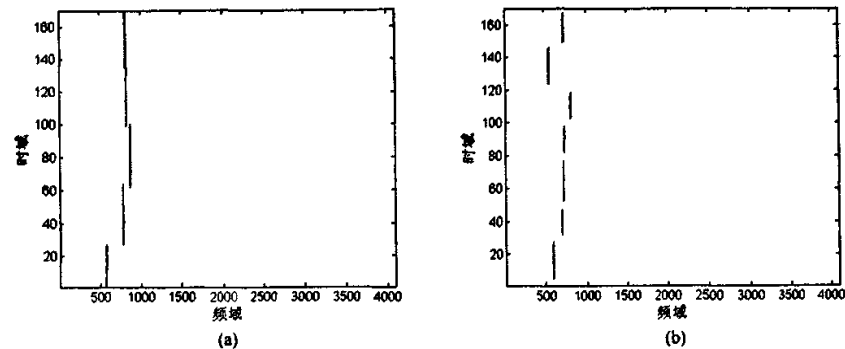


图 3.19 方向分离后两个跳频台的时频图

3.5.2 三个跳频台的试验

表 3-3 给出了待检测的三个跳频电台的相关参数，具体处理步骤和结果和 3.5.1 类似，并给出相关结果如下。

表 3-3 三个跳频台情况下的跳频信号参数表

编号	中心频率 (MHz)	跳宽 (KHz)	等驻留时间 (是, 否)	方位 (方位, 俯仰)度
1	10.5005	256	是	(21.4, 0)
2	10.5	256	否	(3.4, 0)
3	12.3	256	否	(341, 0)

图 3.20 是三个跳频台情况下 CSDM 未对折之前的时频图，相关参数和图 3.17 相同，需要说明的是跳频台 3 的部分频点落入了高信噪比的干扰频带内，如第一个 hop。

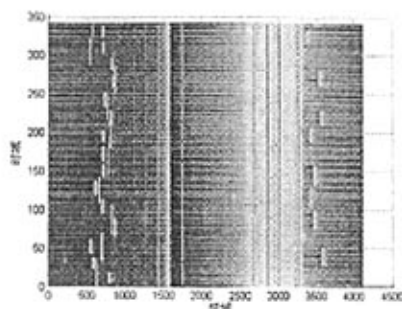


图 3.20 三个跳频台 CSDM 的时频图

图 3.21(a)、(b)、(c) 是三个跳频台情况下 CSDM 对折后 ( $P_{up, sum}(\omega)$ ) 的 hop 时频图, 各个图的含义分别对应着图 3.18(a)、(b)、(c)。从图 3.21(c) 可以看出, 虽然跳频信号 3 的第一个 hop 落入了干扰频带内, 使用该方法仍能被检测出来。

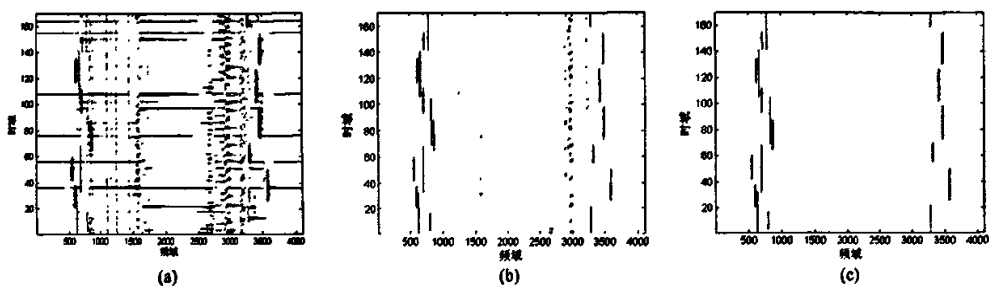
图 3.21 三个跳频台  $P_{up, sum}(\omega)$  的时频图

图 3.22 是根据 hop 方向参数进行跳频信号分离的情况: 图 3.22(a)、(b)、(c) 分别对应着 FH1、FH2 和 FH3。遗憾的是: FH3 的第一个 hop 在方向分离中被滤除了, 因为在此 hop 做 DOA 估计时, 干扰信号的功率比跳频信号强, 因此该 hop 的方向被估计为干扰信号的方向, 由于此方向的 hop 较少, 被当作干扰信号滤除了, 这和理论分析是一致的。

图 3.19 和图 3.22 中得到的各个跳频台的参数和实际跳频电台的参数是一致的, 由此可以看出本文提出的算法切实有效, 并具有实际应用意义和较好的工程价值。

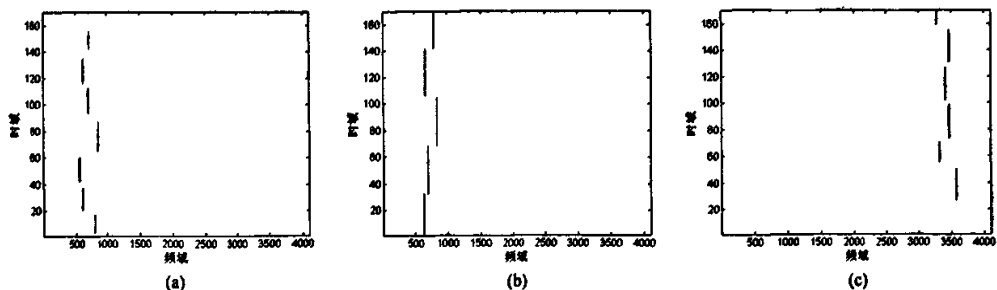


图 3.22 方向分离后三个跳频台的时频图

### 3.6 本章小结

本章提出了一种基于窄带处理的跳频信号盲检测和参数盲估计的处理模型,详细的描述了各个模块的原理和处理过程,并采集了实际数据进行了试验,通过大量的图表,直观的阐明了系统的处理过程,证实了算法的可行性和有效性。

通过对多路信号进行快速相关处理,提高了信噪比,改善了整体性能,为后续的 CSDM 处理提供了前提;在此基础上,通过 CSDM “生成”、“对折”等处理手段显著的消弱了噪声和非跳频信号的干扰,结合提出的有效的门限策略,使得伪 hop 的数目大大减少;由于把 DOA 估计限制在 hop 之内,所以大大减少了 DOA 估计的计算量,降低了系统的硬件开销,而且在 DOA 测向时提出的信号源个数快速估计的方法,进一步降低了计算量;最后通过方向参数分离,完成的跳频信号的分离和参数估计,得到每个跳频信号较为完整的参数集。

## 第 4 章 基于宽带处理的跳频信号 盲检测和参数盲估计

对于侦察接收机来说, FH 信号是一个瞬时窄带(跳内)、宏观宽带(跳间)的信号, 而且其方向在检测时间内可以认为是不变的。鉴于这样的特点, 本章提出了一种基于宽带处理的 FH 信号检测和参数估计的方法, 利用宽带波束形成技术进行空间滤波, 使主波束对准期望方向, 而在其他方向上形成零陷或较低的功率方向图增益, 然后借鉴上一章的方法削弱非跳频信号的影响, 形成 FH 信号 hop 的时频图, 从而完成 FH 信号的检测、分离和参数估计。

具体来说, 本章主要使用了以下概念与算法:

- 提出了一种基于宽带处理的 FH 信号盲检测和参数盲估计的实现方法, 描述了各模块的处理过程和设计思想;
- 将空间插值的概念和宽带波束形成技术结合起来, 提出了一种基于频域处理的宽带恒定束宽的波束形成方法。与基于时域处理的宽带波束形成器相比, 该波束形成器所要求的采样频率大大降低, 而且各个频点可以并行处理, 减少了处理时间; 空间插值技术使得天线阵元个数以及射频单元、A/D 等相应模块可以大大减少, 也随之减少了较多阵元时天线之间的互耦, 并且形成较窄的主瓣;
- 分别提出了两种 FH 信号的盲检测和参数盲估计的处理算法, 第一种算法适用于空间某个特定方向上存在着几个(含一个)驻留时间不同的恒跳速 FH 信号和其他干扰信号的混合信号, 第二种算法适用于空间某个特定方向上仅含一个可变跳速的 FH 信号和噪声的混合信号。

### 4.1 接收处理模型及其设计思想

图 4.1 是系统的接收处理原理框图, 其中第  $m(m=1, \dots, M)$  个天线在观测时段  $\Delta T_0$  接收到的信号  $x^{(m)}(t)$  和式(3.1.2)具有相同的形式。但这里要求在某一个方向上, 要么存在几个不同驻留时间的恒跳速跳频信号, 要么仅仅存在一个变跳速或恒速的跳频信号。事实上, 由于 4.4 节提出的算法能够形成较窄的主瓣波束, 所以经过空间滤波后混合信号包含的数目很少, 通常情况下仅仅存在一个信号。

图 4.1 中, 实线表示处理流程, 虚线表示数据流向。该模型的处理流程大致为: 每个天线阵元采集到的时域信号经过滤波后, 通过宽带空间谱测向完成信号的方向检测, 或者对感兴趣的空间区域以一定的步进进行空域扫描; 对各个方向使用宽带波束形成技术实现信号的方向分离, 并对空间滤波的结果依次完成下面的处理: 对某一个方向上的信号及其延时信号

(延时时间大于噪声相关时间即可)做加窗 FFT 计算并做快速互相关计算, 然后计算这些复频谱的幅度平方得到 CSD(可选模块通过对 CCF 进行时域滤波或者加窗可以进一步提高信噪比, 然后对加窗 CCF 做 FFT 得到时域滤波后的 CSD); 建立互功率谱密度矩阵(CSDM), 并对其做对折等处理; 将 hop 从 CSDM 中提取出来, 并计算这些 hop 的各种特征参数, 如跳变时刻、驻留时间、跳速和频率; 通过 hop 整理, 对有效 hop 根据驻留时间的不同进行分离, 完成 FH 信号的盲检测和参数盲估计。本算法的最终处理结果是 FH 信号的数目及各自的参数集, 包括跳周期、跳变时刻、DOA 和频率集等。

另外, 本章 4.4.2 节还提出了一种针对单个变跳速或者恒跳速 FH 信号的参数估计方法, 其模型和图 4.1 有所不同, 具体模型在 4.4.2 节再具体给出。

下面将详细地描述该模型中各个主要模块的设计思想和处理方法。

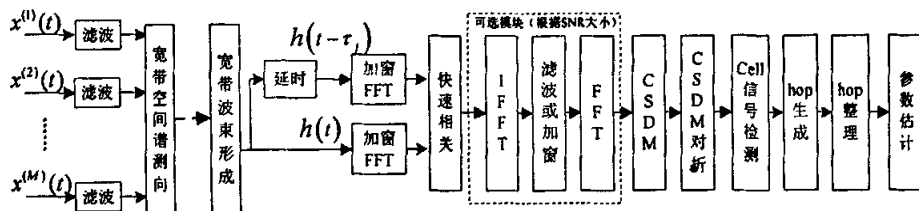


图4.1 基于宽带处理的接收处理模型

## 4.2 宽带空间谱测向

基于特征结构(子空间类)的测向算法都是针对窄带信号的假设提出的, 对于宽带信号源的测向, 此类算法是无能为力的。这是因为: 1) 宽带信号相对带宽大, 信号入射到阵列的各个天线上时不但在相位上产生差异, 且幅度也不能假定为恒定; 2) 在宽带情形, 角频率  $\omega$  是个变量, 就会在  $\{\omega, \theta\}$  对上产生模糊。

由于宽带测向应用的普遍性, 故其一经提出就引起了人们的极大研究兴趣, 近 20 年来得到了长足的发展。但总的来说, 宽带测向算法分为两类: 最大似然方法[66-72]和信号子空间方法[73-87]。其中信号子空间方法分为非相干信号子空间方法(ISM)[73-77]和相干信号子空间方法(CSM)[78-87]。

基于最大似然的宽带测向由于算法中最大似然代价函数的优化过程是一个多维搜索问题, 在数学上是很难处理的, 且计算量很大。

ISM 方法处理的主要思想是: 将宽带数据分解到不重叠频带上的窄带数据; 然后对每个频带进行窄带信号子空间处理, 从而获得初始角度的估计; 再通过对这些初始估计的组合得到最终结果。通常这类处理算法不能得到满意的结果, 主要原因在于计算量大、无法估计相干信号源。



CSM 方法处理的主要思想是：把频带内不重叠的频率点上信号空间聚焦到参考频率点，聚焦后得到单一频率点的数据协方差，再应用窄带信号处理的方法进行 DOA 估计。CSM 方法和 ISM 方法相比的优点在于：运算量相对较小；可实现对相干信号的处理；估计精度高。

因此本文主要利用 CSM 方法来完成宽带测向，典型的 CSM 算法有：相干信号子空间(CSS)算法[78]、双边相关变换(TCT)算法[79]、旋转信号子空间(RSS)变换算法[80]、信号子空间变换(SST)算法[81]、总体最小二乘(TLS)变换算法[82]等。综合考虑算法性能和计算量之后，本文采用经典的 RSS 算法完成宽带空间测向。下面给出算法原理和处理步骤。

由第 1 章可知，宽带信号模型如式(4.2.1)所示。

$$\bar{X}(f_j) = \mathbf{A}_\theta(f_j)\bar{S}(f_j) + \bar{N}(f_j) \quad j=1,2,\dots,J \quad (4.2.1)$$

式中， $\mathbf{A}_\theta(f_j)$  是  $M \times N$  的方向矩阵，整个宽频段被分为  $J$  个窄频段。我们的目的是通过一个变换矩阵  $\mathbf{T}_\beta(f_j)$ ，使得对应于  $J$  个不同频段的数据变换成同一个中心频率的数据，其中  $\beta$  为真实信号方向的近似（利用常规波束形成算法，CBF，可以预估出信号的方向）。即，如何选择  $\mathbf{T}_\beta(f_j)$ ，使得(4.2.2)式成立。

$$\mathbf{T}_\beta(f_j)\mathbf{A}_\theta(f_j)\bar{S}(f_j) = \mathbf{A}_\theta(f_0)\bar{S}(f_0) \quad (4.2.2)$$

RSS 算法提出满足上式的聚焦准则如下：

$$\min_{\mathbf{T}_\beta(f_j)} \left\| \mathbf{A}_\theta(f_0) - \mathbf{T}_\beta(f_j)\mathbf{A}_\theta(f_j) \right\|_F \quad (4.2.3)$$

约束条件为  $\mathbf{T}_\beta(f_j)$  为酉阵，且

$$\mathbf{T}_\beta^H(f_j)\mathbf{T}_\beta(f_j) = \mathbf{I} \quad (4.2.4)$$

式中， $\|\cdot\|_F$  为 Frobenius 模， $\beta$  为预处理得到的信号方向  $[\beta_1 \ \beta_2 \ \dots \ \beta_N]$ 。实际上是通过  $\mathbf{T}_\beta(f_j)$  阵列流型  $\mathbf{A}_\theta(f_j)$  张成的子空间，使之在 Frobenius 模最小意义下拟合由  $\mathbf{A}_\theta(f_0)$  张成的子空间。

式(4.2.3)在约束(4.2.4)下的一个解为：

$$\mathbf{T}_\beta(f_j) = \mathbf{V}(f_j)\mathbf{U}(f_j)^H \quad (4.2.5)$$

式中， $\mathbf{U}(f_j)$  和  $\mathbf{V}(f_j)$  分别为  $\mathbf{A}_\theta(f_j)\mathbf{A}_\theta^H(f_j)$  的左奇异矢量和右奇异矢量，其证明从略。

RSS 算法需要知道一些信号入射方向的初始值，即(4.2.4)式中的  $\beta$ ，这可以通过常规波束形成(CBF)等方法得到。初始的信号源数可以尽量取的比真实信号源数多一些，一般情况下初始角度的取值(在信号入射的波束宽度内)对算法的影响不大。

RSS 算法的处理步骤总结如下：

1. 利用 CBF 算法估计信号的初始值，并选定参考频率点；

2. 利用得到的初始值构造各个频点的阵列流型, 再利用式(4.2.5)计算各对应频点的聚焦矩阵;
3. 利用一系列聚焦矩阵对阵列接收数据进行聚焦变换, 得到单一频率点的数据协方差矩阵;
4. 利用常规的空间谱估计算法(如 MUSIC 等)估计信号入射方向。

宽带测向处理后, 为 4.3 节的宽带波束形成提供较为准确的方向信息, 则可以对感兴趣的方向进行空间滤波, 进而进行跳频信号的检测和参数估计。

### 4.3 宽带恒束宽波束形成

在基于传感器阵列的信号处理中, 通常使用波束形成技术来接收特定期望方向的信号, 而在干扰信号方向形成天线方向图零陷或较低的功率方向图增益, 达到抑制干扰的目的[4]。当接收信号是宽带信号时, 则要求波束形成器能够在处理带宽内的不同频率上形成相同束宽的波束, 否则, 接收宽带信号时将会产生波形畸变, 并且, 信号带宽越大, 波形畸变越严重。这对于信号检测、参数估计和目标识别等信号处理均会产生不良影响。为了解决宽带信号通过天线基阵产生波形畸变这一问题, 人们提出了不同的宽带恒定束宽的波束形成方法: [59]采用 DFT 插值完成宽带波束形成, 但它要求基阵的灵敏度函数满足一定关系式才能使得波束图不依赖于频率变化, 应用上具有局限性; [60]提出了一种空间重采样的宽带波束形成器, 由于实际阵列空间孔径有限, 使得该方法精度较低; [61-62]采用自适应的方法设计 FIR 滤波器进行时域波束形成, 该方法存在着迭代收敛的问题, 迭代步长难以选择, 过大的步长导致不稳定, 过小的步长又使得收敛速度过慢, 且总存在收敛误差, 因此精度不高且速度过慢。

