

西安电子科技大学

# 硕士学位论文



无人机数据链抗干扰技术的研究与仿真

作者姓名 张攀

指导教师姓名、职称 马文平 教授

申请学位类别 工学硕士

学校代码 10701  
分 类 号 TN911

学 号 1401120155  
密 级 公开

# 西安电子科技大学

## 硕士学位论文

### 无人机数据链抗干扰技术的研究与仿真

作者姓名：张 攀

一级学科：信息与通信工程

二级学科：通信与信息系统

学位类别：工学硕士

指导教师姓名、职称：马文平 教授

学 院：通信工程学院

提交日期：2017 年 6 月



# **Research and Simulation on the Anti-jamming Technique of UAV Data Link**

A thesis submitted to  
XIDIAN UNIVERSITY  
in partial fulfillment of the requirements  
for the degree of Master  
in Communications and Information Systems

By  
Zhang Pan  
Supervisor: Ma Wenping    Title: Professor  
June 2017

## 摘要

现代化的战场战机稍纵即逝，数据链将战争中各个作战单元连接为一个整体，从而使得各个作战单元之间能够实时共享战术情报。因此提高无人机数据链抗干扰性能，保证无人机数据链通信中数据传输的可靠性，成为现代化战争中取得胜利的重要保障。

论文首先研究无人机数据链抗干扰中常用的扩频技术，并对多进制扩频和跳频 OFDM 两项关键技术进行了分析和仿真，在射频带宽相同的条件下，由于多进制扩频技术比直接序列扩频技术多了额外的编码增益，当误比特率等于  $10^{-5}$  时，多进制扩频 (512,8) 的抗干扰性能比直接序列扩频的抗干扰性能提高 3.5dB 左右。接下来通过仿真分析跳频 OFDM 技术中单载波模拟 OFDM 和单频点 IFFT 运算的对比图，以证明跳频 OFDM 运用 IFFT 运算的合理性。

然后基于扩频和跳频 OFDM 提出单一正交码跳频正交频分复用 (SOCFH-OFDM) 抗干扰方案，分析其发射模块和接收模块的原理，对 SOCFH-OFDM 方案抗干扰性能进行理论分析，进而在 MATLAB 平台上进行仿真。仿真结果表明，在高斯白噪声信道条件下，当误比特率等于  $10^{-5}$  时，SOCFH-OFDM 方案的抗宽带噪声干扰的性能要比正交码时分多子信道扩谱调制 (OC-TDMSCSSM) 方案的抗宽带噪声干扰性能提高 1dB 左右，SOCFH-OFDM 抗部分频带干扰性能比 OC-TDMSCSSM 方案的抗部分频带干扰性能提高 1dB 左右。

最后在频谱感知和 OC-TDMSCSSM 的基础上提出了频谱感知多进制跳频正交频分复用 (SSMFH-OFDM) 抗干扰方案，分析 SSMFH-OFDM 方案抗干扰原理。仿真表明，在宽带噪声干扰下，当误比特率等于  $10^{-5}$  时，未加频谱感知的 SSMFH-OFDM 方案抗干扰性能要比 OC-TDMSCSSM 方案提高 3dB 左右，在部分频带干扰条件下，前者比后者抗干扰性能提高 3dB 左右。同时仿真表明，由于在发射端通过感知周围环境频谱的情况来确定 SSMFH-OFDM 方案的跳频点，在高斯白噪声信道条件下，当误比特率等于  $10^{-5}$  时，方案 SSMFH-OFDM 的抗部分频带干扰性能相比于未加频谱感知的 SSMFH-OFDM 方案提高了大约 2dB。SSMFH-OFDM 方案得益于 OFDM 子载波之间的正交性，其另一个优点是接收端不需要频谱感知模块，降低了无人机数据链接收端的复杂度。

**关键词：**无人机数据链，扩频，SOCFH-OFDM 方案，SSMFH-OFDM 方案，抗干扰

## ABSTRACT

The opportunity for combat is fleeting in modern warfare, each combat unit of the war is connected by the data link as a whole, so that the real-time tactical intelligence can be shared among each combat unit. Therefore, the reliability of information transmission is the important guarantee of obtaining the victorious war in the unmanned aircraft vehicle (UAV) data link, so the anti-jamming performance of the UAV data link must be improved to ensure the reliability of data transmission.

Firstly, the commonly used spread spectrum technique about the anti-jamming in the UAV data link communication is analyzed by the paper, the two key techniques, M-ary spread spectrum and frequency hopping OFDM, are analyzed and simulated. M-ary spread spectrum has additional coding gain compared with direct sequence spread spectrum under the same RF(Radio Frequency) bandwidth. When the BER (bit error rate) is  $10^{-5}$ , the anti-jamming performance of M-ary (512,8) spread spectrum can be increased about 3.5dB compared with the direct sequence spread spectrum under the environment of additive white Gauss noise (AWGN) channel. The frequency hopping OFDM technique is analyzed, and the comparison of using single carrier to imitate OFDM and IFFT operation of single frequency point is simulated, which proves the rationality of the implementation of IFFT in the frequency hopping OFDM.

