

分类号_____

UDC _____

密级_____

编号_____

中国科学院研究生院

硕士学位论文

低轨卫星CDMA通信系统中多窄带干扰信号抑制技术研究

那顺巴雅尔

指导老师 _____ 梁旭文 研究员

_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

申请学位级别_____ 硕士 _____ 学科专业名称_____ 通信与信息系统

论文提交日期_____ 2010.5.20 _____ 论文答辩日期_____ 2010.6.7

培养单位_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位授予单位_____ 中国科学院研究生院

答辩委员会主席_____ 宋国文 研究员

Studying on Multiple Narrow-Band Interferences Suppression Technique in
LEO Satellite DS-CDMA Systems

DISSERTATION

Presented in Partial Fulfillment of Requirements for the Degree of Master in
the Graduate School of Chinese Academy of Sciences

By

Nashun Bayaer

May 2010

低轨卫星 CDMA 通信系统中多窄带干扰信号抑制技术研究

那顺巴雅尔（通信与信息系统）

指导老师：梁旭文 研究员

摘 要

低轨卫星扩频通信系统具有卫星轨道低、所需卫星功率小、传输时间短等特点，可以实现全球覆盖，易于实现手持个人通信。但是在低轨卫星通信系统中存在各种类型的干扰信号，对于大功率干扰信号抑制技术，目前已有大量的研究成果；对于带中多窄带的弱干扰信号，则研究较少。本文主要针对低轨卫星通信系统中存在的多窄带干扰信号分析，提出系统评价指标和干扰抑制策略。

首先，本文分析了低轨卫星扩频系统中的干扰信号的来源及其分类，论述了低轨卫星通信系统中采取窄带干扰抑制的必要性，并对现有的窄带干扰抑制方法进行比较，总结各种办法的优劣性和可行性。

在此基础上，对多窄带干扰信号进行了建模分析，通过对数学模型的简化，从理论上推导出多窄带干扰信号对系统性能的影响。在理论推导和影响分析的基础上，提出了评价多窄带干扰抑制性能的指标：恶化因子和系统改善因子。

然后，研究了一种改进结构的 CAPOZZA 算法，对其设计结构和原理上与原算法进行了分析比较。采用误码率和信噪比改善两个指标，分析了改进算法的性能。结果表明，该改进算法通过减少有用信号的损失，有效的降低了系统误码率。研究了重叠变换在多窄带干扰信号抑制中的结构和实现方法，并与改进结构的 CAPOZZA 算法进行了性能比较。通过对两种算法的研究，给出了在多窄带干扰抑制中块变换的选择依据和参数设计的方法。

最后，本文分析了干扰抑制模型的干扰识别算法、干扰消除算法，对各种算法下的多窄带干扰抑制能力进行了仿真分析，根据仿真结果和多窄带干扰各个分量功率低，不易识别的特点，提出了一种新颖的二次局部门限法，通过仿真验证，该方法适用于多窄带干扰抑制的应用背景，能有效降低系统误码率，从而提高了低轨卫星通信系统在复杂的电磁环境下的生存能力。

关键词： 低轨卫星，多窄带干扰，重叠变换，改进结构的 CAPOZZA 算法，二次局部门限法

Studying on Multiple Narrow-Band Interferences Suppression Technique in LEO Satellite DS-CDMA Systems

Nashun Bayaer (Communication and Information System)

Directed by: Liang Xuwen

Abstract

Low earth orbit (LEO) satellite DS-CDMA communication systems combine the advantages of low power needed of satellite, short transmission delay, global overlay by constellation made up of multi-satellites, so it can be easy to implement globality of personal communication. But, there are different kinds of interferences in LEO Satellite Systems. Mature technique has been studied at small SIR; but lack of research on multiple NBI suppression. In this dissertation, proposed the index system for evaluating suppression system and strategy for suppressing multiple NBI.

First of all, sources and classification of interferences are studied for CDMA systems. Prove that it is necessary to study NBI suppression technique in LEO systems. Advantage and disadvantage of different kinds of NBI suppression methods are analyzed.

Then, establish math model for Multiple NBI, deduce the multiple NBI influence to system through simplifying math models. Several key factors of multiple NBI are analyzed and the effects of interferences to system are simulated. Then the index is proposed for evaluating suppression system.

Thirdly, an improved CAPOZZA algorithm is studied and the difference between new algorithm and original algorithm on structure and theory is analyzed. The capability of new algorithm is analyzed by BER and SNR improvement. New algorithm can reduce signal loss and knock down BER. ELT algorithms are analyzed and compared with improved CAPOZZA algorithm. Pick foundation and parameter design of block transform are given in MNBI suppression.

Lastly, interferences identification and interferences elimination algorithms in suppression model are studied, these algorithms are used in multiple NBI and simulation results are given. A new algorithm named Twice Local Judge is proposed, the performance of this algorithm is simulated, and it indicates that this algorithm is more effective to suppress multiple narrow-band interferences.

Keywords: LEO Satellite, Multiple Narrowband Interference (MNBI), Lapped Transform (LT), Improved CAPOZZA algorithm, Twice Local Judge (TLJ)

摘 要	i
Abstract	ii
第一章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 低轨卫星通信系统中的干扰信号及其分类	1
1.2.1 干扰源与干扰途径	1
1.2.2 干扰信号的分类	2
1.3 窄带干扰抑制技术研究现状	5
1.3.1 基于时域的窄带干扰抑制	5
1.3.2 基于频域的窄带干扰抑制	6
1.4 各类干扰抑制技术应用于多窄带干扰抑制时的适应性	8
1.4.1 某型卫星窄带干扰抑制模块应用于多窄带干扰抑制时的性能分析	8
1.4.2 多窄带干扰的定义	9
1.4.3 常规窄带干扰抑制技术在多窄带干扰抑制中的适用性	11
1.5 本文的研究对象和意义	12
1.6 本论文的主要工作和创新点	13
第二章 多窄带干扰信号对通信系统的影响及其评价指标	15
2.1 直接序列扩频通信系统基本模型	15
2.2 扩频通信系统的抗干扰能力分析	17
2.3 多窄带干扰信号建模	17
2.3.1 多窄带干扰信号的音频拟合	18
2.3.2 多窄带干扰信号的AR形式	19
2.3.3 低速数字干扰的多窄带干扰信号	21
2.4 多窄带干扰信号对通信系统的影响分析	22
2.4.1 误码率计算模型	22
2.4.2 多窄带干扰对通信系统影响	28
2.5 抗多窄带干扰通信系统的主要技术指标	31
2.5.1 通用抗干扰通信系统技术指标	31
2.5.2 抗多窄带干扰通信系统技术指标	32
2.6 本章小结	35
第三章 多窄带干扰信号抑制算法研究	36
3.1 块变换	36
3.1.1 块变换的定义及抗干扰应用分析	36
3.1.2 块变换的计算量分析	39
3.2 基于CAPOZZA多窄带干扰抑制算法的改进结构	40
3.2.1 CAPOZZA变换域窄带干扰抑制算法	40
3.2.2 窗函数的优化设计	41
3.2.3 一种改进的重叠处理结构	43
3.2.4 仿真分析	45
3.3 基于重叠变换的变换域多窄带干扰抑制	50
3.3.1 重叠变换原理	50
3.3.2 重叠变换的实现	53
3.3.3 ELT的快速实现结构	55
3.3.4 仿真分析	56

3.4 评价指标分析	60
3.4.1 变换域算法的评价指标分析	60
3.4.2 多窄带干扰抑制算法的优化分析	61
3.5 本章小结	62
第四章 多窄带干扰消除策略	63
4.1 引言	63
4.2 干扰识别算法	63
4.2.1 自适应多门限算法	63
4.2.2 预切除算法	65
4.2.3 FCME算法	65
4.2.4 多窄带干扰下的仿真分析	66
4.3 适用于多窄带干扰信号抑制的二次局部门限法 (TLJ)	69
4.4 干扰消除算法	71
4.4.1 干扰归零算法	71
4.4.2 干扰钳位算法	72
4.4.3 干扰衰减算法	72
4.5 本章小结	74
第五章 结束语	75
5.1 全文总结	75
5.2 进一步研究展望	75
参考文献	77
作者攻读硕士学位期间发表的论文	82
致谢	83
作者简介	84

第一章 绪论

1.1 引言

从上世纪 80 年代开始, 全球掀起了一场发展低轨通信卫星的热潮。低轨通信卫星, 具有轨道低, 所需要的卫星功率小, 传输时间短, 链路损耗低等特点, 同时不受地理条件的限制, 灵活性是地面通信系统所无法企及的^{[1][2]}。作为卫星通信系统的核心, 低轨卫星容易受到各种类型干扰信号的干扰。当卫星通信系统应用于军事通信中, 经常受到人为故意干扰信号的干扰; 对于民用的通信卫星, 更多的是受到信道中的随机干扰信号的影响, 当然这种干扰信号在军用通信卫星中也是普遍存在的。

无论是人为干扰信号, 还是随机干扰信号, 当其达到一定的功率水平时, 都会对卫星通信系统造成较大的影响, 甚至会导致系统瘫痪无法正常通信。所以, 研究低轨通信卫星中的各种干扰信号, 分析其特点, 采取有效的抗干扰措施对抗各种干扰信号具有重要的意义。

1.2 低轨卫星通信系统中的干扰信号及其分类

1.2.1 干扰源与干扰途径

卫星通信系统本身就是一种开放系统, 加之轨道资源有限, 因此在客观上该通信系统就存在着诸多不可避免的干扰, 如日凌干扰、邻星干扰、反极化干扰、互调干扰、邻信道干扰等。但是除了日凌干扰外, 其他的干扰的强度都是可以控制的, 也是可以估算的, 只要通信网络规划合理、使用正确, 卫星系统的通信质量是可以得到充分保障的。本文研究的主要干扰来自系统外部如图 1.1 所示。

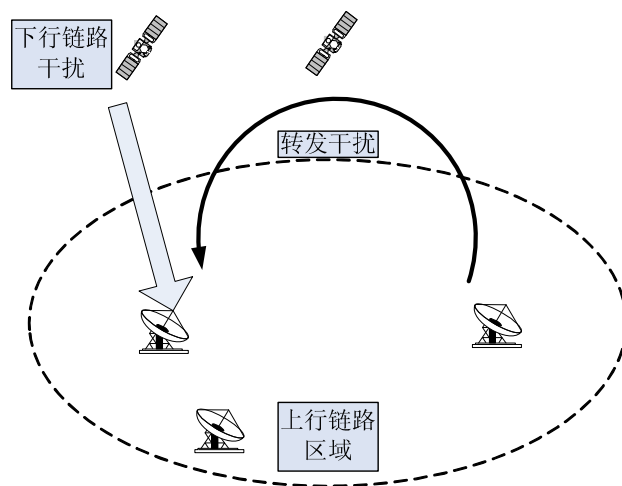


图 1.1 卫星通信所受干扰示意图

从图中可以看出，卫星通信系统可能遭受的干扰主要来自以下几个方面：

- 1、地基干扰（固定或移动干扰站）
- 2、天基干扰（机载干扰机、干扰卫星）

干扰途径有：

- 1、上行链路
- 2、下行链路
- 3、同时干扰上、下行链路

1.2.2 干扰信号的分类

低轨卫星通信系统中的干扰信号，按性质分，可以分为压制式干扰和欺骗式干扰^[3]。其中压制式干扰是用强大的干扰功率压制敌方收信机的正常接收，使卫星接收机的电子设备收到的有用信号模糊不清或完全“淹没”在干扰之中，以致不能正常工作，本文所研究的多窄带干扰信号，和传统的压制式干扰有一定的区别，本文研究的多窄带干扰信号主要来源于信道中非恶意的其他系统的随机干扰信号，这些信号并不像传统的压制式干扰信号那样具有很大的干扰功率，其特点是数量众多，分布随机，对于每个单独的干扰，其功率较低，但总体功率较大。本文研究的多窄带干扰信号可以归类为压制式干扰信号，是一种特殊的压制式干扰。对于欺骗式干扰是发出和敌方有用信号十分相似的干扰信号，使敌方通信人员真假难分。主要的压制式干扰信号的功率谱密度如图 1.2 所示：

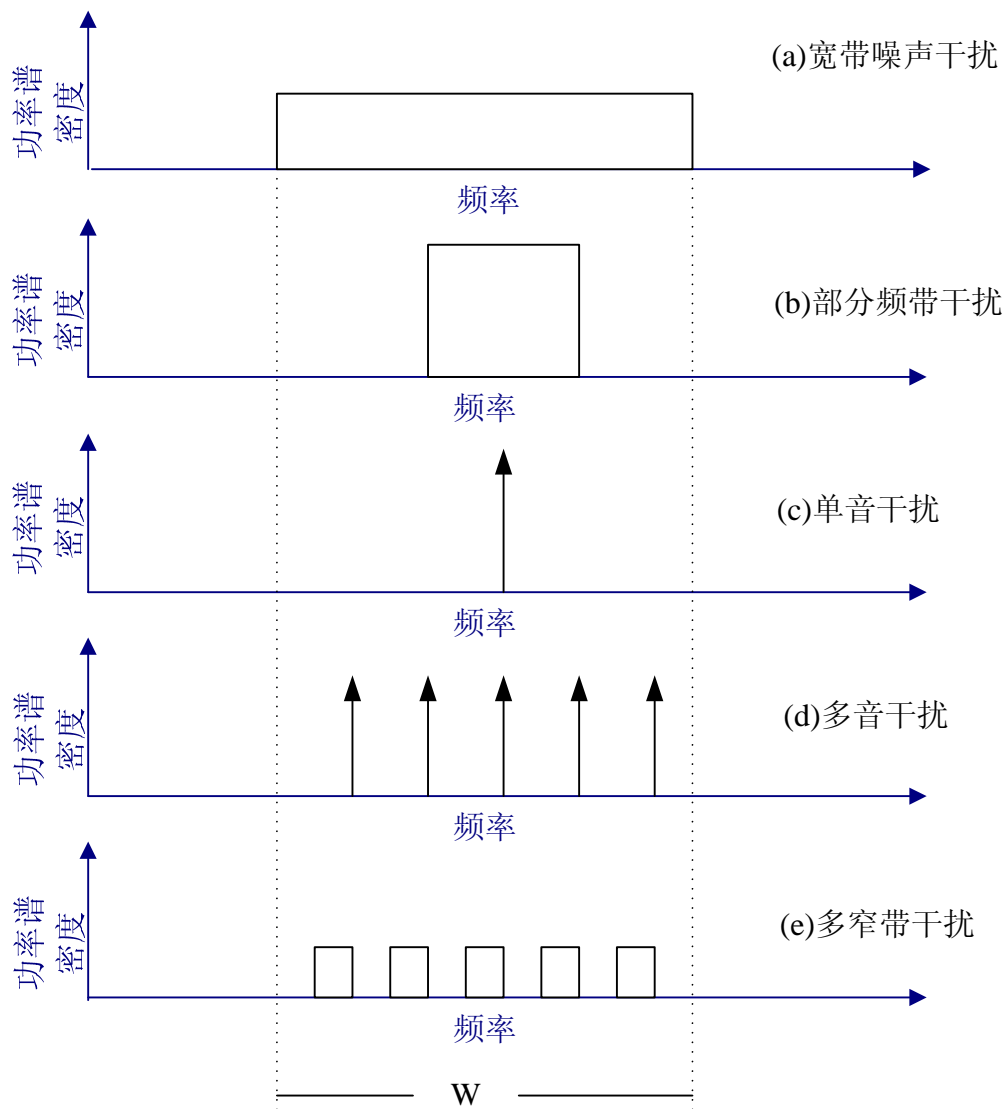


图 1.2 典型干扰信号的功率谱密度图

◆ 宽带噪声干扰

宽带噪声干扰可以用单边功率谱密度为 N_f 的带限高斯白噪声作为其模型，如图 1.2(a)所示。由于其功率谱覆盖了整个扩频系统的频带，所以这样宽带阻塞式干扰的效果相当于提高了接收机的热噪声电平。直接序列扩频系统是一种干扰平均系统，接收机通过相关解扩处理，使输入的宽带有用信号的频谱压缩成窄带，但宽带干扰不仅没有得到压缩，其带宽可能被扩展得更宽，从而通过相关解扩后的窄带滤波器将大部分宽带干扰滤除，可见直接序列扩频通信系统能有效地对抗各种宽带干扰，其抗干扰能力与处理增益成正比。但是当宽带干扰功率过强或直扩系统处理增益不够时，宽带干扰未能得到有效抑制，就会对直接扩频系统产生严重干扰。而跳频通信系统则很难躲避分布于整个带宽内的宽带噪声干扰，特别是人为产生的梳状谱宽带阻塞干扰是对跳频通信的有效干扰方式。

◆ 部分频带干扰

由于全频带干扰要求很大的干扰功率,在干扰的战术运用上经常把整个频带分为几个频段,采用部分频带干扰。与宽带噪声干扰不同的是部分频带干扰的干扰频带只占传输带宽的一部分。假设系统带宽为 W ,干扰带宽为 W_j ,干扰功率为 J ,干扰带宽与系统带宽之比 $\rho = W_j/W$,部分频带干扰谱密度 $N_j = J/\rho W$ 。由于部分频带干扰的能量相对集中,在总干扰功率一定的情况下,部分频带干扰噪声对直接序列扩频系统的影响比全频带干扰严重,分析表明,抗干扰能力比全频带干扰下降最大达3dB。部分频带干扰对跳频系统的影响与干扰带宽占整个跳频带宽的百分比有关。跳频系统可以通过交织与纠错编码措施抗部分频带干扰,但当系统受干扰的频道数达到一定比例时,系统抗干扰能力大为下降,甚至可使通信完全中断。为了提高跳频系统抗部分频带干扰的能力,可以采用自适应跳频技术。因此,部分频带干扰对直扩和跳频系统均有一定的攻击效果。多频干扰也可以看作是部分频带干扰的一种形式,多频干扰是由多个单频干扰信号组成的,其单边带功率谱密度图如图1.2(d)所示。对于多频干扰,直接序列扩频系统可采用梳状滤波器或自适应横向滤波器进行抑制,提高其抗干扰能力。

◆ 单频以及窄带干扰

单频干扰是在扩频带宽上一功率为 J 的载波信号,其单边带功率谱密度如图1.2(c)所示。扩频系统对单频或窄带干扰具有较强的抑制能力,单频干扰输入到直扩系统时,其频谱被扩展,通过窄带滤波器使干扰得到抑制,其抑制程度与扩频因子有关。但如果功率足够大的窄带信号距离直接序列扩频目标接收机足够近,超过接收机的抗干扰极限,接收机就会产生不可靠的结果,此时可在直接序列扩频接收机中采用陷波滤波器或自适应调零天线对单频干扰或窄带干扰进行抑制。

◆ 脉冲干扰

脉冲干扰实质上是时域上间断发射的带限高斯白噪声信号,幅度远大于有用信号。采用自动增益控制技术对脉冲干扰抑制,可以得到较好的抑制效果。

◆ 多窄带干扰

作为本文主要研究对象的多窄带干扰信号,在扩频带宽上是多个窄带信号,如图1.2(e)所示。每个窄带信号的功率为 J_i ,总功率 $J = \sum_{i=1}^N J_i$, N 为干扰的个数。当多窄带的每个分量的功率较大时,其总体的效果和部分频带干扰类似;但是当每个分量的功率较小,数目众多时,对低轨卫星通信系统的干扰效果类似于宽带干扰。本文所研究的多窄带干扰不同于以上这两种干扰,其在频域呈现一种不易识别,并且具有占有带宽较大的特征,但功率又没有小到淹没在噪声中的水平。单纯的扩频系统并不能完全抑制多窄带干扰,其对系统的影响程度与所有干扰的总功率以及各个干扰信号占有

的系统的总带宽有关系。多窄带干扰一般并不是由人为恶意干扰,而是由于现今频谱资源越来越拥挤,信道中充斥着各种频段的电磁波信号,耦合到接收机的概率大大增加,从而使接收信号中夹杂着来自于自由空间的各种带宽和强度的窄带信号。

1.3 窄带干扰抑制技术研究现状

低轨卫星通信系统可以采用直接序列扩频通信体制,跳频扩频通信体制等通信体制来一定程度上实现窄带干扰的抑制,通过将干扰的频带展宽,使干扰的幅度降低,从而抑制干扰。但是,当干扰幅度达到一定程度时,单纯的扩频通信体制对干扰的抑制不够,会造成大量误码,使通信系统的性能下降。因此,必须考虑在解扩前加干扰抑制模块,对干扰进行抑制。

从上世纪 70 年代开始,就有很多研究人员从时域、频域等不同角度提出了很多不同的窄带干扰抑制方法。目前,卫星扩频通信系统中的比较成熟的窄带干扰抑制方法都是从时域和频域角度出发考虑的,对于近期提出来的基于时频分布的窄带干扰抑制方法有较多的理论分析,但是由于其运算复杂度较高,在低轨卫星中并没有得到应用。

1.3.1 基于时域的窄带干扰抑制

早期的窄带干扰抑制的方法是采用线性滤波的方法^{[4][5][6][7]},该方法利用直接序列扩频频谱样值的低相关性和窄带干扰信号样值的强相关性,可以利用过去的样值估计当前样值,从接收信号中减去对干扰信号的估计,再把误差信号作为接收机的输入进行解扩,干扰的影响就会得到进一步的抑制。线性滤波算法,最初的模型是 LMS 横向预测滤波器,这也是众多滤波器的发展原型。利用 LMS 横向预测滤波器抑制窄带干扰时,当窄带干扰数目增多,形成多窄带干扰时,总功率增大,特征值分散,造成算法收敛性大为降低,还会造成误差增大。上世纪 80 年代初, Li 和 Milstein 提出采用双边带中心抽头线性横向自适应滤波器^[8],在预测信号时,综合考虑了窄带信号的前后相关性,提高了预测干扰信号与干扰信号间的相似程度。从分析和仿真结果来看,后者对干扰的抑制效果更好,信噪比的改善要比前者好 3~4dB。1988 年, Yong-cheng Wang 和 Laurence B. Milstein,从理论上对多窄带干扰进行了研究,研究了自适应预测滤波器和双边带横向滤波器对多窄带干扰的抑制水平,并且给出了定量的数学表达分析。并且对这两种滤波器在 BPSK 和 QPSK 系统都进行了分析。1990 年, Vijayan 和 Poor^[9]提出了一种非线性的预测窄带干扰信号的方法,标志着非线性滤波应用到直扩通信中干扰抑制的开端,这种方法相比线性技术在处理信噪比上有了很大的改善^{[10]-[14]}。Masreliez 提出 ACM 滤波器^[15], Rush 和 Poor 又对其进行了改进,

使其应用于扩频信号中的窄带干扰抑制^[16]。当多窄带干扰存在时,非线性滤波技术对信噪比的改善更强。但是,最初的非线性滤波的计算比较复杂,文献^[12]中的研究简化了这个非线性滤波器,同时减少了滤波器计算的复杂程度。但是却是以忽略扩频信号中高斯白噪声为代价的。文献^[17]中李国荣等人对 Poor 提出的非线性滤波算法做了一些修改,并将非线性算法推广至自适应格型滤波器,获得了最佳的滤波性能。文献^[18]设计出一种格型的自适应 IIR 滤波器,根据干扰能量的估计来控制陷波器深度,从而在保证信号完整性的基础上对干扰进行有效抑制。对于格形滤波器,由于其接收信号子相关矩阵构建的特征空间的不同特征向量按不同速率收敛,提高了滤波器的收敛速度,这对于时域滤波实时性要求作出了很大的改进,但在提高实时性的同时,由于特征向量大时, Lattice 节点收敛因子也较大,该节点的估计误差也相应较大,导致滤波器的跟踪误差较大,这对于多窄带干扰信号抑制是不利的,会造成更大的估计误差,从而造成性能下降。由于 Lattice 滤波器结构比较复杂,实现时占用资源比较多, J.H. Yoo^[19]提出了一种横向滤波器和 Lattice 结构相结合的 LTJ 滤波器结构。这种滤波器利用了 Lattice 快速预测估计出接收信号中的大功率分量,使滤波器收敛速度更快,滤波器后端的横向滤波器跟踪 Lattice 滤波后的小功率窄带干扰分量进一步减小了跟踪误差。该滤波器由于具有两种滤波器的优点,当大小不同的多窄带干扰并存时,可以有效的滤除多窄带干扰信号,并且对多窄带干扰中较小的分量具有很好的估计能力,可以很好的应用于低轨卫星通信系统,具有一定的应用前景。

国内近期开始对多窄带干扰信号的抑制问题展开了研究。2001 年,华云首先采用了一种双环判决的方法对多窄带干扰进行抑制^[20],并且在频谱图中给出了该方法的直观抑制效果。但是作者主要是在仪器中给出了频谱抑制效果,并没有对自己的算法进行定量的理论分析。之后华云与李红霞采用了一种批处理的 LMS 算法对多窄带干扰进行研究^[21],最后将该算法应用于频域的批处理算法,并且给出了在特定信干比条件下,误码率随信噪比变换的分析图。该方法改进了运算速度,但是在误码率的提高上效果并不明显。

1.3.2 基于频域的窄带干扰抑制

关于频域的窄带干扰算法的研究最早要从 Milstein 开始,他提出采用快速傅立叶变换和声表面波器件的变换域滤波技术,来抑制扩频接收机中的窄带干扰信号,开辟了采用自适应变换域滤波算法抑制窄带干扰这一全新的技术领域^{[22][23]}。针对 FFT 方法的旁瓣抑制比低,不能抑制功率较大的窄带干扰和普通干扰等问题。Catharina Carlemalm, H. Vincent Poor^[24]在 2000 年提出了一种基于 HMM 估计的频域多窄带干扰信号抑制算法,并且对该算法建立了概率模型,给出了概率表达分析,同时在运算量

问题上,作者也进行了详尽的分析。P.T. Capozza, B.J. Holland, T.M. Hopkinson and R.L. Landrau^[25]在 2000 年提出了一种重叠加窗的 FFT 窄带干扰抑制方法,该方法在 FFT 的基础上在信号处理之前先加窗处理,对旁瓣抑制,另一方面,由于加窗造成了信号的扭曲和失真,采用二分之一的重叠处理,实现了信号的精确重构。该方法具有非常成熟的应用背景并且很好的应用于目前的卫星通信系统中,可以实现对多窄带干扰的精确定位。本文正是采用这种方法作为研究手段之一对多窄带干扰信号进行研究,并且对该方法进行了优化。

传统的块变换如离散傅立叶变换、离散余弦变换由于存在明显“块效应”,使得基于 DFT, DCT 的接收机性能对频率变化相当敏感,因此接收机的性能不够鲁棒,所以寻找一种新的变换,使其具有一定的灵活性,能够在性能和计算复杂度之间取得折衷就成了要研究的一个重要课题。重叠变换^[26]是 Malvar 在 1988 年首先提出的,当时在图像处理中取得了成功的应用。随后重叠变换得到了广泛的重视,人们对它进行了深入的研究,并在许多方面得到了应用。而且,已经有了重叠变换的基于 DFT 或 DCT 的快速算法,可以在滤波性能有较大提高的情况下计算复杂度增加较少,具有显著的优点。Medley M.J 在 1997 年将重叠变换引入到了扩频通信的窄带干扰抑制,并作了很多相关的研究^{[27][28]}。国内的上海交通大学的胡光锐教授,李毓麟教授等在基于重叠变换的扩频通信窄带干扰抑制中也取得了不少成果^{[29][30]},重叠变换应用于多窄带干扰抑制的情况下,主要考虑是否可以较好的凸现干扰信号,以实现干扰的精确识别,研究表明,当滤波器的系数较长时,可以较好的实现多窄带干扰信号的识别,但是运算量相应增大,当滤波器设计旁瓣抑制不够时,则不能清晰的在频域辨认干扰信号,这就需要做一个折中,即在满足干扰抑制性能的情况下,尽量采用适合的旁瓣抑制比的滤波器,而不是一味追求最大的旁瓣抑制比。本文也对该方法在多窄带干扰中的应用做了研究,并与基于 FFT 的算法进行比较。

随着小波变换的日益成熟,一些学者提出快速傅立叶变换之外的另一种选择,即采用小波变换以及相应的滤波器组来实现变换域滤波,一种抑制干扰的方法是利用正交镜像滤波器(QMF)组所构成的二进子带分解树型结构来实现离散小波变换或离散小波包变换。类似于离散傅立叶变换,该方法可对信号频谱进行均匀划分,但与离散傅立叶变换不同的是,由滤波器所产生的频谱的旁瓣效应取决于所采用的正交镜像滤波器系数,因此旁瓣小于不加窗的离散傅立叶变换,频谱泄漏较少。在文献^[31]中,杨慰民提出了一种基于小波包变换的直接序列扩频通信窄带干扰抑制技术。该技术通过小波包分解将信号和干扰分离,然后再对滤波处理后的分解结果进行小波包合成,以此达到多窄带干扰去除的目的。该方法可以自由调整滤波器系数来实现对旁瓣的抑制效果,但是过于长的滤波器系数会使运算复杂度大大增加,不利于实用,该方法应用于多窄带干扰下的低轨卫星扩频系统中还需要综合改进。文献^[32]王荣等人也对小波包变换域自适应干扰抑制技术在直接序扩频通信系统中的应用进行了研究。主要思