为此, 本小节提出一种基于频域处理的宽带恒束宽的波束形成方法, 该方法简单而且易于实现, 虽然牺牲了一些性能代价, 但完全能够满足工程要求。

该方法对处理带宽内的各个频率进行并行的基于空间插值的数字加权, 从而得到恒定束宽的波束图案。该算法具有以下特点: 1)与基于时域处理的宽带波束形成器相比, 所要求的采样频率大大降低, 只需要达到奈奎斯特采样频率, 而基于时域处理的宽带波束形成器则要求采样频率要大于奈奎斯特采样频率的 5 倍以上[55]; 2)各个频点可以并行处理, 减少了处理时间; 3)通过空间插值[88], 天线阵元个数以及射频单元、A/D 等相应模块可以大大减少, 也随之减少了较多阵元时天线之间的互耦, 而且能够形成较窄的主瓣波束, 但是该处理增加了计算量, 并且需要更大的存储空间。

本节提出的算法适用于均匀线阵和平面矩形阵(包括方阵), 下面(4.3.1 节~4.3.3 节)以方阵为例分析该算法的原理, 并结合仿真验证该方法的可行性和有效性。

对于其他阵列流型, 如圆阵, 本文使用[63]提出的基于二阶锥规划的任意传感器阵列时域恒定束宽波束形成的方法, 该方法把束宽优化问题转化为二阶锥规划问题, 虽然该方法存在灵活性不高、计算量大的不足, 但可以满足对本文的方法的验证。我们在 4.3.4 节中介绍了该方法的基本原理。

### 4.3.1 基于频域处理的宽带波束形成

为了便于下面的叙述, 首先给出平面方阵的模型及其静态方向图的形式。假设平面阵是在水平面放置的方阵, 由  $m \times m$  个阵元组成, 几何关系如图 4.2 所示。以阵列的左上角的阵元为参考点,  $x$  轴和  $y$  轴上分别有  $m$  个间距为  $d$  的均匀线阵, 令假设信号入射方位角为  $\theta$ , 俯仰角为  $\varphi$ , 其中方位角表示与  $x$  轴的夹角。

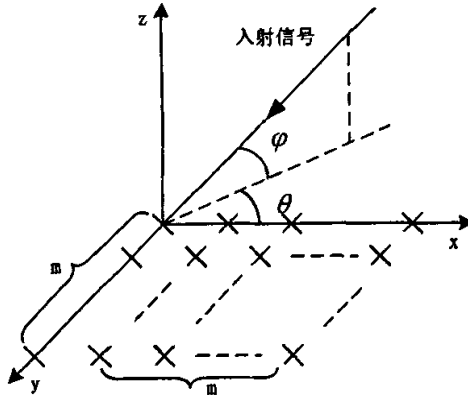


图4.2 平面阵的几何关系

此时, 该平面阵的静态方向图为:

$$G(\theta, \varphi) = \sum_{i=1}^{mm} w_i g_0 e^{-j(x_i \cos \theta \cos \varphi + y_i \sin \theta \cos \varphi) \frac{2\pi}{\lambda}} = G_{row}(\theta) G_{col}(\varphi) \quad (4.3.1)$$

其中,  $w_i$  为加权因子,  $g_0$  为来波的复振幅,  $G_{row}(\theta)$ 、 $G_{col}(\varphi)$  分别是合成行子阵(平行于  $x$  方向)和合成列子阵(平行于  $y$  方向)的方向图, 它们的表达式分别为:

$$G_{row}(\theta) = \sum_{i=1}^m w_{row,i} g_0 e^{-j(i-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \cos \theta \cos \varphi} \quad (4.3.2)$$

$$G_{col}(\varphi) = \sum_{k=1}^m w_{col,k} g_0 e^{-j(k-1) \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi} \quad (4.3.3)$$

图 4.3 是基于频域处理的宽带波束形成的处理模型, 每一个天线阵元接收的时域数据经过 FFT 计算后转换到频域, 在频域完成数字加权(波束形成)后经过 IFFT 运算后得到最后空

间滤波后的时域数据。假设接收信号的频率范围是 $[f_l, f_h]$ ，则相对带宽为：

$$FB = \frac{f_h - f_l}{(f_h + f_l)/2} \times 100\% \quad (4.3.4)$$

常规的窄带信号一般  $FB < 1\%$ ，本小节提出的模型要处理的信号相对带宽为  $FB < 60\%$ 。

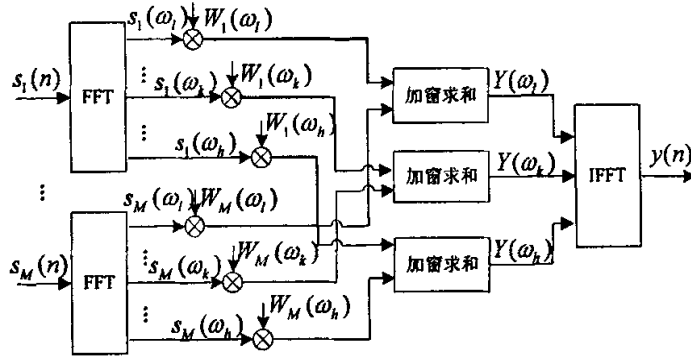


图4.3 基于频域处理的宽带波束形成的处理模型

在某个频点 $(\omega_k)$ 形成的波束图为：

$$B(\omega_k) = \overline{\text{win}}(\omega_k)^H [\overline{W}(\omega_k) \odot \bar{b}(\omega_k, \Omega_b)] \quad (4.3.5)$$

式中， $\bar{b}(\omega_k, \Omega_b)$  是第  $b$  个方向的导向矢量，可以表示为：

$$\bar{b}(\omega_k, \Omega_b) = [e^{-j\frac{\omega_k}{c}d_1^T \Omega_b}, \dots, e^{-j\frac{\omega_k}{c}d_m^T \Omega_b}, \dots, e^{-j\frac{\omega_k}{c}d_M^T \Omega_b}]^T \quad (4.3.6)$$

其中， $\bar{d}_m = [d_{x_m}, d_{y_m}]^T$  是第  $m$  个天线阵元在阵列中所在的相对位置， $m = 1, \dots, M$ 。方向矢量  $\bar{\Omega}_b$  为：

$$\bar{\Omega}_b = [\cos \theta_b \cos \varphi_b, \sin \theta_b \cos \varphi_b]^T \quad (4.3.7)$$

式中， $\theta_b$ ， $\varphi_b$  分别是第  $b$  个方向的方位角和俯仰角。 $\theta_b \in [-180^\circ, 180^\circ]$ ， $\varphi_b \in [0^\circ, 90^\circ]$ ， $c$  为光速。

式(4.3.5)中的  $\overline{W}(\omega_k)$  和  $\overline{\text{win}}(\omega_k)$  分别是波束形成器的第一级和第二级加权系数，它们共同完成对频点  $\omega_k$  的频域加权，使得不同的频点形成的数字波束具有相同的束宽。其中， $W(\omega_k)$  可以表示为：

$$\overline{W}(\omega_k) = [w_1(\omega_k), \dots, w_m(\omega_k), \dots, w_M(\omega_k)]^T \quad (4.3.8)$$

式中， $w_m(\omega_k)$  是频率为  $\omega_k$  时在第  $m$  个天线阵元的复加权系数，且其等于：

$$w_m(\omega_k) = e^{j\frac{\omega_k}{c}d_m^T \hat{\Omega}_0} \quad (4.3.9)$$

式中,  $\hat{\Omega}_0$  对应着相应方向的角度。

$\overline{win}(\omega_k)$  对第一级加权后的结果进行加窗处理, 这里采用最简单的二维切比雪夫加权, 但对应不同的频率采用的衰减因数不一样, 随着频率的增加, 衰减因子以一定步进递增, 虽然旁瓣的形状不同, 当此时我们主要关心的是主瓣形状和主瓣对于旁瓣的衰减程度。

下面给出均匀线阵和方阵情况下的仿真结果, 此时取  $f_l = 7.5\text{MHz}$ ,  $f_h = 12.5\text{MHz}$ , 则相对带宽  $FB = 50\%$ 。图 4.4 是 16 元均匀线阵情况下的结果, 此时取方位角  $\theta = 0^\circ$ , 图 4.4(a) 是没有考虑频率影响下的波束图, 图 4.4(b) 是本算法形成的波束图。

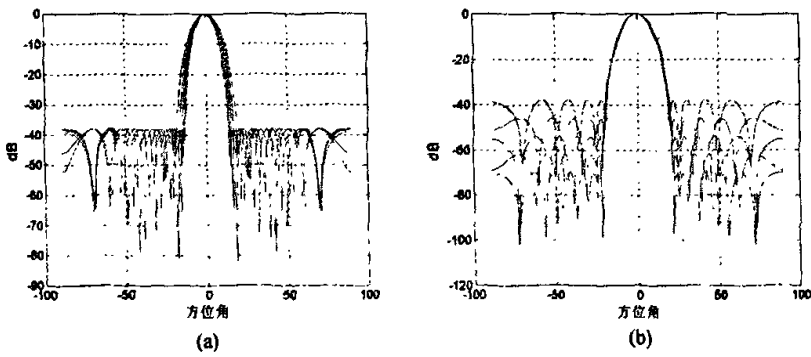
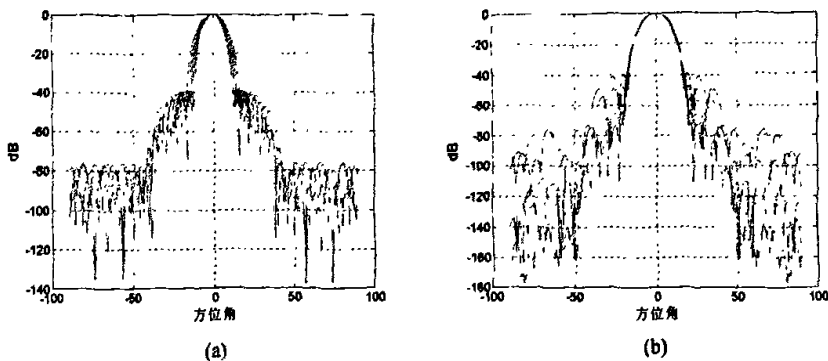


图 4.4 ULA 的宽带波束形成

图 4.5 是  $16 \times 16$  方阵情况下的结果, 为了说明引入空间插值处理所带来的性能提高, 此处故意选取了一个较多阵元的情况, 在后面的论述中, 可以看到引入空间插值处理后在很少的阵元条件下就能够取得很好的效果, 在最后的跳频信号检测和参数估计的仿真试验时采用了  $5 \times 5$  方阵。此时取方位角  $\theta = 0^\circ$ ,  $\varphi = 45^\circ$ , 图 4.5(a) 方位角是没有考虑频率影响下的波束图, 图 4.5(b) 是本算法形成的方位角波束图。图 4.5(c) 和图 4.5(d) 是俯仰角在上述两种情况下的波束图。



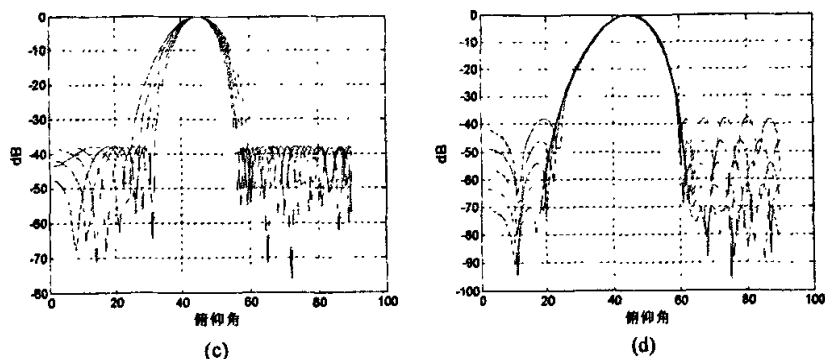


图 4.5 方阵的宽带波束形成

从算法分析和仿真结果可以看出：1)该方法简单易实现，能够在某一个方向上形成宽带恒束宽的波束，达到了我们所要求的空间滤波的要求；2)虽然旁瓣在不同频点表现出一定的起伏，但从本模型需要的空域滤波来说，只是希望主瓣满足恒束宽，且比旁瓣高出若干个  $dB$  就足够了，因此，这并不影响系统的性能。

从空间滤波的角度考虑，我们希望主瓣宽度越窄越好，因为这样滤除其他方向的干扰的能力就越强，对于后面的跳频检测才越有利，但是在阵元较少的情况下，很难形成较窄的主瓣宽度。

为此，下面引出了基于空间插值的波束形成，可以在较少的阵元的情况下，形成较窄的主瓣宽度，提高空间滤波的能力，而且提高了主瓣束宽的一致性。

### 4.3.2 基于空间插值的波束形成

对于空间滤波来说我们所希望得到较窄的主瓣和较低的旁瓣：窄主瓣要求更多的天线阵元，也随之要求更多的射频单元、A/D 变换器等等，大大增加了系统的复杂度和成本；波束形成器通过加窗可以降低旁瓣，但是却带来了窄主瓣和低旁瓣的均衡问题。

为此，本文引入了一种基于空间插值的波束形成器(SIB)[88]，可以解决这个矛盾的问题。该方法的实质是：1) 在天线阵元较少的情况下，增大天线的距离，使原来的阵元间距由  $d$  变为  $Ed$ ， $E$  是扩展因子，这样天线合成孔径增大，因此可以形成较窄的主瓣；2) 由于强制性的增大了天线距离，破坏了  $d/\lambda \leq 0.5$  这个波束形成的限制条件，因此会产生空间相位谱的镜像；3) 通过设计合理的滤波器，滤除这些镜像分量，就得到最终的窄主瓣、低旁瓣的波束。

因此，基于空间插值的波束形成包括两级处理：第一级处理完成空间插值；第二级对第一级处理的输出进行旁瓣滤波。这和时域插值的处理过程是大同小异的。

这种方法带来了以下好处：1)在无需增加天线阵元的前提下，同时实现了窄主瓣和低旁

瓣的波束形成器；2)相应的减少了射频单元和 A/D 变换器等硬件模块，大大降低了系统的复杂度和成本；3)在数字域完成空间滤波，减少了天线阵元间的互耦问题。

但该方法也带来了计算量增加、存储空间增大的缺点，其实这也是以增加计算复杂度为代价来换取天线阵元的减少。

下面以均匀线阵为例给出算法的处理模型，最后给出线阵和方阵的仿真结果。

未进行空间插值之前，线阵的波束形成器可以表示为：

$$F_{pr}(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} w_{pr,m} e^{-jkmd \sin \theta} \quad (4.3.10)$$

式中， $k = 2\pi / \lambda$ ， $w_{pr,m}$  是对应于某个特定角度的复数加权因子，可以表示为：

$$w_{pr,m} = W_{pr,m} e^{jkmd \sin \theta_0} \quad (4.3.11)$$

其中， $W_{pr,m}$  是对应于第  $m$  个天线阵元加权因子的幅值， $\theta_0$  对应着某个特定角度。因此，式 (4.3.10) 可以写为：

$$F_{pr}(\theta) = \sum_{m=0}^{M-1} W_{pr,m} e^{-jkmd(\sin \theta - \sin \theta_0)} \quad (4.3.12)$$

为了便于下面的论述，我们定义： $\mu = kd(\sin \theta - \sin \theta_0)$ ， $z = e^{jk d(\sin \theta - \sin \theta_0)} = e^{j\mu}$ ，则，线阵的波束形成器可以表示为：

$$F_{pr}(\mu) = \sum_{m=0}^{M-1} W_{pr,m} z^{-m} \quad (4.3.13)$$

进行空间插值以后，线阵的波束形成器可以表示为：

$$|F_{SIB}(\mu)| = |F_{sh}(\mu)| |F_{ma}(\mu)| \quad (4.3.14)$$

其中， $F_{sh}(\mu)$  是第一级滤波器，它的表达式为：

$$F_{sh}(\mu) = \sum_{m=0}^{M-1} W_{pr,m} z^{-mE} \quad (4.3.15)$$

图 4.6 给出了  $F_{pr}(\mu)$ 、 $F_{sh}(\mu)$ 、 $F_{ma}(\mu)$  和  $F_{SIB}(\mu)$  的幅值响应，结合此图，给出 SIB 的设计流程：

A、对于某个特定的方向  $\theta_0$ ，设计 SIB 滤波器半功率带宽  $\mu_{d-3}$  和零点带带宽  $\mu_{d-0}$ ；

B、选择扩展因子  $E$ ，从图 4.6(b) 中可以看出，扩展因子必须满足：

$(2\pi / N) - \mu_{d-0} \geq \mu_{d-3}$ ，所以：

$$E_{\max} = \left\lceil \frac{\pi}{\mu_{d-0}} \right\rceil \quad (4.3.16)$$

- C、设计第一级滤波器  $F_{sh}(\mu)$ :  $\mu_{sh-3} = \mu_{d-3}$ ,  $\mu_{sh-0} = \mu_{d-0}$ , 因为空间插值(加权插零)的原因, 导致其幅值响应呈现周期性;
- D、设计第二级滤波器  $F_{ma}(\mu)$ :  $\mu_{ma-3} = \mu_{d-3}$ ,  $\mu_{ma-0} < 2\pi/E - \mu_{d-0}$ , 经过次级滤波后得到最后的较窄的波束主瓣和较低的旁瓣。