Secondly, a anti-jamming scheme called single orthogonal code frequency hopping orthogonal frequency division multiplex (SOCFH-OFDM) modulation is proposed, which is based on spread spectrum and frequency hopping OFDM, and the principles of transmitter and receiver module of the SOCFH-OFDM scheme are analyzed. The anti-jamming performance of the SOCFH-OFDM scheme is analyzed theoretically, and the simulation is carried out on the MATLAB platform. Simulation results show that, when the BER is  $10^{-5}$ , the anti-jamming performance of the SOCFH-OFDM system is enhanced about 1dB compared with the orthogonal code time division multi-subchannels spread spectrum modulation (OC-TDMSCSSM) system under the wideband noise jamming and AWGN channel, and about 1dB higher than that of the OC-TDMSCSSM system under the environment of partial-band jamming and AWGN channel.

Finally, based on the spectrum sensing and OC-TDMSCSSM technique, a anti-jamming scheme called spectrum sensing M-ary frequency hopping orthogonal frequency division multiplex (SSMFH-OFDM) is proposed, and the principle of the SSMFH-OFDM scheme is analyzed. The simulation results show that, when the BER is  $10^{-5}$ , the anti-jamming performance of the SSMFH-OFDM scheme, whose spectrum sensing module is reduced at this time, is about 3dB higher than that of the OC-TDMSCSSM scheme under the environment of wideband noise jamming and partial-band jamming respectively. At the same time, the simulation results show that, due to the advantage of the spectrum sensing technique which is used to determine the frequency hopping points of the SSMFH-OFDM scheme at the transmitter, when the BER is  $10^{-5}$ , the anti-jamming performance of the SSMFH-OFDM scheme is enhanced about 2dB compared with the SSMFH-OFDM scheme whose spectrum sensing module is removed under the environment of partial-band jamming and AWGN channel. Another advantage of the SSMFH-OFDM scheme is that the spectrum sensing technique is not required at the receiving module, so the complexity of the receiver of the UAV data link is reduced, which is mainly due to the orthogonality among the OFDM subcarriers.

**Keywords:** UAV data link, spread spectrum, SOCFH-OFDM scheme, SSMFH-OFDM scheme, anti-jamming

## 插图索引

图 1.1	Link-16 的抗干扰流程图.....	2
图 2.1	宽带噪声干扰的单边功率谱密度.....	8
图 2.2	部分频带干扰的单边功率谱密度.....	8
图 2.3	单音干扰的单边功率谱密度.....	9
图 2.4	跟踪干扰产生模型示意图.....	10
图 2.5	直接序列扩频的原理.....	12
图 2.6	FH/DS 混合扩频的原理 .....	13
图 2.7	频域干扰抑制技术.....	14
图 2.8	BPSK 直接序列扩频发送端.....	15
图 2.9	BPSK 直接序列扩频接收端.....	16
图 2.10	直接序列扩频的实例展示.....	16
图 2.11	FH/MFSK 扩频系统原理图.....	18
图 2.12	快跳频, 3 跳/比特.....	19
图 2.13	慢跳频, 3 比特/跳.....	19
图 2.14	m 序列发生器.....	20
图 2.15	多进制扩频技术示意图.....	22
图 2.16	多进制扩频和直接序列扩频的对比.....	26
图 2.17	加入循环前缀的 OFDM 符号 .....	27
图 2.18	OFDM 系统原理框图 .....	28
图 2.19	OFDM 的模拟调制实现与 IFFT 实现.....	28
图 2.20	跳频 OFDM 系统基本模型框架.....	29
图 2.21	OFDM 的单频点模拟调制实现和 IFFT 实现.....	30
图 3.1	SOCFH-OFDM 的整体组合方案.....	31
图 3.2	SOCFH-OFDM 系统的发射框图.....	32
图 3.3	OFDM 的原理框图 .....	32
图 3.4	系统的接收框图.....	34
图 3.5	SOCFH-OFDM 抗干扰方案的流程图.....	41
图 3.6	SOCFH-OFDM 方案的频点跳变图 1.....	42
图 3.7	SOCFH-OFDM 方案的频点跳变图 2.....	43
图 3.8	宽带噪声干扰.....	43
图 3.9	部分频带干扰.....	44