想为,将含有窄带干扰的输入信号分解在不规则的子带树结构上,采用小波变换域信号的受扰子带分量置零的方法,剔除受干扰最严重的相应子带,然后重新恢复信号,取得了较好的窄带干扰抑制效果。该方法应用于多窄带干扰信号研究时,当窄带干扰数目较多时,需要切除太多的子带,不利用最后信号的合成输出,该方法尤其不适用于干扰较宽的情况。

1.4 各类干扰抑制技术应用于多窄带干扰抑制时的适应性

1.4.1 某型卫星窄带干扰抑制模块应用于多窄带干扰抑制时的性能分析

本文对低轨卫星扩频通信系统某型卫星的星载抗干扰模块进行了测试,该抗干扰模块采用的是 CAPOZZA 的基于 FFT 的窄带干扰抑制算法^[33],中科院上海微系统所的梁继业和任前义也分别在其博士论文^{[34][35]}中对该方法进行了研究,并采用 FPGA 设计实现了该方法的工程应用。测试过程主要是研究 CAPOZZA 算法在多窄带干扰抑制中的性能是否会恶化,是否适用于多窄带干扰抑制。

该卫星采用 QPSK 调制方式,系统带宽为 2M。在该窄带干扰抑制模块的性能测试中,我们在卫星扩频通信发信机的扩频信号中叠加窄带干扰信号,然后通过星上的窄带干扰抑制模块后进行捕获测试,并判断是否可以成功捕获,通过多次测试得到捕获概率。在该测试中,考虑系统总的干信比为 30dB,干扰的个数由 1 个逐次增加变为 5 个,干扰总功率则平均分配到每个干扰中,得到测试结果如表 1.1 所示。

表 1.1 某型卫星抗多窄带干扰性能测试

干扰数目	Eb/No	单个干扰带宽	单个干扰干信比	总干信比	捕获概率
单个干扰	10.5dB	50kHz	30dB	30dB	100%
2 个干扰	10.5dB	50kHz	27dB	30dB	80%
3 个干扰	10.5dB	50kHz	25.2dB	30dB	50%
4 个干扰	10.5dB	50kHz	24dB	30dB	0%
5 个干扰	10.5dB	50kHz	23dB	30dB	0%

分析上表可以看出,虽然加到系统中的干扰的总功率是相同的,但是由于将能量分散到多个调频干扰上后,抗干扰模块将不能准确地设定门限,造成干扰信号切除不干净,或者过多的切除了有用信号,不能有效地改善信噪比,从而使捕获概率随着干扰数量的增多,逐步下降。并且从表中可以分析出,当干扰的数量达到 4 个时,即干扰占有系统带宽达到 10%时,捕获概率下降为 0%,由此可以得到,随着干扰数量的增多,系统的性能会恶化,当干扰数目达到 4 个时,系统性能迅速恶化以至于完全不

能工作。由此可见，CAPOZZA 算法虽然在单窄带干扰抑制时，表现出较好的性能，但应用于多窄带干扰抑制时，性能会发生较为严重的恶化。

分析表明，在低轨卫星扩频通信系统中，现有的算法在多窄带干扰抑制时会有缺陷，不能有效的抑制多窄带干扰信号，或者会对有用信号损害很大，造成信噪比损失严重。所以在低轨卫星通信系统的背景下，研究适用于多窄带干扰抑制的算法具有重要的意义和实用价值。本文在该算法的基础上，提出改进的算法，以应对低轨卫星中的多窄带干扰信号。

1.4.2 多窄带干扰的定义

关于窄带干扰的抑制算法，在之前的现状研究中已经有详细的说明，并且针对低轨卫星中已经在用的一种算法，本文做了捕获概率的测试分析。那么其他各种算法应用于多窄带干扰抑制中，会有怎样的效果，又会有哪些问题需要处理和改进？这是本文的主要研究内容，本文将重点研究基于变换域的多窄带干扰抑制算法的改进。

多窄带干扰信号一般是指 2 个或 2 个以上的窄带信号同时存在于带宽较大的通信系统中，为了本文的研究方便，对多窄带干扰做如下定义：多窄带干扰是指低轨卫星通信系统的工作频带内存在多个具有窄带特征的干扰信号，干扰的类型可以是高斯窄带干扰、调频信号或者其他调制方式的窄带干扰信号，其中每两个窄带干扰之间保持相互独立，并且在通信系统的频带中出现的频点位置随机，但频点位置一旦确定，即保持一定的时间长度，每个窄带干扰分量其占有通信系统的频带不大于系统总带宽的 10%。以高斯窄带干扰为例，多窄带干扰的定义表达式推导过程如下：

首先对于最常见的窄带高斯干扰，可以用白噪声通过全极点滤波器实现，定义式如下：

$$j(k) = \sum_{l=1}^{\infty} a_l j(k-l) + n(k) \quad (1.4.1)$$

其中：

a_l -- 自回归参数；

$n(k)$ -- 0 均值高斯白噪声；

多窄带干扰的表达式如下：

$$J(k) = \sum_{m=0}^{M-1} j_m(k) \quad (1.4.2)$$

其中 $j_m(t)$ 是窄带高斯干扰，表达式如下：

$$j_m(t) = \sum_{l=1}^{\infty} a_{ml} j_m(k-l) + n_m(k) \quad (1.4.3)$$

低轨卫星通信系统常遇到的问题是低功率的多窄带干扰信号，但在变换域中要保证干扰可被检测，要求干扰达到一定的幅度。设 $E_b/N_0=4\text{dB}$ ，扩频码长为 512 的 2 进制序列，其信噪比 $\text{SNR}=-20\text{dB}$ ，假设系统中存在 5 个窄带干扰，且每个窄带干扰的带宽为 5% 的系统带宽，则窄带干扰的总带宽为 25% 的系统带宽。由谱密度的理解可知，当干扰的谱密度大于噪声谱密度时，可以使干扰信号从噪声中“冒”出来，通过推导可知，当总的干信比为 14dB 时，干扰信号的谱密度才可以大于噪声谱密度。并且这是理想情况，实际情况可能需要总的干信比达到 15dB 以上，干扰才可以被检测。当每个干扰的带宽控制在 2.5% 时，要求总的干信比达到 11dB 以上才可以检测。由于本文的着眼点在于低功率的干扰信号，所以本文主要研究干信比为 15dB~30dB 的情况。

对于任意情况下的，最低检测要求推导如下：

$$S = S_0 B \quad (1.4.4)$$

$$N = N_0 B \quad (1.4.5)$$

$$J = J_0 B' \quad (1.4.6)$$

其中 S 、 N 、 J 分别为信号功率、噪声功率和干扰功率，而 B 为系统带宽， B' 为干扰带宽， S_0 ， N_0 ， J_0 分别为信号谱密度、噪声谱密度和干扰谱密度。

欲使干扰达到可以识别的水平，则干扰的谱密度要大于噪声谱密度，即

$$J_0 > N_0 \quad (1.4.7)$$

且干信比为：

$$J/S = J_0 B' / S_0 B \quad (1.4.8)$$

信噪比为：

$$\text{SNR} = S/N = S_0/N_0 \quad (1.4.9)$$

且有：

$$E_b / N_0 = 0.5(T_{\text{sym}} / T_{\text{samp}}) \text{SNR} \quad (1.4.10)$$

由上式联立求解就可以得到干扰可测得情况下的最小干信比大小。

低轨卫星测试中经常采用易于得到的调频干扰作为窄带干扰,扩频通信系统中更为普遍的干扰形式一般均具有高斯窄带干扰的特征,这里对调频干扰和高斯窄带干扰在同一窄带干扰抑制模块下的系统性能进行比较,得到性能曲线图如图 1.3 所示。

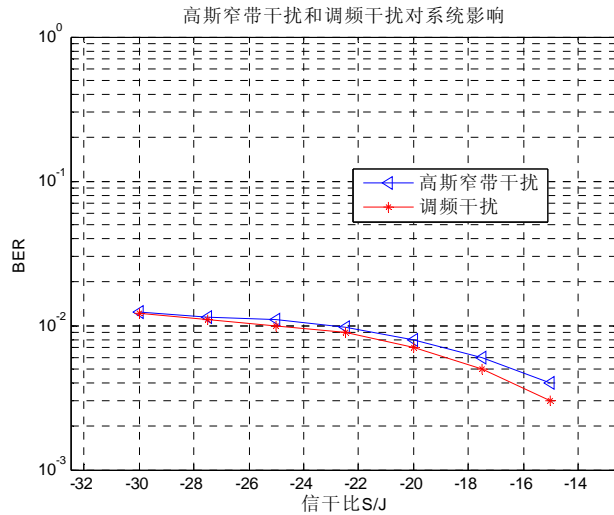


图 1.3 高斯窄带干扰和调频干扰对系统影响

由图可见,调频干扰构成的多窄带干扰信号和高斯窄带干扰构成的多窄带干扰信号在 CAPOZZA 干扰抑制模块中,体现出近似相同的误码率性能。这说明采用 2 种类型的干扰具有相同的效果,在本文分析中,采用高斯窄带干扰信号来构成多窄带干扰信号。

1.4.3 常规窄带干扰抑制技术在多窄带干扰抑制中的适用性

如前文所示,不论是时域算法也好,还是变换域的算法,在窄带干扰抑制的发展中,针对不同的干扰类型,不断的改进,用以适应各种不同的特定条件,为窄带干扰的抑制问题,提供了不同类型的参考。本文主要的研究对象是多窄带干扰,也属于特殊的窄带干扰,当这些成熟的算法用于多窄带干扰抑制中时,又会有什么问题,需要做怎么样的改进?其中关于变换域的多窄带干扰改进算法是本文的研究重点。下面将一些算法在多窄带干扰抑制中存在的问题总结如下:

时域算法的问题

a) 利用时域 LMS 滤波器抑制多窄带干扰时,当窄带干扰数目增多、总功率增大时,会造成算法收敛性大为降低,还会造成收敛误差增大。

b) 对于时域的格形滤波器,由于其接收信号自相关矩阵构建的特征空间的不同特征值按不同速率收敛,提高了滤波器的收敛速度,对时域滤波实时性要求作出了很大的改进,但在提高实时性的同时,当特征值较大时, Lattice 节点收敛因子也较大,

该节点的估计误差也相应较大，导致滤波器的跟踪误差较大。多窄带干扰信号会放大估计误差，从而性能下降。

c) 在时域中对抗多窄带干扰时，假设可以完全估计出每一个窄带干扰的位置和信号特征，则需要配置多极点的滤波器来对多窄带干扰进行滤波处理，这时，构建合适的多窄带干扰抑制的滤波器是一个难点。也可以采用多级滤波的方式进行处理，但势必会造成较大的延时效应。

变换域算法的问题

变换域中的算法具有一定的共性，这些算法在干扰抑制的应用中也具有一些共性，此类算法应用于多窄带干扰抑制中时，涉及的问题如下：

a) 在保证干扰消除的同时，是否可以实现信号的完全可重构。信号完全可重构是域变换很重要的特性，对于 FFT，重叠变换，小波变换等，均可以实现信号完全可重构或者信号的近似可重构。但是当应用条件发生变化时，这些变换是否依然可以满足可重构条件。

b) 应用于抗干扰的变换域算法，其重要考虑因素是旁瓣抑制比，不同的变换域算法具有不同的旁瓣抑制特性，在保证可重构条件，且较好的分辨率的情况下，大的旁瓣抑制比是变换域算法的设计目标。

c) 清晰的分辨率和合理的运算量，这两者往往是一个矛盾的双方，要达到另一方，需要牺牲这一方性能，所以能够找到一种折中的方案是关键。其宗旨是在保证一定的分辨率的条件下，尽可能的缩小运算量，以保证低轨卫星的运行条件，节约资源。

本文鉴于变换域算法在低轨卫星窄带干扰抑制中的优良特性，选取变换域算法对多窄带干扰抑制进行分析。

1.5 本文的研究对象和意义

本文的主要研究对象为低轨卫星通信系统中的多窄带干扰信号，通过分析目前在研制的某型卫星的窄带干扰抑制模块，以及借鉴国内外的研究成果的基础上，讨论了基于变换域的多窄带干扰抑制的改进算法，并提出了一种适用于多窄带干扰抑制的门槛估计策略。通过前文的讨论和分析，本文确定研究对象及系统的参数如表 1.2 所示。

表 1.2 多窄带干扰信号及系统参数

信号基本参数	指标/体制
通信体制	QPSK/DS-CDMA
信噪比 E_b/N_0	4dB
数据速率	4.8Kbps
扩频码	码长 512 的 m 序列，速率 2.4576Mcps

干扰个数	1—5 个
干信比范围	15dB—30dB
单个干扰带宽	1%、5%
干扰类型	窄带高斯干扰，调频干扰
抗干扰手段	变换域干扰抑制技术
门限估计方法	CME、FCME、TLJ

目前低轨卫星系统中的窄带干扰抑制模块大多数采用变换域技术，其中以傅立叶变换和重叠变换最为成熟，这些干扰抑制模块对于单窄带干扰具有很好的抑制性能。但是当干扰的个数由一个增加为多个时，系统的性能会出现不同程度的恶化。

对于未作改进的 CAPOZZA 算法在多窄带干扰抑制时，捕获概率会由于干扰数量的增多而下降，系统的误码率也呈现数量级的上升趋势。本文对 CAPOZZA 算法在信号合成时的方法进行改进，并对窗函数进行优化选择，可以有效改进算法性能，提高信噪比的改善，降低系统误码率。结果表明研究性能良好的变换域算法对抗多窄带干扰信号具有十分重要的意义。

随着干扰数量的增多，一方面考验变换算法的性能，另一方面也考验门限估计算法的合理性。传统的门限估计算法主要是针对单个窄带干扰的抑制而进行设计的，对于多窄带干扰信号，采用多次门限估计不仅仅可以保证对漏检干扰信号的切除，也可以有效地保护有用信号。本文提出的二次局部门限算法在保证上述条件的情况下，对能量较低的干扰信号也具有很好的过滤作用。在多窄带干扰抑制中，采用多次门限估计来切除干扰信号是十分有意义的。

本文的最后给出了干扰消除的实现方式，对于多窄带干扰信号，普通的干扰归零算法对信号损害较大，采用具有频率补偿的干扰钳位算法可以改善信噪比。对带宽较大的多窄带干扰信号的抑制，采用钳位算法具有一定的应用意义。

1.6 本论文的主要工作和创新点

本文首先介绍了课题研究背景，包括低轨卫星扩频通信系统的结构及其优劣性分析。给出了在低轨卫星扩频通信系统中的干扰信号的来源和干扰分类方法，并且引出了本文研究重点：多窄带干扰信号，并明确了低轨卫星通信系统下的多窄带干扰信号的特征。在文章的开始部分，还对多窄带干扰抑制问题的国内外研究现状做了详细的论述分析，并对部分方法做了简单的性能分析。

第二章是文章的核心和理论基础，主要阐述了低轨卫星扩频通信系统下的通信体制，并且在该通信体制下，对多窄带干扰信号进行了三种形式的数学建模，满足不同的分析需要。在干扰信号分析的基础上，从解析的角度对多窄带干扰信号进行理论分

析。研究了多窄带干扰信号的各个参量变化时,对通信系统性能的影响。在此基础上,提出了多窄带干扰抑制中的技术指标恶化因子和修正的信噪比改善因子,用以衡量多窄带干扰信号在输入输出端的性能水平,给出了数学表达式和物理意义分析。

第三章研究了一种改进结构的 CAPOZZA 算法,对其设计结构和原理上进行了分析和比较。主要在窗函数的优化选择和重叠处理的结构上提出了该进方法,并采用误码率和信噪比改善两个指标,分析了改进算法的性能。结果表明,该改进算法通过减少有用信号的损失,有效的降低了系统误码率。研究了重叠变换在多窄带干扰信号抑制中的结构和实现方法,并对该算法和改进结构的 CAPOZZA 算法进行了性能比较。通过对两种算法的研究和改进,给出了在多窄带干扰抑制中块变换的选择依据和参数设计的方法;

第四章研究了多窄带干扰抑制中的干扰消除算法和干扰识别的门限估计算法。将不同干扰消除算法应用于多窄带干扰抑制中,评价其性能,得到了适用于多窄带干扰抑制的消除算法。重点分析了三种性能较优的门限估计算法,并给出了各种算法在多窄带干扰抑制的中的仿真性能表现。在此基础上,提出了一种新颖的二次局部门限法,用以对抗多窄带干扰信号,该方法可以有效的改善多窄带干扰带来的性能恶化。

第五章总结了全文的工作,并且对低轨卫星通信下的多窄带干扰抑制提出了可行的建议,指出了进一步研究的方向和方案。

本文的创新点主要体现在以下几点:

1、对多窄带干扰的解析模型进行推导和简化,并且对多窄带干扰的每个特征分量对系统的影响进行了定量的分析,并提出了衡量多窄带干扰信号的性能评价指标。

2、提出了一种改进的变换域干扰抑制算法,并对多窄带干扰情况下的系统性能进行了分析。通过比较几种算法的性能表现,提出了适用于多窄带干扰抑制的算法选择依据和考虑因素。

3、提出了一种改进的二次局部门限法,用以对抗多窄带干扰,仿真分析了该算法在多窄带干扰抑制中的误码率性能,结果表明,该方法可以有效改善多窄带干扰带来的性能恶化。

第二章 多窄带干扰信号对通信系统的影响及其评价指标

在低轨卫星通信系统中，DS-CDMA 技术得到了广泛的应用。直接序列扩频系统具有一定的窄带干扰抑制能力，可以抑制功率较低的多窄带干扰，并且这种干扰抑制能力和扩频增益相关。本文从直接序列扩频通信系统入手展开多窄带干扰信号分析，首先建立直接序列扩频通信系统的数学模型，并且对多窄带干扰信号建模，研究多窄带干扰每个分量对通信系统的影响，以及与这些影响相关的各种因素，进行量化分析。在理论推导和仿真分析的基础之上提出多窄带干扰的系统评价指标。

2.1 直接序列扩频通信系统基本模型

直接序列扩频通信系统简称直扩系统^[36]，是目前应用比较广泛的一种扩频方式。直接序列扩频系统是将要发送的信息用伪随机码扩展到一个很宽的频带上去，在接收端，用于发端相同的伪随机码对接收到的扩频信号进行相关处理，恢复出发送的信号。对于干扰信号而言，与伪随机码不相关，在接收端被扩展，使落入信号通频带内的干扰信号功率大大降低，从而提高了相关的输出信噪比，达到了抗干扰的目的。直接序列扩频通信系统得原理框图如图 2.1 所示：

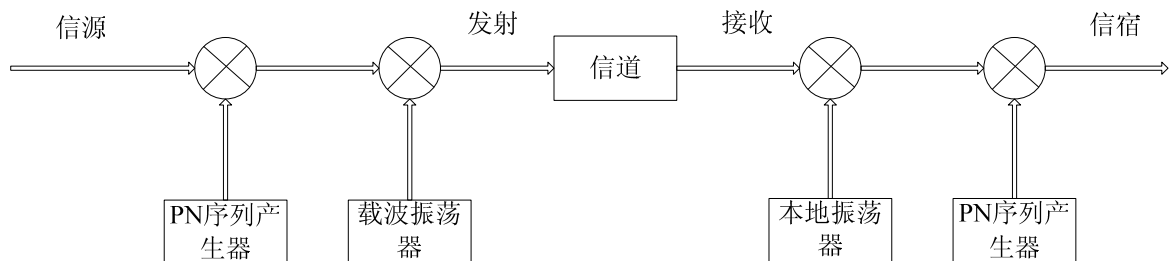


图 2.1 直接序列扩频通信系统原理框图

信号在扩频过程中的时域与频域对应图如图 2.2 所示：

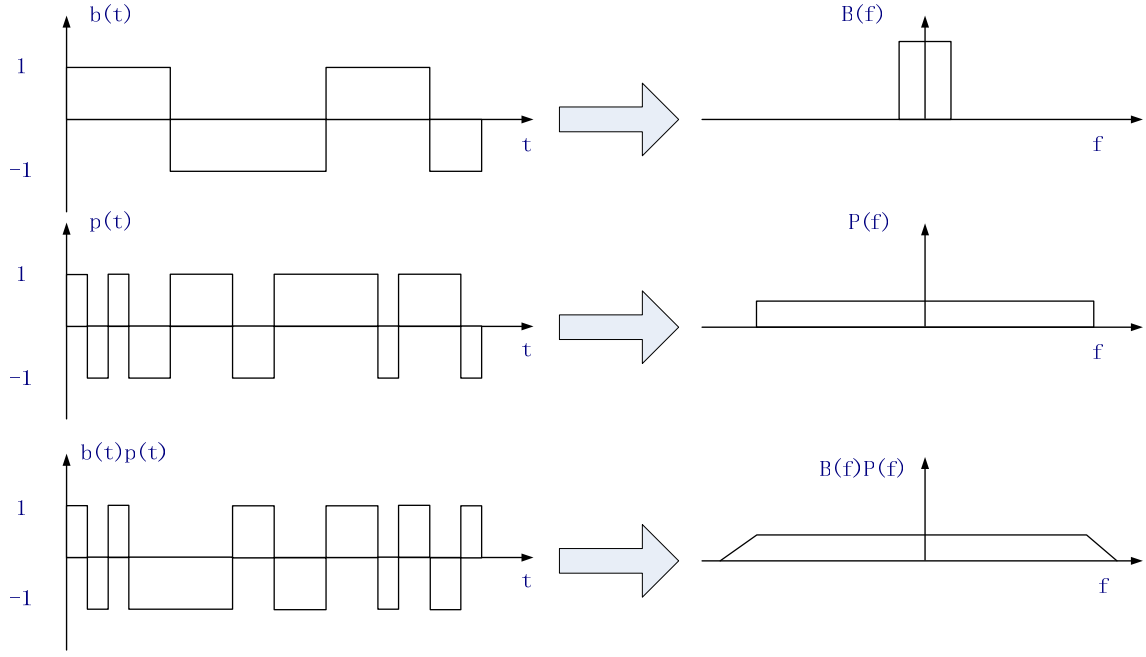


图 2.2 信号在扩频过程中的时域频域对照图

扩频通信系统的输入信号 $a(t)$ 是一个码元宽度为 T_b 秒的随机二进制序列， k 比特信号经过码率为 $R_c = k/n$ 的卷积编码器后，被编码成 n 个码字序列 $d(t)$ 。该码字序列再经过序列的调制以及二进制相移键载波调制后，形成发射信号 $s(t)$ 进入信道，其简化的发射信号模型如下式：

$$s(t) = \sqrt{2P}d(t)c(t)\cos(\omega_0 t) \quad (2.1.1)$$

式中

P -- 发送信号功率，

ω_0 -- 载波角频率，

$d(t)$ -- 编码后的码字序列，

$c(t)$ -- 扩频码序列，码长为 N ，

不考虑延时的情况下，信道为高斯噪声信道，考虑信道中存在窄带干扰信号，则接收信号为

$$r(t) = \sqrt{2P}d(t)c(t)\cos(\omega_0 t) + n(t) + j(t) = s(t) + n(t) + j(t) \quad (2.1.2)$$

式中

$n(t)$ -- 均值为 0，方差为 $N_0/2$ 的白高斯噪声(单边功率谱密度为 N_0)

$j(t)$ --多窄带干扰信号。

2.2 扩频通信系统的抗干扰能力分析

扩频通信系统之所以具有较强的抗干扰能力,主要是由于在采用直扩技术的通信系统中,由于每一个用户都被分配一个唯一的伪随机扩频码,并与其他用户的 PN 码近似正交,接收机可以根据这些 PN 码将每个用户分开,所以扩频信号中同一频率的干扰可以忽略不计。而且,由于窄带干扰在接收端与本地的 PN 序列做互相关运算后扩展到直扩信号的整个频带,使得干扰等效为一幅度较低频谱较平坦的噪声。因此扩频可以用来减小干扰对接收性能的影响,起到抑制窄带干扰的作用。解扩前与解扩后的信号与干扰的频谱如图 2.3 所示。

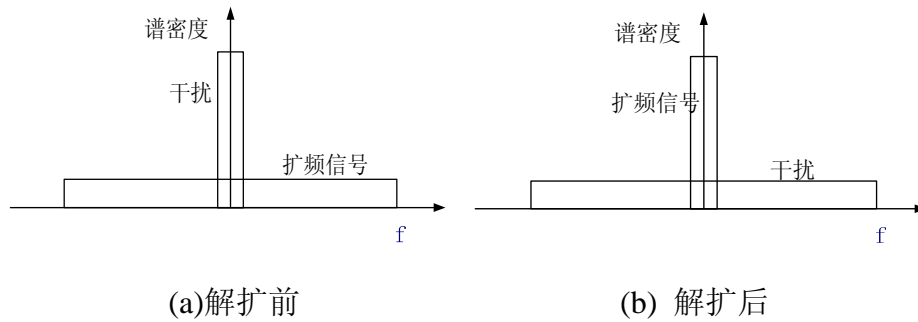


图 2.3 扩频系统中扩频信号与干扰的频谱

扩频系统自身的抗干扰能力与扩频增益有关。扩频增益的定义式是:

$$G_p = \frac{W_{p(t)}}{W_{b(t)}} = \frac{T_b}{T_p}, \quad W_{p(t)} \text{ 和 } W_{b(t)} \text{ 分别是 PN 序列和信息序列的带宽, } T_b \text{ 是信息序列的周期, } T_p \text{ 是 PN 序列的码元周期。}$$

所以当信息序列的速率一定时,伪随机序列的速率越高,扩频增益就越大,抗干扰能力就越强。

扩频通信系统自身的干扰抑制能力总是有限的,而且在实际的扩频通信中总存在着大量的窄带干扰因素。由于扩频增益不能无限的增大,当扩频增益不够大,若不采用其他途径对窄带干扰进行抑制,而仅靠扩频系统自身的抗干扰能力,将会大大影响系统的性能。所以必须研究在接收机中采用专门的窄带干扰抑制技术。

2.3 多窄带干扰信号建模

对于多窄带干扰信号可以采用三种方法来拟合建模,音频干扰拟合,AR 自回归过程拟合,低速率数字窄带信号拟合。

2.3.1 多窄带干扰信号的音频拟合

对于多窄带干扰信号 J 可以表述为下式:

$$J(n) = \sum_{l=1}^N j_l(n) \quad (2.3.1)$$

其中 $j_l(n)$ 是单个的窄带干扰信号, 由音频信号拟合合成如下:

$$j_l(n) = \sum_{q=1}^Q A_q \cos(2\pi f_q n + \phi_q) \quad (2.3.2)$$

式中 A_q 和 f_q 分别表示第 q 个音频干扰的幅度和频率, $\{\phi_q\}$ 在区间 $[0, 2\pi)$ 服从均匀分布的随机相位, 并且彼此之间相互独立。对于有音频干扰拟合而成的窄带干扰的自相关函数为

$$\begin{aligned} R_{j_l}(k) &= E\left[\sum_{p=1}^Q A_p \cos(2\pi f_p n + \phi_p) \sum_{q=1}^Q A_q \cos(2\pi f_q (n+k))\right] \\ &= \sum_{p=1}^Q \sum_{q=1}^Q A_p A_q e^{j[2\pi f_p n - 2\pi f_q (n+k)]} E[e^{j(\phi_p - \phi_q)}], \quad k = 0, 1, \dots \\ &= \sum_{q=1}^Q A_q^2 e^{j2\pi f_q k} \end{aligned} \quad (2.3.3)$$

由傅立叶变换可以得到窄带干扰的功率谱密度函数如下:

$$S_{j_l}(\omega) = \pi \sum_{q=1}^Q P_q [\delta(\omega - 2\pi f_q) + \delta(\omega + 2\pi f_q)] \quad (2.3.4)$$

可得多窄带干扰信号的功率谱密度函数为:

$$S_j(\omega) = \pi \sum_{p=1}^Q \sum_{q=1}^Q P_{pq} [\delta(\omega - 2\pi f_{pq}) + \delta(\omega + 2\pi f_{pq})] \quad (2.3.5)$$

其平均功率为

$$P_{av} = \sum_{p=1}^Q \sum_{q=1}^Q P_{pq} \quad (2.3.6)$$

2.3.2 多窄带干扰信号的AR形式

窄带干扰信号的另一种产生方法是采用自回归信号模型^[37], 即 AR 模型, 一般情况下, 大部分的窄带干扰信号都和这种模型的特点非常接近。AR 模型干扰可以由功率为 $\sigma_v^2 = N_0/2$ 的高斯白噪声 $v(n)$ 通过 AR 滤波器得到, 其表达式为

$$j(n) = -\sum_{k=1}^p a_k j(n-k) + v(n) \quad (2.3.7)$$

式中: p 为模型的阶数, $j(n)$ 为时刻 n 观测到的时间序列, a_k 为 AR 模型系数, $v(n)$ 为白噪声序列。AR 信号模型的结构如图 2.4 所示。对于较短持续时间的观测数据而言, 采用恒定模型是合适的, 但是对于长时间的观测数据而言, 窄带干扰信号具有较强的时变特性, 此时的 AR 过程则需要改为时变 AR 模型。