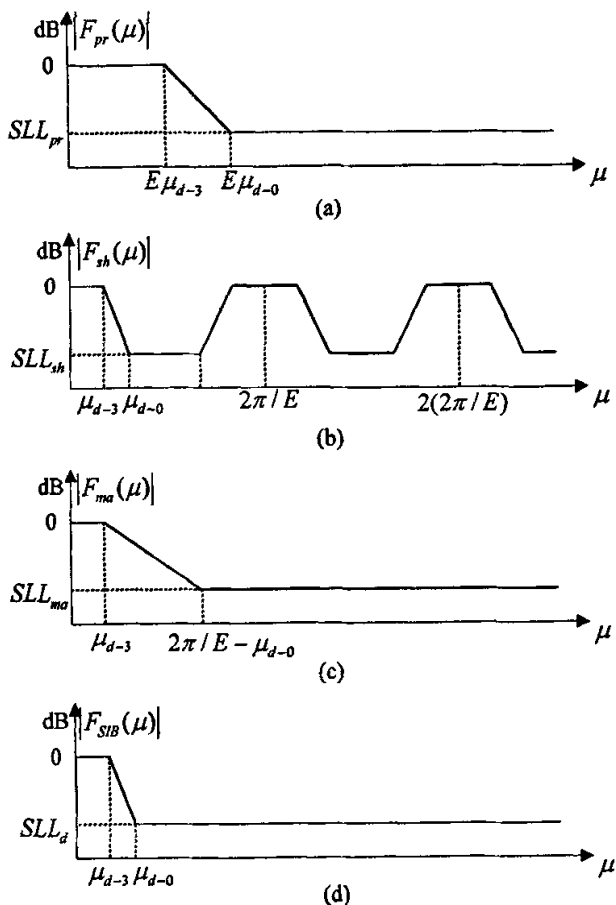


图4.6 空间插值各级滤波器的响应

下面以 5 元均匀线阵和  $9 \times 9$  方阵为例给出仿真结果。图 4.7 展示了 5 元均匀线阵空间插值波束形成器的形成过程: 图 4.7(a)是未经过插值( $F_{pr}(\mu)$ )得到的波束形成器, 图 4.7(b)是第一级滤波器( $F_{sh}(\mu)$ )的相位响应, 图 4.7(c)是第二级滤波器( $F_{ma}(\mu)$ )的相位响应, 图 4.7(d)是空间插值后( $F_{SIB}(\mu)$ )所形成的波束形成器。相应的, 图 4.8 展示了  $9 \times 9$  方阵空间插值波束形成器的形成过程。

可以看出: 经过空间插值处理后, 所形成的波束形成器同时得到了较低的旁瓣和较窄的主瓣, 大大提高了性能。



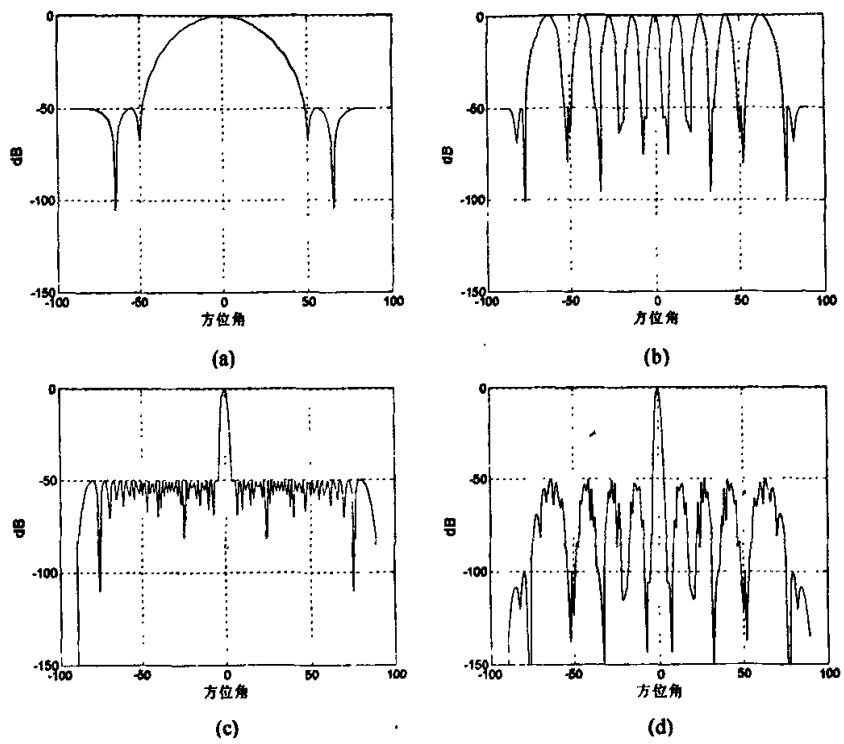


图 4.7 ULA 空间插值滤波器形成过程

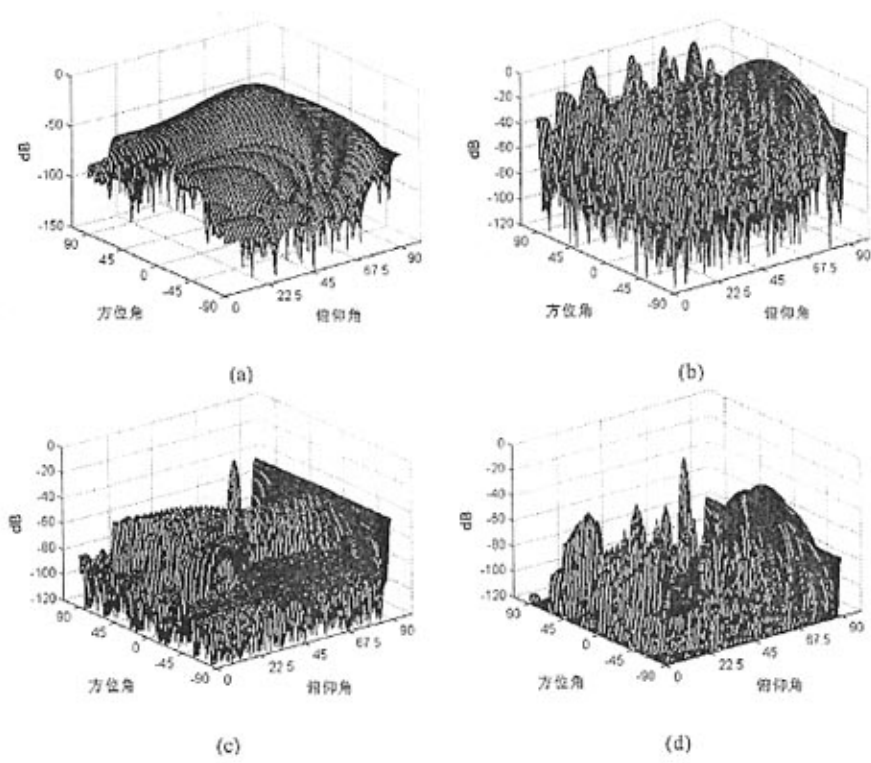


图 4.8 方阵空间插值滤波器形成过程

4.3.3 基于空间插值的频域宽带波束形成

基于 4.4.2 和 4.4.3 小节的论述，本小节把空间插值引入到基于频域处理的宽带波束形成器中，图 4.9 是其处理模型框图。由于空间插值的引入，为基于频域处理的宽带波束形成器带来了以下优点：1)阵元数目可以大大减少；2)波束的主瓣束宽更加一致；3)总体性能更优。

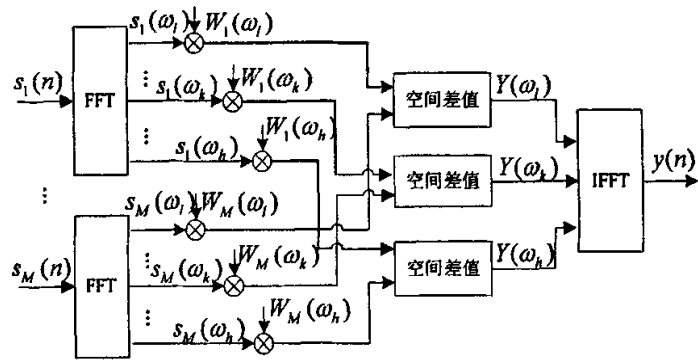


图 4.9 基于空间差值的频域宽带波束形成器

下面以  $5 \times 5$  方阵为例给出空间插值为基于频域处理的宽带波束形成器带来的好处，仿真结果如图 4.10 所示，并和图 4.6( $16 \times 16$  方阵)进行对比。可以看出：虽然图 4.10 阵元数目降低了，但是却得到了较窄的主瓣，且主瓣束宽更加一致，这和理论分析是一致的。

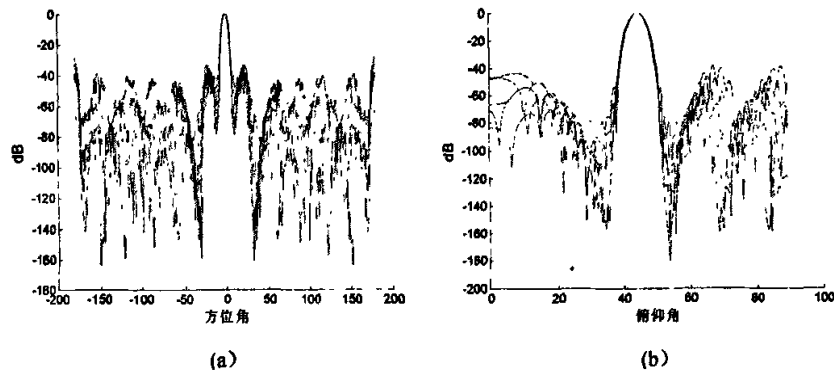


图 4.10 基于空间插值的频域宽带波束形成

4.3.4 基于二阶锥规划的宽带波束形成

本节简单给出[63]提出的基于二阶锥规划的宽带波束形成方法的基本原理：该方法首先在某一个频点上设计一个参考波束，然后设计其它各频率的波束，通过一定的优化规则使其它

各频率上形成的波束主瓣逼近于参考波束的波束主瓣。总体来说,该方法将波束图设计和任意频率响应 FIR 滤波器设计问题表述为凸优化的形式,然后将它们转化为二阶锥规划的形式,利用已有的内点方法 SeDuMi[65]来求取最优数值解,最后实现时域恒定束宽波束形成。

该方法首先定义基阵的波束响应为:

$$p(\theta, f_k) = \bar{d}^H(\theta, f_k) \bar{w}(f_k) \quad (4.3.17)$$

其中  $\bar{d}^H(\theta, f_k)$  是信号方向为  $\theta$ 、频率为  $f_k$  的方向响应矢量,  $\bar{w}(f_k)$  为加权因子。

式(4.3.17)所形成的主瓣和旁瓣波束区域分别定义为  $\Theta_{ML}$  和  $\Theta_{SL}$ , 并把它们离散化:  $\theta_{ml} \in \Theta_{ML}, ml = 1, \dots, ML$ ,  $\theta_{sl} \in \Theta_{SL}, sl = 1, \dots, SL$ 。于是最佳恒定束宽波束形成可以描述为主瓣内设计波束响应幅度与期望波束幅度误差最小, 即:

$$\min_w \left( \sum_{ml=1}^{ML} \lambda_{ml} \|p_d(\theta_{ml}) - p(\theta_{ml})\|^2 \right) \quad \theta_{ml} \in \Theta_{ML}, ml = 1, \dots, ML \quad (4.3.18)$$

其中  $p_d(\theta_{ml})$  和  $p(\theta_{ml})$  分别是角度  $\theta_{ml}$  的期望波束响应和设计波束响应(省略了频率变量),  $\lambda_{ml}$  为主瓣内不同方位误差的加权系数。

对式(4.3.18)求最优解是非凸优化, 很难求得全局最优解, 可以通过变换将其转化为求次优解的凸优化问题, 可以用下面的约束条件:

在保证主瓣设计波束与期望波束加权误差小于某期望值的条件下, 使设计波束旁瓣最低, 即:

$$\begin{aligned} \min_w \max_{sl=1, \dots, SL} |p(\theta_{sl})| \quad \text{subject to} \quad & \sum_{ml=1}^{ML} \lambda_{ml} |p_d(\theta_{ml}) - p(\theta_{ml})|^2 \leq \varepsilon \\ & \theta_{ml} \in \Theta_{ML}, ml = 1, \dots, ML \end{aligned} \quad (4.3.19)$$

其中  $\varepsilon$  确定了设计波束主瓣与期望波束主瓣的误差平方的上限。

然后该方法把式(4.3.19)的求解转化为二阶锥规划的问题, 利用 SeDuMi 算法得出式(4.3.19)的解, 并从中提取出波束加权向量。从而完成恒定束宽形成。

## 4.4 跳频信号的盲检测和参数盲估计

本章提出的模型首先进行空间滤波, 因为存在于某个方向(方位, 俯仰)的信号是很少的, 通常情况下仅仅存在一个信号。所以本节提出了两种跳频信号的检测和参数估计的方法: 针对某个方向存在多个(含一个)信号(在线阵情况下, 存在多个信号的可能性较大), 提出了一种类似于第 3 章的处理方法来完成跳频检测、分离和参数估计; 针对某个方向仅仅存在一个信号(在方阵和圆阵情况下, 存在单个信号的可能性较大), 提出了一种单个 FH 信号检测和参数估计的方法, 该方法处理和实现都较为简单。

### 4.4.1 多个跳频信号的盲检测和参数盲估计

经过上面的空间滤波后, 我们得到了某一个特定方向的混合信号, 假设混合信号包含几个不同驻留时间的恒跳速 FH 信号(或者仅仅一个可变跳速 FH 信号)和其他非跳频信号, 则此混合信号可以表示为:

$$h(t) = \sum_{k=1}^K s_k(t) + \sum J_i(t) + \xi(t) + n(t) \quad (4.4.1)$$

$$h(t - \tau_j) = \sum_{k=1}^K s_k(t - \tau_j) + \sum J_i(t - \tau_j) + \xi(t - \tau_j) + n(t - \tau_j) \quad (4.4.2)$$

上式中,  $J_i(t)$  指的是非跳频信号, 此时全部被当作干扰信号,  $\xi(t)$  是其它方向上的信号残留,  $n(t)$  为高斯白噪声,  $s_k(t)$  是第  $k$  个跳频信号, 它的表达式为:

$$s_k(t) = \sum_n \text{rect}_{k,n}(t - nT_{k,n} - \theta_{k,n}) \cdot [a_{k,n}(t) \cos(2\pi f_{k,n}(t - nT_{k,n} - \theta_{k,n}))] \quad (4.4.3)$$

上式各项的含义和式(3.3.32)相同, 这里需要说明的是本算法要求有两个要求: 1)  $a_n(t)$  在短时间内具有一定的相关性, 因为噪声在极短的时间内就失去了相关性,  $a_n(t)$  只要在超过噪声相关时间的条件下仍具有相关性就可以了, 在通常情况下都是满足这个条件的; 2) 存在多个 FH 信号时, 各个 FH 信号具有不同的驻留时间, 且驻留时间是不变的, 这样才能通过这一参数完成跳频信号的分离。

该模型的处理流程大致为: 对  $h(t)$  和  $h(t - \tau_j)$  进行加窗 FFT 运算, 并把得到的复频谱送到谱缓存池中; 快速互相关计算; 建立互功率谱密度矩阵(CSDM); 将 hop 从 CSDM 中分割出来, 并计算这些 hop 的各种特征参数, 如起始时刻、驻留时间、起始频点、带宽; 通过 hop 整理, 根据驻留时间的不同来完成跳频信号的分离, 进而得到 FH 信号的个数及其各自的参数集, 包括跳周期、跳时、DOA、频率集和跳频带宽。

由于接下来的各个处理环节和第 3 章的论述相同, 只是在进行 FH 信号分离时, 第 3 章利用的是方位信息的不同, 而本章利用的是驻留时间的不同, 但整个处理思想和流程大同小异, 所以这里不再赘述, 仅仅在 4.5 节中给出仿真结果。下面着重讨论一下经过空间滤波后, 混合信号仅仅包含一个跳频信号和噪声的情况。

### 4.4.2 单个跳频信号的盲检测和参数盲估计

针对单个跳频信号的检测和参数估计业已存在不少方法[10-27], 第 2 章分析了这些方法的处理思想和优缺点, 总体来说, 这些算法要么没有考虑到真实信号的特点, 要么需要知道相应的某些参数或者需要构造一些数学模型, 在实际应用中受到很大的限制甚至无法应用。

为此,本文提出了一种新的算法,该方法可以给出跳频信号的跳时、跳速、驻留时间和频率集等参数,且整个处理过程既不要求事先知道跳频信号的某些参数,也不需要构造基函数、核函数和特殊数学模型。该算法的处理模型如图 4.11 所示。