图 3.10	AWGN 信道下宽带噪声干扰下的误比特率 (BER) .....	44
图 3.11	AWGN 信道下部分频带干扰下的误比特率 (BER) .....	45
图 4.1	未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案的组合框架 .....	47
图 4.2	未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案的流程图 .....	48
图 4.3	直接序列扩频和多进制扩频的比较 .....	49
图 4.4	多进制扩频 (256,4) 的抗干扰性能比较 .....	50
图 4.5	高斯白噪声信道下的误比特率曲线 .....	52
图 4.6	部分频带干扰下的误比特率曲线 .....	52
图 4.7	宽带噪声干扰下的误比特率曲线 .....	53
图 4.8	OFDM 根据频谱感知结果添加 0 的框图 .....	55
图 4.9	SSMFH-OFDM 方案的发射框图 .....	56
图 4.10	SSMFH-OFDM 方案的接收框图 .....	56
图 4.11	OFDM 在未受到干扰频谱图 .....	57
图 4.12	OFDM 在受到干扰的频点添加 0 的频谱图 .....	57
图 4.13	部分频带干扰图 .....	59
图 4.14	在 AWGN 信道条件下部分频带干扰下误比特率图 .....	59

## 表格索引

表 3.1	SOCFH-OFDM 仿真参数 .....	42
表 4.1	未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案仿真参数表 .....	51
表 4.2	OC-TDMSCSSM 的仿真参数表 .....	51
表 4.3	方案 SSMFH-OFDM 仿真参数表 .....	58

## 缩略语对照表

JTIDS	Joint Tactical Information Distribution System	联合战术信息 分发系统
UAV	Unmanned Aircraft Vehicle	无人机
RS	Reed-solomon	里德-索罗门
GIG	Global Information Grid	全球信息网格
RF	Radio Frequency	射频
OC-TDMSCSSM	Orthogonal Code Time Division Multi-subchannels Spread Spectrum Modulation	正交码时分多 子信道扩谱调 制
NCS	Network Control Site	网络控制站
CCSK	Cyclic Code Shift Keying	循环码移位键 控调制
MSK	Minimal Shift Keying	最小频移键控
BFSK	Binary Frequency Shift Keying	二进制频移键 控
MFSK	Multi-frequency Shift Keying	多频移键控
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二进制相移键 控
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	四相相移键控
DPSK	Differential Phase Shift Keying	差分相移键控
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex	正交频分复用
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	直接序列扩频
SOCFH-OFDM	Single Orthogonal Code Frequency Hopping Orthogonal Frequency Division Multiplex	单一正交码跳 频正交频分复 用
SSMFH-OFDM	Spectrum Sensing M-ary Frequency Hopping Orthogonal Frequency Division Multiplex	频谱感知多进 制跳频正交频 分复用
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum	跳频扩频
PN	Pseudo-Noise	伪(随机)噪声
SESS	Self-encoded Spread Spectrum	自编码扩频

LDPC	Low Density Parity Check Code	低密度奇偶校验码
LMS	Least Mean Square	最小均方
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性高斯白噪声
M-ary-SS	Multi-ary Spread Spectrum	多进制扩频
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅里叶变换
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	快速傅里叶逆变换
DFT	Discrete Fourier Transformation	离散型傅里叶变换
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform	离散傅里叶逆变换
SIR	Signal Interference Ratio	信干比
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output	多输入多输出

# 目录

摘要 .....	I
ABSTRACT .....	III
插图索引 .....	V
表格索引 .....	VII
缩略语对照表 .....	IX
<b>第一章 绪论</b> .....	<b>1</b>
1.1 研究背景 .....	1
1.2 国内外的研究现状和分析 .....	2
1.3 本文主要研究内容和结构 .....	4
<b>第二章 现有抗压制干扰技术</b> .....	<b>7</b>
2.1 通信干扰的类型 .....	7
2.2 抗干扰通信技术 .....	10
2.2.1 扩展频谱技术 .....	11
2.2.2 非扩展频谱技术 .....	13
2.3 直接序列扩频技术 .....	15
2.4 跳频扩频技术 .....	18
2.4.1 跳频扩频技术的原理及实现方法 .....	18
2.4.2 跳频技术的跳频图案和特点 .....	20
2.5 多进制扩频的原理以及仿真分析 .....	21
2.5.1 多进制扩频的原理 .....	21
2.5.2 多进制扩频的理论及仿真分析 .....	22
2.6 跳频 OFDM 的原理及仿真分析 .....	26
2.6.1 OFDM 的原理 .....	26
2.6.2 跳频 OFDM 的原理及仿真分析 .....	28
2.7 本章小结 .....	30
<b>第三章 单一正交码跳频正交频分复用抗干扰方案</b> .....	<b>31</b>
3.1 SOCFH-OFDM 方案的发射模块 .....	31
3.2 SOCFH-OFDM 方案的接收模块 .....	34
3.3 SOCFH-OFDM 方案的抗干扰性能分析 .....	34
3.3.1 高斯白噪声信道下的抗干扰性能分析 .....	34
3.3.2 宽带噪声干扰下的抗干扰性能分析 .....	37