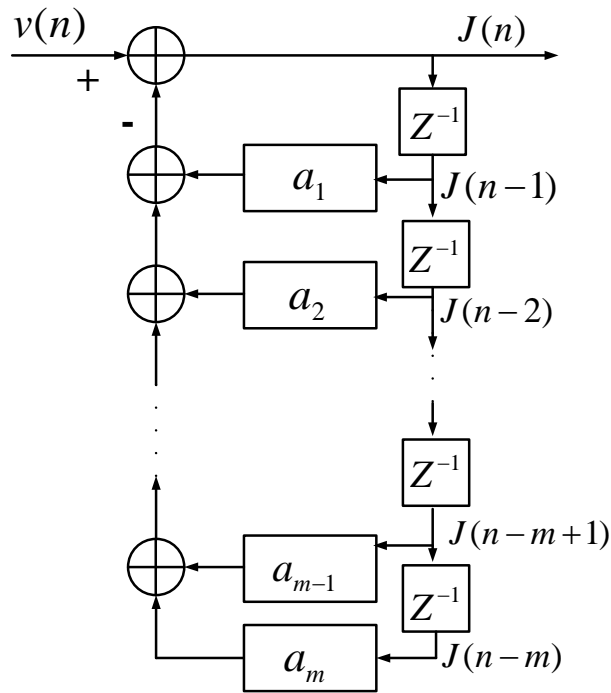


图 2.4 AR 信号模型结构图

图中 $v(n)$ 是功率谱为 $\sigma_v^2 = N_0/2$ 的零均值高斯白噪声序列, 由于全极点滤波器的传递函数为:

$$H(z) = \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_p z^{-p}} \quad (2.3.8)$$

由此可以得到干扰信号 $\{j(n)\}$ 的功率谱为

$$S_j(\omega) = \left| \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_p z^{-p}} \right|_{z=e^{j\omega}}^2 \sigma_v^2 \quad (2.3.9)$$

因为已知的高斯白噪声序列的方差为 σ_v^2 ，则窄带 AR 随机过程干扰序列 $j(n)$ 的方差为：

$$\sigma_j^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_j(\omega) d\omega = \sigma_v^2 \int_{-\infty}^{\infty} |H(\omega)|^2 d\omega \quad (2.3.10)$$

在产生 AR 随机过程干扰时，一般取 $j(n)$ 的初值为

$$j(n) = j(n-1) = \dots = j(n-m) = 0$$

其自相关函数为：

$$\begin{aligned} \rho_j(m) &= E\{j(n)j^*(n-m)\} \\ &= E[v(n) - a_1 v(n-1) + \dots + (-a_1)^{n-1} v(1)] \times [v(n-m) - a_1 v(n-m-1) + \dots + (-a_1)^{n-m-1} v(1)]^* \\ &= \sigma_v^2 (-a_1)^m (1 + a_1^2 + \dots + a_1^{2(n-m)+2}) \\ &= \begin{cases} \sigma_v^2 (-a_1)^m \left(\frac{1 - a_1^{2(n-m)}}{1 - a_1^2} \right), & |a_1| < 1 \\ \sigma_v^2 (n-m), & |a_1| = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (2.3.11)$$

由于窄带干扰是自相关函数是 n 的函数，且有其初始条件得，离散随机过程 $j(n)$ 是非平稳的。但是如果 $j(n)$ 是可以渐近平稳的，随着 n 的增大， $j(n)$ 将趋向去平稳过程。这一要求可以通过是 AR 过程的 m 个极点均位于 Z 平面的单位圆内来实现，即：

$$|p_k| < 1, \quad k = 1, 2, \dots, m \quad (2.3.12)$$

由式(2.2.8)和(2.2.9)可以得到 $H(\omega)$ 和 $S_j(\omega)$ 之间的关系，即：如果 $H(z)$ 在 Z 平面内有一个极点，则 $S_j(\omega)$ 就会在位置出现一个峰值，峰值的角频率就是极点在 Z 平面的角度值，并且极点距离单位圆越近，则相应功率谱的峰值就越高、频带越窄。选择合适的 $H(z)$ 的极点可以设计各种需求的干扰信号。

由此可见，设计 AR 过程的多窄带干扰信号可以有两种选择，一种是调整 $H(z)$ 极

点位置,另一种则是由设计好的单窄带 AR 过程干扰信号,调制到所需要的频率上去,然后再将干扰信号叠加形成多窄带干扰信号。如果采用第一种方法,则无法对每一个干扰信号的功率进行调整,存在设计自由度上的缺陷,无法满足设计各种强度和带宽的干扰信号,即使设计合适的滤波器,其滤波器必然会非常复杂。因此采用第二种设计思路符合设计多样化的多窄带干扰,可以通过灵活的调节带宽和信号幅度大小。由此可以得到 AR 模型下的多窄带干扰为:

$$J(n) = \sum_{i=1}^Q j_i(n) \quad (2.3.13)$$

2.3.3 低速数字干扰的多窄带干扰信号

低速数字干扰^{[38][39]}由于其业务速率是低于码片率,但比扩频用户的数据率高,所以在频域形态上为窄带形态,与扩频通信系统相比就相当于窄带干扰,当系统中存在于扩频通信系统共用频谱的多个低速数字信号时,就是对扩频系统的多窄带干扰。低速数字干扰模型在研究“系统共存”问题中具有重要的实用价值,直接序列扩频码分多址系统可以与现有窄带系统共享频谱资源,以提高频谱利用率和实现新旧系统的兼容。为了分析方便起见,假定低速率数字信号数据率是扩频用户数据率的 m 倍,这里正整数 m 远远小于处理增益 G_p 。

由于低速数字干扰与真正的扩频用户存在一定的相关性,所以在抗窄带研究中,是最难解决的问题,通常可以将低速数字干扰作为一个抗干扰模块的性能分析工具,即最差情况下的系统工作状况。

比较具有普遍性的低速率数字干扰是二元相移键控(BPSK)或多元相移键控(MPSK)信号,即用二元或多元符号编码序列去控制载波相位,产生个相位相隔二的离散相位的已调波。

从介绍的三种多窄带干扰建模方法来看,每种方法都有各自的优势和缺点,分析如下:

音频干扰拟合的方法的优点就是表达简单,可以采用多个音频来表达一个窄带干扰,这样就可以满足幅度要求,并且在变换域分析时,如果块变换的分辨率不是很高的情况下,每个音频干扰在频谱中所占的带宽相应增大,这样音频干扰拟合的方法完全可以模拟窄带干扰,其优势就是在理论分析时,具有简单的表达形式,利于简化模型。其缺点则是与实际的窄带干扰形态有一定的差距,不能真实地反映窄带干扰的细节特征,只能作为一种近似。

AR 模型下的多窄带干扰拟合方法的优点是,基本上可以反映通信系统中存在的

窄带干扰，与现实干扰相似度高。其缺点对生成滤波器有一定要求，仿真不同幅度与频带宽度的窄带干扰，需要采用不同的滤波器，相对复杂一些。

低速数字干扰则是作为检测系统鲁棒性的工具，由于低速数字干扰与通信系统的扩频信号具有一定的相关性，所以对系统的影响最大，也最难抗除，所以如果抗干扰模块可以在相同功率的低速数字干扰下正常工作，则可以在相同功率的其他窄带干扰下正常工作。

2.4 多窄带干扰信号对通信系统的影响分析

2.4.1 误码率计算模型

在低轨卫星通信系统中，干扰信号的类型多种多样，不同的干扰要采用不同的模型来分析其干扰特性，但是其模型都要采用普通干扰信号分析基础，如下所示。

单频干扰信号可以表示为

$$j(t) = \sqrt{2J} \cos(\omega_j t + \varphi_j) \quad (2.4.1)$$

式中

J -- 干扰信号的功率，

ω_j 和 φ_j -- 干扰角频率和相位。

假设白高斯噪声为 0。则接收信号为

$$r(t) = s(t) + j(t) = \sqrt{2Pd(t)}PN(t) \cos(\omega_0 t) + \sqrt{2J} \cos(\omega_j t + \varphi_j) \quad (2.4.2)$$

接收信号解扩后可得到

$$r_1(t) = \sqrt{2Pd(t)} \cos(\omega_0 t) + j(t)PN(t) \quad (2.4.3)$$

再与本地载波 $2\cos(\omega_0 t)$ 相乘，滤出高频分量后的信号 $x(t)$ 为

$$x(t) = \sqrt{2Pd(t)} + \sqrt{2J}PN(t) \cos(\Delta\omega t - \varphi_j) \quad (2.4.4)$$

式中， $\Delta\omega = \omega_0 - \omega_j$ 。则积分器在 T_d 时刻的输出为

$$y(T_d) = \frac{A}{T_d} \int_0^{T_d} x(t) dt = \pm 1 + y_j \quad (2.4.5)$$

式中

$$\begin{aligned}
y_J &= \frac{A}{T_d} \int_0^{T_d} \sqrt{2J} PN(t) \cos(\Delta\omega t - \varphi_J) dt \\
&= \frac{1}{T_d} \sqrt{\frac{J}{P}} \int_0^{T_d} PN(t) \cos(\Delta\omega t - \varphi_J) dt \\
A &= 1/\sqrt{2P}
\end{aligned} \tag{2.4.6}$$

进一步把 y_J 表示成在每一个码片间隔 T_c 中的积分的和

$$y_J = \frac{1}{T_d} \sqrt{\frac{J}{P}} \sum_{l=0}^{N-1} c_l \int_{lT_c}^{(l+1)T_c} \cos(\Delta\omega t - \varphi_J) dt \tag{2.4.7}$$

这里假设 c_l 是一个理想的, 完全随机的二值(+1,-1)序列 ± 1 等概率出现: 从而 y_J 可以认为是 N 个独立随机变量之和, 根据中心极限定理, 可近似等价于高斯随机变量。因此, y_J 使均值为 0 的高斯随机变量 (c_l 均值为 0), $y(T_d) = \pm 1 + y_J$ 也是高斯随机变量, 其均值为 ± 1 , 方差 σ_y^2 等于 y_J 的方差 $\sigma_{y_J}^2$, 即 $\sigma_y^2 = \sigma_{y_J}^2$ 。

y_J 的方差为^[40]

$$\sigma_{y_J}^2 = \begin{cases} \frac{J}{PN} \cos^2 \varphi_J, & \Delta\omega = \omega_0 - \omega_J = 0 \\ \frac{J}{2PN} \frac{\sin^2(\Delta\omega T_c/2)}{(\Delta\omega T_c/2)^2} \\ 1 + \frac{\cos(2\varphi_J + (N-1)\Delta\omega T_c) \sin(N\Delta\omega T_c)}{N \sin(\Delta\omega T_c)}, & \Delta\omega = \omega_0 - \omega_J \neq 0 \end{cases} \tag{2.4.8}$$

$\sigma_y^2 = \sigma_{y_J}^2$, 可以求出误码率表达式

$$P_e = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx = Q\left(\frac{1}{\sigma_y}\right) \tag{2.4.9}$$

式中

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{y^2}{2}} dy \tag{2.4.10}$$

若存在白高斯噪声 $n(t)$, 经过相关解扩、解调, 由 $\frac{A}{T_d} \int_0^{T_d} (\bullet) dt$ 积分器输出的信号

分量 y_n 仍是一个均值为 0，方差为 $\sigma_{y_n}^2 = N_0/2PT_d$ 的高斯随机变量。因此，接收机输出信号 $y(T_d) = \pm 1 + y_J + y_n$ 是一均值为 ± 1 ，方差为 $\sigma_y^2 = \sigma_{y_J}^2 + \sigma_{y_n}^2$ 的高斯随机变量。同样，取 $\sigma_{y_J}^2 = \frac{J}{PN} \cos^2 \varphi_J$ ，将 $\sigma_y^2 = \sigma_{y_J}^2 + \sigma_{y_n}^2$ 代入式(11)，得误码率为

$$P_e = Q \left[\sqrt{\frac{1}{(J/PN) \cos^2 \varphi_J + (N_0/2PT_d)}} \right] \quad (2.4.11)$$

对于多窄带干扰的分析则要复杂的多，需要采取一些近似处理，当信号进入接收端时，假设载波同步和码同步满足的条件下，其解扩框图如图 2.5：

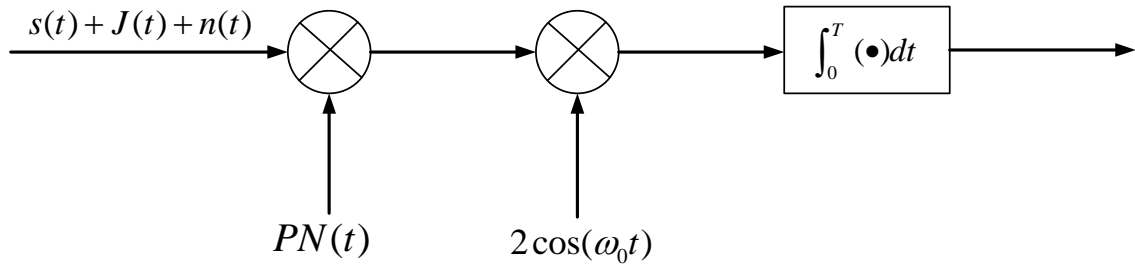


图 2.5 白噪声信道和多窄带干扰下的相关接收机

信号模型如下：

接收机接收到的需要处理的信号为：

$$r(t) = Ad(t)PN(t)\cos(\omega_0 t) + J(t) + n(t) \quad (2.4.12)$$

其中，基本信号都和上一小节的信号表示同样的含义：

$d(t)$ --表示随机二进制序列，具有单位的信号幅度，其持续时间为 T_b ；

$$PN(t) = \sum_{k=0}^{L-1} c_k P_{T_c/2}(t - kT_c - T_c/2) \quad (2.4.13)$$

之前已经分析过，当干扰信号为单音信号时：

$$j(t) = \alpha \cos((\omega_0 + \delta\omega)t + \theta) \quad (2.4.14)$$

当信号为窄带干扰信号时，其模型表达式为：

$$J(t) = \sum_{i=1}^Q j_i(t) \quad (2.4.15)$$

其中每个窄带干扰之间相互独立，并且对于系统中，信号与噪声时间也相互独立，对于干扰的每一个分量为：

$$j(t) = j_c(t) \cos((\omega_0 + \delta\omega)t) + j_s(t) \sin((\omega_0 + \delta\omega)t) \quad (2.4.16)$$

其中：

c_k --伪随机码第 k 个码片；

α --干扰信号的幅度；

$\delta\omega$ --干扰距离载波中心频率的频率差；

$j_c(t)$ $j_s(t)$ --窄带干扰的积分项；

θ --均匀分布在 $[0, 2\pi)$ 的随机相位；

$n(t)$ --高斯白噪声，其普密度为 N_0 ；

$$P_{T_c/2}(t) = 1, \quad -T_c/2 < t < T_c/2;$$

$= 0$ ，其他情况；

L --码片数量；

T_c --码片持续时间；

T_b --bit 持续时间。

多窄带干扰信号经过积分器后的模型表述为 $g_J(t)$ ，其表达式如下^{[41][42]}：

$$g_J(t) \approx \sum_{i=1}^Q \int_0^T (j_c(t) \cos((\omega_i - \omega_0)t + \theta_i) + j_s(t) \sin((\omega_i - \omega_0)t + \theta_i)) PN(t) dt \quad (2.4.17)$$

可以看出来，上式中包含 $j_c(t)$ $j_s(t)$ 项，不能直接将其积分到积分号外，为简化运算，可以将上式简化为干扰建模的第一种类型，表达式简化如下：

$$g_J(t) \approx \sum_{i=1}^Q \alpha_i \int_0^T \cos((\omega_i - \omega_0)t + \theta_i) PN(t) dt \quad (2.4.18)$$

将上式展开后得到^[43]：

$$\begin{aligned} g_J(t) &\approx \sum_{i=1}^Q \alpha_i \cos \theta_i \int_0^T \cos((\omega_i - \omega_0)t) PN(t) dt - \sum_{i=1}^Q \alpha_i \sin \theta_i \int_0^T \sin((\omega_i - \omega_0)t) PN(t) dt \\ &= \sum_{i=1}^Q \alpha_i \beta_{c_i} \cos \theta_i - \sum_{i=1}^Q \alpha_i \beta_{s_i} \sin \theta_i \end{aligned} \quad (2.4.19)$$

其中：

$$\begin{aligned}\beta_{c_i} &\triangleq \int_0^T \cos((\omega_i - \omega_0)t) PN(t) dt \\ \beta_{s_i} &\triangleq \int_0^T \sin((\omega_i - \omega_0)t) PN(t) dt\end{aligned}\quad (2.4.20)$$

为了分析方便，假设， $\omega_i = \omega_0$ ，对于任何一个 i ，这样我们有 $\beta_{c_i} = -T_c$ ， $\beta_{s_i} = 0$ ，其中 T_c 是 PN 码的持续时间。假设接收机接收到的信号为发射序列的负的信号，这样对于相关接收机的输出信号为：

$$g(T) = -AT + g_J(T) + N(T) \quad (2.4.21)$$

其中， $-AT$ 是信号的相关接收输出，而 $N(T)$ 是高斯白噪声的相关接收输出，其方差值为 $\eta_0 T$ ，这样可以得到误码率的概率表达式为：

$$Pe = \Pr\{-AT + g_J(T) + N(T) > 0\} \quad (2.4.22)$$

采用 Chernoff 限制条件，简化上式为：

$$\begin{aligned}\Pr\{g_J(T) + N > AT\} \\ \leq \exp[-\lambda_0 AT] E\{\exp[\lambda_0 (N + g_J(T))]\}\end{aligned}\quad (2.4.23)$$

采用 E 表示期望值，引入 λ_0 ， λ_0 使满足下式：

$$\begin{aligned}E\{[N + g_J(T)] \exp[\lambda_0 (N + g_J(T))]\} \\ = ATE\{\exp[\lambda_0 (N + g_J(T))]\}\end{aligned}\quad (2.4.24)$$

将 β_{c_i} β_{s_i} 代入上式，并且作简化后可以得到：

$$\frac{\sum_{i=1}^{Q_1} \alpha_i \sqrt{\beta_{c_i}^2 + \beta_{s_i}^2} I_1(\lambda_0 \alpha_i \sqrt{\beta_{c_i}^2 + \beta_{s_i}^2}) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^Q I_0(\lambda_0 \alpha_j \sqrt{\beta_{c_j}^2 + \beta_{s_j}^2})}{\prod_{i=1}^Q I_0(\lambda_0 \alpha_j \sqrt{\beta_{c_j}^2 + \beta_{s_j}^2})} = -\lambda_0 \eta_0 T + AT \quad (2.4.25)$$

为得到一个解析分析结果，对贝塞尔函数简化为：

$$I_\nu(z) \simeq \frac{e^z}{\sqrt{2\pi z}} \quad (2.4.26)$$

进一步简化推导过程,可以假设通信系统中的多窄带干扰信号的具有相同的功率和频带宽度,即多窄带干扰的每一个分信号的幅度大小相同,这样就可以得到 λ_0 的渐近表达式:

$$\lambda_0 \approx \frac{T\sqrt{S/J} - \sum_{i=1}^Q \gamma_i}{\sqrt{\frac{J}{2}T^2(\frac{\eta_0}{E})(\frac{S}{J})}} \quad (2.4.27)$$

其中:

$E \triangleq \frac{A^2T}{2}$ --表示每比特信号的能量;

$S \triangleq \frac{A^2}{2}$ --表示信号的平均功率;

$J \triangleq \frac{\alpha^2}{2}$ --表示每个多窄带干扰信号分量的功率;

并且 $\gamma_i \triangleq \sqrt{\beta_{c_i}^2 + \beta_{s_i}^2}$

有了以上的定义,最终可以得到误码率表达式为:

$$Pe \leq \exp\left[-\frac{\eta_0}{E}\left(1 - \frac{J}{S}\left(\frac{\sum_{i=1}^Q \gamma_i}{T}\right)^2\right)\right] \prod_{i=1}^Q I_0\left(\frac{2\eta_0}{E}\sqrt{\frac{J}{S}}\frac{\gamma_i}{T}\left[1 - \frac{J}{S}\left(\frac{\sum_{j=1}^Q \gamma_j}{T}\right)^2\right]\right) \quad (2.4.28)$$

显然上式对于直观的表达,还是过于复杂,当贝塞尔函数的输入值很小时,可以做如下近似:

$$I_0(x) \approx 1 \quad (2.4.29)$$

$$I_1(x) \approx \frac{x}{2} \quad (2.4.30)$$

这种情况下, λ_0 可以近似表示为:

$$\lambda_0 \approx \frac{T\sqrt{\frac{S}{J}}}{\sqrt{2J}\frac{\eta_0}{2E}\frac{S}{J}T^2 + \sqrt{\frac{J}{2}}\sum_{i=1}^Q \gamma_i} \quad (2.4.31)$$

误码率表达式如下：

$$Pe \leq \exp \left\{ -\frac{\frac{S}{J}}{\frac{\eta_0}{2E} \frac{S}{J} + \frac{1}{2T^2} \sum_{i=1}^Q \gamma_i} + \frac{\frac{\eta_0}{E} (\frac{S}{J})^2}{[\frac{\eta_0}{E} \frac{S}{J} + \frac{1}{2T^2} \sum_{i=1}^Q \gamma_i]^2} \right\} \prod_{i=1}^Q I_0 \left(\frac{\sqrt{\frac{S}{J}} \frac{\gamma_i}{T}}{\frac{\eta_0}{2E} \frac{S}{J} + \frac{1}{2T^2} \sum_{j=1}^Q \gamma_j} \right) \quad (2.4.32)$$

以上的误码率表达式的等号都表示误码率的最差情况，当取等号的时候，其误码率变化曲线图如图 2.6 所示。由于是理论性能，所以假定系统处于高斯信道，扩频序列码长选为 512，业务速率为 4.8kb/s。

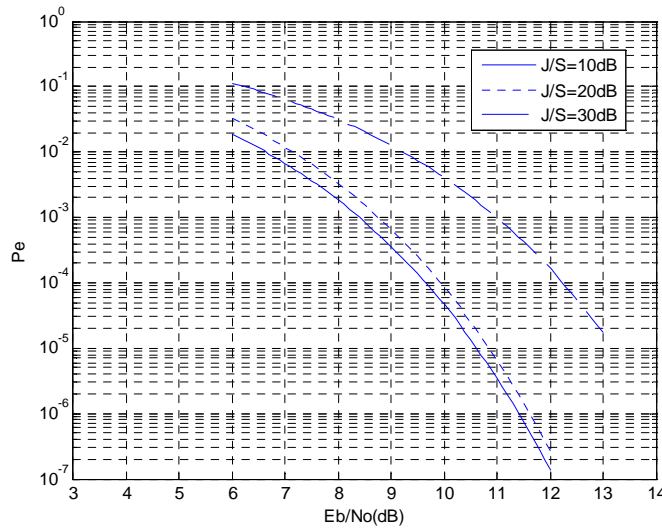


图 2.6 多窄带干扰下误码率随信噪比变化曲线图

从图中可以看出，当多窄带干扰存在时，随着信噪比的增大，通信系统的抗干扰能力大为加强，系统的误码率降低；并且可以看出随着干信比的增大，即系统中的多窄带干扰的功率增大时，误码率曲线整体上移，系统误码率整体恶化，并且随着干信比的增大，系统误码率呈现加速恶化的趋势。

2.4.2 多窄带干扰对通信系统影响

多窄带干扰对系统的影响具有一定的规律性，不同特征的干扰对系统的影响也不尽相同，可以分析干扰对系统影响的规律从而找出抗多窄带干扰的方法和策略。

由 2.3 节的理论分析可以看出，干扰对系统的影响与干扰信号的频率有关系，下图仿真了，当干扰信号频率变化时，保持系统信噪比不变的情况下，系统误码率与频率变化的曲线图。仿真系统采用 QPSK 调制，信道为高斯信道，扩频码长为 512 个码片，业务速率为 4.8kb/s，测系统误码率时信噪比固定为 4dB，信干比为 -20dB。

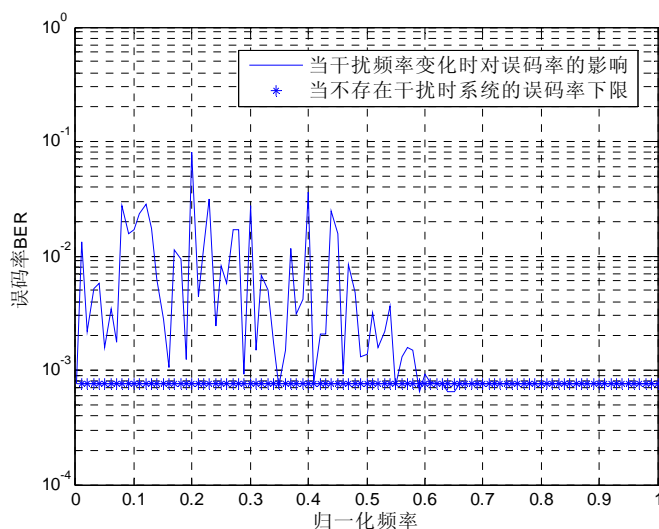


图 2.7 干扰频率变化对系统误码率的影响

图 2.7 说明了干扰作用于低轨卫星系统时，系统的性能会有一定程度的下降，当干扰处于信号频谱中时对系统性能影响较大，当在信号边缘时影响越来越小。

对于多窄带干扰信号的研究，干扰的数量对系统的影响尤其重要，尤其是在干扰的总功率不变的情况下，将总功率相同的窄带干扰，拆分为多个窄带干扰的时候，系统地误码率将会如何变化。同样，仿真系统依然采用 QPSK 调制模式，信道为高斯信道，扩频序列的码长为 512 个码片，业务速率为 4.8kb/s，测系统误码率时信噪比固定为 4dB。

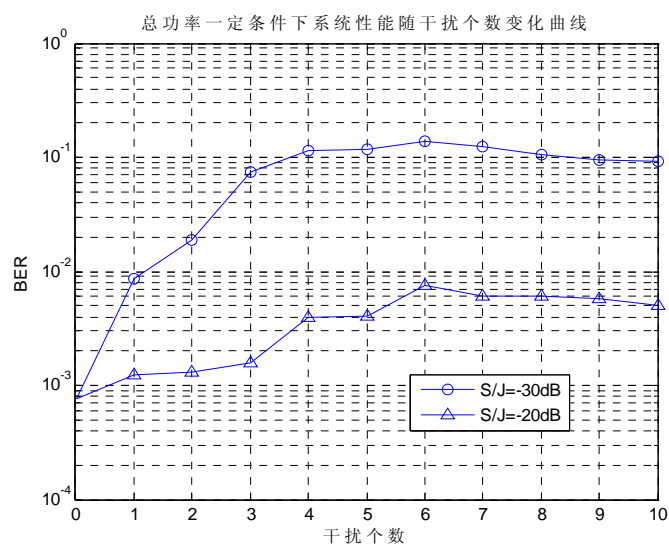


图 2.8 干扰个数变化对系统误码率的影响

从图 2.8 中可以看出，当系统的总功率不变时，即系统信干比大小保持恒定，将干扰平均的分配到几个窄带干扰上时，误码率上升，性能恶化，当干扰的个数上升

到 6 个左右时,系统的性能趋于稳定。但是当干扰从 1 到 5 增加的时候,系统性能大幅度恶化,即使是同样功率大小的干扰。为了分析系统在最差的工作条件下的性能,本文以 5 个窄带干扰为研究对象。

干扰的带宽同样是影响通信系统性能的一个重要的因素,可以知道,当多窄带干扰信号的带宽增加时,将更加难以识别和滤除,对系统的影响更大;更因为多窄带干扰信号本身的特点就是干扰占据通信系统的总带宽较大,如果每一个分干扰量的干扰带宽增大,则必然造成系统带宽大面积受到干扰破坏,使系统无法对原始信号准确估计。

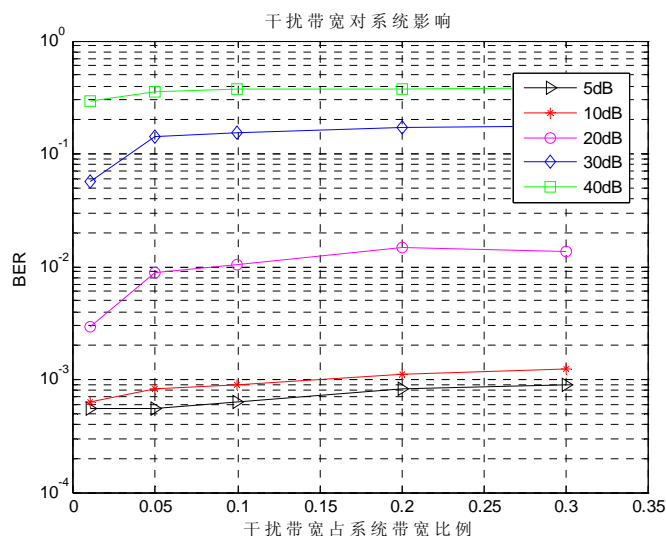


图 2.9 干扰带宽变化对系统误码率的影响

由图 2.9 可知,当窄带干扰的带宽增加时,会影响系统使性能恶化,这是可以理解的,由于在频率对系统是有影响的,所以当干扰的带宽增大时,会导致干扰处于带宽内更多的频点上,使系统的性能下降。