经过 4.4 节对混合信号进行空间滤波后,如果只剩下一个跳频信号,其参数估计就相应的简单一些,下面给出其处理过程。此时式(4.4.1)和式(4.4.2)可以改写为:

$$h(t) = s(t) + n(t) \quad (4.4.4)$$

$$h(t - \tau_j) = s(t - \tau_j) + n(t - \tau_j) \quad (4.4.5)$$

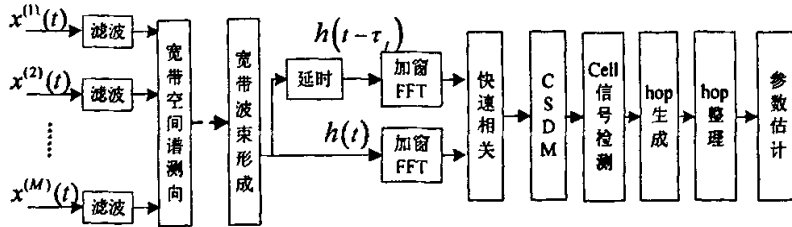


图4.11 单个FH信号盲检测和参数盲估计的接收处理模型

单个跳频信号参数估计的流程如下: 1)把  $h(t)$  和  $h(t - \tau_j)$  数据以一定步进截取  $D$  段长度为  $CL$  ( $CL \ll DL_{MIN}$ ) 的数据, 利用快速相关计算  $h(L)$  和  $h(L - \tau_j)$  的互相关函数  $R_L(\tau_j)$ , 其中  $h(L)$  和  $h(L - \tau_j)$  分别是  $h(t)$  和  $h(t - \tau_j)$  的第  $L$  段数据,  $L=1, \dots, D$ ; 2)计算  $R_L(\tau_j)$  的功率谱密度,  $P_L(\omega)$ ; 3)CSDM 生成; 4)hop 生成和整理; 5)参数估计。

上述步骤1~3和第3章的论述类似, 这里不再赘述, 下面主要给出后续步骤的处理过程。

#### 4.4.2.1 hop 生成和整理

得到功率谱密度矩阵以后, 可以利用此矩阵生成跳频信号的时频hop图。对于每一跳(hop)来说, 在对应的频点上会持续一段时间 ( $T_{L,si}, T_{L,end}$ ),  $T_{L,si}$  和  $T_{L,end}$  分别是每个hop的起始时间和终止时间。

hop的生成和整理过程如下:

1. 计算  $P_L(\omega), P_{L-1}(\omega), \dots, P_{L-d}(\omega), P_{L-d-1}(\omega)$ , 并且搜索该功率谱密度的谱峰,  $P_L(\omega_{L,max}), P_{L-1}(\omega_{L-1,max}), \dots, P_{L-d}(\omega_{L-d,max}), P_{L-d-1}(\omega_{L-d-1,max})$ ;
2. 如果  $\omega_{L-1,max} = \omega_{L-2,max} = \dots = \omega_{L-d,max}$ , 并且  $\omega_{L-1,max} \neq \omega_{L,max}, \omega_{L-d,max} \neq \omega_{L-d-1,max}$ , 则计算  $P_{L-1}(\omega_{L-1,max}) - P_L(\omega_{L-1,max})$ ,  $P_{L-d}(\omega_{L-d,max}) - P_{L-d-1}(\omega_{L-d,max})$ 。如果  $P_{L-d}(\omega_{L-d,max}) - P_{L-d-1}(\omega_{L-d,max}) > \delta dB$ , 那么第  $(L-d)^{th}$  段数据所对应的时刻  $T_{L-D}$  即是hop的起始时刻  $T_{L,si}$ ; 如果  $P_{L-1}(\omega_{L-1,max}) - P_L(\omega_{L-1,max}) > \delta dB$ , 那么第  $(L-1)^{th}$  段数据所对应的时刻  $T_{L-1}$  则是hop的终止时刻  $T_{L,end}$ 。

### 3. 去除过短和过长的hop，就得到最终的时频hop图。

在上面的步骤2中存在一个门限策略的问题，即 $\delta$ 的选取问题。本文对于 $\delta$ 的选取采用两种策略：

#### 策略A

$$\delta = \text{互相关处理带来的增益}$$

此策略的依据：FH信号到达侦察接收机时存在这一定的信噪比，互相关处理又带来一定的增益，就以此增益为一个门限，这和第3章的门限策略类似。

#### 策略B

$$\delta = 5\text{dB}$$

此策略的依据：这是因为从实际接收的跳频信号的功率是变化的，但也不会变化太大，而且由于信噪比的改善，干扰和噪声能保证比信号小5dB。

### 4.4.2.2 跳频信号参数估计

从上面得到的最终的时频hop图上可以得到信号每一跳的频率、驻留时间和跳时，此时频率是较精确的，但驻留时间和跳时不是很精确，这是因为每个hop的精确起始及终止时刻和 $T_{L,st}$ 及 $T_{L,end}$ 并不完全相等，跳变的准确时刻就在 $T_{L,st}$ 及 $T_{L,end}$ 所对应的数据段中。为了取得更精确的驻留时间和跳时的估计，需要对 $T_{L,st}$ 及 $T_{L,end}$ 所对应的数据进行细化处理。

处理的过程可描述如下：

- 1) 计算 $R_{st+J\Delta\tau, st+(J+1)\Delta\tau}(\tau)$ ，它是对应于时间段 $(T_{st+J\Delta\tau}, T_{st+J\Delta\tau} + T_{CL})$ 的互相关函数。这里， $\Delta\tau$ 是非常小的步进， $J = 0, 1, \dots$ ； $st$ 对应着上面所述的 $(L-d)$ ； $T_{CL}$ 对应于数据长度等于相关数据长度的时间；
- 2) 计算 $P_{st+J\Delta\tau}(\omega)$ ，并搜索其谱峰 $P_{st+J\Delta\tau}(\omega_{\max})$ ；
- 3) 计算 $\left| P_{st+(J+1)\Delta\tau}(\omega_{\max}) - P_{st+J\Delta\tau}(\omega_{\max}) \right|$ ，如果 $\left| P_{st+(J+1)\Delta\tau}(\omega_{\max}) - P_{st+J\Delta\tau}(\omega_{\max}) \right| < \xi$ ，则时刻 $st + J\Delta\tau$ 则为当前hop的起始时刻；
- 4) hop的精确中止时刻处理方法相同，它是对 $T_{L,end}$ 所对应的数据进行细化处理，只不过搜索方向相反；
- 5) 计算当前hop的驻留时间，它等于hop的终止时刻与起始时刻的差值；
- 6) 当起始、终止跳变时刻以及驻留时间确定后，进一步跳速也就知道了。

上述处理过程中， $\Delta\tau$ 和 $\xi$ 越小，精度则越高，但同步速度就越慢，反之亦然。

经过下面的处理，跳频信号参数可以用下面的公式计算出来：

第 $n$ 跳的起始时刻等于：

$$hop_{st,n} = T_{CL} \cdot (L-d)_n + \Delta\tau \cdot J_{st,n} \quad (4.4.6)$$

式中,  $(L-d)_n$ 、 $J_{st,n}$  分别表示hop起始时刻的数据段和精确向后步进数。

第 $n$ 跳的终止时刻为:

$$hop_{end,n} = T_{CL} \cdot (L-1)_n - \Delta\tau \cdot J_{end,n} \quad (4.4.7)$$

式中,  $(L-1)_n$ 、 $J_{end,n}$  分别表示hop终止时刻的数据段和精确向前步进数。

第 $n$ 跳的驻留时间为:

$$hop_{dw,n} = hop_{end,n} - hop_{st,n} \quad (4.4.8)$$

第 $n$ 跳的频率为:

$$hop_{fq} = \Delta f \cdot F_n + f_c \quad (4.4.9)$$

上式中  $\Delta f$  为 FFT 所对应的分辨率,  $f_c$  是图 4.1 中滤波器的中心频率,  $F_n$  是频率在 CSDM 中的列向量标号。

FH 信号的跳频带宽可以用式(4.4.10)求得:

$$B_{FH} = f_{FH,max} - f_{FH,min} \quad (4.4.10)$$

上式中,  $f_{FH,max}$  和  $f_{FH,min}$  分别对应着频率集中的最大频率和最小频率。

至此, 基于宽带处理的 FH 信号盲检测和参数盲估计模型完成了 FH 信号的检测、分离和参数估计, 得到了每个 FH 信号的如下参数: 驻留时间、跳变时刻、频率集、DOA、跳速以及跳频带宽。

下面通过具体的仿真和实验来验证本章提出的算法的有效性和实用性。

4.5 仿真和实验

由于在后面的第 5 章设计的硬件平台中天线阵列采用的是圆阵方案，所以对于本文提出的基于频域处理的波束形成采用仿真数据进行实验验证(4.5.1 节)，对于圆阵方案，采用外场采集数据进行相关实验验证(4.5.2 节)。

4.5.1 多个跳频信号盲检测和参数盲估计实验

为了验证本章提出的多个跳频信号盲检测和参数盲估计算法的有效性，对算法进行了仿真试验。

仿真环境：1)阵列流形：5×5 方阵；2)中心频率：10MHz；3)带宽：5MHz；4)相对带宽：50%；5)信号编号及其参数如表 4-1 所示。

表 4-1 仿真环境信号参数表

编号	类型 (信号)	方向 (方位, 俯仰)	中心频率 (MHz)	信噪比 (dB)	跳速 (跳/秒)
1	跳频	(0, 60)	10	6	100
2	跳频	(0, 60)	10.5	6	60
3	连续波	(0, 60)	8	10	-
4	跳频	(90, 45)	8.5	8	50
5	跳频	(90, 45)	9.5	8	80
6	跳频	(90, 45)	10	8	120
7	连续波	(90, 45)	11.5	10	-
8	连续波	(45, 70)	7.8	10	-
9	连续波	(45, 30)	8.8	10	-
10	连续波	(120, 30)	9.3	12	-
11	连续波	(150, 35)	10	5	-
12	连续波	(135, 50)	10.3	8	-
13	连续波	(100, 20)	11.3	12	-

图 4.12 是仿真信号环境下所有信号的时频图，信号来自于若干个方向，其中表 4-1 中标号为 1、2 的跳频信号和标号为 3 的连续波信号来自同一个方向(方向 1)，标号为 4、5、6 的跳频信号和标号为 7 的连续波信号来自同一个方向(方向 2)。下面使用本章所提出的方法进行相关处理。



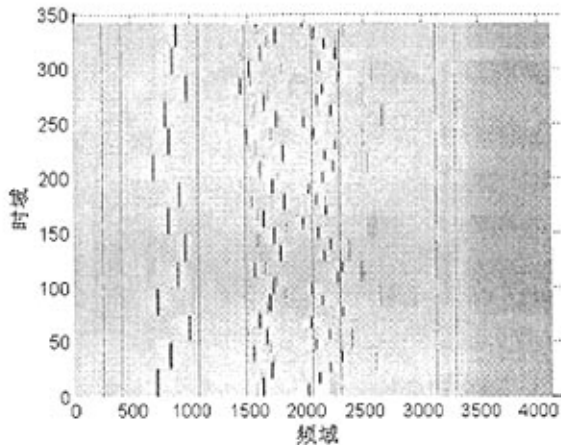


图 4.12 所有信号的时频图

首先对方向 1 进行空间滤波, 形成的宽带波束形成器如图 4.13 所示: 图 4.13(a)是所形成的波束形状, 图 4.13(b)、(c)分别是它的侧视图。空间滤波以后得到标号为 1、2 的跳频信号和标号为 3 的连续波信号的混合, 然后对其进行跳频信号检测和参数估计, 图 4.14 是处理结果: 图 4.14(a)CSDM 对折并进行门限检测后所形成的时频图, 从图上可以看出, 其他方向上的信号和标号为 3 的连续波信号被有效的消除了, 只剩下一些残留量; 图 4.14(b)通过 hop 生成和整理, 去除过短 hop 后的 hop 时频图, 这种处理去除了非期望信号的残留量; 图 4.14(c)、(d)分别是根据不同的驻留时间(跳速)这一参数进行跳频信号分离的结果, 他们分别对应着跳频信号 1、2。

相应的, 对于方向 2 相同的处理, 处理结果如图 4.15 和图 4.16 所示。需要说明的是: 由于跳频信号 5 的第二跳发生了频率碰撞, 所以形成了一个较短的 hop 在根据驻留时间分离时被当作伪 hop 滤除了, 这和理论分析也是一致的。图 4.16(a)通过 hop 生成和整理, 去除过短 hop 后的 hop 时频图, 图 4.16(b)、(c)、(d)分别对应着跳频信号 4、5、6 的分离结果。

通过仿真说明了本模型的有效性:

1. 虽然天线阵元数目选取了较少的  $5 \times 5$  方阵, 但通过空间插值的处理仍然能够得到较为理想的波束, 空间滤波效果良好;
2. 互相关、CSDM 对折等处理能够有效的生成 FH 信号的 hop 时频图, 产生的伪 hop 极少;
3. 跳频信号能够有效被分离;
4. 跳频信号参数集能够有效的被估计出来(在时频图上可以很容易的计算出跳速、跳变时刻、频率等)。