3.3.3 部分频带干扰下的抗干扰性能分析.....	39
3.4 SOCFH-OFDM 方案的仿真分析.....	40
3.5 本章小结 .....	46
第四章 频谱感知多进制跳频正交频分复用抗干扰方案 .....	47
4.1 SSMFH-OFDM 方案未加频谱感知时的抗干扰性能分析 .....	47
4.2 SSMFH-OFDM 方案的抗干扰性能分析 .....	54
4.3 本章小结 .....	60
第五章 总结与展望 .....	61
5.1 总结 .....	61
5.2 展望 .....	61
参考文献.....	63
致谢.....	67
作者简介 .....	69

## 第一章 绪论

在 20 世纪 50 年代以来,随着作战节奏的加快,传统的语音指挥模式已经不能满足作战的需求,至此,无人机数据链开始出现在历史舞台上,到目前为止无人机数据链已经发展的很完善,随之而来的便是无人机数据链抗干扰性能研究,成为了目前至关重要的研究热点。

### 1.1 研究背景

数据链是指在战场上各个指挥单元根据共同的通信协议,相互之间进行数据的共享,从而保证各个指挥单元能够最大限度地发挥自己的作战能力<sup>[1]</sup>。因此,现代化战争的重中之重就是数据链通信,它能够保证在同一个作战区域内,指挥人员和前线战斗人员能够根据组网内各个平台分享的战场信息随时做出最佳的作战选择。由于无人机数据链在现代化战争中的重要性,保障无人机数据链在受到干扰时仍然能够确保数据传输的正确性将变得越来越重要<sup>[2]</sup>。因为如果数据链通信信号容易受到检测和干扰,那么整个作战区域就相当于没有任何联络,而且部队的信息也容易被窃取,这样部队就没有任何战斗力可言了。米格-29 要比 F-16 战斗机的速度更快,机动性和火力更好,但是却在科索沃战争中处于下风,就是因为前者没有数据链支持的预警机来指挥他们的米格-29 战斗机,而北约的战斗机就像长了千里眼似的能够发现数百千米地方内的战机的情况,两者根本不在同一个战斗层次上。所以研究如何提升无人机数据链抗干扰性能成为了未来信息化战争胜利的重要保证。

对于在开放空间中通信的无线通信来说,就必然会受到开放空间的各种干扰。由于无人机数据链中军事信息的可靠性对于打赢现代化战争举足轻重,那些以毁坏敌方无人机数据链通信的通信干扰技术也在快速的发展,同时为了让无人机数据链通信中的信号不容易被检测和受到影响,抗干扰技术也在不断的发展,而以扩频技术为主,非扩频技术为辅的抗干扰方案是目前经常采用的抗干扰技术。信道编码属于非扩频技术,通过检错来提高发送信号的质量,包括卷积编码,RS 编码,以及 Turbo 编码等。往往在信道编码之后还要加上交织技术,其目的是为了打乱发送的信息,这样信号在受到突发干扰时,受到干扰的信息序列经过解交织技术,使得受到干扰的信息序列能够均匀地分散在不同的位置,从而使得信道译码的性能得到更大的提升。扩频简单的来说就是在信道空间中传输的是扩频后的信号,此时接收的信号中含有干扰信号,然后对接收的信号实施再次扩频得到发送的源信息。这其中的主要目的是降低干扰信号的频谱密度从而起到了抗干扰的作用。目前经常使用多种扩频技术一起使用来组成新

的抗干扰技术,在本文中分析了部分抗干扰技术抗干扰性能,提出了单一正交码跳频正交频分复用(SOCFH-OFDM)和频谱感知多进制跳频正交频分复用(SSMFH-OFDM)抗干扰方案。

## 1.2 国内外的研究现状和分析

第二次世界大战后,超音速飞机、轰炸机以及导弹等移动速度非常快的作战工具的出现,让现在的战争作战速度变快,战场上的环境瞬息万变,若只靠指挥员使用电话不断地转达对方作战单元的轨迹,并引导己方作战单元交战将变得十分困难,战场上作战的良好契机也会因为这样受到贻误<sup>[3]</sup>。在战争中及时掌握战场上的信息将会使得战场的态势变得更加的明朗,就等同于拥有了战争胜利的先机,这样才能发挥各参战单元的全部优势。因此需要将各作战单元联系在一起构成一个整体,这样各作战单元探测所获得的战场信息能够随时共享,做出最有利的战术安排。因此数据链的产生对于取代战时运用电话通信来指挥作战将会变得至关重要。时至今日,美国及欧洲对数据链已进行了几代的改进,现在的数据链比如 Link-16,能够将军队中各种参战单元链接在一起共同作战,而且在最近的几场信息化战争中发挥出了其高性能的作战优势<sup>[4]</sup>。下面将介绍几种重要的数据链。