之前在多窄带干扰信号建模时讨论过,不同的建模方法所建立的多窄带干扰信号对系统的影响水平是不相同的,对于低速率的数字窄带干扰信号对通信系统的影响最大。下图就是针对不同类型的干扰信号,对系统的影响作出的分析。

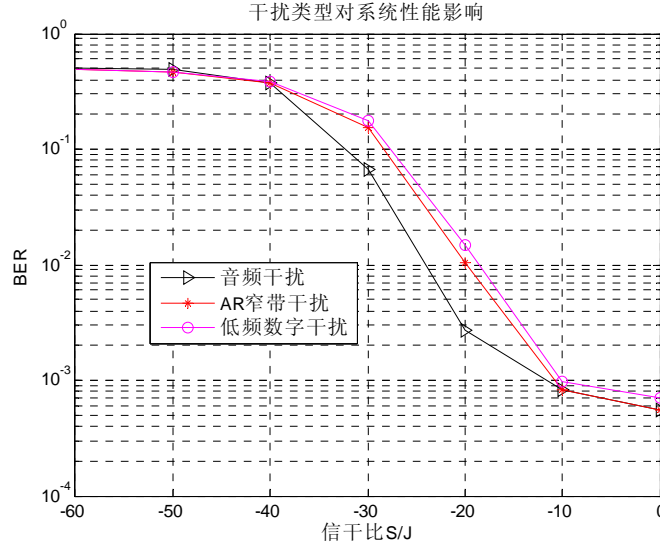


图 2.9 干扰类型变化对系统误码率的影响

从图 2.9 中分析得出，对于实现多窄带干扰建模最常用的 3 种模型，音频干扰对系统的性能恶化影响是最小的，而低频数字干扰对系统影响最大。这是由于音频干扰在频域的特性为单一频点，与扩频信号的互相关性最弱，而低频数字干扰则是与扩频信号相关性最强的干扰信号，所以对系统的影响也就最大，是系统恶化能力最强，可以用于验证系统处于最差的工作环境下的性能。AR 窄带干扰介于之前两者中间，是最好的模拟窄带干扰信号的模型，具有实际的应用意义。

2.5 抗多窄带干扰通信系统的主要技术指标

首先介绍一些在多窄带干扰抑制中用到的一些评价指标体系，然后在本章的理论推导以及上一小节对多窄带干扰各指标对系统的影响性能，给出关于多窄带干扰的评价指标。

2.5.1 通用抗干扰通信系统技术指标

1、干扰容限 M_j

干扰容限^[44]为在保证一定的系统误码率条件下(如 $P_e \leq 10^{-4}$)，接收机输入端的最大干扰功率(P_j)与信号功率(P_s)之比，通常用分贝表示为

$$M_j(dB) = P_j(dB) - P_s(dB) \quad (2.5.1)$$

这里特别强调对于不同的干扰形式，同一系统的干扰容限 M_j 也不相同。

2、频带宽度

频带宽度表示抗干扰通信系统工作的频段范围。

3、发射机功率 P_A

发射机功率表示为保证系统在所需通信距离内正常工作所需的发射机功率。

4、接收灵敏度

接收灵敏度主要用来衡量接收机内部噪声的大小和系统的增益。内部噪声越小，门限电平就越小。门限电平为接收机在一定误码率条件下，输入端的最小信号电平。

5、接收机阻塞电平

当输入信号或干扰信号强到一定值时，接收机前端电路将产生饱和或损坏，此电平称为接收机阻塞电平。

6、系统动态范围

当接收机输入射频信号电平在较大范围内起伏变化时，要求系统相关器输入端的信号仍保持在较小变化的恒定电平上，以利于相关器正常处理信号。通常通过 AGC 自动调整相关器前端电平，使其输入前端的电平保持，以利于抗干扰能力的正常发挥。

7、同步时间

在抗干扰通信时，敌方经常采取干扰同步电路的方法，使通信系统在短时间内难以完成同步而无法正常工作。所以，在设计同步电路时，不但要求同步速度快，而且要求有抗干扰保护电路，以便在遇到了强干扰时能迅速同步，保证系统正常工作。在突发通信时，要求同步时间为微秒级。

8、通信系统抗干扰组网能力

现代通信无论是民用通信还是军事通信，都不是简单的几点之间的通信，而是较复杂的网络通信。通信网有大量用户在同时、同区域工作。网络抗干扰比单台抗干扰难度更大。除了抗敌对干扰以外，网络内部也不能相互干扰。按照工作要求，必须有组网数量的指标。

抗干扰通信系统还有其它一些指标，但这些指标同一般通信系统相近。

2.5.2 抗多窄带干扰通信系统技术指标

对于多窄带干扰系统，除了上述的通用指标依然适用外，由于其自身的一些特点，需要一些特殊的指标来衡量。本文定义了在多窄带干扰下，衡量系统抗干扰能力，以及干扰对系统的影响能力的参数，并且对参数的含义进行了说明。

1、系统恶化因子（干扰能力因子）

两种命名方式仅仅是从不同的角度来看待干扰而以，一方面该因子描述系统由于干扰的加入性能朝哪个方向变化，并且这种变化具有什么样的特性，系统的恶化与干扰的哪些因素和参数联系最大，相关性最强。从另一方面理解，就是干扰信号应该如何设计才能达到效果/功率的最大化，怎样改变干扰的特性，可以使系统的性能大幅下降。两种说法分别从抗干扰方和干扰方说明。

在之前的 2.4 节论述了，在多窄带干扰的低轨卫星扩频通信系统中，因子 λ_0 表征了造成系统误码率变化的因素，最终的误码率表达式以 λ_0 为自变量，可以看出， λ_0 是影响系统误码率的关键因子，并且该因子中包含了多窄带干扰特性的每个特征量，即信干比、信噪比、干扰个数、干扰频率变化、以及信号带宽。可以完全作为一个表征因子来表示多窄带干扰信号对通信系统的影响。将 λ_0 代入误码率表达式，简化并修正后，可以得到系统恶化因子，表达式如下：

$$\chi = K \frac{J}{S} \left(\frac{\sum_{i=1}^Q \gamma_i}{T} \right)^2 \sqrt{\frac{CB'}{B}} \quad (2.5.2)$$

其中：

$E \triangleq \frac{A^2 T}{2}$ --表示每比特信号的能量；

$S \triangleq \frac{A^2}{2}$ --表示信号的平均功率；

$J \triangleq \frac{\alpha^2}{2}$ --表示每个多窄带干扰信号分量的功率；

$B' B$ --分别表示干扰带宽和信号带宽， K 为常数，取 1000；

并且 $\gamma_i \triangleq \sqrt{\beta_{c_i}^2 + \beta_{s_i}^2}$ ，其中

$$\beta_{c_i} \triangleq \int_0^T \cos((\omega_i - \omega_0)t) PN(t) dt, \quad \beta_{s_i} \triangleq \int_0^T \sin((\omega_i - \omega_0)t) PN(t) dt \quad (2.5.3)$$

频点变化对系统造成的影响具有随机性，这里忽略该影响因子，则 $\gamma_i = T_c$ 。

这样就得到了描述多窄带干扰信号对通信系统影响能力的恶化因子 χ 的简单表达式如下：

$$\chi = K \frac{J}{S} \left(\frac{\sum_{i=1}^Q T_c}{T} \right)^2 \sqrt{\frac{CB'}{B}} \quad (2.5.4)$$

该因子从信干比，信噪比，信号带宽，和干扰信号频偏幅度来表征多窄带干扰信号对系统的影响水平，给出了近似表达式，可以从该表达式出发，研究多窄带干扰引

入时，系统的性能发生的变化。

对该因子的可用性做一个说明如下：对多窄带干扰的两个重要参数干扰带宽和干扰数量做一个说明。考虑干扰带宽时，保持干信比为 30dB，干扰数量为 1，且干扰频点固定。当考虑干扰数量时，保持总干信比为 30dB，干扰带宽取 5%，且干扰频点固定。得到表 2.1 如下所示。

表 2.1 恶化因子表征说明

带宽	1%	5%	10%	20%	30%
恶化因子	3.8	8.5	12	17	20.8
干扰数量	1 个	2 个	3 个	4 个	5 个
恶化因子	8.5	17	25.6	34.1	42.6

从上表可以看出，多窄带干扰的 2 个重要参数，干扰带宽和干扰数量随恶化因子的变化趋势与前文的仿真结果具有相同的变化趋势，可以用于表征系统中存在的多窄带干扰信号对系统的影响水平。

2、系统改善因子

本文采用多窄带干扰下的修正的信噪比改善因子($SNR_{multiple-imp}$)，来衡量对多窄带干扰抑制后的系统性能。对于一般的抗干扰系统，其信噪比提高表达式如下：

$$SNR_{in} = E[s^2(k)] / E[|r(k) - s(k)|^2] \quad (2.5.5)$$

$$SNR_{out} = E[s^2(k)] / E[|e(k) - s(k)|^2] \quad (2.5.6)$$

$$SNR_{imp} = SNR_{out} / SNR_{in} = E[|r(k) - s(k)|^2] / E[|e(k) - s(k)|^2] \quad (2.5.7)$$

其中， SNR_{imp} 是指抗干扰后解扩前的信噪比提高量， $e(k)$ 为干扰抑制后的接收信号样值。

在多窄带干扰下时，由于频谱损失较为严重，所以加入一个修正因子 τ ，其表达式为：

$$\tau = (1 - E[|s(k) - s_{out}(k)|^2] / E[|s(k)|^2]) \quad (2.5.8)$$

由于在干扰切除时，损失的信号功率较多，系统的整体性能恶化变得严重，在输出效果上相当于信噪比的恶化。所以在考虑信号功率时，可以等效为信号损失了能量。可以得到输出是信号 $s(k)$ 样值修正为：

$$E[s_{\tau}(k)^2] = E[s(k)^2](1 - \tau) \quad (2.5.9)$$

则可以得到多窄带干扰下系统的修正的信噪比改善因子为

$$\begin{aligned} SNR_{multiple-imp} &= E[s_r^2(k)] / E[|e(k) - s(k)|^2] / E[s^2(k)] / E[|r(k) - s(k)|^2] \\ &= (1 - \tau) E[|r(k) - s(k)|^2] / E[|e(k) - s(k)|^2] \end{aligned} \quad (2.5.10)$$

修正的信噪比改善因子表述了在多窄带干扰存在的情况下，采用了抗干扰措施后，系统的信噪比的变化情况，用来衡量干扰抑制对系统的影响以及干扰抑制的效果。

2.6 本章小结

本章首先从研究背景出发，介绍了低轨卫星直接序列扩频通信系统的基本工作原理，并分析扩频系统自身对干扰的抑制能力。然后对多窄带干扰进行了数学建模，推导了多窄带干扰下的系统的性能，并给出了定量的近似表达式。仿真分析了多窄带干扰干扰频率，干扰带宽，干扰类型和数量变化时对直接序列扩频通信系统的影响，得出了各参量对通信系统的误码率影响水平。在一理论推导和仿真分析的基础上，提出了评价多窄带干扰抑制水平的指标因子，这些为文章后面的研究提供了分析依据。

第三章 多窄带干扰信号抑制算法研究

对于变换域算法，不论是傅立叶变换、重叠变换还是滤波器组分析，其实都属于块变换。所以变换域算法其实可以理解为基于块变换的算法。本章首先对块变换进行了定义，分析了影响干扰抑制的因素和条件，提出了一种改进结构的 CAPOZZA 算法，讨论了改进算法在多窄带干扰抑制时的优缺点。并对变换域干扰抑制技术的设计方法提出了参考依据。

3.1 块变换

利用正交变换把信号映射到变换域进行处理主要是考虑到在变换域可以更方便地分离有用信号和干扰。这就要求正交映射既具有“压缩”干扰能量的性质，又能够把信号能量尽可能地扩散开来，只有如此才能在抑制干扰的同时尽可能少的损失有用信号能量。此外，为了工程上的实现需要，基于变换域处理的计算量也是一个必须考虑的因素，即使抗干扰效果很好，但是计算量极大的算法，也是不能应用于实际工程中的。下面我们将结合上述要求讨论块变换和滤波器组在抗窄带干扰过程中所面临的问题。

3.1.1 块变换的定义及抗干扰应用分析

为计算一个信号 $x(n)$ 的块变换，首先要将信号进行分块，采用 \bar{x} 表示其中的一个分块，那么

$$\bar{x} = [x(mM) \quad x(mM-1) \quad \cdots \quad x(mM-M+1)]^T \quad (3.1.1)$$

其中 m 表示块序号， \bar{x} 是 M 维的矢量， M 是每一个分块的大小，对 \bar{x} 采取线性变换如下：

$$\bar{X} = \bar{A}^H \bar{x} \quad (3.1.2)$$

在这里，称 \bar{X} 为 \bar{x} 的变换，其中 \bar{A} 为变换矩阵，需要说明的是：

- 1、块变换是变换矩阵为方阵的线性变换；
- 2、上式(3.1.2)中所考虑的是一般情况 \bar{A} 为复数的情况。如果 \bar{A} 的元素是实数，则直接求转置即可，对于块变换而言，可逆的变换在信号处理中才有意义，对于任意

可逆的变换矩阵 \bar{A} ，有

$$\bar{x} = (\bar{A}^H)^{-1} \bar{X} \quad (3.1.3)$$

当 A 为正交矩阵时，存在如下关系

$$\bar{A}^H = \bar{A}^{-1}$$

这种情况下

$$\bar{x} = \bar{A} \bar{X}$$

在扩频通信系统中经常采用的块变换大多具有正交变换的性质，所以这里只考虑正交变换的情况。可以看出变换矩阵的基函数对应着变换矩阵的列，因此，从式(3.1.2)中可以看出， \bar{X} 的第 k 个元素是 \bar{x} 和变换矩阵的第 k 个基函数的内积。同样式(3.1.3)指出， \bar{x} 可以由各基函数的线性组合得到，而第 k 个基函数的系数正是 \bar{X} 的第 k 个元素。对传统的块变换来说，矩阵 \bar{A} 是 M 阶方阵，因此 \bar{X} 与 \bar{x} 中元素的数目是相等的。

在工程实际应用中，正交变换具有许多的优点。第一，一旦选定了正交变换矩阵，正变换和逆变换就确定下来了，不需要做矩阵求逆的工作；再者，由于逆变换算子正好是正变换算子的共轭转置，那么只要设计好正变换的流程图，反变换的流程图就可以方便的得到。其次，将原始信号经正交变换后得到的一组离散系数，这一组离散系数具有减少原始信号相关性及将原始信号的能量集中到少数系数上的能力，相关性去除的能力和能量集中的程度取决于所选择基函数的性质；最后，正交变换能够保证在变换前后信号能量保持不变，即

$$\begin{aligned} \|\bar{x}\| &\equiv \sum_{k=1}^M |[x]_k|^2 \\ \bar{X} &= \bar{P}^T \bar{x} \\ x(n) \end{aligned} \quad (3.1.4)$$

$\|\bar{x}\|$ 是 \bar{x} 在欧几里得空间的形式，则

$$\|\bar{x}\| \equiv \sum_{k=1}^M |[x]_k|^2 \quad (3.1.5)$$

不同的 \bar{A} 就定义了不同的变换，其中有一些变换具有特殊的性质，适用于信号处理和图像处理等工程应用，由我们熟知的傅立叶变换，重叠变换等，本文就所要研究的离散傅立叶变换和重叠变换做一个说明。

◆ 离散傅立叶变换

离散傅立叶变换的变换矩阵为：

$$x_{n,k} = (1/M)^2 \exp(j2\pi kn/M) \quad (3.1.6)$$

其中 $x_{n,k}$ 表示变换矩阵 A 的第 n 行和第 k 列的元素。

采取离散傅立叶变换的块变换信号处理技术在是当今应用最为广泛也是技术最为成熟的。由于 M 点输入信号的 DFT 是该段傅立叶变换在等间隔频率点上的采样，DFT 可以看作是对傅立叶变换的近似。但是由于傅立叶变换的主瓣与旁瓣只有 13dB 的差值，就会造成频谱泄露。当出现频谱泄露时，干扰能量就会扩散到邻近的频率域上，便分离信号和干扰变得非常困难。当然用非矩形窗代替矩形窗会减小旁瓣效应，但非矩形窗会造成有用信号的失真，可以采用重叠处理来减少信号的失真。并且 DFT 具有快速算法，即 FFT，所以在工程实现上具有很大的优势，这也是块变换在信号处理中得到如此广泛的应用的原因之一。

◆ 重叠变换

为了使重叠变换的正变换和逆变换具有相同的变换矩阵，重叠变换的相邻的块之间要保证是正交的。对于正交重叠变换，其信号长度为 2 倍的块长度，这样的话， \bar{x} 得正交重叠变换为：

$$\bar{X} = \bar{T}^T \bar{x} \quad (3.1.7)$$

$$\bar{T}^T \bar{W} \bar{T} = \bar{0} \quad (3.1.8)$$

$$\bar{W} = \begin{pmatrix} \bar{0} & \bar{I} \\ \bar{0} & \bar{0} \end{pmatrix} \quad (3.1.9)$$

其中 \bar{T} 是重叠变换矩阵，而 \bar{x} 是一个扩展的信号具有 $2M$ 个采样值，如下：

$$\bar{x} = [x(mM - 2M + 1) \quad x(mM - 2M + 2) \quad \cdots \quad x(mM - 1) \quad x(mM)]^T \quad (3.1.10)$$

其中 m 是块的序号，这样每一组输入的序列 $x(n)$ 就要用到 2 个矩阵块，为了使信号能够从 \bar{X} 中恢复出信号 $x(n)$ ， \bar{T} 要满足下式：

$$\bar{T}^T \bar{T} = \bar{I} \quad \text{并且} \quad \bar{T}^T \bar{W} \bar{T} = \bar{0} \quad (3.1.11)$$

其中 \bar{I} 是单位矩阵， \bar{W} 由下式定义：

$$\bar{W} = \begin{pmatrix} \bar{0} & \bar{I} \\ \bar{0} & \bar{0} \end{pmatrix} \quad (3.1.12)$$

其中的单位矩阵的阶数为 M 。

可以看出，对于重叠变换是一种设计自由度较大的块变换，可以根据不同的应用需求而采用不同的变换矩阵。并且重叠变换也有自己的快速算法，在工程上也具有非常广泛的应用，是一种可靠高效的块变换。

3.1.2 块变换的计算量分析

块变换在实际工程领域有很多应用，比如信号分析、滤波、编码等。在大多数情况下，实施变换所用的运算时间是一个非常重要的问题，对于处理系统而言，只是简单的采用矩阵相乘的方法来完成变换几乎是不可能的，因为它将给系统带来沉重的计算负担，这种级别的计算量对于低轨卫星扩频通信系统的影响是非常严重的，尤其是微小卫星系统，星上并没有过多的硬件资源，满足如此大的矩阵乘法计算。因此在很多时候，变换是依靠快速算法来实现的。自从 FFT 算法出现之后，快速算法领域出现了长足的发展。目前几乎每种常用的正交变换都有了快速算法。这里我们引用部分结果对各快速算法的计算量做一个总结。我们用 $a(M)$ 和 $b(M)$ 分别表示做 M 点的变换所用的实数乘法和加法次数。则对于以上介绍的两种变换，其运算量表达式^[45]如下所示：

FFT 算法对于实数输入的运算量分析：

$$a(M) = \frac{M}{2} (\log_2 M - 3) + 2 \quad (3.1.13)$$

$$b(M) = \frac{M}{2} (3\log_2 M - 5) + 4 \quad (3.1.14)$$

ELT 快速算法下的运算量分析：

$$a(M) = \frac{M}{2} (2K + \log_2 M + 3) \quad (3.1.15)$$

$$b(M) = \frac{M}{2} (2K + 3\log_2 M + 1) \quad (3.1.16)$$

其中 K 为重叠因子。

可以从运算量表达式看出，重叠变换的运算量要大于傅立叶变换，并且其运算量是与重叠因子相关的函数，当采取原型滤波器的长度很大，意味着变换的旁瓣抑制比很大的情况下，就意味着线性成长的运算量，这是不得不考虑的一个问题，需要做一个折中。

3.2 基于CAPOZZA多窄带干扰抑制算法的改进结构

3.2.1 CAPOZZA变换域窄带干扰抑制算法

当接收信号中同时存在多个窄带干扰时,时域自适应滤波器结构复杂、算法收敛速度慢,很难适应快速变化的干扰环境,所以当多窄带干扰存在时,变换域处理技术相对于时域自适应滤波具有更好的效果。由于变换域处理是一种开环自适应干扰抑制技术,可同时处理接收信号中的多个窄带干扰,并且能对干扰的统计特性变化作出快速反应。L B Milstein 等首先给出采用快速傅立叶变换,及声表面波器件的变换域滤波技术来抑制连续扩频接收信号中的窄带干扰^{[46][47]}。随着数字信号处理技术的发展,这一思想进一步发展为基于离散傅立叶变换的变换域抗干扰技术^{[48][49]}。CAPOZZA 算法是基于 FFT 变换的窄带干扰抑制算法,其接收机结构如图 3.1 所示,首先要对接收信号进行加窗,然后进行快速傅立叶变换,在变换域进行干扰检测,对存在干扰的谱线进行门限估计干扰陷波等抗干扰处理,以减弱和抑制窄带干扰,经过处理之后进行逆变换,在时域与本地码相关,经过积分判决则可以得到发送的信息序列。

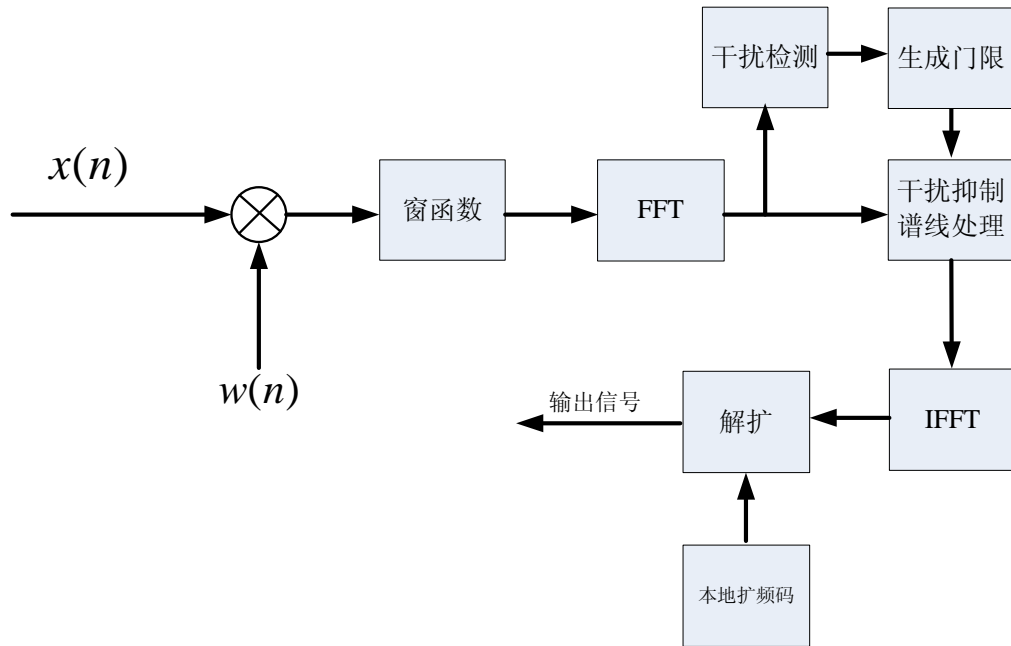


图 3.1 基于 FFT 变换的多窄带干扰抑制接收机

在上述的接收机中,干扰消除可以用声表面波器件实现。用声表面波器件实现付氏变换的实时性较好,对于单窄带、多窄带等干扰的消除具有较好的效果,并且动态范围可以做的较大。但是,声表面波器件体积较大,不是一般用户能够接受的,其次,它的频率响应是固定的,不能随用户需求随时改变,扩频码不能做得太长。因此这种方法在实际应用中受到很大的限制。当前,随着超大规模集成电路的发展,利用高速 DSP 器件和 FPGA,可以实现很高实时性的傅立叶变换。而且 DSP 和 FPGA 体积

小,耗电少,可以很好的应用于低轨卫星扩频通信抗干扰信号处理中。

干扰辨识是在 FFT 之后,前面已经讲过,扩频信号的频谱几乎是平坦的,某个频点出现特别大的幅值的概率不是很大,所以,一般把频域内信号幅度超过一定值的频点认为是干扰频率。有时候,在对于干扰带宽有精确估计的时候,根据干扰带宽占信号带宽的百分比,也可认为占总的谱线的这个百分比的幅度最高的那部分信号是干扰信号。对于谱线处理技术,最简单的处理方法是直接把此频率点处的谱线切除,这种方法叫做归零法。这样在去除干扰的同时,也损失了部分有用信号幅度信息。因此,有人提出,为了减少信号损失,可以把超过认为是干扰的谱线钳位到门限的门限钳位法。

实际应用中,每次处理的数据序列长度总是有限的,离散傅立叶变换隐含了对信号的截断和周期拓展,当截断信号的边界不连续时,信号的变换会出现严重的频谱泄漏问题,导致受干扰污染的谱线数增加,抑制干扰的同时,对有用信号的失真增加。通过时域加窗的方法可以改善频谱泄漏的问题,但是同时会引入期望信号的失真和信噪比损耗。

3.2.2 窗函数的优化设计

CAPOZZA 算法很重要的一个环节就是窗函数的选取和优化,目前在用的低轨卫星窄带干扰抑制模块中,窗函数一般选取 Blackman-Harris 窗,用以对抗大干信比的单窄带干扰,该算法用于多窄带干扰抑制时,尤其是针对功率较小的干扰情况时,其选取条件也相应的要做一个优化处理。

最简单的频域干扰抑制处理如图 3.1 所示。期望的输出信号是输入信号减去窄带干扰,且要求处理过程对有用信号的损失最小。假设输入信号为:

$$x(n) = s(n) + j(n), n = 0, 1, \dots, N_p - 1. \quad (3.2.1)$$

其中, $s(n)$ 代表期望信号,即有用信号+高斯白噪声,干扰信号为 $j(n)$ 。式(3.2.1)

中,长度为 N_p 的离散付里叶变换为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N_p-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N_p}, k = 0, 1, \dots, N_p - 1. \quad (3.2.2)$$

其实, DFT 假设了一个长度为 N_p 的有限序列的周期延拓,如果输入序列的 N_p 个样点在 DFT 的观察窗口内不是周期性的,那么在 DFT 块的边沿间产生不连续性,导致频谱泄漏。对不加窗的 DFT 来说,这种不连续性非常突然,频谱泄漏可能非常严重。为了说明这种情况,设一个输入信号为加性白高斯噪声和一个单音干扰的叠加:

$$x(n) = s(n) + \exp[j(\frac{2\pi f_j}{N} + \phi)]. \quad (3.2.3)$$

干扰频率 $f_j = (f_k + f_{k+1})/2$ ，位于 DFT 后两相邻频点之间。经 DFT 之后， f_j 处干扰能量被扩展到整个频谱上。在这种情况下，无论选定什么门限，取出干扰的同时都会损失部分有用信号。

为减小频谱泄漏效应，对输入信号加窗^[50]，即在 DFT 之前对输入序列加权。加窗平滑了在块边缘处的不连续，减小了频谱泄漏。加窗后：

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N_p-1} w(n)x(n)e^{-j2\pi kn/N_p}, k = 0, 1, \dots, N_p - 1. \quad (3.2.4)$$

所选用窗函数参数决定了 DFT 后频谱泄漏的标度。当对输入信号不加窗的时候，其实就是把信号切断，在效果上就是一个矩形窗，在时域的矩形窗，到了频域经过傅立叶变换就是 sinc 函数，此时的第一旁瓣比主瓣仅仅低 13dB，此后的每个旁瓣都要比前一个旁瓣下降 6dB，显然此时的频谱泄漏是比较严重的。当一个信号的频率没有落在 DFT 频点的时候，信号能量将沿着整个频谱扩展，扩展的程度与窗函数主瓣的宽度及其旁瓣高度相关。选择一个较小旁瓣的窗函数将减小频谱泄漏，但是其主瓣宽度较宽。加窗的目标是通过减小频率扩展来使被抑制掉的有用频谱最少，同时尽量减小由于对信号加窗而造成的有用信号的损失。把频谱泄漏的程度用封闭度表示，则有频谱扩展的程度越小，封闭度越好。因此，窗函数选择需要在由于信号扭曲造成的 SNR 性能下降和单音频谱封闭度之间折衷。当窗函数选好以后，SNR 性能下降可以表达为 [51][52][53]：

$$D = \left(\sum_{n=0}^{N-1} w(n) \right)^2 / \left[N \sum_{n=0}^{N-1} w^2(n) \right] \quad (3.2.5)$$