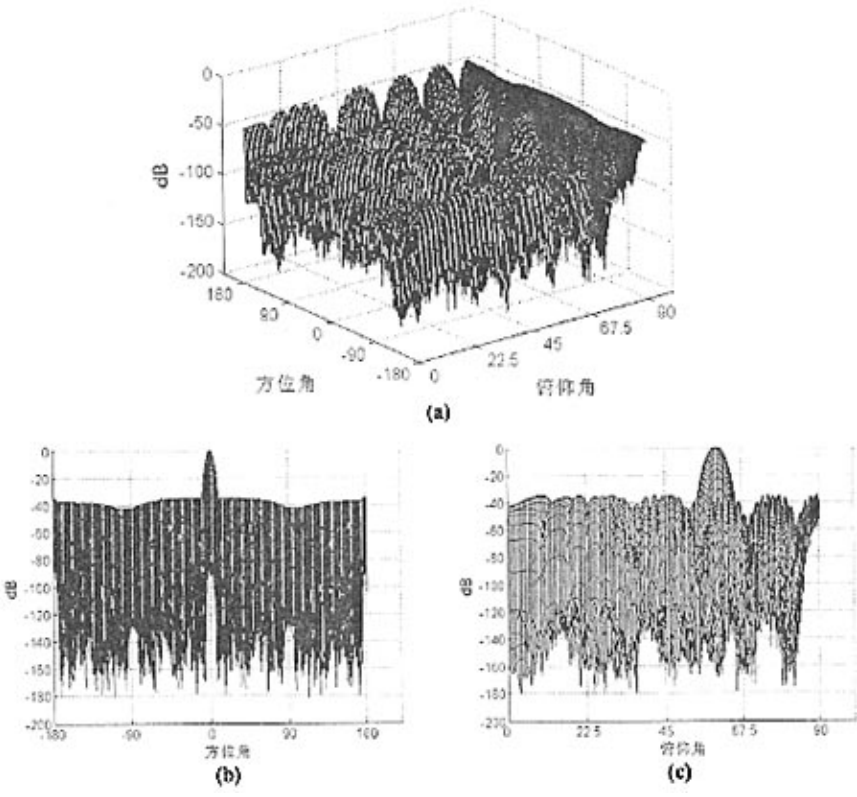


图 4.13 方向 1 的宽带波束形成器

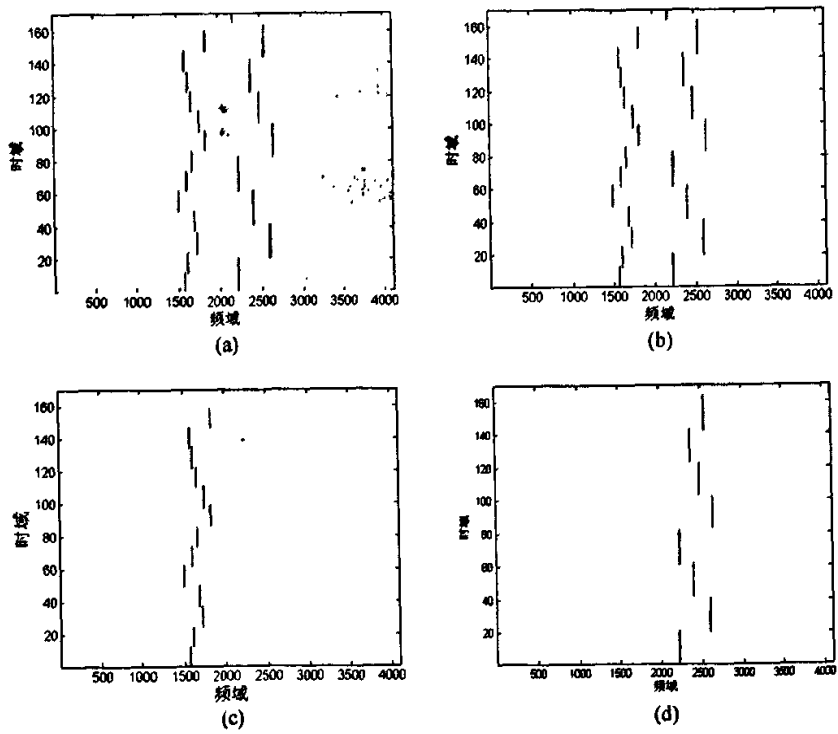


图 4.14 方向 1 跳频信号的检测和分离

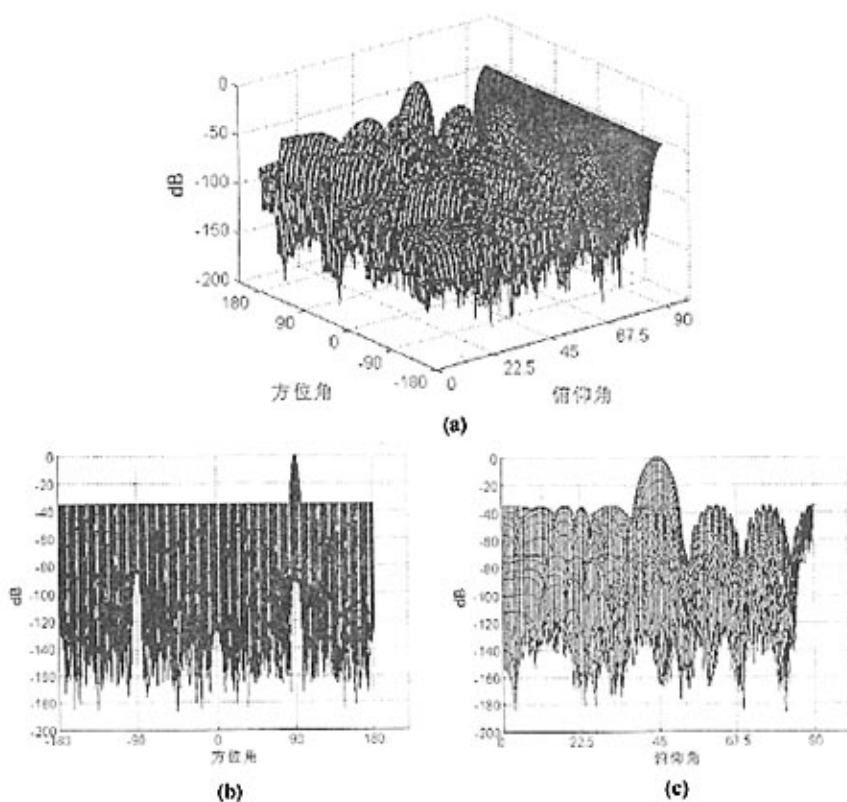


图 4.15 方向 2 的宽带波束形成器

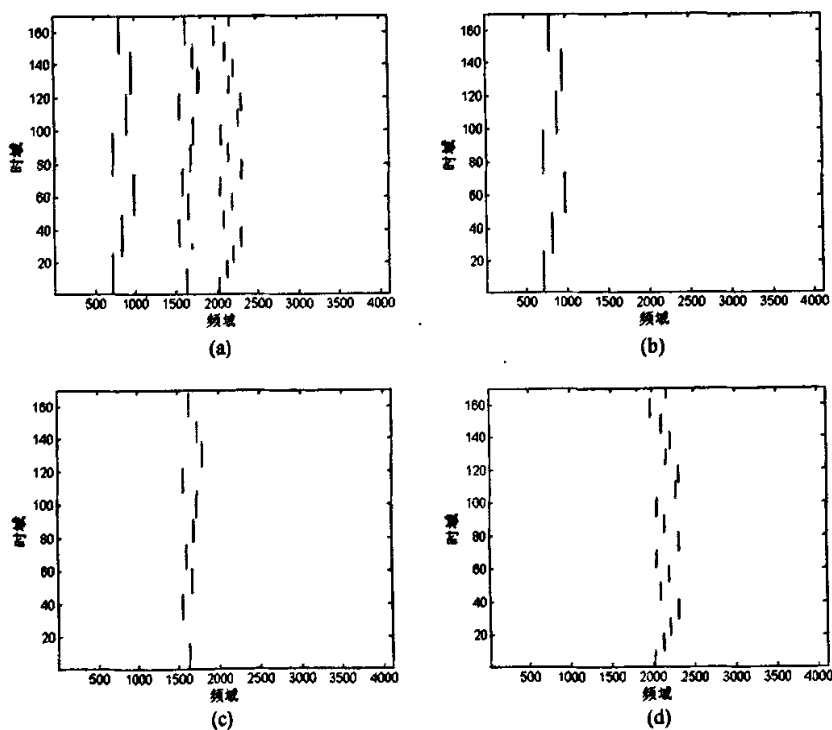


图 4.16 方向 2 跳频信号的检测和分离

### 4.5.2 单个跳频信号盲检测和参数盲估计实验

为了验证提出的单个跳频信号参数估计算法的可行性和实用性,采集了真实数据加以验证,采样频率  $F_s = 2.963\text{MHz}$ , FFT 长度  $FL = 4096$ , 相关长度  $CL = 4096$ ,  $\Delta\tau$  时间内对应的数据长度等于 50。图 4.17 是原始多个混合信号(实验环境同 3.5.1 节)的功率谱密度图,它包括很多电台信号和两个跳频信号(FH1 和 FH2),其中 FH1 是恒跳速的, FH2 是变跳速的。图 4.19 是经过图 4.18 所示的空间滤波后只剩下变跳速跳频信号 FH2 的功率谱密度。

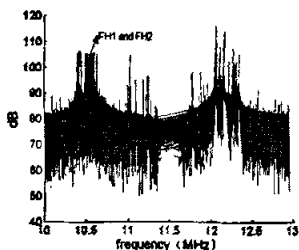


图 4.17 原始混合信号的功率谱

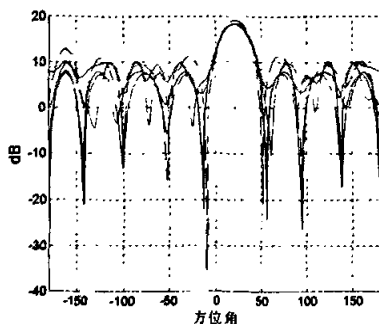


图 4.18 基于二阶锥的波束形成

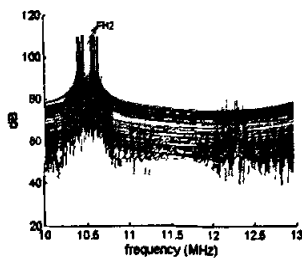


图 4.19 单一跳频信号的功率谱

图 4.20 说明了采用互相关处理后信噪比提高的情况。图 4.20(a)是原始时域数据的功率谱密度,此时跳频信号高于最大干扰 11dB,图 4.20(b)是相关处理后的功率谱密度,可以看出信噪比已经改善了十几个 dB,并且信噪比随着相关长度的增大会得到进一步改善,图 4.20(c)只用了图 4.20(b)中一半的相关结果数据得到的功率谱密度,可以看出杂波干扰信号被有效的抑制了。

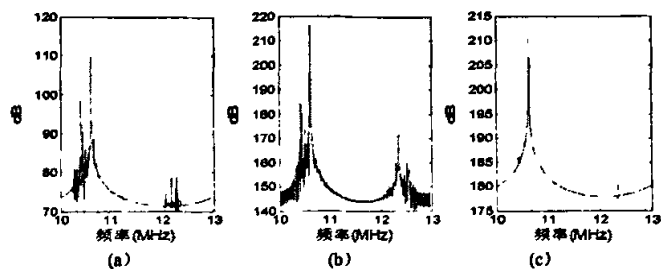


图 4.20 相关处理和非相关处理的信噪比较图

图 4.21 是最后生成的 hop 图，其中，横坐标是时间，它的单位刻度是  $CL / Fs \approx 1.4ms$ ，纵坐标表示频率，它的单位是  $F_s / FL = 723.3887Hz$ ，因为处理过程中先进行了 10MHz 的下变频，所以最后的频率还要加上 10MHz。

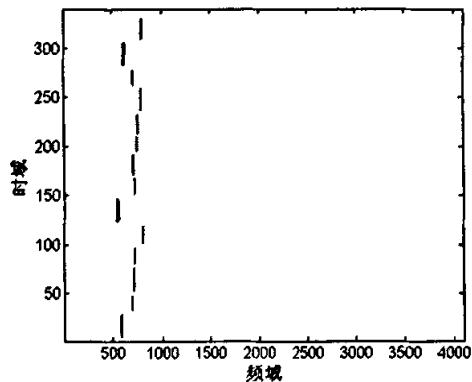


图 4.21 跳频信号的 hop 图

表 4-2 是跳频信号的参数估计结果，当  $\Delta \tau = 17us$ ，则利用公式(4.4.6)~(4.4.9)可以计算出跳频信号的参数。

例如对于序号为 2 的 hop，其起始时刻  $hop_{s,2}$ 、终止时刻  $hop_{end,2}$ 、驻留时间  $hop_{dw,2}$  和频率  $hop_{f,2}$  分别是：45.5ms、68.5ms、23ms 和 10.5035MHz。

这和发射电台的参数是一致的，由此可以看出本文提出的算法切实有效。

表 4-2 跳频信号参数表

序号	1	2	3	4	5	6	...
参数							
起始数据段 $(L-d)_n$	5	32	54	81	102	123	...
后向步进数 $(J_{st,n})$	0	14	2	23	4	2	...
终止数据段 $(L-1)_n$	28	49	77	98	119	146	...
前向步进数 $(J_{end,n})$	10	2	5	4	20	18	...
频率 $(F_n)$	590	696	713	720	805	550	...

## 4.6 本章小结

本章提出了宽带测向→宽带波束形成→跳频信号检测和参数估计的宽带处理实现方法,充分利用了阵列信号处理中空间滤波的优点,从空域实现多个信号的分离,然后采用第 3 章类似的方法完成跳频信号的检测和参数估计。

本章提出的宽带波束形成的方法能提供较好的空间滤波效果:在降低阵元的情况下,仍能同时提供低旁瓣和窄主瓣的波束。因此,对其余方向上的信号实现了较为理想的滤波效果,为后续处理打下了良好的基础。

针对某个方向上存在多个不同驻留时间的恒跳速 FH 信号,本章提出了互相关处理→CSDM 生成→CSDM 对折→CSDM 处理→hop 生成和整理→驻留时间分离→FH 信号分离和参数估计的技术路线,有效的完成了 FH 信号的检测和参数估计,并且相关处理消弱了噪声和其余方向信号残留量的影响,提高了信噪比,改善了性能。

针对某个方向上仅存一个恒跳速或者变跳速的跳频信号,本章在实际应用背景下提出了一种跳频信号的参数估计方法,能够准确估计出恒跳速或变跳速跳频信号的跳时、驻留时间和频率集,并采集外场数据验证了算法的有效性。

## 第 5 章 基于阵列信号处理的短波侦察系统的设计及实现

为了验证第 3 章和第 4 章提出的处理方法和算法的有效性,本章设计并实现了一个集宽带搜索、宽带测向、窄带测向、窄带分析于一体的实用化短波侦察系统[95]。下面就简单描述系统的软、硬件组成以及各种工作方式的实现步骤。

该系统具有以下特点:

1. 高效性。本系统包含多级 DSP 处理器,各种算法可以灵活地分配到各个处理器进行分布式处理。
2. 灵活性。系统中各个信号通道和模块可以灵活地进行控制,它们既可以工作在不同的模式下也可以工作在相同模式下。
3. 可重配置性。系统采用了基于射频低通采样的软件无线电结构,利用软件可对系统进行重新配置以实现不同的功能。
4. 算法的先进性。利用先进的阵列信号处理技术,大大提高了系统的整体性能:1)采用宽带干涉仪测向技术,能对 2MHz 带宽内的单个或多个短波信号进行快速测向;2)采用超分辨率的测向算法,对多个相干信号进行精确测向,解决了短波测向中多径现象对测向准确度的影响问题;3)利用自适应波束形成和零点对准技术,使阵列天线的主波束对准信号方向,并能在干扰信号方向上自适应地形成零陷,从而大大提高了接收信噪比;4)利用分布式结构和并行算法,可以对多个窄带信号进行分析和解调;5)综合运用信号的时域、频域和空间域的信息,实现了对多个跳频网台的分选。

### 5.1 系统主要技术指标

设计的侦察系统主要集成了以下战术功能:搜索功能,具有模拟调制、数字调制信号,以及猝发信号的截获能力;跳频搜索、网台分选功能;分析功能,可以分析信号的频率、调制样式、带宽、电平等参数;解调、监听功能,可以解调、监听 CW、AM、USB、LSB、FM 等信号;测向功能,具有对宽带的多信号同时测向、窄带的精确测向能力;具有对跳频信号的测向能力;波束形成和自适应零陷功能;等。

下面是系统的主要技术指标:

- 1)频率范围: 1.5MHz~30MHz;
- 2)测向灵敏度: 1  $\mu$ V/m;
- 3)测向精度: 1.5° (R.M.S);
- 4)测频精度:  $\leq \pm 5$ Hz;
- 5)跳频网台分选能力: 2 个 50 跳/秒的非正交网台,分选概率大于 80%;

6)搜索瞬时处理带宽: 2MHz;

注: 在 1.3 的论述中可以知道, 短波跳频信号的跳频带宽较窄, 一般低于 500kHz, 因此, 该瞬时处理带宽可同时满足第 3 章和第 4 章提出的接收处理模型。

## 5.2 系统组成和配置

本侦察系统由阵列天线、多信道接收机、终端处理机三个部分构成, 组成框图如下。

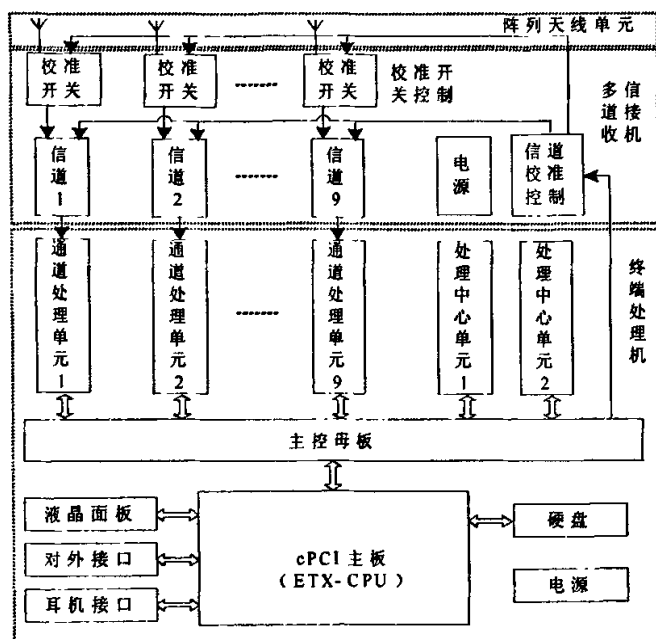


图 5.1 阵列信号侦察系统框图

阵列天线由九阵元均匀圆阵构成, 用于短波信号的接收。多信道接收机由九信道射频接收单元和信道校准控制单元组成, 完成短波信号的预选、放大以及对信道的控制、校准等功能。终端处理机是整个系统的核心, 由九路通道处理单元、两路处理中心单元、主控母板和工控计算机共同组成。其中, 主控母板和工控机是控制指挥中心和数据交换枢纽, 实现命令下发、工作模式选择、系统配置、数据流分发、结果显示等功能; 通道处理单元主要完成数据采集、正交下变频、数字滤波和数据预处理等任务; 处理中心单元内含各种算法库, 根据不同的工作模式调用相应的算法实现测向、自适应波束形成和零陷、宽带搜索、窄带分析和跳频搜索等功能。

### 5.2.1 天线阵方案

宽带阵列侦察系统的天线阵列结构与测向精度、测向分辨率和测向模糊等性能有很大关系。系统在进行干涉仪测向时, 为了提高测向精度, 并能在有多径信号的环境下进行测向,



一般要求基线较长的天线阵列,但是当基线超过入射信号的半个波长时,将出现相位差的测量模糊,因此本系统利用长短基线相结合的方法,可以巧妙地把短基线的唯一性和长基线的测量精确性结合起来,在保证无模糊测向的基础上达到较高的测量精度。

本系统的天线阵由九单元有源天线组成,能接收 2MHz~30Mhz 的短波信号(包括地波和天波),布阵方案采用均匀圆形阵列,圆心处可放置一个参考天线,作为外部校准源使用,方案框图如图 5.2。

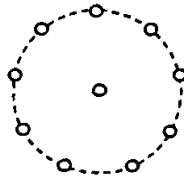


图 5.2 天线阵方案

对此九元均匀圆阵,从提高测向精度考虑,此圆阵的半径应尽可能的大,但是当基线过长时,将会出现测向模糊的问题,因此天线阵的尺寸设计应遵循以下准则:1)天线圆阵的半径一定时,测向模糊将出现在高频端,因此圆天线阵的半径应以系统的最高工作频率所对应的波长为标准进行设计;2)天线阵的半径设计应保证在 $\theta = -180^\circ \sim 180^\circ$ 范围内,波程差至少有一个不大于 $\lambda_{\min}/2$ 。由此算出天线阵的半径应满足 $R \leq 42.1$ 米,本系统的圆阵半径 $R=25$ 米。

### 5.2.2 多信道接收机方案

多信道接收机包括 9 个信道接收单元和一个信道校准控制单元,其中单一信道单元和信道校准控制单元原理框图分别如图 5.3、图 5.4 所示:

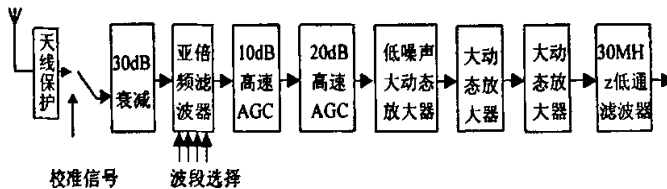


图 5.3 信道接收单元原理框图

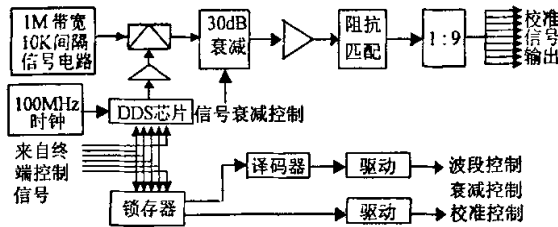


图 5.4 信道校准控制单元原理框图

在信道接收单元中,输入信号首先进入衰减网络,衰减网络可提供大信号的衰减,保证后面的放大电路的线性放大;亚倍频滤波把接收信号分成 9 个波段,使得进入后面放大电路的信号带宽减少,减少非线性失真;AGC 电路可提供 30dB 的线性控制范围;后面几级放大把接收信号放大到终端能够处理的幅度。在信道校准控制单元中,接收来自终端处理机的各种控制信号,完成对信道单元的控制(校准控制、波段选择、衰减控制等等),同时产生校准信号源并对之进行衰减控制。