Link-4 数据链的出现就是为了代替电话语音,Link-4A 数据链是控制站和飞机间通信的数据链,传输速率可达 4kb/s,单双向可以自由选择,Link-4C 数据链是北约对 Link-4A 的改进<sup>[5]</sup>。Link-11 使用的是具有中心结构的组网模式,各个单元使用时分复用的半双工加密通信模式,让其中一个站点作为 NCS(Network Control Site),对整个组网实施控制,监控和网络分析,每个 Link-11 数据链只能有一个 NCS,通常为指挥控制平台,在组网内采取广播式主从方式的轮询和应答机制<sup>[6]</sup>。Link-11 最重要的一点就是入网的舰艇和作战飞机等能够互相交换军用信息。

在 Link-16 这一阶段,战术数据链性能得到了全面的提升,从而使得各个军种数据链能够相互连通,数据链的协同和整合能力得到显著提升,为适应复杂的电磁场环境,多种抗干扰技术整合使用,使得数据链系统通信更加可靠<sup>[7]</sup>。Link-16 的抗干扰流程图如下:

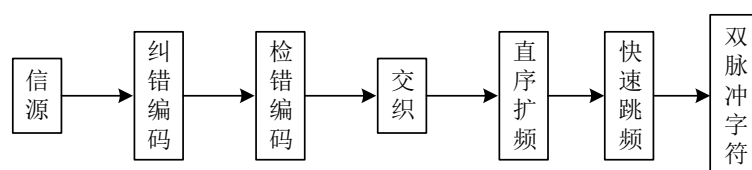


图1.1 Link-16 的抗干扰流程图



其信道编码中使用的是 RS(31, 15)编码, 当发出的信号受到干扰或者其它原因时, 那么此时 16 个检错字符便发挥了其作用, RS(31, 15)能够在传输的信息码字即使有 8 个码字是错误的, 也能够把这些错误的码字给纠正过来<sup>[8]</sup>。所以说 RS 纠错编码能够提高信息的可靠性, 纠错编码的加入虽然会降低链路的吞吐率, 但是相对于战场上信息准确性的重要意义来说, 牺牲系统的吞吐率是可以接受的。

Link-16 中用到交织其实就是为了将信号受到干扰后形成的突发错误按照一定的规则重新排序, 使得错误码元均匀地分布, 从而方便纠错译码, 分组交织和伪随机交织等是常用的几种交织方法, 其中分组交织方法是 Link-16 中所采用的交织方法<sup>[9]</sup>。若 Link-16 中的一条消息受到干扰, 从而使得这段字符在接收端解调不出来, 这样报头和每一个码字会差不多均等地分担损失, 使之不容易超过报头和每一个码字的纠错能力。在 Link-16 数据链中, 采用了 CCSK(Cyclic Code Shift Keying)循环扩频调制。CCSK 调制是 DSSS 的一类, 目的就是扩频, 其所用的非正交码是由伪码序列移位形成, 并且和传输的信息序列是一一对应的关系, 而直接序列扩频在扩频的时候实际上用的是足够长度的伪码和所传输的信号模 2 加; 当然在解扩方面, CCSK 在解扩的时候需要确定移位数, 而移位数的确定需要根据相关运算来得到, 从而确定出所对应的传输信息, 因此 CCSK 调制在解扩的时候计算上比 DSSS 调制要复杂一些<sup>[10]</sup>。Link-16 数据链有 51 个频点, 频点间隔最小为 3MHz, 紧挨着的两个脉冲的载波频点的间隔不能小于 30MHz, Link-16 中的脉冲间隔时间为 13 $\mu$ s, 当每个脉冲选择一个载波发送时, 它的跳变频率为 76923 次/s<sup>[11]</sup>。

此外, 美国不断地对自己的数据链系统中的武器和通讯设施进行改造, 其中包括对 Link-16 数据链实施升级改造, 比如提高数据吞吐量的同时保证其在遇到干扰时信息传输的高可靠性, 还包括将 Link-16 数据链融入 GIG (Global Information Grid) 体系当中来开发一种新的系统格式从而使 Link-16 的适应能力得到提升。而且美军把战术目标网络技术和当前数据链整合, 从而使得作战单元能够整合一体参战, 让“平台中心站”到“网络中心站”的过渡能够顺利完成。Link-22 数据链的抗干扰性能更加优越, 保密性更强, 更重要的是它的灵活机动性的提高, Link-22 和 Link-11 都能够工作在短波频段和超短波频段, 但是范围不一样, 在 Link-22 中一个作战单元最多能支持 4 个并行的网络传输信息, 信息传输速率得到了极大的提升, 报文采用 F 和 FJ 系列消息, 因此, Link-11 和 Link-16 的相互之间的联系得到加强<sup>[10]</sup>。