有些旁瓣很低的窗函数，能使 SNR 下降 3dB。频谱封闭度比例于窗函数的最低旁瓣水平。一个旁瓣抑制达 -92dB 的最小四样点 Blackman-Harris 窗对单音干扰有很好的频谱封闭度。低旁瓣水平有效地把频谱泄漏限制在主瓣宽度内，但是该窗可导致较大的信号扭曲，使得 SNR 下降 3dB。相反，一个具有 -40dB 旁瓣的 Hamming 窗对单音的频谱封闭度为 3 根频率条，而其 SNR 下降还不到 1.36dB。

从以上分析可以看出来，当干信比较大，达到 40dB 时，选取 Blackman-Harris 窗是合适的，可以很好的抑制大功率的干扰的旁瓣能量。但是，窗函数的选取必须从减少被移除的频谱数量以及保护更多有用信号的频率成分两方面考虑。当时对于本文研究的对象是干信比为 [15dB, 30dB] 的情况，此时不需要特别大的旁瓣抑制水平，并且由上述分析可以知道 Blackman-Harris 窗对 SNR 的损失为 3dB，而 Hamming 窗对 SNR 的损失仅仅为 1.36dB。所以在低轨卫星通信系统中，有针对性的对抗较小功率的多

窄带干扰时，其窗函数也要适度的调整优化，以适应特定的干扰环境。

仿真分析：不同的窗函数的时域和频域性能图

对于基于 FFT 变换域信号处理，常用到的窗函数有汉明窗，汉宁窗，和 Blackman-Harris 窗，以及不做任何处理的矩形窗，对于各种窗函数，其时域和频域波形都具有各自的特点，如图 3.2 所示。

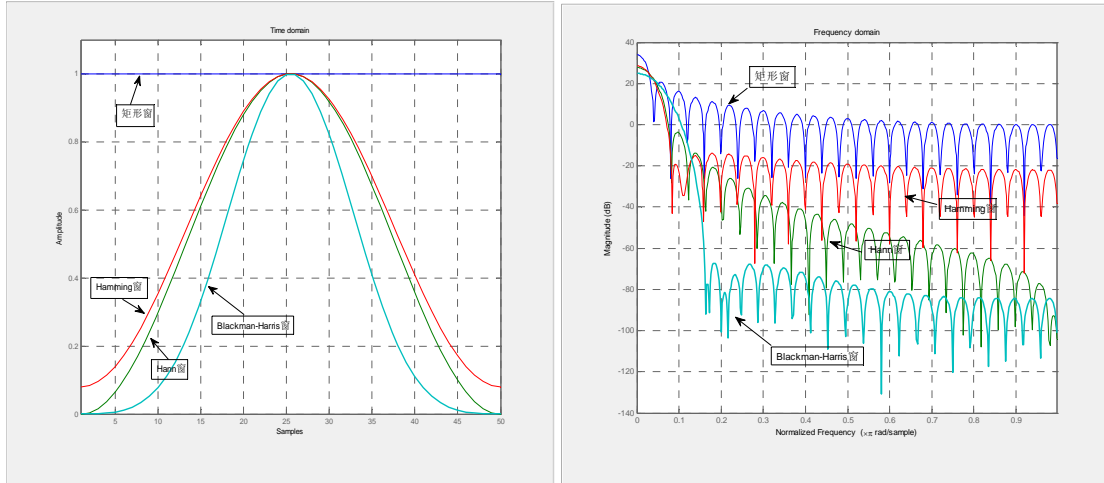


图 3.2 窗函数的波形图和频谱相应图

从上图中可以看出，矩形窗相当于简单的数据截断不会对有用信号产生失真，但其旁瓣衰减只有-13dB，当接收信号中存在强窄带干扰时，干扰能量在旁瓣泄漏会污染临近的信号频段，只对干扰主瓣所在频段的谱线进行处理，并不能得到好的干扰抑制效果。汉明窗的旁瓣衰减为-41dB，对信干比为-30dB 左右的窄带干扰，可以将干扰能量主要聚集在主瓣内，很大程度上改善了干扰的频谱泄漏，但加窗引入的信噪比损耗为 1.37dB。汉宁窗的旁瓣衰减为-31dB，想比较与汉明窗的旁瓣衰减要差一些，而且其引入的信噪比损耗也有 1.78dB，比汉明窗要差一些，对于 Blackman-Harris 窗其旁瓣抑制比可以达到-92dB，信噪比的损失为 3dB。但是可以看出来其主瓣宽度过大，不是一种高分辨率的窗函数。对于实际中的通信系统，过高的信噪比损失是无法接受的。窗函数的结果也验证了在低轨卫星通信系统中，对抗较低功率的多窄带干扰时，采用 Hamming 窗是最好的选择。

3.2.3 一种改进的重叠处理结构

上文中提到，对于基于 FFT 的窄带干扰抑制算法必须采取加窗措施。但是加窗在一定程度上会扭曲信号，为了减小这种扭曲，CAPOZZA 提出了采用 50%重叠技术进行补偿。

50%重叠处理^[54]需要增加一路信号处理通道，原理如下：第二路和第一路有 $N_p/2$ 的延迟，每一路进行反 FFT 之后，把前后各 $N_p/4$ 个样点抛弃，只保留中间 $N_p/2$ 样

点,最后输出时把两路合成一路。这样一来,每路信号把两边由于加窗而扭曲较大的信号抛弃,保留中间损失很小的信号,两路合成一路时,整个信号的扭曲就较小了。如图 3.3 所示:

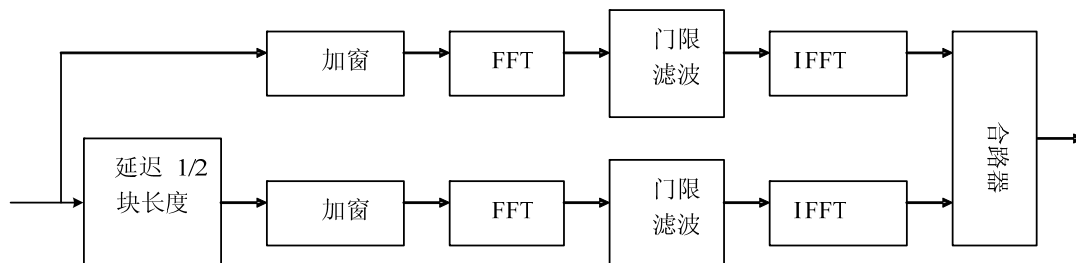
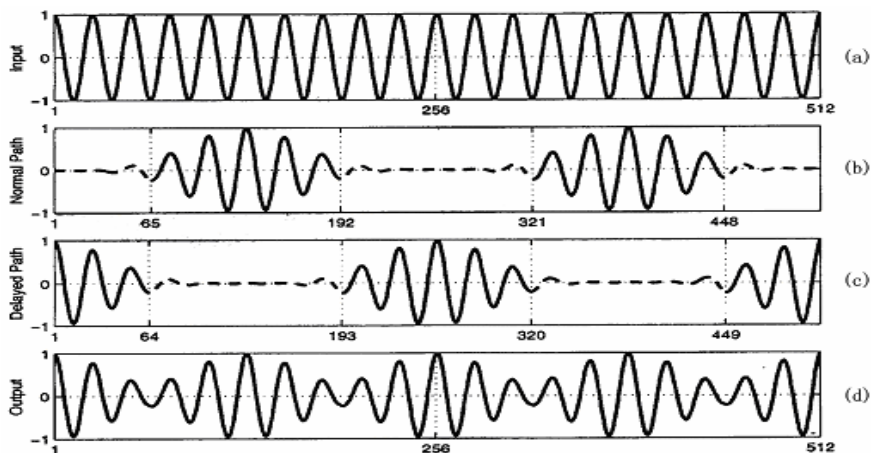


图 3.3 重叠处理

图 3.4 描述了输入为单频正弦信号经过重叠处理后导致信号能量损失的情况。

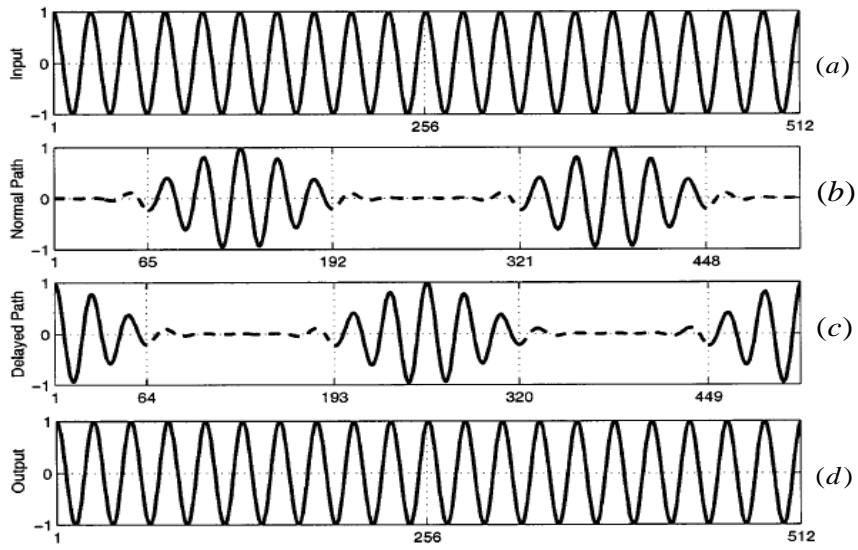


(a)输入单音 (b)加窗后的信号 (c)延迟加窗后的信号 (d)输出合成信号

图 3.4 处理过程中的信号

从上图可以看出:单音信号经过重叠和加窗处理后在每一个 DFT 块边缘处存在能量损失。因此,在实际应用中必须根据干扰功率的大小和干扰数量的多少决定所采用的窗函数。对于这种 50%的重叠技术,本文提出了一种改进的结构,可以改善边缘处的能量损失。

本文提出的改进的 50%重叠技术,第二路和第一路依然有 $N_p/2$ 的延迟,每一路进行反 FFT 之后,并不把前后的 $N_p/4$ 个样点抛弃,而是直接将两路信号合成一路信号。虽然两路信号的边缘信号均有一定程度的扭曲,但是将两路信号合成,可以相互补偿信号的扭曲和能量的损失,可以更好的保存有用信号的能量,减少信噪比的损失。这种改进的算法比 50%重叠处理技术对原始信号有更好的保护。其原理如图 3.5 所示。



(a)输入单音 (b)加窗后的信号 (c)延迟加窗后的信号 (d)输出合成信号

图 3.5 改进的重叠处理

3.2.4 仿真分析

本文提出的改进的 CAPOZZA 算法在理论上具有一定的优势,在性能表现上本文采用误码率的形式给出定量分析。我们对多窄带干扰条件下该改进方法的性能进行仿真,扩频信号采用 OQPSK 调制,扩频增益为 512,扩频码取 m 序列,每一个接收符号对应一个完整的 PN 码周期,以码片速率对信号进行采样,采用相干解调接收机进行接收,FFT 变换的块长度为 1024,数据块之间采用改进的 50%重叠处理减小加窗造成的信号扭曲损失,仿真中设定背景噪声 $E_b/N_0 = 4\text{dB}$,改变扩频信号功率和窄带干扰功率得到不同的信噪比和信干比,同时可以求得恶化因子和修正的信噪比改善因子。

仿真分析 1: 多窄带干扰的恶化因子和频域仿真分析

在低轨卫星通信系统中,经常存在的是随机的多窄带干扰信号,其频域特点是干扰数量多,频域分布随机,部分较小的干扰信号与噪声混杂在一起,不易识别,对多窄带干扰的信道建模,设计一个系统中含有 5 个窄带干扰信号,每个窄带干扰信号相对于系统的带宽为 5%,这 5 个干扰信号的综合考虑其恶化因子为 15.3,可以改变恶化因子的值,建模出不同特点的多窄带干扰信号,对恶化因子为 15.3 的多窄带干扰信号的频域建模仿真如下图 3.6 所示。

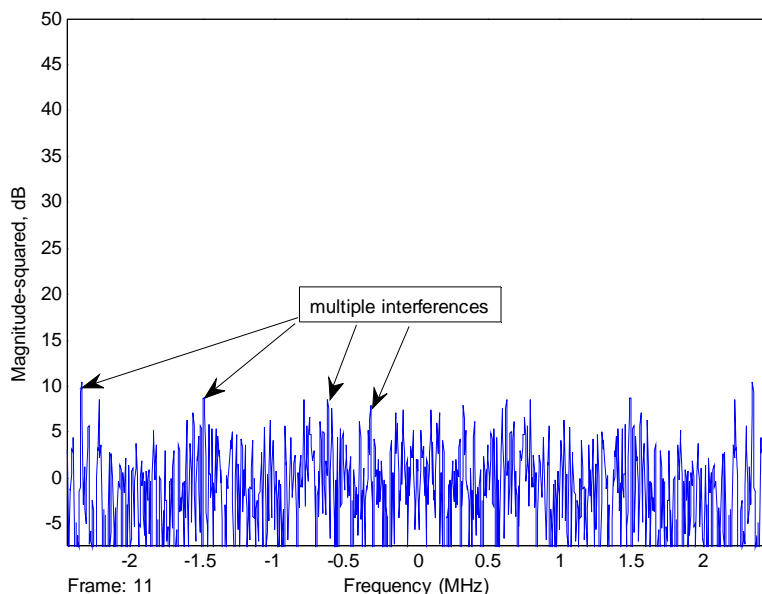


图 3.6 低轨卫星通信系统的多窄干扰模型频域效果图

从图中可以看到，干扰与扩频信号混杂在一起，不易识别，在门限的选取上，具有很大的难度。需要高分辨率的变换和较优性能的窗函数，尽可能改善频谱特征。

仿真分析 2：多窄带干扰下加窗对 FFT 算法的影响

首先对重叠加窗 FFT 信号处理中，加窗对系统的性能造成的影响进行分析。干扰信号采取仿真 1 中参数，其中干扰数量为 5，每个干扰信号的带宽占频谱带宽的 5%，分别针对加窗和不加窗两种情况，在不同输入 SNR 下进行仿真，并对这两种情况进行了比较。图 3.7 给出了对接收信号加窗与不加窗两种情况下的干扰抑制性能比较结果。图中窗函数采用汉明窗分析。

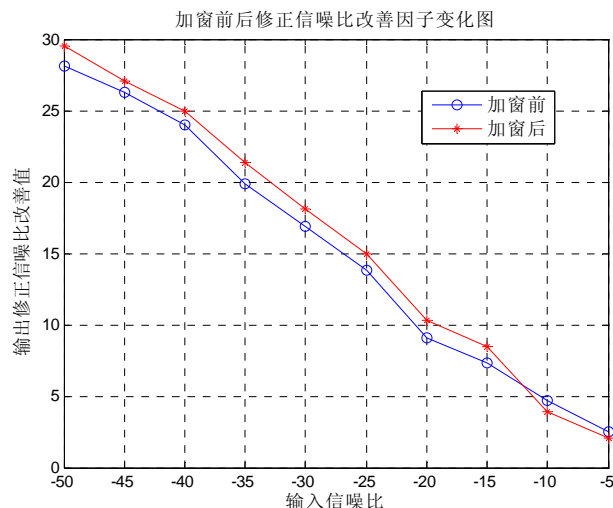


图 3.7 加窗前后修正信噪比改善因子变化图

通过比较可知：当 SNR 较大，也就是干扰较小的时候，加窗处理对信噪比的改善具有一定的反作用。分析其原因这是由于加窗有两个方面的效果，一是防止频谱泄漏，具有改善 SNR 的作用；二是扭曲有用信号，具有恶化 SNR 的作用。窗函数的选择必须

考虑这两个方面的因素。当干扰较小的时候，加窗尤其是加低旁瓣的窗时对 SNR 的改善小于对其的恶化，因此总的 SNR 改善反而不如不加窗。当 SNR 逐渐变小的时候加窗带来的好处越来越明显，修正信噪比改善要比不加窗时高很多。当输入信噪比继续变小时，达到 -50dB 以上，由于窗函数对旁瓣的抑制能力达到瓶颈，又有干扰信号从旁瓣中泄露出来，所以修正信噪比的改善效果下降。

仿真分析 3：多窄带干扰下改进重叠处理对 FFT 算法的修正信噪比改善因子分析

为得到重叠处理对修正信噪比改善因子的影响，在加窗的情况下对重叠处理和单路处理两种情况进行了仿真并比较。图 3.8 给出了两种情况下，不同输入信号条件下的修正信噪比改善因子情况。

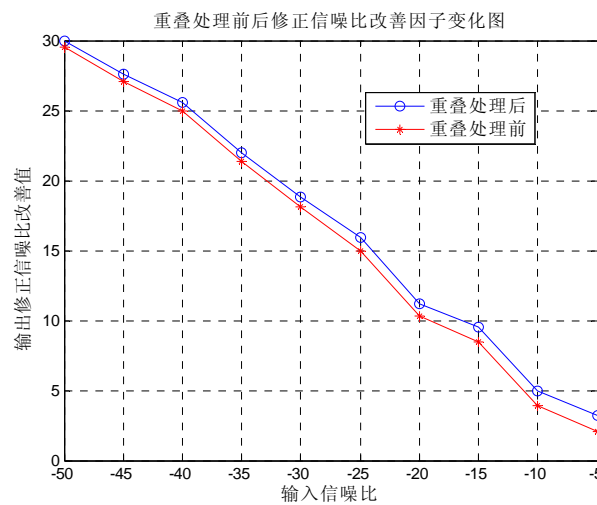


图 3.8 重叠处理与单路处理比较

从图中可以看到，重叠处理后，系统的修正信噪比改善因子曲线整体的向上移动，分析可知，这是由于重叠处理抵消了由于加窗而造成的信噪比损失，尤其是在信噪比较大的时候，可以看出，这种重叠处理对系统的效果更加的明显，使系统的整体性能得到提高。

仿真分析 4：多窄带干扰下不同窗函数对系统的性能影响

对于 CAPOZZA 算法的改进算法，其性能曲线如图 3.9 所示。

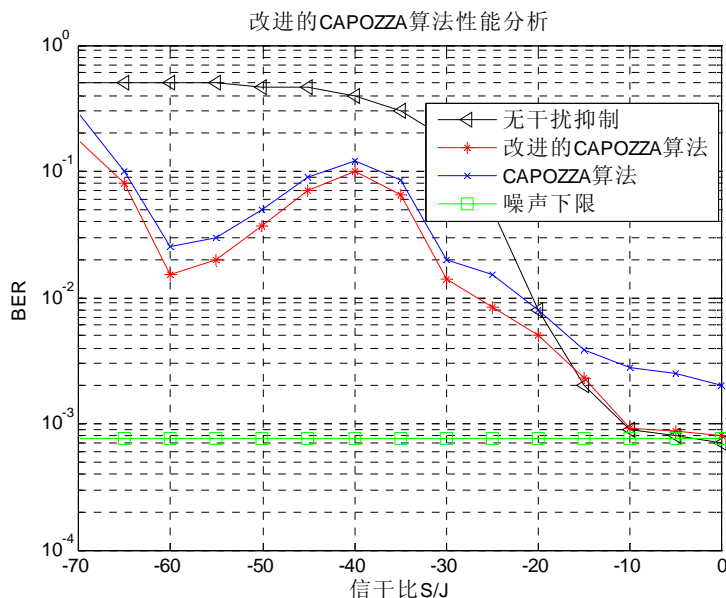


图 3.9 改进的 CAPOZZA 算法的性能

从图中可以看出，本文的重点考察对象为 $[-30\text{dB}, -15\text{dB}]$ 的情况，在该区间内，改进算法的误码率明显低于 CAPOZZA 算法，改善了系统的信噪比，减少了信噪比的损失。由此可见，这种改进的结构对多窄带干扰抑制有很好的应用效果。

对于改进的 CAPOZZA 算法，分析使用不同的窗函数系统误码率的影响。其中汉明窗的旁瓣衰减为 -41dB ，汉宁窗为 -31dB ，Blackman-Harris 窗的旁瓣衰减为 -92dB ， $E_b/N_0 = 4\text{dB}$ ，信干比由 -70dB 到 0dB 变化，采用 50% 重叠相加法。

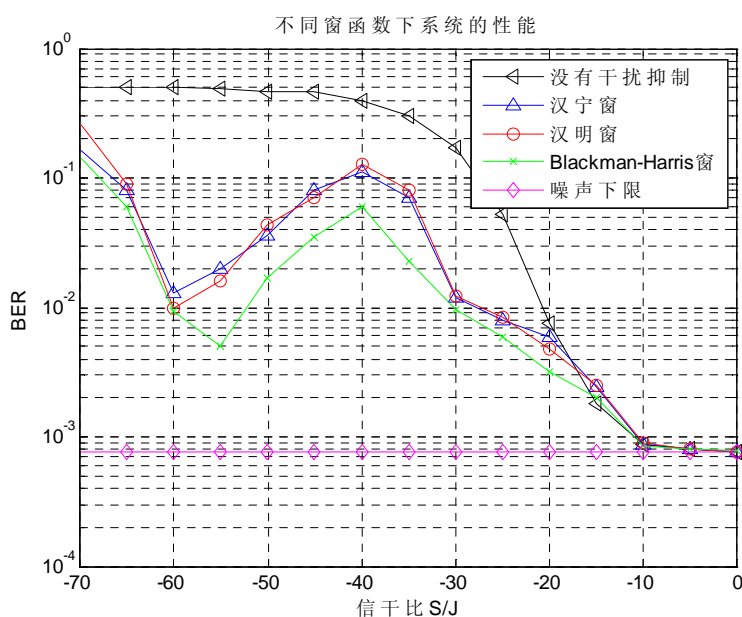


图 3.10 不同窗函数下的系统性能

从图 3.10 中可以看出，系统的性能变化分为 4 个区间 $[0, -15\text{dB}]$ ， $[-15\text{dB},$

-40dB], $[-40\text{dB}, -60\text{dB}]$, $[-60\text{dB}, -70\text{dB}]$, 在这 4 个区间中, 系统的性能变化趋势有各自的特点, 分别讨论如下。当信干比位于 $[0, -15\text{dB}]$ 时, 可以看出其系统性能要优于没有任何抑制的情况, 也就是说在该区间, 干扰抑制发挥了一定的作用, 可以抑制掉多窄带干扰信号的一部分, 并且有一部分干扰是由扩频系统本身自己的干扰抑制能力抑制掉的。当信干比位于 $[-15\text{dB}, -40\text{dB}]$ 时, 可以看出来, 系统的性能迅速的发生恶化, 在该阶段, 可以识别部分干扰信号, 没有被识别出来的干扰信号对系统的性能产生大幅度的影响。当信干比位于 $[-40\text{dB}, -60\text{dB}]$ 时, 多窄带干扰信号由于其幅度的增大, 逐步凸现出来, 使系统能够准确识别出来, 将干扰信号衰减掉, 系统性能提高。当信干比位于 $[-60\text{dB}, -70\text{dB}]$ 及更小的情况时, 可以看出来, 即使加窗也不能完全抑制干扰信号, 由于干扰已经足够大, 其旁瓣虽然有窗函数打压, 但依然对系统的影响巨大, 所以系统的性能再次恶化。

对以上分析结果可以看出来, 系统的在信干比处于 $[0, -15\text{dB}]$, 属于系统自身扩频抑制区, 如果能够较好的识别干扰, 就可以使该区域的性能变的更好。而信干比位于 $[-60\text{dB}, -70\text{dB}]$ 及更小的情况下, 此时系统的性能恶化在所难免, 对于随机信道中, 除非有专门的恶意干扰信号, 否则干扰不可能达到这么大的水平, 不属于本文讨论的范畴。对于信干比位于 $[-15\text{dB}, -60\text{dB}]$ 时, 可以看出来, 该区域是一个不稳定的区域, 其性能在该区域局部恶化, 证明系统没有很好的识别干扰信号, 问题出在干扰识别与抑制手段上面, 所以这是本文要考虑的关键问题, 即从性能图中可以将该性能恶化的凸出来的曲线削平, 以达到多窄带干扰信号抑制的优化提升, 文章在第四章将会对该问题作详细的解决办法论述。

仿真分析 5: 重叠加窗 FFT 对多窄带干扰信号抑制的性能分析

图 3.11 给出本文所采用的预处理自适应门限检测法对多窄带干扰模型的误码率性能, 窗函数为汉明窗, 50%重叠相加法, 仿真中取 SIR 分别为 -20dB 和 -30dB 。为消除干扰频偏对误码率的影响, 每次试验多窄带干扰的归一化频率在区间 $[0, 0.5]$ 上随机取值, 多窄带干扰信号为高斯白噪声通过全极点滤波器综合求和得到, 图中同时给出无窄带干扰抑制的干扰抑制误码率曲线。

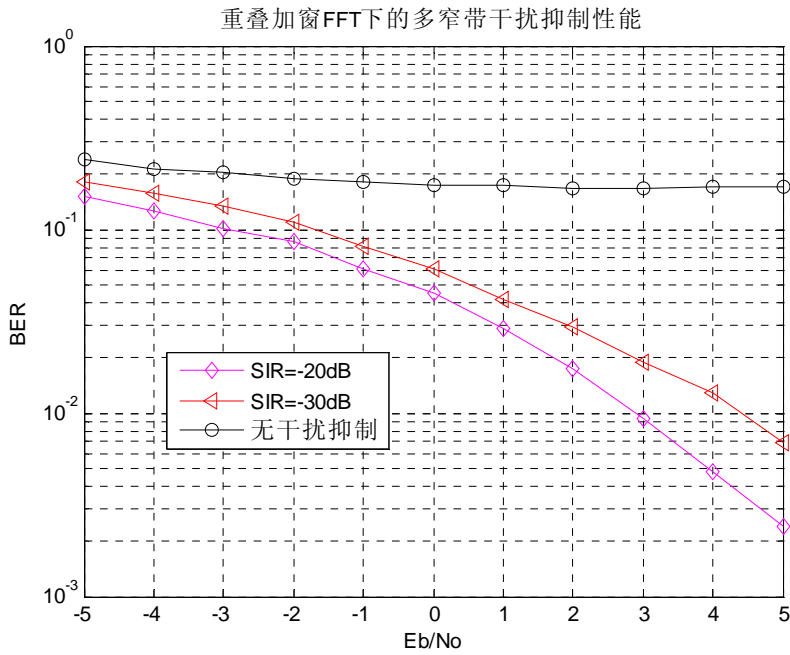


图 3.11 重叠加窗 FFT 下的窄带干扰抑制性能

从图 3.11 中的仿真结果可以看出,即使存在的干扰不是很大情况的下,如果不采取任何干扰抑制措施,系统的误码率很大,根本无法实现正常通信,在解扩前对接收信号进行干扰抑制处理可以大大改善接收机误码率性能。比较图 3.11 中的结果可知,随着干扰能量的增大系统的整体性能恶化,误码率升高,总体来说,系统的性能恶化还是比较严重的,主要是由于干扰本身具有一定的带宽,剔除干扰的同时会对有用信号造成一定的损失,另一方面,干扰的激励噪声均匀分布在整個频带,可等价于背景噪声,因此对干扰只能检测和剔除干扰频谱的峰值,其残留的功率仍然会在一定程度上降低系统性能。

3.3 基于重叠变换的变换域多窄带干扰抑制

3.3.1 重叠变换原理

正如之前块变换中分析的,在标准的块变换过程中,输入的信号被分成大小为 M 的块,这些分块信号再被 M 阶变换矩阵映射到变换域,得到长度为 M 的变换域系数。在重叠变换中把长度为 L 的输入信号块映射成长度为 M 的变换域系数,其中 L 为重叠变换基函数的长度,并且 $L > M$,由于我们要保持抽样速率恒定不变,也就是说对于 M 个输入采样并须要得到 M 个输出,因此,每当计算完一个长为 L 的分块,我们只往长为 M 的缓冲区内移入 M 个新的采样,由这些数据计算出新的 M 个数据。这样,在邻近的分块必定有 $L - M$ 个采样值的叠加^[55]。

上述过程可以通过图 3.12 来说明。为了简单分析说明问题,假设 $L = 2M$,在这

里重叠因子为 1，即调制重叠变换，是最简单的一种重叠变换的形式。重叠变换基函数是阶数为 $L \times M$ 的变换矩阵 T 的列。这里用 T^H 表示正变换算子，而 T 表示逆变换算子。由于正变换中的重叠处理，逆变换之后必须对信号也进行重叠处理，以保证输入信号和输出信号具有相同的长度，在重叠的部分，不同分块之间的重构信号只是简单地叠加在一起^[26]。