### 5.2.3 终端处理机方案

终端处理机既是系统的智能管理控制中心,也是高速计算处理中心,既是各种命令和工作模式的发起者,也是各种功能和算法的最终实现者。由工控机、九路通道处理单元、两路处理中心单元和主控母板 4 个部分组成。工控机主板、通道处理单元和处理中心单元以插卡形式插入主控母板。它们的硬件框图分别如图 5.5、图 5.6 和图 5.7 所示。终端处理机是一个多级处理器结构,共有 12 个高速 DSP、10 个 50 万门 FPGA 和一个工控机 CPU。这样,处理器之间就可以形成分布式处理结构,根据相应的算法把数据流分配到各级处理器进行高效处理。

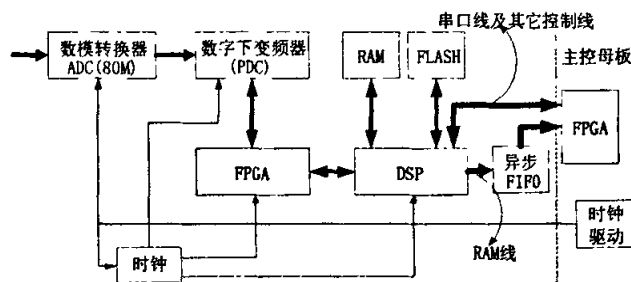


图 5.5 通道处理单元原理框图

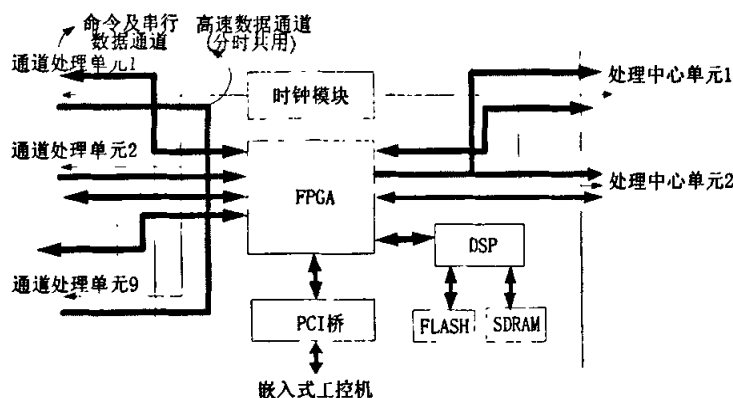


图 5.6 主控母板原理框图

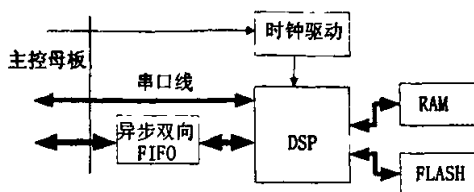


图5.7 处理中心单元原理框图

九路通道处理单元采用射频低通采样的软件无线电结构，高分辨率 A/D 对全频段短波信号进行 80MHz 采样，经 PDC 数字正交下变频和滤波后得到的低速数据送入通道处理单元的 FPGA，FPGA 和对应通道处理单元的 DSP 根据不同的工作模式对数据进行相应的预处理（如做加窗 FFT 运算等），并把结果上报给主控主板。

主控主板是工控机、通道处理单元和处理中心单元的共同枢纽，完成它们之间的控制传输和数据交换，并做一些计算和控制。主控主板首先解析工控机下发的命令，由其决定将命令转发给哪个或哪几个通道处理单元和处理中心单元，然后根据预先设定的优先级响应通道处理单元和处理中心单元的中断请求，完成它们之间的数据交换，最后对结果进一步处理后上报给工控机。

两路处理中心单元通过高速接口从主控主板接收已被通道处理单元或主控主板预处理后的数据包，根据包头调用相应的算法对之进行处理，运算的结果经主控主板进一步处理后上报给工控机，工控机做最后的处理并把结果显示出来。

## 5.3 系统软件

为了充分发挥硬件平台的优点，与之配合的高效的软件设计非常重要，系统软件主要包括工控机软件、DSP 控制软件和 DSP 算法软件。

### 5.3.1 工控机软件

工控机软件包括底层驱动和顶层应用两个部分，前者完成对 PCI 总线的驱动，直接对物理层进行操作控制，后者运行在终端处理器上，是整个系统平台的应用层，完成人机对话，功能框图如图 5.8 所示。系统在下发命令之前，首先完成对工作模式的选择及其相应参数的设置，由用户直接输入或者由远程遥控设备通过网络传输来完成这些操作。命令下发时，各种命令包通过 PCI 总线发送给主控主板，主控主板根据命令包头把命令转发给命令接收者（通道处理单元或处理中心单元），命令下发后，工控机一边处理上次命令得到的数据一边等待中断，收到上报中断后，启动 DMA 传输，通过 PCI 总线读取处理结果，并把其显示出来或者通过网络发送给远程遥控设备，当收到有价值的数据时（如敌方的电台参数、位置等），则把这些战术参数添加到数据库里以备后用。

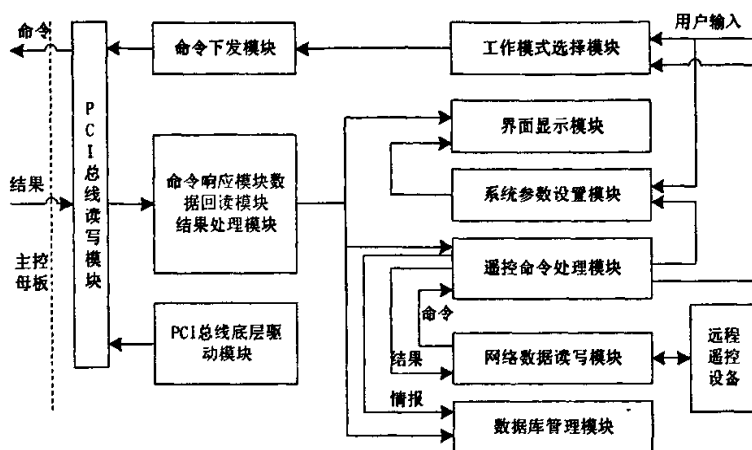


图5.8 工控机软件的功能框图

### 5.3.2 DSP 控制软件

高效的 DSP 控制软件是保证系统灵活性、高效性的一个重要条件，同时也是系统能够充分发挥其硬件资源的一个充分条件，它的主控母板、通道处理单元和处理中心单元的 DSP 里共同实现。DSP 控制软件主要包括四个部分：一是对系统资源的分配、调度和管理，完成数据和程序存储区(包括内存和外部 SDRAM、FLASH)的分配、DSP 外设(串口、EMIF、时钟、计数器等)配置、中断管理等功能；二是完成系统的初始化和自检等功能，包括 DSP 内部寄存器初始化、DSP 程序加载、FPGA 程序加载、各种硬件资源工作正常与否的自检等等；三是对 PDC 的配置，实现对 PDC 载波频率、初始相位、滤波器系数等参数的设置；四是数据流程的控制，主要完成命令解析、数据打包解包、数据流分解、中断处理等功能，通道处理单元的 DSP 收到主控母板转发过来的工控机命令后，配置 PDC 进行数据采集并对采

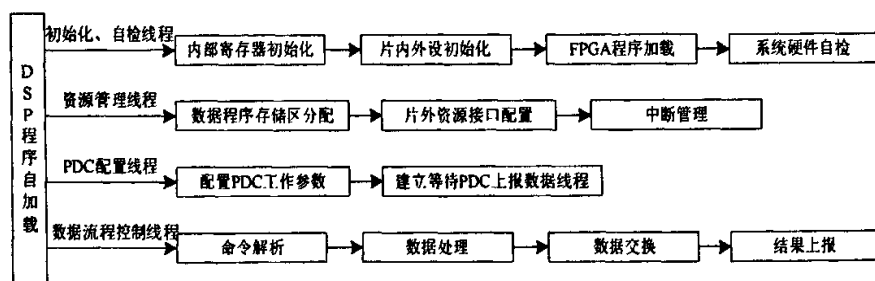


图5.9 DSP控制软件功能简图

集数据进行预处理，预处理结果发给主控母板，主控母板 DSP 以一定的优先级依次接收通道处理单元的数据并根据数据头判决数据流是自己处理还是转发给处理中心单元，处理中心单元 DSP 接收到数据后根据数据头调用相应的算法函数处理数据流，最后处理结果由母板 DSP 转发给工控机。主控母板和通道处理单元的 FPGA 是工控机和各个 DSP 的枢纽，被它

们映射为外部寄存器、FIFO 缓冲、控制线延伸和 SDRAM，随 DSP 控制软件流程而动。DSP 控制软件的功能简图如下图所示。

### 5.3.3 DSP 算法软件

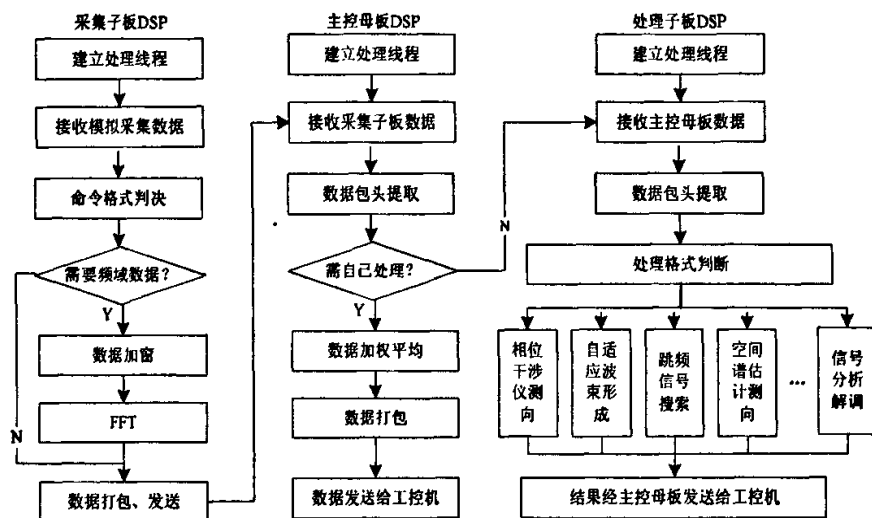


图5.10 DSP处理软件流程图

系统的每一种工作模式以及其最终功能的实现都是依靠某种算法处理实现的，DSP 算法软件在 DSP 控制软件的配合下把各种算法分解，在通道处理单元、主控母板和处理中心单元的 DSP 中进行分布式处理。通道处理单元的 DSP 完成数据流的预处理，当需要频域数据时，对采集数据进行加窗并做 FFT 运算，运算结果打包发送给主控母板，当需要时域数据时，对采集数据直接打包发送，数据打包的格式取决于命令模式。主控母板 DSP 首先提取通道处理单元发送过来的数据包头，并对之判断决定数据流是自己处理后发送给工控机还是转发给处理中心单元。处理中心单元接收到数据流后，根据数据包头调用不同的算法处理函数进行运算，是各种功能实现的核心处理部分，最后把处理结果打包后经主控母板 DSP 转发给工控机。图 5.10 是 DSP 处理软件的流程框图，该图主要描述了算法处理流程，而省略了其中的控制流程。

## 5.4 系统的主要工作方式

本文提出的短波侦察接收机将传统的搜索机与分析机的功能整合在一起，系统功能完备，工作模式灵活。下面就系统的主要工作方式及相应模式下的配置、工作流程等做一概要性描述。

### 5.4.1 频带扫描

频带扫描有两种工作模式：快速频带扫描方式和高精度频带扫描方式。在快速频带扫描方式下，9 个通道处理单元接收到的命令参数不同，它们有着各自的扫描频带范围，这样扫描速度将是单信道短波侦察机的 9 倍。在高精度频带扫描方式下，9 个通道处理单元接收到的命令参数相同，每一路都以 2M 为步进扫描整个短波频段，每一路的结果依次上报给主控母板，主控母板 DSP 对 9 路频谱进行加权平均等处理，提高信噪比。另外在频带扫描方式下，还可实现边扫描边解调，这一点也是非常有实际意义的。

图 5.11 是 PDC 的设置框图。输入信号首先进行正交下变频，DDS 的合成频率设为处理带宽的中频。在搜索支路：用 5 级 CIC 滤波器进行低通滤波和 9 倍抽取，在解调支路：5 级 CIC 进行低通滤波和 100 倍抽取，得到 2 路采样率为 25KHz、带宽为-10KHz~10KHz 的基带复信号。

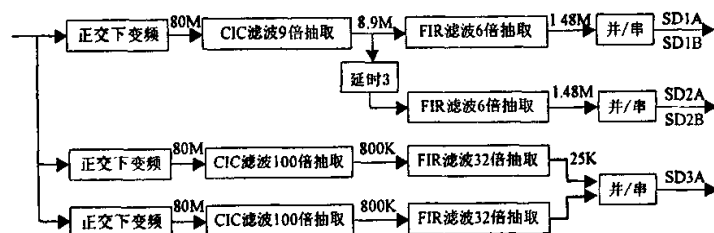


图 5.11 频带扫描模式下 PDC 的配置

频带搜索模式下 9 路通道处理单元分别将 PDC 传输过来的数据进行加窗并做 FFT 运算，并把结果上报主控母板，主控母板按中断优先级分别读取通道处理单元的频谱并对其进行处理：快速扫描模式时，把各路的频谱数据进行拼帧，把各路的频谱拼结为全频段的频谱；高精度频带扫描时，把各路的频谱数据加权平均，并对平均结果进行拼帧。最后主控母板把结果上报给工控机。

### 5.4.2 相位干涉仪测向

相位干涉仪测向算法具有数据处理时间短，技术成熟的优点，是辐射源无源测向的主要手段之一。针对我们设计的阵列处理平台的特点，本文用九元均匀圆形阵列(UCA)构成的多基线对干涉仪法进行单源或者频率不同的多源进行宽带测向，利用阵列天线结构和多组基线对克服相位模糊，有效的解决了测向精度和测向模糊的矛盾。经现场试验，在较低的信噪比(<5dB)和较低的快拍数(<100)的条件下，采用九元 UCA 干涉仪法时，当阵列半径波长比  $R/\lambda = 3$  测向精度小于  $0.04^\circ$ 。可以看出，该方法简单有效，测向精度较高，且计算复杂度不大，有很高的实用价值。

9 元天线接收的信号经信道传递给 9 路通道处理单元进行数据采集，采集数据经 PDC

正交下变频后传递给对应通道处理单元的 FPGA, 对应通道处理单元的 DSP 把此数据流打包后经主控母板 FPGA、DSP 转发给处理中心单元, 处理中心单元 DSP 调用相位干涉仪算法进行宽带测向。

### 5.4.3 基于窄带处理的跳频搜索

FH 信号在一个特定候选频率处的持续时间有限, 占用的频率随时间变化, 属于典型的非平稳信号。时频分析着眼于信号的这种时变谱特征, 将一个一维时间信号以二维的时间-频率密度函数形式表示出来, 以揭示信号中包含的频率分量, 以及各分量随时间的变化情况, 由此得到的时间-频率联合分布称为时频图。构造时频图的方法多种多样, 但是当数据量稍大时(比如 1024 点), 除短时傅立叶变换(STFT)和小波变换外, 几乎所有其它时频分布的计算量都大得难以接受; 而小波变换本质上是一种时间-尺度分析, 更适于分析具有自相似结构的信号, 其结果从刻画信号时变结构的角度而言难以解释。所以本文采用 STFT 来构造时频图。先将 hop 从时频图中分割出来, 并计算这些 hop 的各类特征参数, 然后以 hop 的 DOA 或者驻留时间的不同特征来分离出不同的跳频信号, 完成 FH 信号的盲检测和参数盲估计。

9 路通道处理单元 PDC 设置相同, 将 80M A/D 采样数据数字下变频, 得到采样率为 1.6MHz 带宽为-500~+500KHz 的基带宽带解析信号, 然后对 4096 点基带解析信号加窗后计算 FFT, 得到的频谱发给主控母板。处理中心单元把 9 路通道处理单元的频谱数据从主控母板读取后, 通过 DOA 估计算法在频域中计算该 hop 的 DOA 参数, 为 hop 提供空间方位信息, 然后在频域完成快速相关, 从而建立一个随时间改变的互功率谱密度矩阵, 从此矩阵生成 hop 的时频图, 进而将 hop 从时频图中分割出来, 并计算这些 hop 的各类特征参数, 最后以 hop 的不同特点来完成 FH 信号的盲分离、盲检测和参数盲估计。最终处理结果是 FH 信号的数目及各自的参数集, 包括 DOA、跳速、跳时和频率集等, 处理中心单元把这些结果通过母板 FPGA 上报给工控机做进一步处理并在屏幕上显示结果。