我国数据链系统的研究相对于西方国家起步比较晚, 中国早期研发的数据链处于初级阶段, 信息传输速率低, 数据吞吐量和抗干扰能力比较弱, 像空军使用的 480 系列数据链以及海军使用的 900 战术数据链。到了上世纪 90 年代, 901、902、903 型数据链逐步在海军舰艇上进行使用, 能够完成海军各种平台之间联合通信<sup>[12]</sup>。这样不仅舰艇能够引导飞机的飞行轨迹, 还能够以飞机为传输中介进行远距离的目标指示,

能够使得岸上基地、预警机和海上基地之间的作战信息之间的相互传输。本世纪初期, 905 综合数据链开始取代了 901、902 和 903 数据链但同时它也兼容上述数据链, 并且扩展了其它功能。装备 905 数据链的平台之间通过一致的信息格式来构建各平台发布的战术信息的传输网, 从而完成各种平台之间的互联互通, 构建海、地、空一体化数据传输网络, 确保整个作战区域能够随时获得战场上情报, 牢牢掌握整个战场的形势, 905 型数据链具有战区加密和密钥销毁功能。某通用型数据链已成为各个部队的现代化标配, 该通用型数据链的端机有很多种类, 可以根据需要配备在不同军种的不同作战单元上, 该型数据链抗干扰性能强, 信息传输速率高, 定位精度高, 当然如果要和 Link-16 数据链相比较, 两者之间可靠性不差上下, 甚至作战性能都要比 Link-16 数据链提高了很多<sup>[12]</sup>。随着中国军队各种新技术的发明以及新型武器的加入, 中国的军事科技实力将会大大的增加, 那么下一代数据链的性能将会更加的优越, 中国军队的协同作战能力将会有质的飞越, 那样我国的军队战斗能力将会得到很大的提升。

如今无人机数据链通信的抗干扰技术已经从以前采取一种扩频技术发展到现在多种扩频技术相结合的方案。总体来说抗干扰体制是以扩频技术为主体部分, 如何能够让数据链在受到强的电磁干扰的时候, 还能够正确的恢复出消息源所发出的数据, 这将是目前以及未来无人机数据链的发展方向。因此本论文研究的主要方向是提高无人机数据链的抗干扰性能。

### 1.3 本文主要研究内容和结构

本文主要是对无人机数据链抗干扰技术的理论研究以及在计算机 MATLAB 上进行仿真。首先从数据链抗干扰的原理出发, 然后对现有的抗干扰技术进行研究和仿真, 并在这些现有的抗干扰技术的基础上提出自己的抗干扰方案, 对其进行理论研究, 并将其和其它的抗干扰方案进行仿真比较。

本文对各章节的内容作如下安排:

第一章, 主要对无人机数据链通信的背景以及无人机数据链现状进行了分析, 然后对部分数据链技术进行分析, 并把本文的所有章节作了简要的陈述。

第二章, 介绍现有无人机数据链抗干扰技术, 并分析了常见的现有的抗干扰技术方案的各个模块, 确定这些方案的优缺点, 为了接下来研究的方便, 深入分析了多进制扩频和跳频 OFDM 这两个关键技术, 从而确定自己的抗干扰技术方案。

第三章, 对提出的单一正交码跳频正交频分复用抗干扰方案进行了理论分析和仿真。

第四章, 提出了频谱感知多进制跳频正交频分复用抗干扰方案, 并对其进行了分

析和仿真。

第五章，总结了本文的研究内容，并展望了接下来的研究内容。



## 第二章 现有抗压制干扰技术

无人机数据链出现后,为了确保在作战中的胜利,既要尽可能地去破坏对方的无人机数据链通信,又要不断地提高自己无人机数据链系统通信的抗干扰性能,在无人机数据链中,到目前为止已经出现了很多经常面临的干扰技术和以及对应的抗干扰技术。