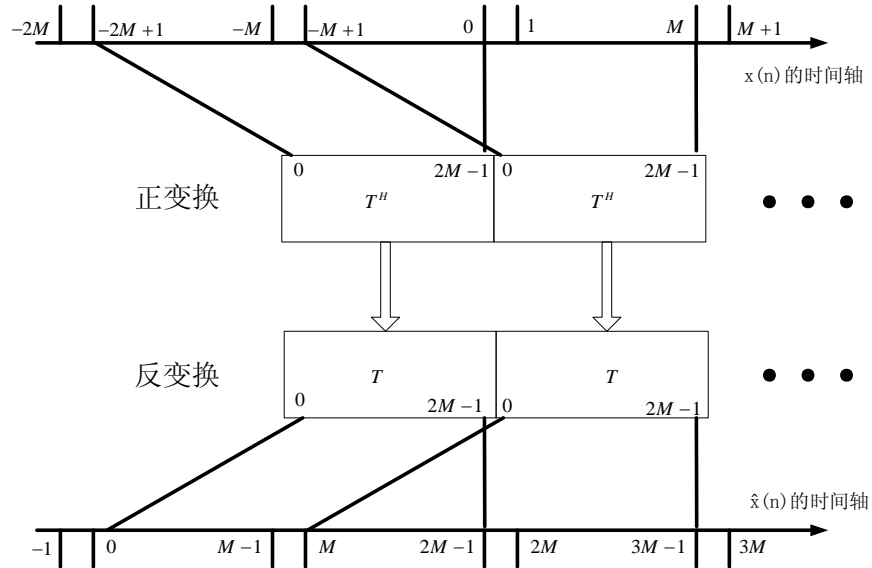


图 3.12 重叠变换信号处理示意图

重叠变换的一个最显著的特征就是经反变换所得到的 L 个采样值与原始输入的 L 个采样值并不相等。因此，仅仅考虑单个分块的重叠变换是没有任何意义的。只有对连续的逆变换结果进行重叠处理之后才能重构出输入信号的采样。

在图 3.13 中，我们假设所有的处理都是因果的。比如 $x(0)$ 是当前的输入采样，那么经逆变换送出的采样则为 $\hat{x}(0)$ ，变换的总延时为 $L-1$ 。

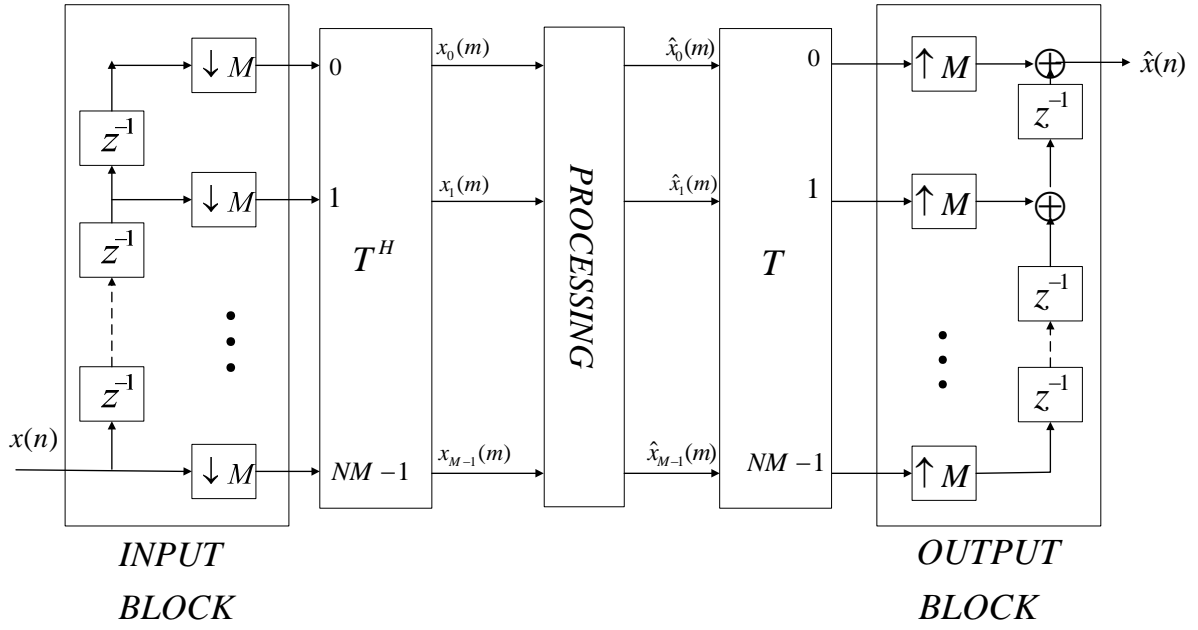


图 3.13 基于重叠变换的信号处理系统

基于重叠变换的信号处理结构如图 3.13 所示。可以看出重叠变换实际上是基于多相结构的精确重构滤波器组。这里多相分量矩阵为 T 。从图中可以看出来，信号块的重叠变换表示为

$$\bar{X} = \bar{T}^T \bar{x} \quad (3.3.1)$$

式中的输入输出信号均为向量与矩阵，其中 \bar{x} 是长度为 L 的输入信号块：

$$\bar{x} = [x(mM - L + 1) \quad x(mM - L + 2) \quad \cdots \quad x(mM - 1) \quad x(mM)]^T \quad (3.3.2)$$

其中， m 表示块的序号，之前已经知道，为了能够重构信号，需要输入和输出信号的长度相同，则要满足块变换中讨论的正交条件，如下：

$$\bar{T}^T \bar{T} = \bar{I} \quad (3.3.3)$$

$$\bar{T}^T \bar{W} \bar{T} = \bar{0} \quad (3.3.4)$$

其中 \bar{I} 是单位矩阵，其阶数是 M ， \bar{W} 则是含有 M 个采样信号的移位算子，表达式如下：

$$\bar{W} = \begin{pmatrix} \bar{0} & \bar{I} \\ \bar{0} & \bar{0} \end{pmatrix} \quad (3.3.5)$$

3.3.2 重叠变换的实现

重叠变换包括调制重叠变换（MLT）和扩展重叠变换（ELT），当重叠变换的基函数的长度为 $L = 2M$ 时，定义此时的重叠变换为调制重叠变换。调制重叠变换的变换矩阵的基函数为：

$$T_{nk} = f_k = h(n) \sqrt{\frac{M}{2}} \cos\left[\left(n + \frac{M+1}{2}\right)\left(k + \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{M}\right] \quad (3.3.6)$$

其中， $0 \leq n \leq L-1$ ， $0 \leq k \leq M-1$ ， K 为重叠因子，这里重叠因子的值为 1， M 为子带的个数，从上述的表达式可以看出，重叠变换的关键技术就是设计出合适的低通原型滤波器 $h(n)$ ，由于之前的限制条件，要求输入信号和输出信号的个数相同，即要满足重叠变换的正交性，则 $h(n)$ 要满足以下要求：

$$h(2M-1-n) = h(n) \text{ 其中: } 0 \leq n \leq M-1, \quad (3.3.6)$$

$$h^2(n) + h^2(n+M) = 1 \text{ 其中: } 0 \leq n \leq \frac{M}{2}-1, \quad (3.3.7)$$

$h(n)$ 可以选择以下窗函数

$$h(n) = -\sin\left[\frac{n\pi}{2(M-1)}\right] \quad (3.3.8)$$

$$h(n) = -\sin\left[\left(n + \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{2M}\right] \quad (3.3.9)$$

这两种窗函数均可以满足信号的完全可重构要求，但是式(3.3.8)不满足多相归一化，式(3.3.9)是既可以满足信号的完全可重构特性，且能满足多相归一化的唯一的窗函数。

定义 $L > 2M$ 的重叠变换为扩展重叠变换（ELT），对于 ELT 其基函数长度为 $L = 2KM$ ， $K > 1$ 。对于 ELT 其设计的关键同样是原型滤波器 $h(n)$ 的设计，并且当基函数的长度越长，它对应的滤波器的滤波性能就会越好，只有设计出精确可重构的原型滤波器才能将信号正变换和反变换。原型滤波器 $h(n)$ 的精确可重构充分必要条件如下：

$$\sum_{i=0}^{2K-2s-1} h(n+iM)h(n+iM+2sM) = \delta(s) \quad (3.3.10)$$

从上式可以看出，当 $K=1$ 时，扩展重叠变换就是之前讨论的调制重叠变换了，

考虑较简单的扩展重叠变换，令 $K = 2$ ，则由重叠变换的限制条件得到窗函数 $h(n)$ 的条件为：

$$h(4M - 1 - m) = h(n), n = 0, 1, \dots, 2M - 1 \quad (3.3.11)$$

$$h^2(n) + h^2(n + M) + h^2(n + 3M) = 1, n = 0, 1, \dots, M/2 - 1 \quad (3.3.12)$$

$$h(n)h(n + 2M) + h(n + M)h(n + 3M) = 0, n = 0, 1, \dots, M/2 - 1 \quad (3.3.13)$$

满足上述条件的窗函数可用参数法来生成：

$$h(n) = c_{n0}c_{n1}$$

$$h(M - 1 - n) = c_{n0}c_{n1}$$

$$h(M + n) = s_{n0}c_{n1}$$

$$h(2M - n - 1) = -s_{n0}s_{n1} \quad (3.3.14)$$

其中 $n = 0, 1, \dots, M/2 - 1$,

$$c_{n0} \equiv \cos(\theta_{n0})$$

$$c_{n1} \equiv \cos(\theta_{n1})$$

$$s_{n0} \equiv \sin(\theta_{n0})$$

$$s_{n1} \equiv \sin(\theta_{n1}) \quad (3.3.15)$$

其中 $\theta_{n0} \equiv \pi/2 + \mu_{n+M/2}$ $\theta_{n1} \equiv -\pi/2 + \mu_{M/2-1-n}$

$$\mu_k \equiv \left[\left(\frac{1-\gamma}{2M} \right) (2k+1) + \gamma \right] \frac{(2k+1)\pi}{8M} \quad (3.3.16)$$

参数 γ 取值范围是 $[0, 1]$ ，它控制着阻带衰减和过渡带宽度之间的折衷。 γ 越大，阻带衰减越小，而带宽也随之减小，当 γ 越小，阻带衰减变大，当 γ 趋向零时，阻带衰减最大。

当 $\gamma=1$ 时，得到常用的 2 阶扩展重叠变换的窗函数

$$h(n) = -\frac{1}{2\sqrt{2}} + \cos\left[\left(n + \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{M}\right] \quad (3.3.17)$$

当 $K=2$ 时, 选取合适的 γ 值, 可以使 ELT 的阻带衰减达到 -30dB 以下, 这相对于不加窗 FFT 的 -13dB 的旁瓣抑制比要更有优势, 但是加窗 FFT 同样可以将阻带衰减控制在 -30dB 以下。当 $K>2$ 的时候, 要寻找原型滤波器就要采用无约束条件的最优化方法设计, 本文考虑 $K=2$ 和调制重叠变换德的情况。

3.3.3 ELT 的快速实现结构

对于应用于低轨卫星扩频通信系统的多窄带干扰抑制模块, 为了节约星载资源, 必然要采用运算量最小, 但是干扰抑制效果最好的方案, 对于重叠变换由于其属于块变换, 块变换的计算量设计到大量的乘法和加法运算, 这对于星载处理的多窄带干扰抑制模块的资源消耗无疑是巨大的, 所以要考虑采用一些快速算法来实现同样的运算。

快速算法^[56]的基本思想基于多相滤波矩阵, 由两类基本矩阵构成, 一类是单纯的延时矩阵, 另一类是零延时正交因子。其正反变换的实现结构框图如图 3.14 和图 3.15。

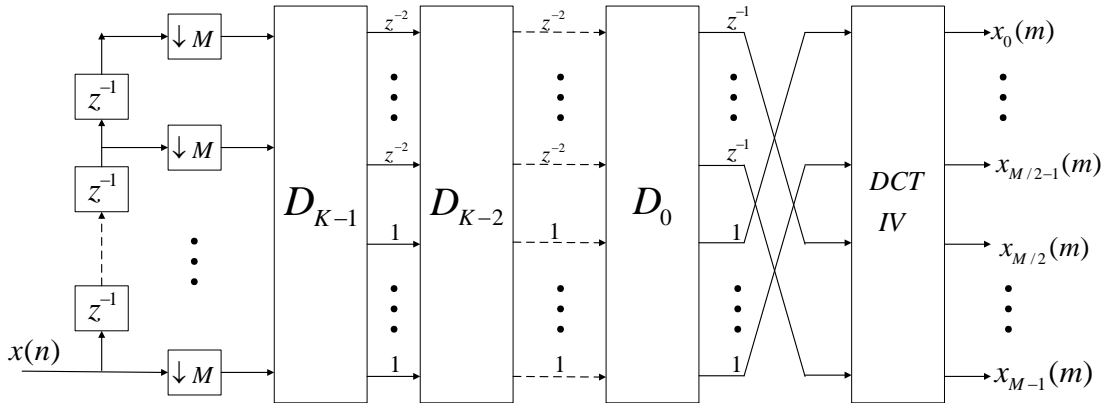


图 3.14 ELT 正变换的快速实现结构

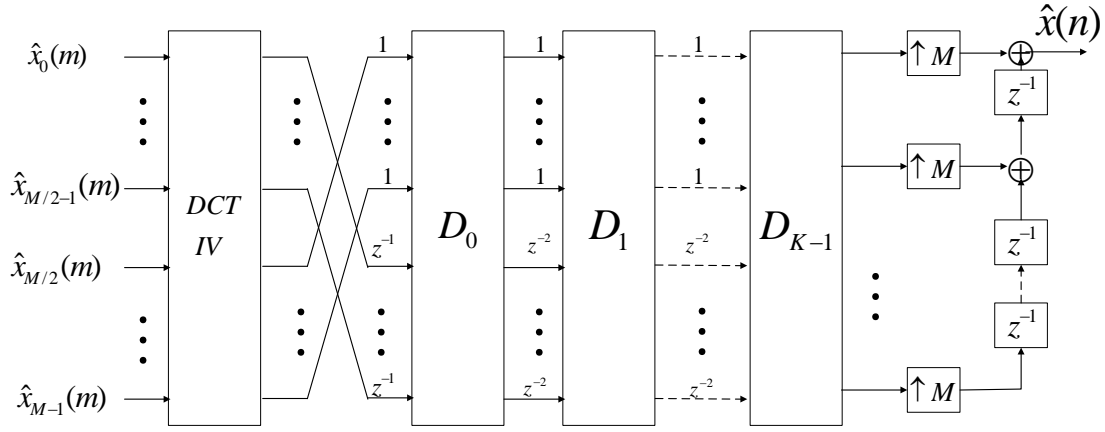


图 3.15 ELT 反变换的快速实现结构

快速算法的基本元素是对称蝶形矩阵 D_k ，其定义如下：

$$D_k \equiv \begin{pmatrix} -C_k & S_k J \\ JS_k & JC_k J \end{pmatrix} \quad (3.3.18)$$

其中

$$C_k \equiv \text{diag}\{\cos \theta_{0k}, \cos \theta_{1k}, \dots, \cos \theta_{M/2-1,k}\} \quad (3.3.19)$$

$$S_k \equiv \text{diag}\{\sin \theta_{0k}, \sin \theta_{1k}, \dots, \sin \theta_{M/2-1,k}\} \quad (3.3.20)$$

经过蝶形矩阵和延时运算后，需要一个第四类的余弦调制变换，这样就构成了 ELT 的快速实现算法，其反变换是正变换的逆过程，结构类似。

3.3.4 仿真分析

同样的，为了验证重叠变换算法在多窄带干扰信号下的性能，我们对多窄带干扰条件下该方法的性能进行仿真，扩频信号采用 OQPSK 调制，扩频增益为 512，扩频码取 m 序列，每一个接收符号对应一个完整的 PN 码周期，以码片速率对信号进行采样，考虑采用相干解调接收机进行接收，分别对调制重叠变换和 $K=2$ 的扩展重叠变换在不同的恶化因子下的性能分析，仿真中设定背景噪声 $E_b/N_0 = 4\text{dB}$ ，改变扩频信号功率和窄带干扰功率得到不同的信噪比和信干比，同时可以求得恶化因子和修正的信噪比改善因子。

仿真分析 1：多窄带干扰下的性能分析

首先对重叠变换和 FFT 信号处理中，在多窄带干扰抑制过程中，对系统改善因子的影响。干扰数量为 5，每个干扰信号的带宽占频谱带宽的 5% 的多窄带干扰信号。分别对调制重叠变换，扩展重叠变换和加窗重叠处理的 FFT 进行分析，对不同输入 SNR

下进行仿真，并对这三种算法进行了比较。图 3.16 给出了这三种情况下的干扰抑制性能比较结果。其中的 FFT 采用汉明窗分析，扩展重叠变换的 K=2。

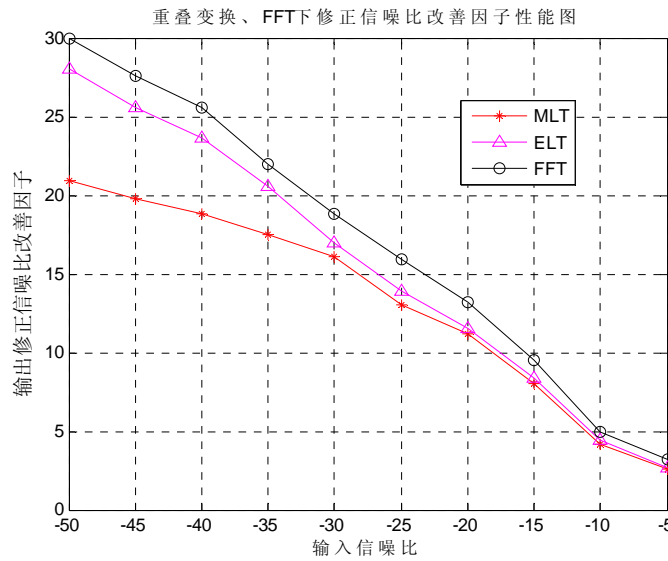


图 3.16 重叠变换、FFT 下修正信噪比改善因子变化图

比较图中的三组曲线发现，总体来说，加窗重叠处理的 FFT 变换具有一定的优势，其性能总的来说要优于调制重叠变换和 2 阶的扩展重叠变换，这是由于加了汉明窗的 FFT 具有 -31dB 的旁瓣抑制能力，而 MLT 最大只能达到 -23.5dB 的旁瓣抑制能力，2 阶的 ELT 通过调整原型滤波器的系数，这里的旁瓣抑制比为 -28dB，由于 FFT 采用了重叠处理来补偿加窗造成的信号扭曲，并且对于 MLT 和 ELT，只要其原型滤波器设计合理，则一定满足极好可重构条件，所以这三者的性能主要考虑旁瓣抑制能力，并不考虑信号失真带来的影响。图形充分反映了，旁瓣抑制能力对系统的对抗多窄带干扰时的修正信噪比改善因子的作用。并且从图中可以看出，当输入信噪比很小时，MLT 的修正信噪比改善因子下降要快于其他两种块变换，这是由于当干扰的能量超出系统的旁瓣抑制能力时，其能量大幅泄露到频带中。

仿真分析 2：多窄带干扰下的 MLT 和 ELT 的性能比较分析

分析调制重叠变换和扩展重叠变换在多窄带干扰抑制中，当干扰功率增加，即信干比减小对系统误码率的影响。其中知道 MLT 的最大旁瓣抑制为 -23.5dB，而 2 阶的扩展重叠变换，通过调节滚降系数，使其旁瓣抑制能力达到 -28dB。并且 $E_b/N_0 = 4\text{dB}$ ，信干比由 -70dB 到 0dB 变化，其性能曲线图 3.17 所示。

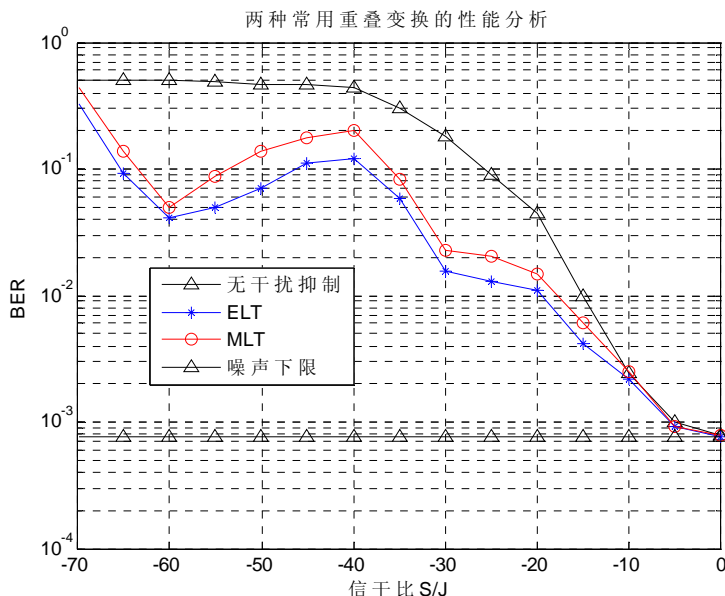


图 3.17 重叠变换对抗多窄带干扰的性能比较分析

从图中可以看出，在重叠变换中，具有和傅立叶变换同样的性能变化趋势。系统的性能变化分为 4 个区间 $[0, -15\text{dB}]$ ， $[-15\text{dB}, -40\text{dB}]$ ， $[-40\text{dB}, -60\text{dB}]$ ， $[-60\text{dB}, -70\text{dB}]$ ，在这 4 个区间中，系统的性能变化趋势如之前的傅立叶变换下的性能趋势，分别讨论如下。但是在重叠变换下，可以明显的比较出，系统性能均在一定程度上下降了，这和上个仿真分析中的结果一致，系统改善因子下降，其误码率性能同样下降。

分析 4 个区间可以知道，在信干比极大和极小的情况下，都具有特定的干扰抑制手段，而对于信干比位于 $[-15\text{dB}, -60\text{dB}]$ 时是本文要考虑的关键问题，即从性能图中可以将该性能恶化的凸出来的曲线削平，以达到多窄带干扰信号抑制的优化提升，这部分内容在文章的第四章说明。

仿真分析 3：重叠变换对多窄带干扰信号抑制的性能分析

图 3.18 给出本文所采用的预处理自适应门限检测法对多窄带干扰信号的误码率性能，仿真中取 SIR 分别为 -20dB 。为消除干扰频偏对误码率的影响，每次试验多窄带干扰的归一化频率在区间 $[0, 0.5]$ 上随机取值，多窄带干扰信号为高斯白噪声通过全极点滤波器综合求和得到，图中同时给出无窄带干扰抑制的干扰抑制误码率曲线。

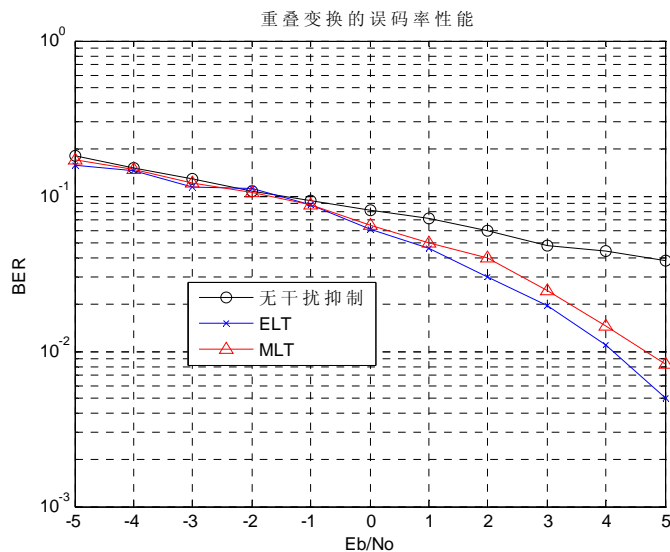


图 3.18 重叠变换对抗多窄带干扰的误码率性能

从图 3.18 中的仿真结果可以看出，重叠变换如果重叠因子不够，其对干扰抑制能力较加窗的 FFT 的抑制能力要差一些，在信噪比较小的情况下，可以看出，无干扰抑制，或者采用重叠变换抑制干扰，其性能都不是特别理想。当信噪比逐渐增大时，干扰抑制的效果体现出来，当信噪比达到 5dB 以上时，要比不加干扰抑制的情况高一个数量级以上。

仿真分析 4：重叠加窗 FFT 与重叠变换对多窄带干扰信号抑制的性能分析

为了分析这两种基本的块变换在低轨卫星通信系统中的应用前景，对这两种变换中，性能较好的几种方案拿出来做比较。对于重叠处理加窗的 FFT 窗函数选择汉明窗，采用改进的 50% 的重叠处理。对于重叠变换选取 2 阶的扩展重叠变换。对这 2 者的误码率性能曲线分析如图 3.19 所示。

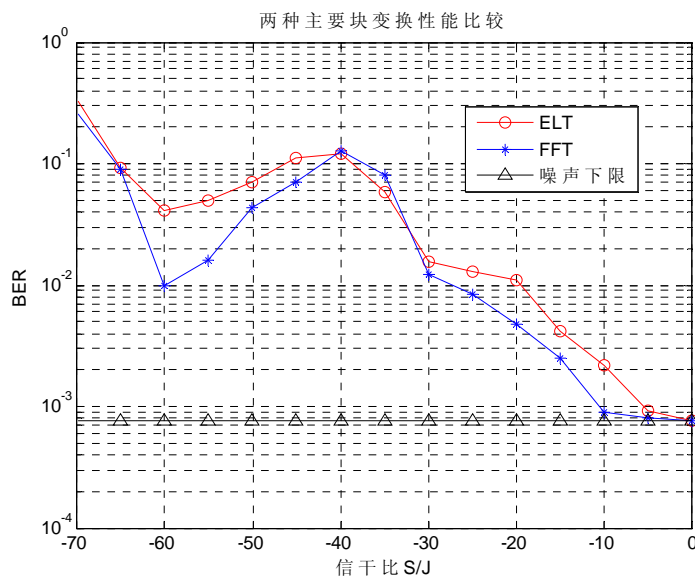


图 3.19 FFT 和重叠变换对抗多窄带干扰性能分析图

图 3.19 中可以看出，不论是哪一种块变换，如果不加以采用针对多窄带干扰信号的抑制策略，仅仅依靠普通的变换和普通的干扰识别算法，是不能够精确的定位干扰的频点位置，如果抑制过度就会造成有用信号的丢失，这对接收机的解扩是十分不利的。如图，在系统总信干比小于 -40dB 时，系统受到较大的影响，在 -15dB 到 -60dB 间，可以看出系统已经不能正常工作，本文的任务就是寻找合适的干扰识别算法和滤波技术，以实现将信号中性能“恶化突起包”消除掉，并且提高在 -15dB 到 0dB 之间的系统性能，以实现对抗低轨卫星扩频通信中随机的小幅度的多窄带干扰，以提高系统的稳健性。

3.4 评价指标分析

3.4.1 变换域算法的评价指标分析

评价抗干扰系统性能优劣的常用指标是干扰容限，本文为了研究方便提出了评价抗多窄带干扰系统的评价指标，本节采用提出来的两个指标对变换域算法的抗干扰性能进行评价。

其中恶化因子可以用来衡量干扰信号对扩频系统的影响能力，本文所研究的多窄带干扰是： $E_b/N_0=4\text{dB}$ ，单个干扰带宽为 5% ，信干比变化范围 $[-70\text{dB}, 0\text{dB}]$ ，其中重点考察 $[-30\text{dB}, -15\text{dB}]$ ，干扰的个数为 5 。那么这样的干扰对系统的影响能力如何？这里采用恶化因子进行一个说明。如图 3.20 所示。

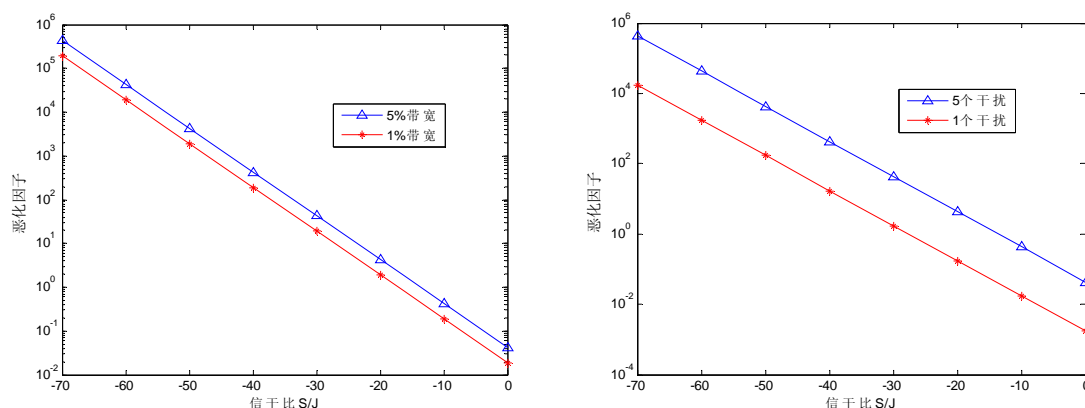


图 3.20 多窄带干扰的输入特征值

从图 3.20 可以看出，当干扰带宽从 1% 变到 5% ，干扰从 1 个变化到 5 个时，系统会出现恶化，本文的第二章也作了这方面的仿真研究，仿真结果和理论分析结果一致。都说明了当系统总干信比不变的情况下，干扰个数由 1 个变为 5 个，且单个干扰带宽为 5% 时，系统性能恶化严重，这种情况下的干扰抑制也是最不容易的。