### 5.4.4 基于空间谱估计的窄带测向

作为阵列信号处理领域的主要研究内容, 空间谱估计主要研究如何估计处理带宽内多个空间信号的 DOA, 即测向问题, 其主要目标是研究提高空间信号到达角的估计精度、角度分辨率和提高运算速度的各种算法, 包括不相关、部分相关和相干等情况。空间谱估计的最具有代表性的算法有 MLE、MUSIC、ESPRIT、DOSE、IMP 等, 理论分析和算法仿真表明: MLE 算法是有效的一致性估计, 能分辨相关信号, 估计精度高, 但如果初值选择不当则不能达到全局最小且计算量非常大; MUSIC 算法对独立源或相关性较小的多个信号源具有超分辨能力, 但计算量较大且对于相关源算法失效; ESPRIT 算法计算量小但要求阵列几何结构是线性的; DOSE/IMP 算法既能分辨独立源又能分辨距离较远的相干源, 但分辨能力

要小于 MLE、MUSIC、ESPRIT。

9 路通道处理单元分别将 PDC 输出的窄带信号打包后主控母板传递给处理中心单元，两路处理中心单元分别调用空间谱估计算法库，实现多源信号窄带测向，分别对 MUSIC 和 DOSE 算法进行实验，当  $d/\lambda = 0.5$ ，信噪比固定为 10dB，估计方差分别是  $0.053^\circ$  和  $0.35^\circ$ ，和理论分析结果基本一致。

### 5.4.5 窄带波束形成

波束形成是利用天线阵列采集的空间样本对信号进行空域滤波的技术。传统的频域滤波技术无法分别频谱混叠的信号，而频谱混叠的信号通常空间参数是不同的，如 DOA 不同等等，此时可以利用波束形成技术可以对信号分离，还可以抑制噪声、干扰信号，提高期望信号的信干噪比(SINR)等，而且还可以根据信号环境的变化，自适应的改变各阵元的加权因子。目前为止，已经发展出了很多比较成熟的波束形成算法[93][94]，如多旁瓣抵消器(MSC)，广义旁瓣抵消器(GSC)，线性约束最小方差波束形成器(LCMVB)，基于特征空间的波束形成器(ESB)，广义波束形成器(GEIB)，其中 GEIB 是一种非常优秀的算法，该算法将最小方差准则和特征值空间特性相结合，具有输出信噪比高、性能受指向误差的影响小、能保持多种线性约束等优点。这些算法都是基于统计最优波束形成的原则，它们都需要一些二阶统计量的先验知识，但实际中这些统计量是未知的，在各态历经前提下这些统计量可以由获得的数据估计得到，而统计量也可能时变，所以需要采用自适应算法解决这个问题。本平台在实际工作中，采用 GEIB 算法，即将 LCMVB 得到的最优权向量向信号子空间投影，得到的 GEIB 最优权向量可以形成基于 GEIB 的多波束。在自适应波束形成时，采用 RLS 算法，因为它比 LMS 算法收敛速度快。

9 路通道处理单元分别将 PDC 输出的信号打包后发送给主控母板，主控母板对数据简单处理后传递给处理中心单元，处理中心单元调用相应的波束形成算法库，对带内信号进行空间滤波，处理结果为其它算法提供数据或相应参数。

### 5.4.6 分析解调方式

在分析解调模式下，各个通道处理单元 PDC 配置可以完全相同也可以不同，各路 PDC 配置相同时则利用阵列信号处理算法处理相同的信号，配置不同时则并行解调分析不同的信号，图 5.12 是分析解调模式下 9 路通道处理单元某一路的 PDC 配置情况，AD 采样的 80MHz 的数据，在数字下变频器中进行如下的操作获得 1 路采样率为 100KHz 的基带解析信号用于特征分析和 3 路采样率为 25KHz 的信号用于解调。



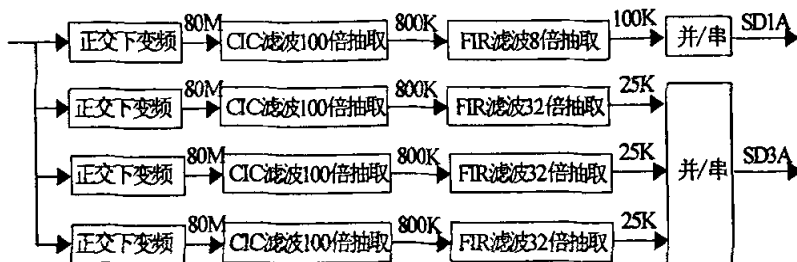


图5.12 分析解调模式下PDC的配置

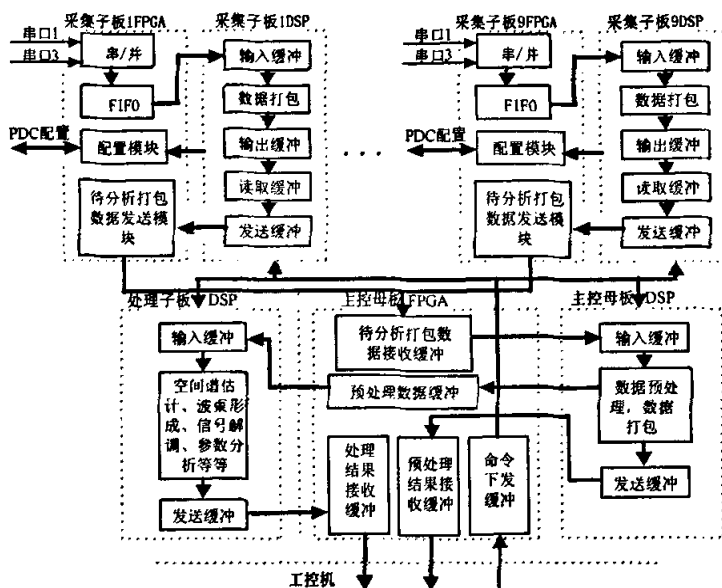


图5.13 分析解调模式下FPGA和DSP的配置

各通道处理单元 DSP 把待分析数据打包后通过对应子板的 FPGA 发送给主控母板的 FPGA，母板 FPGA 把收到的数据移交给母板 DSP，母板 DSP 对数据预处理，并把结果通过母板 FPGA 发送给处理中心单元和工控机，处理中心单元 DSP 对此数据流首先进行空间谱估计，对多源信号测向，然后实现波束形成算法对信号进行空间滤波，分离信号并抑制噪声和干扰，提高期望信号的信干噪比，然后对信号进行解调，并分析出带内信号个数及每个信号的载频、带宽、调制方式等参数，并把结果通过母板 FPGA 上报给工控机，工控机对结果进行进一步分析，并在屏幕上显示处理结果。

分析解调模式下各个 FPGA 和 DSP 的设置过程如图 5.13 所示。

另外，系统的工作模式还有宽带空间谱测向、宽带波束形成和基于宽带处理的跳频信号搜索，它们的工作模式及相关配置与 5.4.3、5.4.4、5.4.5 类似，这里不再赘述。

## 5.5 本章小结

本章把先进的阵列信号处理技术和软件无线电技术应用到短波侦察领域,设计了一种基于阵列信号处理的实用化短波侦察系统,并完成了 FPGA、DSP 和工控机等相关程序设计。

在此系统上实现了: 1) 相位干涉仪测向, 采用九元 UCA 干涉仪法, 测向精度  $< 0.04^\circ$ ; 2) 频带扫描, 快速频带扫描方式的扫描速度是单信道短波侦察机的 9 倍, 高精度频带扫描方式对 9 路频谱进行加权平均等处理, 提高了性能指标; 3) 结合空间谱估计和跳频信号的盲检测技术, 实现了跳频信号搜索; 4) 空间谱估计多源窄带测向, MUSIC 和 DOSE 算法的估计方差分别达到  $0.053^\circ$ 、 $0.35^\circ$ ; 5) 自适应波束形成, 实现信号分离并抑制噪声和干扰, 大大提高了期望信号的信干噪比; 6) 验证了本文提出的处理方法和算法的有效性。

实际测试表明: 该系统工作稳定, 性能优良, 能满足短波通信对抗的应用需求, 有很好的实用价值。

## 第 6 章 总结与展望

### 6.1 论文总结

在军事通信领域,短波跳频体制占据了一个非常重要的地位,实现对短波 FH 信号的侦察也随之成为一个亟待解决的难题,因此本文的研究不仅具有挑战性,而且对军事通信对抗具有重大意义。虽然在 FH 信号的检测和参数估计方面已有一些解决方法,但是这些方法或者假设已知 FH 信号的全部或部分基本参数,或者只考虑纯 FH 信号,且计算量过大,这限制了它们在实际的通信对抗环境中的应用。本文提出了基于阵列天线的 FH 信号的盲检测和参数盲估计方法,并分别提出了基于窄带处理和宽带处理的算法模型,这些模型具有实用性好、抗干扰能力强、适用范围广、概念清晰等优点。其中:

第 1 章指明了本文的研究背景、目的和意义,分析了要研究的课题的难点所在,并为了方便后续章节的论述,定义了一些基本概念,给出本文使用的符号约定,以及 FH 信号和阵列信号处理的数学模型。

第 2 章分类回顾了 FH 信号检测和参数估计、宽带波束形成等领域的现有技术。

第 3 章提出了一个完整的基于窄带处理的跳频信号盲检测和参数盲估计模型,详细描述了其中各模块的处理过程和设计思想,提供了较为详尽的理论分析,该模型具有以下几个特点:1)通过多路信号的快速互相关处理,削弱了噪声的影响,提高了信噪比,改善了整体性能;2)互功率谱密度矩阵(CSDM)的对折处理,显著的削弱了噪声和定频信号的干扰,使得产生伪 hop 的数目大大减少;3)hop 的 DOA 估计限制在对应于 hop 内部的复频谱向量内部,计算量大大降低;4)算法具有很好的完整性,且以实际信号为试验背景,更具有现实意义。通过理论分析、仿真和试验得出以下结论:

1. 提出的基于窄带处理的系统模型切实有效,能够实现 FH 信号的盲检测、盲分离和参数盲估计,能够准确估计出 FH 信号的参数集,包括驻留时间、跳速、频率集、跳变时刻、跳频带宽和 DOA;
2. 提出的门限策略不仅能够通过理论计算得到门限,而且能够显著地削弱非跳频信号的干扰,从而有效的完成 FH 信号的检测;
3. 提出了一种信号源个数快速估计的方法,能够同时实现信号个数的准确判断和信号子空间的快速估计。

第 4 章进一步提出了一种基于宽带处理的跳频信号盲检测和参数盲估计的模型,详细描述了模型的设计思想,并进行了相应的仿真和实验,通过大量的图表,直观地阐明了算法的处理过程,验证了可行性和有效性。通过仿真和试验得出以下结论:

1. 提出的基于宽带处理的多个 FH 信号及单个 FH 信号盲检测和参数盲估计的方法行之有效, 能够实现 FH 信号的盲检测、盲分离和参数盲估计, 能够准确估计出 FH 信号的参数集, 包括驻留时间、跳速、频率集、跳变时刻、跳频带宽和 DOA;
2. 提出的基于频域处理的宽带恒定束宽的波束形成方法, 能够在较少的天线阵元个数的情况下, 形成良好的空间滤波效果。

第 5 章设计并实现了一个集宽带搜索、宽带测向、窄带测向、窄带分析等功能于一体的实用化短波侦察硬件系统, 为本文提出的跳频信号盲检测和参数盲估计的方法和算法提供一个实验验证平台。由于该硬件系统采用了基于射频低通采样的软件无线电结构, 并且包含多级 DSP 处理器, 使得该系统具有高效性、灵活性和可重配置性等优点。该系统已经交付使用, 性能优良。

## 6.2 进一步研究的方向

虽然本文在跳频信号盲检测和参数盲估计研究领域做了一些有益的尝试, 但在该领域中还有很多值得我们进一步深入探索和研究的课题。

1、本文对 FH 信号的检测和分离主要利用了 FH 信号的跳速、方向、驻留时间等参数, 另外还有一些信号参数信息没有用到, 如极化信息等, 可以进一步研究如何利用这些信息来增加 FH 信号检测和分离的自由度, 更加有效的分离出 FH 信号;

2、本文提出的 hop 生成方法虽然能够将埋没于干扰信号中的跳频信号的 hop 分割出来, 但在方向分离过程中有可能被去除, 可以进一步研究如何把这些 hop 有效的保留下来;

3、本文使用的宽带空间谱测向需要进行方向预估计, 可以进一步研究不需要预估计的宽带空间谱测向的方法, 提高系统的性能;

4、可以进一步研究 FH 信号的盲解调, 进而解调恢复数字 FH 信号的比特流, 在其数据帧中可能包含网号、相关码等与 FH 网络、电台一一对应的比特序列, 识别出比特流中的这些序列即可识别出这些 FH 网络和电台;

5、本文提出的宽带波束形成方法主要适用于线阵和矩形阵, 可以对其进一步扩展, 以便于应用到其它的阵列结构中;

6、可以进一步研究如何对本文算法的优化和改进。

## 参考文献

- [1] 查光明, 熊贤祚, 《扩频通信》, 西安电子科技大学出版社, 1997.
- [2] 曾兴雯, 刘乃安, 《通信中的扩展频谱技术》, 西安电子科技大学出版社, 1999.
- [3] W.W.Peterson, **Spread Spectrum Systems(Second Edition)**, 1995
- [4] Don H.Johnson. **Array Signal Processing:Concepts and Techniques**. PTR Prentice Hall. 1993.
- [5] 肖先赐. 阵列信号处理在电子对抗中的应用: 过去、现在和未来. 电子对抗,2004(1).
- [6] 王永良, 陈辉, 彭应宁, 万群. 空间谱估计理论与算法[M]. 清华大学出版社, 2004.
- [7] 吴凡, 姚富强, 李玉生. 跳频网台信号分选技术研究[J]. 通信对抗, 2005(1): 11-14.
- [8] 胡中豫. 现代短波通信. 国防工业出版社, 2003.
- [9] 梅文华, 王淑波, 邱永红, 杜兴民. 跳频通信. 国防工业出版社, 2005.
- [10] Janne J.Lehtomaki. **Maximum based detection of slow frequency hopping signals**[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(5): 201-203.
- [11] L.W.Nemsick, E.Geraniotis. **Adaptive multichannel detection of frequency-hopping signals**[J]. IEEE Trans on Communications, 1992, 40(9): 1502-1511.
- [12] L.E.Miller, J.S.Lee, D.J.Torrieri. **Frequency-hopping signal detection using partial band coverage**[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1993, 29(2): 540-553.
- [13] J.B .H arrington and R.B .N elson. **Compressive intercept Receiver Uses SAW Device for signal sorting with stability and flexibility**. MICROWAVE JOURNAL, SEPTEMBER 1974.
- [14] Kwok H. Li and Laurence B. Milstei. **On the use of a compressive receiver for signal detection**. IEEE Trans on Communications, 1991, 39(4):557:566.
- [15] N.C.Beaulieu, W.L.Hopkins, P.J.McLane. **Interception of frequency-hopped spread-spectrum signals**[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1990, 8(5): 853-870.
- [16] Char-Dir Chung. **Generalized likelihood-ratio detection of multiple-hop frequency-hopping signals**[A]. MILCOM' 91[C], 1991, 2: 527-531.
- [17] Waltz Ng, Norman C.Beaulieu. **Noncoherent interception receivers for fast frequency-hopped spread spectrum signals**[A]. IEEE 1994 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering[C], 1994, 1: 348-351.

- [18] Andreas Polydoros, Kai T.Woo. **LPI detection of frequency-hopping signals using autocorrelation techniques**[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1985, 3(5): 714-726.
- [19] Char-Dir Chung, Andreas Polydoros. **Detection and parameter estimation of random FH signals using autocorrelation techniques**. Commun. Science Inst., Univ. of Southern California, Los Angeles, CA, Tech. Rep. CSI-91-01-01, Jan.1991.
- [20] Char-Dir Chung, Andreas Polydoros. **Detection and hop-rate estimation of random FH signals using autocorrelation techniques**. MILCOM.1991, vol.1: 345-349.
- [21] Kiseon Kim, Jeong-A Lee. **M-hop interception of FH/LPI signals using autocorrelation techniques**[A]. IEEE TENCON'89[C], 1989, 266-269.
- [22] B.Levitt, M.Simon, A.Polydoros, Unjeng Cheng. **Partial-band detection of frequency-hopped signals**[A]. IEEE GLOBECOM'93[C], 1993, 4: 70-76.
- [23] 陈硕, 李天昀, 葛临东. 一种基于边缘检测的跳频检测算法研究. 信息工程大学学报, 2006(3):264-270.
- [24] 杨宏娃.复杂电磁环境下跳频信号的检测技术[A].中国电子学会电子对抗分会第十二届学术年会论文集[C].长沙:国防科技大学出版社,2001.475479.
- [25] 赵宏伟, 李勇. 一种基于时频分布的跳频信号检测方法的研究. 通信技术. 2006(6): 98-99.
- [26] 袁伟明, 王敏, 吴顺君, 黄磊. 一种新的 LPI 信号的截获方法. 电波科学学报. 2005(1): 73-76.
- [27] Nabil Khalil, Ralph Hippenstiel. **Wavelet transforms of correlation functions of frequency hopped signals**[A]. Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C], 1996, 2: 964-967.
- [28] Monique P.Fargues, Howard F.Overdyk, Ralph Hippenstiel. **Wavelet-based detection of frequency hopping signals**[A]. Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C], 1997, 1: 515-519.
- [29] Ralph Hippenstiel, Nabil Khalil, Monique Fargues. **The use of wavelets to identify frequency hopped signals**[A]. Thirty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers[C], 1997, 1: 946-949.
- [30] Wanjun Zhi, C.C. Ko, Francois Chin. **ML-based frequency and frequency transition time estimation of frequency hopping signals**. IEEE Trans. on Signal Processing, 2003 IEEE Workshop on 28 Sept.-1 Oct, 2003, PP:78-81.