### 2.1 通信干扰的类型

随着无人机数据链通信的发展,为了确保在战争中取得胜利,必须让自己产生的干扰信号能够破坏对方的数据链通信,这样对方各个作战单元便不能作为一个整体进行作战,从而让战争胜利的天平向自己一方靠拢。时间域确定了通信信号何时发送,频率域确定了通信信号的发送频道,功率确定了通信信号的强弱<sup>[13]</sup>,因此只要能确保知道对方发送信号的规律,那么干扰信号就会对无人机数据链通信中 useful 信号实施干扰。无线通信中的抗干扰技术的本质就是尽量避免干扰信号和通信信号的相互重叠,当没有办法避免重叠的时候,这时候就需要用一些抗干扰技术,从而来消除这种干扰。跳频技术是通过载频的跳变从而来避免和干扰信号在频域上进行重叠,DSSS 调制则是通过在发射端展宽信号的频带,在接收端压缩信号的带宽,从而来抑制干扰信号。也可以使用空间冗余避开干扰,这样的技术有自适应调零和空分多址等技术等,使得传输方向的信号功率和干扰功率的比值较大。是以干扰是矛,抗干扰是盾,只有通过对干扰技术有了深入的研究后,才能设计出有效而实用的抗干扰方案,同样对抗干扰技术有了深入的研究之后,才能研发出具有强干扰能力的干扰技术。本文主要研究目的是在现有的几种干扰方案下,设计出一种高效的抗干扰方案。

无人机数据链通信中的两种主要的干扰方式,一种是压制式干扰,另外一种就是欺骗式干扰,前者是本文研究的重点,压制式干扰本质上就是用干扰信号去破坏对方的信号的传输,使得对方不能及时有效进行通信<sup>[14]</sup>。本质上就是使得敌方接收到的信号具有很高的误码率以至于不能恢复出正确的指令,从而破坏对方的通信,甚至使敌方整个通信处于瘫痪状态,通常所说无人机数据链面临的干扰就是指压制干扰,当然抗干扰指的就是抗压制干扰,几种常见干扰的类型如下所示。

(1) 宽带噪声干扰,从字面意思可以理解为对敌方整个通信频谱带宽进行干扰,其模型用频带受限的高斯白噪声来表示,其单边功率谱密度为式(2-1),图为 2.1 所示。

$$N_j = J / W \quad (2-1)$$

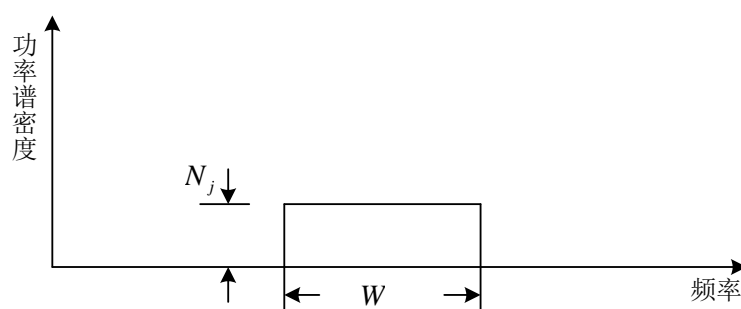


图2.1 宽带噪声干扰的单边功率谱密度

其中  $J$  表示干扰功率， $W$  表示干扰信号的频带带宽，对敌方整个扩频带宽进行干扰，类似于在收端的接收机处加了热噪声电平。DSSS 把接收的信号带宽相当于进行了一次压缩，而在信道中加入的干扰信号经过解扩处理以后，干扰信号的带宽不减反增，因为有用信号在整个通信过程中同高速率的伪码进行了两次相乘，而干扰信号同高速率的伪码进行了一次相乘，所以干扰信号的带宽被加宽了，类似于把干扰进行平均化。然后通过接收端的滤波处理就可以把大部分噪声消除掉，所以 DSSS 系统具有不错的抗干扰性能。但是必须保证扩频的带宽达到一定要求，因为只有一定频谱宽度的射频带宽才能有效抵抗强干扰，否则 DSSS 系统的通信信号就不能被正常恢复。同理，对敌方实施宽带干扰必须要加大功率，否则不能对敌方的数据链实施有效的干扰，这也是实施宽带干扰的弊端。当然跳频系统的弱点就是只在有限的频带内进行跳频，如果对方对整个频带内进行干扰，那么无论跳频怎么选择，始终在对方干扰的整个频带范围内，对方只需要在频带范围内多加几个有序的部分频带干扰，就能对跳频系统通信产生严重的破坏，这就是梳状谱干扰，当然要想形成对对方通信的破坏，必须提高己方的干扰效果。总体来说，在抗宽带干扰方面，跳频略差于直扩。