本文重点研究了一种改进的 CAPOZZA 算法，并对该算法在多窄带干扰下的误码

率性能进行了详细的分析。工程上一般采用信噪比的改善值来衡量算法的优劣性，但是由于多窄带干扰占用系统带宽较大，当干扰信号被切除的时候，有用信号也损失严重，所以单纯的用信噪比改善值并不能精确的表达算法的抗干扰性能。本文在第二章对信噪比改善值进行了一个优化，用于衡量系统抗干扰性能好坏，以达到精确的表达算法的优劣。具体的结果如表 3.1 所示。

表 3.1 改进 CAPOZZA 算法的信噪比改善

信干比	输入信噪比	输出信噪比	信噪比改善 (修正)
-20dB	-24.8dB	-20.29dB	4.7dB
-30dB	-30.8dB	-20.5 dB	10.3 dB
-40dB	-40.13 dB	-25.03 dB	15.1 dB
-50dB	-50 dB	-18.9 dB	31.1 dB
-60dB	-60.08 dB	-19.5 dB	40.58 dB
-70dB	-70.05 dB	-19.94 dB	50.11 dB

从表中可以看出，信噪比改善值与之前误码率的仿真结果具有相同的变化趋势，说明误码率的结果与信噪比的改善值具有相同的变化方向，二者从不同的角度说明了抗干扰系统的抗干扰能力。分析表中的数据可以看出，当信干比为-40dB 时，信噪比改善并没有达到预期的 20dB 左右的值，仅仅只有 15.1dB，可见干扰并没有完全被消除，需要在选取更加合适的门限算法，或者采用多次滤波的策略，这也与之前的误码率分析的结果相同。可见这两种结果表达方式可以相互替代，用以衡量抗干扰系统的抗干扰能力。

3.4.2 多窄带干扰抑制算法的优化分析

为了抑制通信系统中的多窄带干扰，之前已经论述了关于多窄带干扰的特性与解析形式的性质表达式，可以知道低轨卫星中的多窄带干扰由于其带宽较宽，且能量小，并不易被检测，并且可能会和信道中的高斯白噪声混杂在一起，更难被检测出来，这就对块变换有更加严格的要求，以达到干扰精确检测的目的。

在本章，对两种变换域算法在多窄带干扰抑制中的性能作出了定量分析，根据这些定量分析的结果，总结出来针对多窄带干扰抑制时要注意的问题，和主要考虑的因素如下：

- 1、要有足够的旁瓣抑制比。如果旁瓣抑制比不能满足要求，多个窄带干扰的旁瓣泄露的能量将变得不可忽略，即使可以将每一个干扰检测出来，并且

做到有效抑制,但残留在有用信号中的旁瓣干扰依然会对通信系统性能影响较大。

- 2、清晰的块分辨率。对于分辨率不高的块变换会使干扰检测变得非常困难,清晰度高的块变换可以准确地辨认每个信号采样值,使在识别干扰时,最大限度的降低误判。
- 3、良好的变换性能。有些块变换会使信号的能量在变换域中扩散开来,造成能量的分散,这是不利于干扰检测的,要采用可以将信号能量在变换域尽量集中的块变换。
- 4、合理的运算量限制。正如之前论述的,低轨微小卫星系统的资源并不能做到无限制的放大,所以必须节约资源,这就要求对运算量有个合理的预算,在满足上述 3 个条件的情况下,尽量降低变换的运算量,尽量多的使用快速算法。

从以上的分析角度来看,首先要选取合适的块变换,本文研究的 FFT 变换和重叠变换都具有很好的重构性和可逆性,具有较好的分辨率和变换性能。可以适用于多窄带干扰信号的抑制。其次,傅立叶变换本身的旁瓣抑制比只有 13dB,这是不能满足多窄带干扰抑制的要求的,所以可以采用加窗 FFT 来实现,窗函数的选取将影响旁瓣抑制比的大小,合适的窗函数的选取较为关键。对于重叠变换,则需要对原型滤波器进行设计,原型滤波器的长度决定旁瓣抑制比的大小,但是长度的大小同样决定了运算量。

3.5 本章小结

本章将变换域算法中的傅立叶变换和重叠变换引入到多窄带干扰抑制中,首先定量的分析了 2 种算法的运算量,其中重叠变换比傅立叶变换要多 MK 次乘法和加法运算。在选取合理的运算量的基础之上,研究了一种改进结构的 CAPOZZA 算法,重点分析了在窗函数的优化选择和重叠处理的结构上改进时,通信系统的误码率和信噪比改善值。对于重叠变换分析了调制重叠变换和二阶的扩展重叠变换下的多窄带干扰抑制的误码率值和信噪比改善值。仿真结果表明,改进的 CAPOZZA 算法可以有效改进由多窄带干扰带来的系统性能恶化,提高了低轨卫星系统的抗干扰能力。并且通过对两种算法的研究和改进,给出了在多窄带干扰抑制中块变换的选择依据和参数设计的方法。

第四章 多窄带干扰消除策略

4.1 引言

在多窄带干扰信号的抑制中，由于干扰信号的特殊性，其占有带宽比率大，能量不集中，变换域识别困难，所以需要综合考虑干扰抑制的各个环节，尽可能的在无损状态下，实现干扰信号的消除。本章主要侧重于在合适的块变换下，研究适合于多窄带干扰的干扰消除算法和识别算法。

4.2 干扰识别算法

干扰识别的算法也有多种，如门限估计法与 K 谱线法等，其中 K 谱线法由于使用到排序运算，运算复杂度较高；而门限估计法则非常灵活，可以根据系统要求来进行选择。其基本思想是根据输入信号的频谱特性，计算出一个合理的门限，超过门限的频点将被视为干扰。根据门限估计的方法不同，可以分为以下几种：

4.2.1 自适应多门限算法

当信号处于高斯白噪声的信道中时，信号与噪声的包络的平方服从指数分布，因此在无窄带干扰的情况下，经过块变换变换后的信号的 N 根谱线的幅度平方服从参数为 λ 的指数分布，对于指数分布，其数字特征表达式为： $E(X) = 1/\lambda$ ， $\text{var}(X) = 1/\lambda^2$ ，其中 $\lambda = 1/(2\sigma)^2$ ，而 σ^2 是没有干扰时的信号与噪声的方差。

假设在变换域的干扰检测门限为 TH ，分别取 $TH = n/\lambda$ ，则可以得到信号与噪声不超过该门限的概率如下表：

表 4.1 谱线幅度平方分布表

TH	$1/\lambda$	$2/\lambda$	$3/\lambda$	$4/\lambda$	$5/\lambda$
P	0.6321	0.8647	0.9502	0.9817	0.9933

分析可知当接收信号中没有干扰信号时，经过块变换后，谱线模平方大于 $5/\lambda$ 的概率为 0.0067，即检测的虚警概率为 0.0067。在实际应用中，当块变换的点数较大时

($N > 256$) 时, 谱线幅度的平方和的平均值可以作为统计平均值 $E(X) = 1/\lambda$ 的无偏估计, 即:

$$\hat{\mu} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |S(k) + V(k)|^2 = \frac{1}{\lambda} \quad (4.2.1)$$

当块变换之后有干扰幅度大于 $5\hat{\mu}$ 时, 则认为干扰信号存在, 对谱线进行裁剪或者值零, 然后对处理之后的信号重新计算 $\mu = 1/\lambda$ 的估计 $\hat{\mu}$, 再进行上述的判断过程, 直到系统谱线中没有信号幅度大于 $5\hat{\mu}$, 该算法的具体处理过程如下:

(1) 首先对 N 根谱线模平方累加, 然后除以 N 得到样本平均值, 作为对 $\mu = 1/\lambda$ 的估计值 $\hat{\mu}$ 。

(2) 计算门限 $TH = 5\hat{\mu}$ 的值。

(3) 对 N 根谱线进行统计处理, 对幅度大于门限 $TH = 5\hat{\mu}$ 的谱线进行衰减或者置零, 如果采取置零算法, 则下次统计数据时不考虑被置零的谱线。

(4) 返回第(1)步, 对处理之后的谱线再次进行检测, 直到系统中没有信号的能量大于门限值, 即认定干扰消除完毕。

该算法如果选取一些具有先验统计知识作为门限设定的依据时, 则该方法就演进为 CME^[57] (Consecutive Mean Excision: 连续均值切除) 算法。CME 算法同样可以通过循环的门限估计与干扰切除来提高干扰抑制的能力, 其处理过程为:

(1) 计算信号频谱幅度的均值 μ ;

(2) 计算门限值: $T = K \cdot \mu$, 并将超过门限的频点幅度置零;

(3) 重复执行(1)(2)步, 直到最大的循环次数, 或者直到第(2)步中没有频点幅度超过门限值为止。

可以看出来, 自适应门限算法与 CME 算法在理论上都遵循自适应多次门限循环检测的思想。当干扰信号类型转变或者变化时, 则需要灵活的改进门限值, CME 算法在门限选取时, 考虑了这方面的因素, 根据不同的干扰信号可以设定不同 K 值。

在低轨卫星通信中, 由于链路延时相比较于地面系统要大, 所以为了使算法的处理时间固定, 我们往往设置一个合理的循环次数, 以使算法能够在可预测的时间内完成。在这个算法中, 对门限进行多次估计的目的在于消除干扰对门限值的影响, 从而

使最终的估计值更加准确。

4.2.2 预切除算法

为了避免门限值的估计受到干扰的影响，文献[58]提出了一种简化的自适应门限估计算法。该算法的优点表现在两个方面：**a.**在进行新的门限估计之前，先利用上一次的门限值粗略地切除掉干扰频点，然后再进行估计；**b.**在计算新门限时，结合了上一次门限的作用，从而使门限值的变化更为平稳。经过一定的改进，该算法的处理过程如下：

$$N(k) = \begin{cases} |R(k)|, & 0 < |R(k)| \leq H(t-1) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4.2.2)$$

$$S(k) = \begin{cases} 1, & 0 < |R(k)| \leq H(t-1) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (4.2.3)$$

$$u(t) = \sum_{k=0}^{N-1} N(k) / \sum_{k=0}^{N-1} S(k) \quad (4.2.4)$$

$$H(t) = (1 - \alpha) \cdot H(t-1) + \alpha \cdot L \times u(t) \quad (4.2.5)$$

其中， $R(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$ 表示信号的频谱， $H(t-1)$ 与 $H(k)$ 分别表示上一次与本次门限估计值， $u(t)$ 表示切除干扰之后频谱幅度的均值。参数 α 为更新因子， α 越小则门限的变化越平稳； L 称为门限参数，表示门限值与频谱幅度均值的比值，它的设置对算法性能的影响较大。

在硬件实现上，该算法的运算复杂度很低，若 α 设置合理（如 1/8），(4.2.5)式的乘法运算可以通过移位与加减法来实现，因此能有效地节省资源。由于自适应过程的存在，门限值的变化比较平稳，因此该算法较适用于窄带干扰能量慢变的环境；如果干扰能量变换较快，该算法可能会失效。

4.2.3 FCME算法

可以看出，为了提高门限估计的反应速度，估计过程宜只依赖于本次 FFT 输出的频谱特性，为此，J. Vartiainen 等在文献[59]中提出了 FCME（Forward Consecutive Mean Excision）算法。该算法首先对信号频谱幅度从小到大进行排序，然后利用干扰谱线的幅度相对于有用信号谱的幅度的跳变特性来确定门限值的大小，处理过程如下：

(1)对信号频谱的幅度从小到大进行排序，排序之后记为 $x_i, i=1,2,\dots,N$ ；

(2)选取 n 个最小的幅度值作为初始集，记为 Q ，并计算 Q 的平均值：

$$\bar{x} = \frac{1}{|Q|} \sum_{i=1}^{|Q|} x_i \quad (4.2.6)$$

其中， $|Q|$ 表示 Q 集的大小，通常选取 n 为 N 的 10%， N 为算法所处理的频点总数。

(3)计算门限值：

$$T_h = T_{CME} \cdot \bar{x} \quad (4.2.7)$$

其中， T_{CME} 为门限参数，通常选取 2.97 或 2.42 等。

若 $|Q|=N$ 或 $x_{|Q|+1} \geq T_h$ （跳变），则算法结束， T_h 为新的门限值；否则，若 $x_i (i=|Q|+1,\dots,N) < T_h$ ，则将 x_i 添加到 Q 集。

(4)重新计算(4.2.6)式并重复第(3)步直到算法结束。

可以看出，该算法在进行门限估计时不仅排除了干扰频点的影响，而且只以本次频谱值作为依据，因此最准确而有效。

4.2.4 多窄带干扰下的仿真分析

在本文的第三章中提到了关于在块变换中，由于干扰在门限识别上技术的欠缺，造成在干扰能量较低的情况下，干扰信号的漏检，使系统的性能在信干比较小的情况下不理想，并且在-30dB 到-40dB 之间还有一个性能急速恶化的“恶化包”，针对这种不理想的结果，如果要想在变换域将多窄带干扰信号有效的抑制，采用合理有效的门限估计是关键中的关键。对以上几种门限估计算法分析其性能，寻找一种针对多窄带干扰的最优的门限估计算法。

为了分析这几种门限估计算法在多窄带干扰下的稳健性，首先引出几个典型的多窄带干扰，并和多音干扰下的性能分析比较。建模的三种典型的多窄带干扰信号分别为，a、等幅度多窄带干扰信号；b、梯度多窄带干扰信号；c、极大极小混杂的多窄带干扰信号；d、多音干扰信号。这三种多窄带干扰信号具有一定的代表意义，可以测试门限算法在各种特殊情况下的性能变化，从而可以得知各种算法的稳健性。建模的 3 种干扰信号和多音信号的频谱示意图如图 4.1。

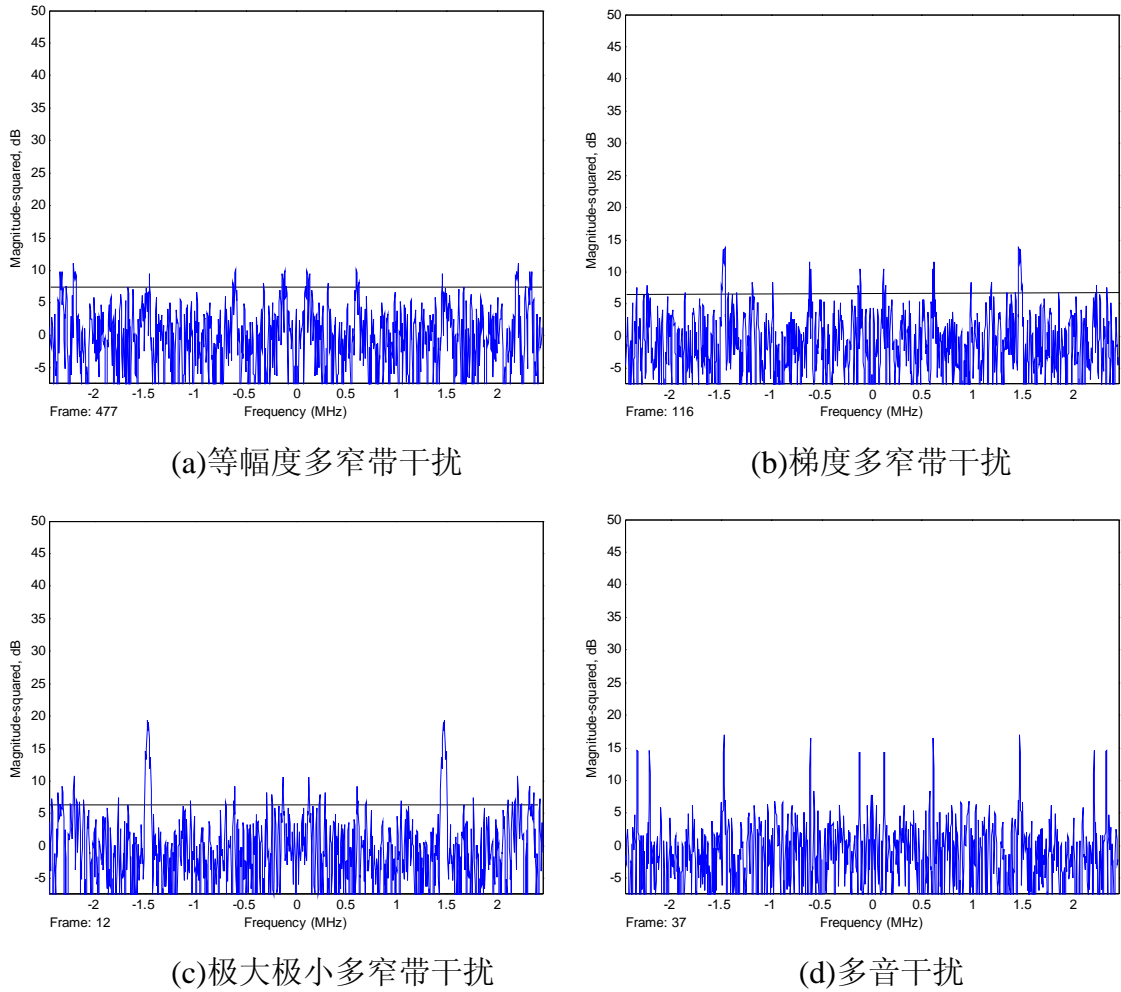
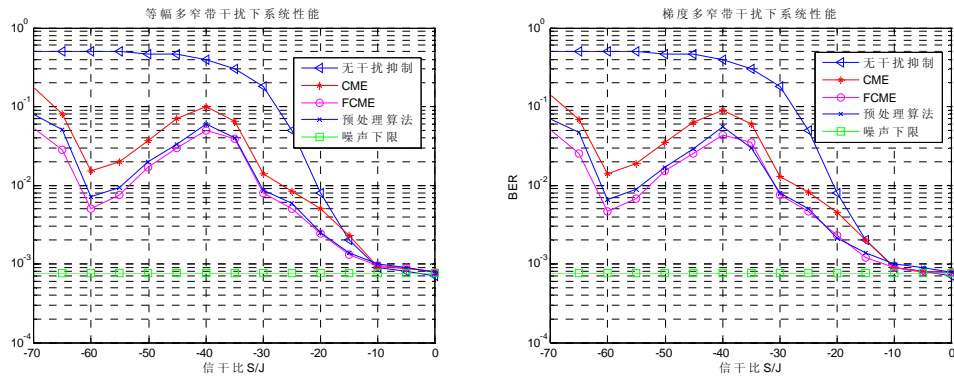


图 4.1 典型多窄带干扰信号的频谱效果图

对于这四种最具有代表性的多窄带干扰,分别用这三种性能较优的门限估计算法来估计其门限,然后求得其误码率曲线图,以及没有采取任何干扰抑制条件下的系统性能变化曲线,分别得到不同的门限估计算法对不同的干扰信号的性能分析。



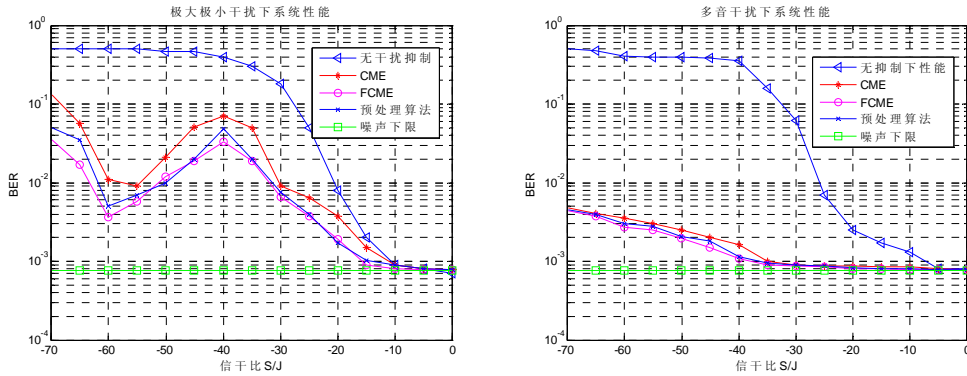


图 4.2 门限算法在对抗多窄带干扰中的性能曲线

分析图 4.2，首先对于这三种算法的性能进行评估，以确定其在多窄带干扰下的性能水平，是否适用于变换域的低轨卫星扩频系统的多窄带干扰抑制，从图中可以看出来，不论是什么类型的多窄带干扰，这三种算法的性能水平优劣性排名如下：FCME 优于预处理算法，预处理算法由于 CME 算法。所以相比较而言，FCME 算法是一种性能最优的门限估计算法。但是 FCME 算法在估计门限的过程中，涉及到一次排序运算，如果输入序列过长，那么这个排序过程需要耗费一部分系统资源，所以从运算量的角度分析，FCME 是最耗费系统资源的一种方案，对于 CME 算法，只要循环的次数不是很多，其运算性能与预处理算法相当。

然后对这几种典型的多窄带干扰的抑制水平分析，可以看出来，这几种干扰信号中，普通的多音干扰是最容易抑制的一种干扰，不论采用什么算法，系统均可以满足通行需求。对于剩余的三种多窄带干扰，可以看出来，等幅度的多窄带干扰和梯度的多窄带干扰对系统的影响水平相当，不论采用哪种门限估计算法，都会比之前在第三章中采用的一阶矩门限估计算法有较大的提升，其中极大极小的多窄带干扰信号，比其他两种多窄带干扰信号要容易抑制一些，其误码率性能曲线由于其他的两种干扰信号。这是由于等幅多窄带干扰和梯度多窄带干扰，其能量均匀分布在干扰信号中，在变换域中可能不能全部识别，就会使一部分窄带干扰遗留在系统中，使系统性能下降，但是极大极小的多窄带干扰信号，由于其主要的干扰能量集中在主干扰上，剩余的等幅度多窄带干扰对系统的影响不会特别大，所以会有这样的性能变化。

从这几种算法中可以看出，相比较于普通的门限估计算法，这三种门限策略均有一定程度上的性能提升，但要满足通信需求，在高信干比部分，已经达到了通信性能要求，加入码辅助技术后，可以对系统的误码率降低两个数量级，如果能将系统中较低信干比的多窄带干扰抑制的性能也有一个提升，则会提高系统的稳定性，使其适用于更恶劣的通信环境。

4.3 适用于多窄带干扰信号抑制的二次局部门限法(TLJ)

当系统中存在多窄带干扰时,当干扰的幅度普遍较小时,在系统中难以识别,并且在频谱特征上其表现类似于噪声信号,这为多窄带干扰信号在变换域的抑制带来巨大的困难,但是如果仔细分析频谱,可以发现谱线中当频谱的范围较小时,是可以看出来干扰信号的频谱位置的幅度是要大于周围的频谱幅度的,也就是说在大频谱范围内,多窄带干扰信号是呈现噪声形态,相当于降低了信道的信噪比,但是在局部范围内,干扰还是可以与普通的信号区分,如图 4.3。文章在此基础上提出了二次局部门限法用于解决该种情况。

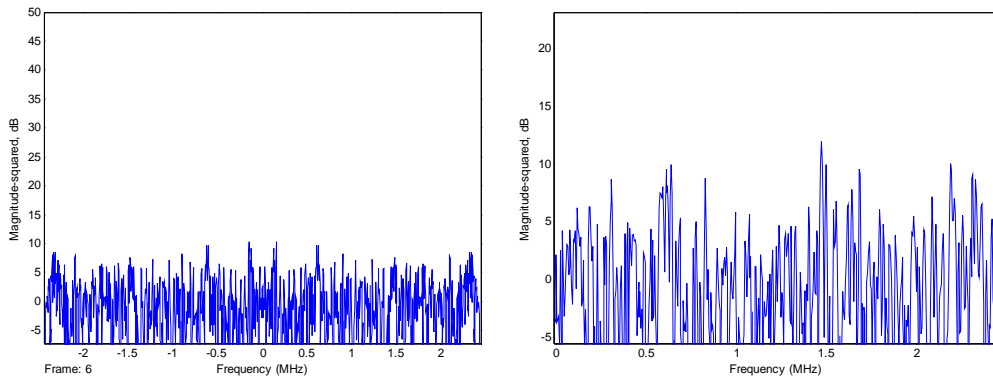


图 4.3 多窄带干扰在全局和局部的频谱图

(1)对第一次分块处理的频谱信号 $x_i, i=1,2,\dots,N$ 做一次普通的门限估计(门限可以采用运算量小,性能较优秀的预切除算法),并且对干扰信号进行抑制。

(2)将第一次处理过后的 N 个频谱信号进行划分,划分为 M 个子块,按序依次分别对这 M 个子块进行处理,进入(3)。每个子块信号为: $x_i, i=1,2,\dots,M$ 。

(3)计算门限值,在子带内对信号进行分析,得到最优的门限,将子带中的突出的干扰信号抑制掉。

(4)将子带中输出的值存储起来,等待所有的子带信号处理完毕后,将所有的信号整合为一个和输入块大小相同的块输出。

仿真分析:二次局部门限法的对抗多窄带干扰性能分析

对二次局部门限法和之前引用的三种算法进行性能比较,分析算法都采用重叠处理加窗的 FFT 算法,窗函数选取为汉明窗,其中二次局部算法的第一阶和第二阶均采用预切除算法作为子算法。仿真结果如图 4.4 所示。

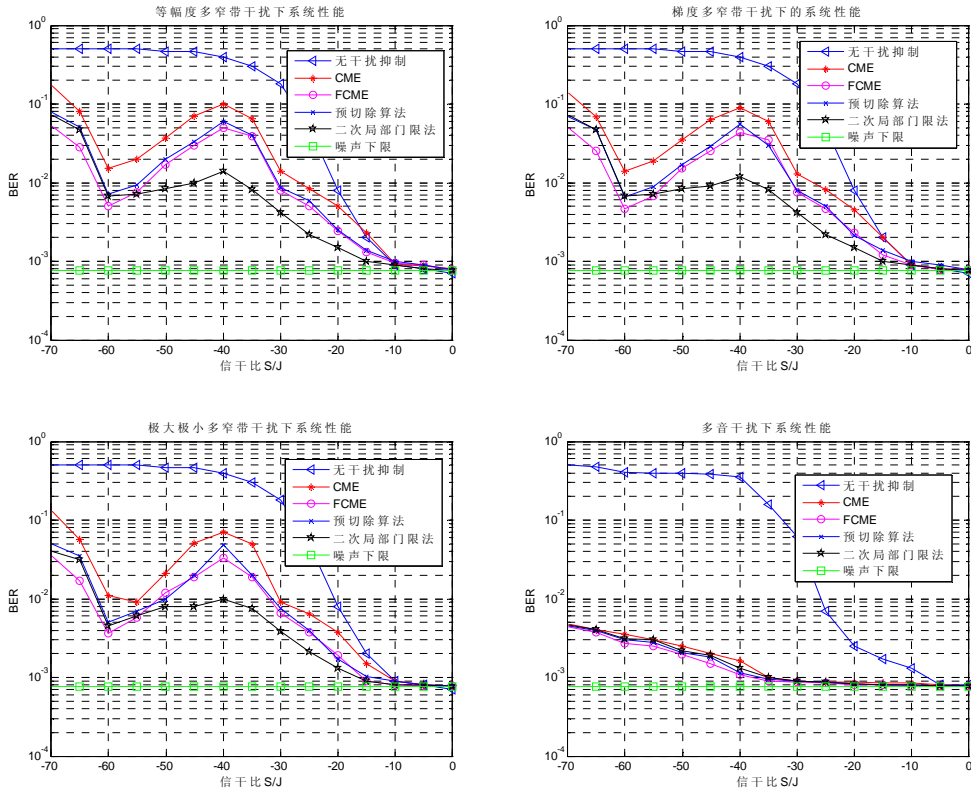


图 4.4 TLJ 算法在对抗多窄带干扰中的性能曲线

从图 4.4 中可以看出，文章提出的二次局部门限法对于多窄带干扰信号具有很好的抑制性能，对于系统中典型的三种多窄带干扰信号，抑制之后，均处于可以通信的状态。从误码率曲线上来看，TLJ 算法实现了在-40dB 左右的性能恶化区间的性能改善，使系统性能有效提高。并且对于普通的多音干扰可以看出，也是可以有效抑制，并没有出现不良恶化。说明该算法是一种普遍适用的算法。

以上仿真主要是针对低轨卫星扩频系统中信道较为恶化的一种情况，设计的多窄带干扰的频带宽度为 5%，对于系统中更为普遍的干扰带宽大约在 1%到 2%左右，当多窄带干扰的每一个干扰带宽为 1%时，仅针对等幅度的多窄带干扰，且其余条件均与上述仿真条件相同，可以得到仿真结果如图 4.5。