- [31] C.C. Ko, Wanjun Zhi, Francois Chin. **ML-based frequency estimation and synchronization of frequency hopping signals**. IEEE Trans. on Signal Processing, Vol.53, NO.2, 2005, PP:403-410.
- [32] Char-Dir Chung, Andreas Polydoros. **Parameter estimation of random FH signals using autocorrelation techniques[J]**. IEEE Trans on Communications, 1995, 43(234): 1097-1106.
- [33] Mohammad Janani, Vahid Tabataba Vakili, Hamidreza Jamali. **The modified autocorrelation techniques for parameter estimation of random FH signals[A]**. ICSP'98[C], 1998, 1: 188-190.
- [34] Levent Aydin, Andreas Polydoros. **Hop-timing estimation for FH signals using a coarsely channelized receiver[J]**. IEEE Trans on Communications, 1996, 44(4): 516-526.
- [35] L.Aydin, A.Polydoros. **Joint hop-timing estimation for FH signals using a coarsely channelized receiver[A]**. MILCOM'95[C], 1995, 2: 769-773.
- [36] Levent Aydin, Andreas Polydoros. **Joint epoch estimation for multiple FH signals[A]**. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings[C], 1996, 2: 746-750.
- [37] S.Barbarossa and A.Scaglione, **Parameter estimation of spread spectrum frequency-hopping signals using time-frequency distributions**. IEEE SPAWC, Apr. 1997, pp. 213-216.
- [38] Miljko Eric, Miodrag Skender. **Automatic band segmentation based on spatio-frequency processing using MUSIC algorithm[A]**. Vehicular Technology Conference 1999[C], 1999, 4: 2019-2023.
- [39] Miljko Eric, Miroslav L.Dukic, Milorad Obradovic. **Frequency hopping signal separation by spatio-frequency analysis based on the MUSIC method[A]**. IEEE Sixth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications[C], 2000, 1: 78-82.
- [40] 范伟. 跳频信号的盲检测和参数盲估计[D]. 中国科学技术大学博士论文, 2005.
- [41] Xiangqian Liu, N.D.Sidiropoulos, A.Swami. **Blind separation of FHSS signals using PARAFAC analysis and quadrilinear least squares[A]**. MILCOM 2001, Communications for Network-Centric Operations: Creating the Information Force[C], 2001, 2: 1340-1344.

- [42] Xiangqian Liu, Nicholas D.Sidiropoulos, Ananthram Swami. **Blind High-Resolution Localization and Tracking of Multiple Frequency Hopped Signals**[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2002, 50(4): 889-991.
- [43] Xiangqian Liu, Nicholas D.Sidiropoulos, Ananthram Swami. **Cramer-Rao lower bounds for low-rank decomposition of multidimensional arrays**. IEEE Trans on Signal Processing, 2001, 49(9): 2074-2086.
- [44] Xiangqian Liu, Nicholas D.Sidiropoulos, Ananthram Swami. **Joint hop timing and DOA estimation for multiple noncoherent frequency hopped signals**[A]. Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop Proceedings[C], 2002, 164-168.
- [45] Xiangqian Liu, Nicholas D.Sidiropoulos, Ananthram Swami. **Code-blind reception of frequency hopped signals over multipath fading channels**[A]. IEEE ICASSP'03[C], 2003, 4: IV-592-5.
- [46] Tao Jiang, Nicholas D.Sidiropoulos, Jos M.F.ten Berge. **Almost-Sure identifiability of multidimensional harmonic retrieval**[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2001, 49(9): 1849-1859.
- [47] Xiangqian Liu, Nicholas D.Sidiropoulos. **On constant modulus multidimensional harmonic retrieval**[A]. IEEE ICASSP'02[C], 2002, 3: 2977-2980.
- [48] HUA Ying-bo. **Estimating two-dimensional frequencies by matrix enhancement and matrix pencil**[J]. IEEE Trans on Signal Processing. 1992,40(9):2268-2280.
- [49] Stephanie Rouquette, Mohamed Najim. **Estimation of frequencies and Damping factors by two-dimensional Esprit type method**[J]. IEEE Tram.on Signal Processing. 2001,49(1 ):237- 245.
- [50] Martin Haardt, Josef A Nossed. **Unitary ESPRIT:How to Obtain Increased Estimation Accuracy with a Reduced Computational Burden** [J]. IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, 1995,43:1232~1242.
- [51] Aweke N.Lemma, Alle-Jan van der Veen, Ed F.Deprettere. **Analysis of joint angle-frequency estimation using ESPRIT**[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2003, 51(5): 1264-1283.
- [52] Xiangqian Liu, Nicholas D.Sidiropoulos, Ananthram Swami. **Joint signal parameter estimation of wideband frequency hopped transmissions using 2-D antenna arrays**[A]. IEEE SPAWC 2003[C], 2003, 624-628.



- [53] Xiangqian Liu, Nicholas D. Sidiropoulos, and Ananthram Swami. **Joint Hop Timing and Frequency Estimation for Collision Resolution in FH Networks**. IEEE Trans on Wireless Communications. 2005, 4(6): 3063-3074.
- [54] L.C. Godara. **Application of the fast Fourier transform to broadband beamforming**. J. Acoust. Soc. Amer., 1995, vol. 98, no. 1:230-240.
- [55] R.A. Mucci. **A comparison of efficient beamforming algorithms**. IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, 1984, vol. 32, pp.548-558.
- [56] D.B. Ward, R.A. Kennedy, and R.C. Williamson. **Theory and design of broadband sensor arrays with frequency invariant farfield beam-patterns**. J. Acoust. Soc. Amer., 1995, vol. 97, no. 2:1023-1034.
- [57] D.B. Ward, R.A. Kennedy, and R.C. Williamson. **FIR filter design for frequency invariant beamformers**. IEEE Signal Processing Lett., 1996, 3(3):67-71.
- [58] Ioannides, P.; Balanis, C.A.. **Wideband beamforming using circular arrays**. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2004, 3:2627 - 2630.
- [59] 朱维杰, 孙进才. **基于 DFT 插值的宽带波束形成器设计**. 通信学报, 2002, 23(3):59-66.
- [60] 智婉君, 李志舜. **空间重采样法恒定束宽形成器设计**. 信号处理, 1998,14(增刊):1-5.
- [61] Zhang Baosong and Ma Yuanliang. **Beamforming for broad band beamwidth based on FIR and DSP**. Chinese Journal of Acoustics, 2000, 19(3):207-214.
- [62] 鄢社锋, 马远良等. **特定频率响应 FIR 滤波器的设计及其在水声中的应用**. 应用声学, 2003, 22(2): 30-34.
- [63] 鄢社锋, 马远良. **基于二阶锥规划的任意传感器阵列时域恒定束宽波束形成**. 声学学报, 2005, 30(4): 309-316.
- [64] 楼才义. **一种多信道、多功能数字化接收机**. 第十二届电子对抗学术年会论文集, 2001: 485-488 .
- [65] Sturm J F. **Using SeDuMi 1.02, a Matlab toolbox for optimization over symmetric cones**. Linear Algebra Applicat., 1998,11-12 合刊:625-653.
- [65] Houghton A.W., Reeve C.D.. **Detection of spread-spectrum signals using the time-domain filtered cross spectral density[J]**. IEE Proc.F, 1995, 142(6):286-292.
- [66] Agrawal M, Prasad S. **DOA estimation of wideband sources using a harmonic source model and uniform linear array[J]**. IEEE Trans Signal Processing. 1999,47 (3):619-629.

- [67] Gershman A B, Marius, Amin M G. **Estimating parameters of multiple wideband polynomial-phase sources in sensors arrays**[J]. IEEE Trans Signal Processing. 2001, 49 (12): 2924 - 2933.
- [68] Cadall I N, Arikan O. **Wideband maximum likelihood direction finding and signal parameter estimation by using the tree-structured EM algorithm**[J]. IEEE Trans Signal Processing. 1999, 47 (1): 201- 06.
- [69] Cadall I N. **Wide- band maximum likelihood direction finding by using the tree-structured EM algorithm**[D]. Ankara, Turkey: Bilkent Univ., 1996.
- [70] Tung T L, Yao K, Chen D, Hudson R E, Reed C W. **Source localization and spatial filtering using wideband MUSIC and maximum power beamforming for multimedia applications** [A]. Proc IEEE SiPS[C]. Taipei, 1999.
- [71] Chen J C, Hudson R E, Yao K. **Maximum-likelihood source localization and unknown sensor location estimation for wideband signals in the near-field**[J]. IEEE Trans Signal Processing. 2002, 50 (8): 1843-1854.
- [72] Zou Q, Rahardja S, CAI Z. **Speaker localization using microphone array in a reverberant room** [A]. Proc IEEE SP[C]. Rosslyn, VA. 2002.
- [73] SU G, Morf M. **Signal subspace approach for multiple wideband emitter location**[J]. IEEE Trans Acoust, Speech, Signal Processing. 1983, 31(12): 1502-1522.
- [74] Bienvenu G. **Eigensystem properties of the sampled space correlation matrix**[A]. Proc ICASSP' 83[C]. New York, 1983.
- [75] Wang H, Kaveh M. **Estimation of angles-of-arrival for wide-band sources**[A]. Proc IEEE ICASSP' 84[C]. New York, 1984.
- [76] Wax M, Shan T J, Kailath T. **Source location and spectral density estimation of multiple sources** [A]. Proc 16th Asilomar Conf Circuits Syst Comput[C]. PacificGrove, CA, 1982.
- [77] Wax M, Shan T J, Kailath T. **Spatiotemporal spectral analysis by eigenstructure methods**[J]. IEEE Trans Acoust, Speech, Signal Processing. 1984, 32 (8):817-827.
- [78] Wang H, Kaveh M. **Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources**[J]. IEEE Trans Acoust, Speech, Signal Processing. 1985, 33 (8): 823-831.
- [79] Valaee S, Kabal P. **Wideband array processing using a two-sided correlation transformation**[A]. IEEE Trans. on SP. 1995, 43(1):160-172.

- [80] Hung H, Kaveh M. **Focusing matrices for coherent signal-subspace processing**[M]. IEEE Trans. on ASSP. 1988, 36(8):1272-1281.
- [81] Doron M A, Weiss A J. **On focusing matrices for wide-band array processing**. IEEE Trans on SP. 1992, 40(6) : 1295-1302.
- [82] Valace S, Champagne B. **Localization of wideband signals using least-squares and total least-squares approaches**. IEEE Trans Signal Processing, 1999, 47(5): 1213-1222.
- [83] Agrawal M, Prasad S. **Broadband DOA estimation using Spatial-Only modeling of array data**[J]. IEEE Trans Signal Processing. 2000, 48 (3): 663-670.
- [84] 雷中定, 黄绣坤, 张树京. **基于神经网络的宽带相干 DOA 估计方法的改进**. 自动化学报, 1998, 24(2):241-244.
- [85] 雷中定, 黄绣坤, 张树京. **宽带波达方向估计新方法及其性能分析**. 通信学报, 1998, 19(2):14-19.
- [86] 赵春晖, 李福昌. **基于遗传算法的宽带加权子空间拟合测向算法**[J]. 电子学报, 2004, 32(9):1487-1490.
- [87] 李平安, 许家栋, 佟明安. **未知噪声中相关宽带源的方向估计**. 电子科学学刊, 1999, 21(1):136-140.
- [88] Tuan Do-Hong. **A new design method for digital beamforming using spatial interpolation**. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters., 2003 ,Vol.2: 177 - 181.
- [89] 程佩青. **数字信号处理教程**. 清华大学出版社, 1995.
- [90] 黄磊, 吴顺君, 张林让, 冯大政. **快速子空间分解方法及其维数的快速估计**. 电子学报. 2005, 33 (6):977-981.
- [91] Bin Yang. **Projection Approximation Subspace Tracking**. IEEE Trans Signal Processing. 1995, 43(1): 95 - 107.
- [92] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. **软件无线电原理与应用**. 电子工业出版社, 2001.
- [93] Jung-Lang Yu and Chien-Chung Yeh. **Generalized eigenspace-based beamformers**. IEEE Trans. On Signal Processing, vol.43, no.11, pp.2453-2461, 1995
- [94] L. Chand and C. C. Yeh. **Effect pointing errors on the performance of the projection beamformer**. IEEE Trans. on AP, vol.41, no.8, pp.1045-1056, 1993.
- [95] 朱文贵, 戴旭初, 徐佩霞. **一种基于阵列信号处理的短波侦察系统的设计及实现**, 小型微型计算机系统, 已收录.

- 
- [96] Bhattacharyya Arun K. **Effects of Ground Plane and Dielectric Truncations on the Efficiency of a Printed Structure**. IEEE Trans. on antennas Propagation. vol. 35, No.1, 1987.
- [97] 姚康泽, 梁甸农. 模型误差对阵列信号特征结构的影响及一种校准方法. 系统工程与电子技术. 1996, vol.8:44-47.
- [98] 彭宏利, 张厚, 刘其中. 单元互耦对自适应平面阵列性能的影响. 西安电子科技大学学报. 2001,28(6):764-767.
- [99] Friedlander, B. and Weiss, A.J. **Direction finding in the presence of mutual coupling**. IEEE Trans. on Antenna and Propagation. 1991.39(3):273-284.
- [100] L. J. Gupta and A. A. Ksienski. **Effect of mutual coupling on the performance of adaptive arrays**. IEEE Trans. on Antenna and Propagation. 1983,31(5):785-791.

## 攻读博士学位期间发表的论文和参加的科研项目

已发表和投稿的论文:

- [1] 朱文贵, 戴旭初, 徐佩霞. 一种基于阵列信号处理的短波侦察系统的设计及实现. 小型微型计算机系统, 2007, 28(4):759-764.
- [2] 朱文贵, 戴旭初, 徐佩霞. An Algorithm of Parameter Estimation for Frequency-Hopping Signals. 2<sup>nd</sup> IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 已录用.
- [3] 朱文贵, 谢立允, 徐佩霞. 一种基于阵列信号处理的跳频信号盲检测方法. 中国科学技术大学学报, 已录用.
- [4] 朱文贵, 戴旭初, 徐佩霞. 一种跳频信号参数估计的方法. 小型微型计算机系统, 已录用.
- [5] 米文罡, 朱文贵, 徐佩霞. 基于 FPGA+PCI 的并行计算平台实现. 电子技术应用, 2006, 6: 103-105.
- [6] 朱文贵, 戴旭初, 徐佩霞. 一种基于阵列信号处理的跳频信号盲检测和参数盲估计方法. 系统工程与电子技术, 已投稿.

参加的主要科研项目:

- [1] “基于阵列信号处理的短波侦察系统的设计和实现”(军工项目)

本人主要工作: 项目主要成员, 参与总体方案设计, 完成硬件平台的设计和调试, 完成相关的 FPGA、DSP 程序, 并在此平台上研究短波跳频信号的盲检测和参数盲估计算法。

- [2] “基于 FPGA+PCI 的快速计算平台的设计和实现”(安全局项目)

本人主要工作: 项目负责人, 完成总体方案设计、硬件平台的设计和实现以及 FPGA 的编码等工作。

- [3] “千兆以太网过滤接收卡的设计与实现”(安全局项目)

本人主要工作: 项目主要成员, 负责总体方案设计。

## 致 谢

在科大学习的三年是一段美好而又颇为艰辛的日子，老师们的兢兢业业和辛勤汗水以及学子们的刻苦努力都时刻感动着我、激励着我。随着本文的脱稿，即将离开这美丽的校园、敬爱的老师们和一起奋斗的同学，心中充满着眷恋和不舍，却只能用这苍白无力的文字来表达对大家的感激之情。

首先衷心的感谢我的导师徐佩霞教授，您严谨的治学态度、勤勉的工作作风、真诚的待人方式都对我产生了很大的影响！感谢您为实验室付出的工作和汗水！感谢您在学习、科研和生活上给与我的关心和照顾！感谢您教给我很多做人的道理！

特别感谢戴旭初教授，从本课题的立题、研究到本文的最终完成，都得到了您的悉心指导和耐心帮助，在此向您表示衷心的感谢！您广博的学识、敏锐的思维、高尚的敬业精神以及严谨治学的态度将是我终生效仿的楷模！

感谢实验室的尹华锐老师、李辉老师和秦晓卫老师多年来对我的关心和帮助。

感谢刘凯博士、符权博士、张炜博士、李亚麟博士以及刘敏、杨阳、谢立允等同学，感谢和你们共同科研期间的点点滴滴，我们一起承担困难，一起攻克难关，一起享受成功的快乐。同时感谢实验室的其他全体同学，我们共同组成了实验室这个气氛融洽的大家庭，在此向你们致意！并希望我们的友谊长存！

我还要深深地感谢我的父母，感谢你们给我的养育、关爱、支持和毫无保留的付出！

还要特别感谢的是我的妻子，为了使我能顺利的完成学业，她付出了很多，对我的支持和关爱是无法用言语来形容的！

最后感谢各位评审老师，感谢他们为了本文的评审工作所付出的宝贵时间和精力！