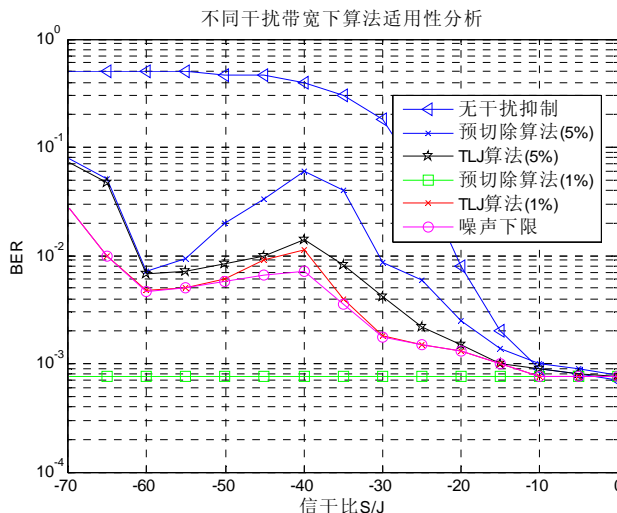


图 4.5 不同干扰带宽下算法适用性分析

从图中可以看出，对于信道情况最差 5%带宽的多窄带干扰对系统的干扰能力要强于 1%的多窄带干扰，由此可见，对于带宽较大的干扰，其抑制也越为艰难。对于 1%的多窄带干扰，采用提出的 TLJ 算法可以降低系统的误码率，提高系统性能。

从以上的这些图中可以分析出，对于最普遍可能存在的多窄带干扰情况，即当系统中的存在多个干扰时，并且每个干扰大约有 5dB 左右相比较于信号的强度，这时对应的系统总信干比在 -20dB 以下，可以看出来，此时，系统完全可以保证误码率处于一个很低的水平，低轨卫星通信系统可以保证正常通信。

4.4 干扰消除算法

在干扰消除算法中，首先由 DiPietro 提出了一种次优的干扰谱线置零 (Frequency Zero, Fz) 的窄带干扰抑制方法。窄带干扰占用的频谱带宽增大时，FZ 抗干扰时损失的信号能量增大，而对于干扰频谱的幅度限幅并保留它们的相位特性，则可在抑制干扰谱线的同时最大可能地保留信号的能量。DiPietro 提出了干扰谱线钳位 (Frequency Clip, FC) 的窄带干扰抑制方法。在 FC 的基础上，进行一定的优化可以得到自适应阈值钳位算法 (Simple Frequency Clip, SFC)。该方法采用简化的自适应背景噪声估计，实时确定噪声与干扰之间的阈值；同时根据当前阈值对干扰谱线做一个简单的非线性变换，对这些谱线的幅度限幅并保持这些谱线的相位，实现窄带干扰的抑制。

4.4.1 干扰归零算法

在前面的抗干扰信号处理中，把幅度高于某门限的频谱分量归零，因此叫做门限归零法^[60] (TZ-threshold zeroize)。另外一种算法，叫做部分归零算法

(FZ-fraction zeroize)。该方法的做法是在采用有效的门限估计算法之后，将高于门限的信号认定为干扰信号，并且将这部分干扰信号置零，以实现干扰消除得目的。部分门限归零算法的一般做法是把频域信号按幅度高低排序，然后把幅度最大的一部分信号消除掉。在变换域抗干扰条件下，设 FFT 长度是 N ，令 $N \times 10\% = M$ ，对输入信号为 $x(n)$ ，其付里叶变换为 $X(k)$ ， $X(k)$ 按幅度从高到底排序为 $Y(k)$ ，亦即 $|Y(0)| \geq |Y(1)| \geq \dots \geq |Y(N-1)|$ ，则把 $Y(0) \dots Y(M-1)$ 这 M 个频谱成分归零的算法即为 FZ。

4.4.2 干扰钳位算法

与干扰归零算法相对应的是干扰钳位算法，干扰钳位算法是把认为是干扰的频率处保持相位特性不变，而幅度固定到某一门限。该算法也分为部分钳位算法 (FC-fraction clip) 和门限钳位算法 (TC-threshold clip)。

有一种钳位算法叫做噪声钳位 (NC)，它直接把钳位门限定为噪声功率的平均幅度。还有一种钳位算法，它既不是纯粹的部分钳位，也不是纯粹的的门限钳位，而是这两种钳位的总和。其原理是：若噪声功率已知，则可以找到一个门限，使得幅度超过这个门限的频域信号平均数量为 M ，在处理过程中，把幅度超过此门限的频域信号点的幅度钳位到该门限幅度。这种算法叫做 FCT。

4.4.3 干扰衰减算法

干扰钳位算法使经过 FFT 变换后的频谱中干扰谱线的幅度保留在阈值上，同时保持该谱线的相位不变。这种算法对存在窄带干扰的谱线抗干扰必须经过以下两次乘法运算：抗干扰前，频谱复数形式变为幅度相位形式，保留干扰谱线的相位信息；抗干扰后，固定幅度和保留相位信息变为频谱复数形式，便于后续的 IFFT，其运算复杂度远远高于干扰归零算法。

只要窄带干扰谱线的幅度衰减到与噪声频谱幅度相近的程度，就可以抑制大部分窄带干扰。因此，根据数据移位的思想可以采用一种简化干扰钳位滤波器，使接收信号的每个频谱分量经过如下的非线性干扰抑制滤波器，抑制窄带干扰谱线的大部分能量，同时保留干扰谱线中扩频信号的相位信息。

$$\tilde{R}(k) = \begin{cases} R(k), 0 \leq |R(k)| \leq H(t) \\ 1/8 R(k), H(t) < |R(k)| \leq 8H(t) \\ 1/64 R(k), 8H(t) < |R(k)| \leq 64H(t) \\ 1/512 R(k), 64H(t) < |R(k)| \leq 512H(t) \\ 1/4096 R(k), \text{其它} \end{cases} \quad (4.4.1)$$

式中, $\tilde{R}(k)$ 为窄带干扰抑制后的频谱, 经 IFFT 后输出信号为 $\tilde{r}(k)$, $|R(k)|$ 表示离散谱线的模, $H(t)$ 表示第 t 帧的干扰与噪声之间的阈值。由非线性干扰抑制滤波器表达式知, 该滤波器可以对幅度小于阈值 4096 倍的窄带干扰限幅, 抑制度高达 72dB。由于干扰谱线的限幅都是通过以 8 的倍数衰减幅度实现的, 具体设计时可以采用简单的数据移位, 可以看出来这种非线性的处理可以很好的将各个区间的信号回归到一个合理的位置, 并且误差较小, 而无需采用复杂的乘除法运算, 占用资源较少。

仿真分析: 三种干扰抑制算法的仿真结果

为了比较这三种干扰消除算法对多窄带干扰信号的性能提升效果, 首先对多音干扰信号下, 这三种算法的性能进行分析, 设定工作的调制方式为 QPSK, $S/\sigma_n^2 = -17\text{dB}$, 并使干扰功率变化, 得到了表 4.2 所示的三种滤波器在多音干扰下的抗干扰性能。

表 4.2 多音干扰下三种滤波器的仿真结果

输入信噪比 (dB)	信噪比改善 (dB)		
	门限归零算法	门限钳位算法	简化干扰钳位算法
-21.985	3.362	3.3608	3.9133
-26.468	8.752	7.6782	9.19
-31.995	14.457	13.1	15.864
-37.882	20.541	18.92	21.013
-43.869	26.695	24.869	27.691

由表 4.2 可知, 当系统中的干扰为多音干扰信号时, 简化干扰钳位算法的抗干扰性能最好, 门限归零算法的抗干扰性能其次, 门限钳位算法的抗干扰性能最差。分析其结果如下: 门限钳位算法使干扰钳位于高于绝大部分噪声幅度阈值, 从而保留了部分干扰的能量, 使抗干扰性能变差; 门限归零算法使干扰谱线置零, 损失了部分扩频信号的能量, 抗干扰性能次之; 简化干扰钳位算法则使干扰谱线的幅度与噪声相近, 同时保留了部分扩频信号的能量, 抗干扰性能最好。

在同样的工作方式, 同样的条件下, 对多窄带干扰下的修正信噪比改善性能仿真分析, 得到表 4.3 所示的三种滤波器在多窄带干扰的抗干扰性能。

表 4.3 多窄带干扰下三种滤波器的仿真结果

输入信噪比 (dB)	修正的信噪比改善 (dB)		
	门限归零算法	门限钳位算法	简化干扰钳位算法
-21.985	2.534	2.8621	3.1762
-26.468	6.2495	6.8246	8.002
-31.995	12.7622	12.9956	13.765
-37.882	17.3839	17.6628	19.1319
-43.869	22.9865	23.1502	24.9258

由表 4.3 可以看出来,当干扰信号变为多窄带干扰信号时,不论是哪一种干扰消除算法,性能都大大的下降了,可见,多窄带干扰比多音干扰对系统的影响要大。分析数据规律可以看出来,简化干扰钳位算法的抗干扰性能最好,门限钳位算法的抗干扰性能其次,门限归零算法和门限钳位算法的性能较为接近,但是要稍差一些。分析其原因如下:门限钳位算法在多音干扰中效果不好,但在多窄带干扰中的效果略微要好于门限归零算法,这是由于,对于音频干扰,其能量是集中在一个频点上的,如果对该频点的能量仅仅抑制到门限的幅度水平时,其实对干扰的抑制效果并不好,还有很大能量的干扰残留在系统中,对于多窄带干扰,其能量分散在一定带宽的频带上,所以在门限估计时会造成门限的下移,这就可以使大部分的干扰能量被抑制,但还是有一部分干扰残留在通信系统中,所以这部分残留的干扰对系统的影响与归零算法中被切除的有用信号对系统的影响相当,所以会有这样的结果。对于干扰衰减算法则是将干扰彻底衰减到一个很低的水平,比普通的门限要低,这就可以大幅度的将多窄带干扰信号抑制掉,同时又保持了一部分的有用信号,所以性能要优于其他的两种衰减算法。

可以看出,在多窄带干扰信号的抑制问题中,在干扰消除的环节,可以采用干扰衰减算法,避免有用信号的丢失,是一种可行的算法。

4.5 本章小结

本章以变换域算法为基础,研究了干扰消除算法和干扰识别的门限估计算法。研究了 CME, FCME 和预切除算法,详细分析了这三种门限估计算法在多窄带干扰抑制时的优劣性,并给出了误码率的定量仿真结果。并在此基础上,针对多窄带干扰信号的特点,提出了一种二次局部门限法,该方法改善了多窄带干扰抑制中的性能恶化问题,提高了系统的性能,改善了前三种算法中的性能缺陷,并给出了定量的误码率仿真结果分析。采用多窄带干扰抑制评价的指标因子,对干扰消除算法的性能进行了分析,在多窄带干扰抑制中,采用带有频谱补偿的干扰钳位算法性能要好于干扰归零算法。

第五章 结束语

5.1 全文总结

本文首先明确了研究对象——低轨卫星扩频系统中的多窄带干扰信号，并给出了多窄带干扰的定义。针对这种特殊的，但又普遍存在的干扰信号，本文结合低轨卫星通信系统的背景，研究了多窄带干扰的抑制算法和对抗策略，提出了适用于该种干扰的抑制方法。取得了以下的研究成果：

- 1、比较了采用三种不同的建模方法来拟合多窄带干扰时的优劣性和适用情况，仿真了多窄带干扰各参量值对低轨卫星系统的影响能力，并在理论推导的基础上，对多窄带干扰的解析模型简化分析，提出了用以衡量多窄带干扰信号和多窄带干扰抑制效果的性能评价指标。
- 2、分析变换域算法在多窄带干扰抑制中的适应性，并提出了一种改进的 CAPOZZA 算法，仿真结果表明该算法可以提高多窄带干扰抑制性能。提出了优化的变换域多窄带干扰抑制方案和算法参数选取依据。
- 3、针对多窄带干扰的信号特征，分析了不同的干扰消除算法在多窄带干扰抑制中的信噪比改善情况，并与多音干扰的抑制效果进行对比。仿真结果表明，选取具有信号损失补偿的门限钳位算法要比归零算法的信噪比改善好 2dB 左右。对 CME、FCME 和预切除算法在多窄带干扰抑制中的性能水平进行了仿真分析，比较了这三种算法在多窄带干扰抑制中的误码率效果，其中 FCME 和预切除算法具有较好的仿真结果。为降低误码率水平，满足低轨卫星通信要求，本文提出了一种 TLJ 算法，用以解决多窄带干扰抑制问题，仿真结果表明，该方法比前三种方法，在误码率性能上有较大程度的改善。

5.2 进一步研究展望

在低轨卫星通信中，多窄带干扰抑制算法的有效性和运算量是要考虑的问题。本文研究了在有限资源下的多窄带干扰抑制技术，随着硬件资源的处理能力增强，可以将更加复杂的算法用于低轨卫星扩频通信中抑制多窄带干扰信号。

对于变换域算法可以采用阶次更高的算法，比如重叠变换可以采用 2 阶以上的扩展重叠变换，并且增加变换的块长度，这样就可以实现更好的变换效果，更加细致的分析能力。

对于干扰消除算法，在丰富的系统资源下，可以完全实现干扰消除前的频谱相位保存，在干扰钳位中可以重构出和干扰消除前相同的相位信号。另一方面，可以考虑

设计自适应环路滤波器，对干扰抑制效果不好的情况，自适应调整变量，重新抑制干扰。对于门限估计算法，则可以考虑更加细致的分析方式，比如对较长块的全序列排队，统计前后几个块的信号的特征值，并做存储，根据对特征值的变化趋势，实时调整门限估计时所采用的门限估计算法或者调整门限算法的复杂度。这些算法均要求硬件资源有较大的存储空间和高速的运算速度，基于当今技术的不断进步，相信这些构想不久就可以应用于低轨卫星通信系统的多窄带干扰抑制。

参考文献

- [1] 余金培, 杨根庆, 梁旭文, 现代小卫星技术与应用, 上海科学普及出版社, 2004.
- [2] 张育林, 范丽, 张艳等, 卫星星座理论与设计, 科学出版社, 2008.
- [3] Bernard Sklar 著, 徐平平, 宋铁成, 叶芝慧等译, 数字通信-基础与应用(第二版), 电子工业出版社, 2002.
- [4] Julio E.Castro, James P.LeBlanc. "Multidimensional extension of mmse linear adaptive receiver for dsss systems". IEEE Fifth International Symposium on Signal Processing and its Applicatins. August 1999.pp22-25
- [5] E.Masry. "Closed-Form Analytical Results for the Rejection of Narrow-Band Interference in PN Spread-Spectrum Systems-Part I: Linear Prediction Filters". IEEE Transactions on Communications. Aug 1984. Vol.32(8). pp888-896
- [6] E.Masry. "Closed-Form Analytical Results for the Rejection of Narrow-Band Interference in PN Spread-Spectrum Systems--Part II: Linear Interpolation Filters". IEEE Transactions on Communications. Jan 1985. Vol.33(1). pp10-19
- [7] F.Hsu,A.Giordano. "Digital Whitening Techniques for Improving Spread SpectrumCommunications Performance in the Presence of Narrowband Jamming and Interference". IEEE Transactions on Communications. Feb 1978. Vol.26(2). pp209-216
- [8] Loh-Ming Li and Laurence B.Milstein, Rejection of narrowband interference in PN spread-spectrum systems using transversal filters. IEEE Trans. Comm., 1982, 30(5):925-928.
- [9] Rajiv Vijayan, H.Vincent Poor. "Nonlinear techniques for interference suppression in spread-spectrum systems". IEEE Transactions on Communications. July 1990. Vol.38(7). pp1060-1065
- [10] R.Vijayan. "Nonlinear techniques for interference suppression in spread-spectrum systems". IEEE Transactions on Communications. Jul 1990. Vol.38(7). pp1060-1065
- [11] 何振亚,孟志浩,何世春. "直接序列扩频通信中干扰抑制的进化规划自适应非线性滤波技术". 通信学报. 1998 年 3 月. Vol.19(3). pp1-6
- [12] Wen-Rong Wu,Fu-Fuang Yu. "New nonlinear algorithms for estimating and suppressing narrowband interference in DS spread spectrum systems". IEEE Transactions on Communications. 1996. Vol.44(4). pp508-515

- [13] A.A.Syed,A.A.Rizvi. "Narrowband interference suppression techniques in direct sequence spread spectrum communication system". IEEE Multi Topic Conference. 2001. pp178-184
- [14] Kun-Jie Wang,Zuqiang Tang,Yan Yao. "Rejection of narrow-band interference in DS spread spectrum systems employing nonlinear interpolation filters". 1998 International Conference on Communication Technology Proceedings.22-24 Oct,1998.Vol.2.pp5
- [15] G.J. Masreliez, Approximate non-Gaussian filtering with linear state and observation relations. IEEE trans. Automat. Contr., 1975, AC-20(2):107-110.
- [16] R. Vijayan, H.V. Poor, Nonlinear Techniques for Interference Suppression in Spread-spectrum Systems. IEEE Trans. Comm., 1990, 38(7):1060-1065.
- [17] 李国荣,阎鸿森,朱世华. "扩频通信中的非线性自适应滤波技术".西安交通大学学报.1998 年 2 月.Vol.32(2).pp108-110.
- [18] Jun Won Choi,Nam Ik Cho."Narrow-band interference suppression in direct sequence spread spectrum systems using a lattice IIR notch filter".IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. 2001.Vol.4.pp2237-2240
- [19] J.H. Yoo, S. Ho, D.H. Youn, An acoustic echo cancellation based on the adaptive lattice-transversal(ltj) filter structure. IEICE Trans. on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 1998, E81-A(9):1951-1954.
- [20] 华云, 龚耀寰, 陈巧玲, 直扩信号多窄带干扰的自适应抑制系统设计, 系统工程与电子技术, 第 24 卷第 6 期, Vol124,No162002
- [21] 华云, 龚耀寰,李红霞, 直扩信号中多窄带干扰自适应抑制的频域算法及系统实现, 信号处理, 第 18 卷第 1 期, 2002.2.
- [22] L.B Milstein. "Interference rejection techniques in spread spectrum communications". Proceedings of the IEEE. Jun 1988. Vol.76(6). pp657-671
- [23] Milstein B.,Das K.."Spread Spectrum Receiver Using Surface Acoustic Wave Technology". IEEE Transactions on Communications. August 1977. Vol.25(8). pp841-847
- [24] Catharina Carlemalm, H. Vincent Poor, Suppression of Multiple Narrowband Interferers in a Spread-Spectrum Communication System, IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL 18, NO 8, AUGUST 2000
- [25] P.T. Capozza, B.J. Holland, T.M. Hopkinson and R.L. Landrau, A single-chip Global Positioning System(GPS) receiver. IEEE Journal of solid-state Circuits, 2000, 35(3):401-411.

- [26] Henrique S. Malvar, Signal Processing with Lapped Transforms, ARTECH HOUSE, 1992.
- [27] M.J. Medly, G.J. Saulnier. Narrowband interference excision in spread spectrum systems using lapped transform[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(11): 1444-1455.
- [28] M.J. Medly, G.J. Saulnier. Interference suppression using cosine-modulated filter banks[C]. IEEE MILCOM'96, Conference Proceedings, 1996, 3:1045-1049
- [29] 朱丽平, 胡光锐, 一种新的重叠双正交变换域窄带干扰抑制技术. 上海交通大学学报, 2004, 32(12):1986-1988.
- [30] 宋学桦, 胡光锐, 重叠变换在扩频通信系统抗干扰中的应用, 上海交通大学学报, 35(8),2001.
- [31] 杨慰民, 毕光国, 基于自适应小波包变换的直接序列扩频通信窄带干扰抑制技术, 通信学报, 1999, 20(3):69-75.
- [32] 王荣, 颜永庆, 周猛, 程时昕, 小波包变换域自适应干扰抑制技术在直序扩频通信系统中的应用, 电路与系统学报, 2002, 7(1):104-107.
- [33] Paul T. Capozza, Brian J.Holland, Thomas M. Hopkinson, Roberto L. Landrau, A Single-Chip Narrow-Band Frequency-Domain Excisor for a Global Positioning System (GPS) Receiver, IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, VOL. 35, NO. 3, MARCH 2000
- [34] 梁继业, 低轨卫星扩频通信系统中的窄带干扰抑制技术研究[D], 博士论文, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 2006.
- [35] 任前义, 低轨卫星扩频通信系统中的抗干扰技术研究[D], 博士论文, 中国科学院上海微系统与信息技术研究所, 2007
- [36] 朱近康, CDMA 通信技术, 人民邮电出版社, 2001.
- [37] S.Haykin, Adaptive filter theory, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N.J., 1996
- [38] H.V. Poor, Active Interference Suppression in CDMA Overlap Systems, IEEE J. Select. Areas Commun., Vol 19, 4-20, Jan. 2001.
- [39] H.V Poor, X.D. Wang, Blind adaptive suppression of narrowband digital interferers from spread-spectrum signals, Wireless Personal Commun., (Special Issue on Interference in Mobile Wireless Systems), vol. 6, no. 1-2,pp. 69-96, Jan. 1998.
- [40] Ziemer R E, Peterson R L. Digital communications and spread spectrum systems. Macmillan Publishing Company, 1985. 555~847
- [41] Yong-cheng Wang, Laurence B. Milstein, Rejection of Multiple Narrow-Band Interference in Both BPSK and QPSK DS Spread-Spectrum Systems, IEEE Transactions on Communications, VOL 36, NO 2, February 1988.

- [42] Laurence B. Milstein, Sorin Davidovici, Donald L. Schilling, The Effect of Multiple-Tone Interfering Signals on a Direct Sequence Spread Spectrum Communication System. IEEE Transactions on Communications, VOL. COM-30, NO. 3, March 1982.
- [43] Ronald A. Iltis Laurence B. Milstein, Performance Analysis of Narrow-Band Interference Rejection Techniques in DS Spread-Spectrum Systems, IEEE Transactions on Communications, VOL. COM-32, NO. 11, November 1984.
- [44] 苟彦新 主编, 无线电抗干扰通信原理及应用, 西安电子科技大学出版社, 2005.
- [45] Wang Z., On Computing the Discrete Fourier and Cosine Transforms, IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, VOL. ASSP-33, Oct. 1985, pp. 1341-1344
- [46] L.B. Milstein, D.A. Pankajk, An analysis of Real-Time transform domain filtering digital communication system-part I: narrow-band interference rejection. IEEE Trans. Comm., 1980, 28(6): 816-824.
- [47] S. Davidovici, E.G. Kantakakis, Narrow-band interference rejection using Real-Time Fourier transforms. IEEE Trans. Comm., 1989, 37(7):713—722.
- [48] A.V. Oppenheim, J.S. Lim, The importance of phase in signals. Proceedings of the IEEE, 1981, 69(5):529-541.
- [49] E.G. Kanterakis, A novel technique for narrowband/broadband interference excision in DS-SS communications. IEEE MILCOM'94:628-632.
- [50] T. Kasparis, M. Georgiopoulos and E. Payne. Non-linear filtering techniques for narrowband interference rejection in Direct Sequence Spread-Spectrum systems. IEEE Milcom'91:360-364.
- [51] R.C. Dipietro, An FFT Based Technique for Suppressing Narrow-Band Interference in PN Spread Spectrum Communications Systems. IEEE ICASSP'89:1360-1363.
- [52] F.J. Harris, On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. Proceedings of IEEE, 1978, 66(1): 51-83.
- [53] J.A. Young, J.S. Lehnert, Performance metrics for windows used in real-time FDT-based multiple-tone frequency excision. IEEE Trans. Signal processing, 1999, 47(3):800-812.
- [54] P.T. Capozza, B.J. Holland, T.M. Hopkinson and R.L. Landrau, A single-chip Global Positioning System(GPS) receiver. IEEE Journal of solid-state Circuits, 2000, 35(3):401-411.
- [55] H.S. Malvar. Lapped Transforms for Efficient Transform/subband Coding. IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, VOL. 37, July 1990, pp. 969-978.

- [56] H.S. Malvar. Extended Lapped Transforms: Properties, Applications, and Fast Algorithms, IEEE Trans on Signal Processing, VOL. 40, NO 11, November 1992, pp. 2703-2713.
- [57] H. Saarnisaari, P. Henttu. Impulse detection and rejection methods for radio systems [C]. Proc. Of the IEEE Military Communications Conference MILCOM 2003, Boston, MA, USA, 2003, 2: 126-1131.
- [58] Feng Ji-ning, Wu Si-liang, Wang Ju. Narrow-band interference excision in spread-spectrum systems using new N-sigma algorithm based on fuzzy threshold [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2009, 20(1): 20-26.
- [59] J. Vartiainen, J. Lehtomaki, H. Saarnisaari, et al. Interference suppression in several transform domains [C]. IEEE Military Communications Conference MILCOM 2005, 17-20 Oct. 2005, 4: 2294 – 2300.
- [60] L.B. Milstein, DAS. Pankaj, An analysis of Real-Time transform domain filtering digital communication system-part I: narrow-band interference rejection. IEEE Trans. Comm., 1980, 28(6): 816-824.

作者攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 那顺巴雅尔, 刘会杰, 梁旭文, 《低轨卫星扩频通信中干扰信号的优化控制》, 计算机仿真, (已录用)

致谢

随着本文即将完成，我的研究生学习生活也要落下帷幕了，在此，我要对所有关心和帮助我的人表示深深的谢意。

首先，我要衷心的感谢我的导师梁旭文研究员。梁老师在学术上通过开阔的视野和多年的经验给我指引方向，并且梁老师对待学术一丝不苟的精神时刻鞭策着我积极奋进，知难而上，不仅培养了我独立研究的能力，也常常给我以帮助指导。梁老师治学严谨，思维开阔，理论功底深厚，具有真正的学者风范，在我的硕士求学生涯中，深深的影响着我，不仅使我在求学过程中受益匪浅，相信对我今后也会有深远的影响。在此谨向梁老师致以最诚挚的敬意和最衷心的感谢！

我要特别感谢通信技术室主任刘会杰研究员。刘老师敏锐的洞察力、渊博的学识、认真负责的态度给我留下了深刻的印象，刘老师定期的在科研上和生活上询问研究室同学们的困难，并热心帮助提出建议。在此向刘老师致以衷心的感谢！

我还要感谢通信技术室龚文斌副主任，龚老师在通信、电子领域知识渊博，平易近人，是我们的良师益友。在此向龚老师致以衷心的感谢！

感谢所研究生部余翔波老师、罗琦老师、邵天浩老师和小卫星综合办周素华老师在工作和生活上的关心和帮助，让我们这些身在外地的学子时时刻刻都感受到大家庭的温暖。

感谢综合电子室易争荣老师平时的细心指导和关心，感谢陈晓挺、姜泉江、任前义、帅涛、贾铂奇、江玉洁、曾媛、朱孝武、姜泉江、梁广、马陆、胡泽鑫、丁晟、刘俊、顾菁华、赵君伟、李理敏、吕源、赵星惟、杜志远、许培培、姜兴龙、池方玉、徐飞、庞岩、肖寅等实验室的兄弟姐妹，感谢他们在学习、科研及工程工作中给予的帮助，与这些活泼进取的兄弟姐妹一起奋斗，收获很多。感谢寝室室友黄国胜、刘应刚对我的无私帮助。

最后，我要衷心感谢我的父母、弟弟和魏芳同学，感谢他们这么多年来对我的照顾关心，感谢他们对我不懈的鼓励！

作者简历

姓 名： 那顺巴雅尔
性 别： 男
籍 贯： 内蒙古自治区东胜区
出生日期： 1984.7.2
主要简历：
2007/09 - 2010/06 中国科学院上海微系统与信息技术研究所
通信与信息系统 工学硕士
2003/09 - 2007/06 华中科技大学
光电子科学与技术 理学学士
2000/09 - 2003/06 鄂尔多斯第一中学

参加研究课题情况：

项目名称：星座卫星系统汇聚处理板设计开发(2008/11-2009/04)

项目描述：设计在星座通信系统中，介于数据接收端和控制端的汇聚处理板。本人主要负责部分有：1、与接收端和控制端制定通信协议和接口标准；2、采用 FPGA 设计以循环轮询的策略，实现多路数据的汇聚处理功能，和控制数据的分派功能；3、通过了硬件测试调试。

项目名称：低轨卫星扩频通信系统的多窄带干扰抑制预研(2009/03- 2010/04)

项目描述：针对低轨卫星扩频通信系统中多窄带干扰的特点，设计了基于变换域的多窄带干扰抑制算法，并采用 matlab 和 simulink 仿真。目前已完成预定目标，成果在本论文中体现。

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院上海微系统与信息技术研究所或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一起工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名：_____日 期：_____

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文使用授权声明

本人完全了解中国科学院上海微系统与信息技术研究所有关保留、使用学位论文的规定，即研究所有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。保密的论文在解密后遵守此规定。论文的公布(包括刊登)授权中国科学院上海微系统与信息技术研究所人才教育处。

研究生签名：_____导师签名：_____日 期：_____