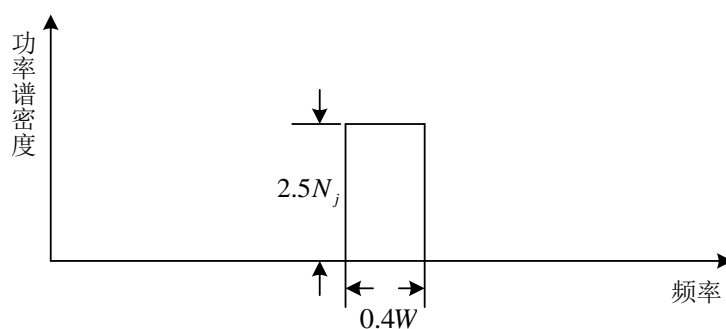


图2.2 部分频带干扰的单边功率谱密度

(2) 部分频带干扰，对于宽带噪声干扰来说，在(1)中已经指出需要干扰具有很大

的干扰功率才能对敌方的信号实施有效的干扰,有时候在战场上这种大功率的条件很难做到,因为要对有用的信号进行干扰的话,宽带干扰必须对信号的整个带宽进行干扰,有时候还要大于敌方信号的带宽,才能实施干扰,这样对于固定的干扰功率,功率随着干扰带宽的增大而变得越来越小。所以在实际战场中,除非特别需要,通常的做法是用几个频段来代替宽带噪声干扰,也就是采用部分频带干扰,如图 2.2 所示。

部分频带的频谱范围设为  $W_j$ , 总的频谱范围为  $W$ , 前者和后者之比如下式所示:

$$\eta = \frac{W_j}{W} \quad (2-2)$$

设干扰功率为  $J$ , 则结合上式可以得到其谱密度为:

$$N_j = \frac{J}{\eta W} \quad (2-3)$$

在图 2.2 中  $\eta=0.5$ , 则其谱密度为宽带干扰的 2 倍。

因此,当干扰功率的值固定时,有时部分频带干扰对无人机数据链破坏程度更高,但是此干扰要受制于其所在系统总的频谱宽度内所占比例。在跳频系统中部分频带干扰可能会造成某一部分信息序列全部出错,这时候交织技术就发挥了其作用,将这些集中出现的错误码元均匀分散开来,以便于信道编码能够更好的发挥其性能。当然这都是在一定条件下才能有用,当干扰的非常强时,交织和信道编码也发挥不了作用,甚至于整个系统将不能进行正确的信息传输。所以当干扰占比比较小时,跳频相比于直扩更能进行可靠的信息传输。

(3) 单音干扰其实就是一个没有用的单载波信号在信道带宽内进行传输从而对有用信号的一种干扰,如图 2.3 所示。

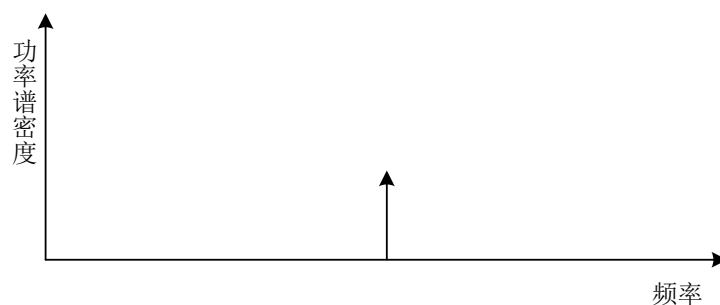


图2.3 单音干扰的单边功率谱密度

对于直接序列扩频无人机数据链通信来说,单频干扰在接收端频谱被扩展,通过使用窄带滤波器就能够对其进行抑制,当然其扩展频谱增益决定了该扩频方案抑制干扰的能力。但是当窄带干扰距离接收端很近的时候,这时候有可能会超过数据链抗干扰系统的抗干扰极限,此时系统接收端接收到的信息可能就是错的,一般这时候就会在直接序列扩频数据链通信的接收机中加入自适应调零天线和陷波滤波器来抵制这种近距离强功率的窄带干扰。跳频系统实际上就是一种不断变换载波频率来进行信号的传递,实际上就是用不同的载波频率进行传输从而规避一些窄带干扰和部分频带干扰。也就是说在这时候即使有近距离强功率的窄带干扰信号,只要窄带干扰的频点不在传输信号的频率上,就不会对数据链跳频通信进行任何有效的干扰,因此采用跳频技术可以有效的规避窄带干扰。

(4) 跟踪干扰顾名思义就是能够判断出传输有用信号的频带范围,从而能够在信号的频带内实施有效的干扰,频率跟踪干扰的产生模型如图 2.4 所示。但是产生跟踪干扰需要更多的时间,从而降低了系统的反应时间,并增加了其复杂度。因为频率跟踪干扰需要对敌方的信号进行截取、分选和分析,这样才能确定产生什么样的干扰信号才能实施准确的干扰,从而避免不必要的干扰。从上面的分析可以看出,频率跟踪干扰主要针对的是跳频通信系统,也就是说要想使跟踪干扰达到干扰的效果,必须使其在敌方的跳频信号在其中一个频点上进行停留的时候就能够到达接收机端,否则频率跟踪干扰不可能对敌方的跳频信号进行干扰。同理,当敌方增加信号的跳频点以及跳频速率时,那么对干扰机的要求将会产生一个重大的挑战。所以,干扰机设备和电子对抗设备的实时性以及敏捷性能够决定是否能够产生有效的跟踪干扰。

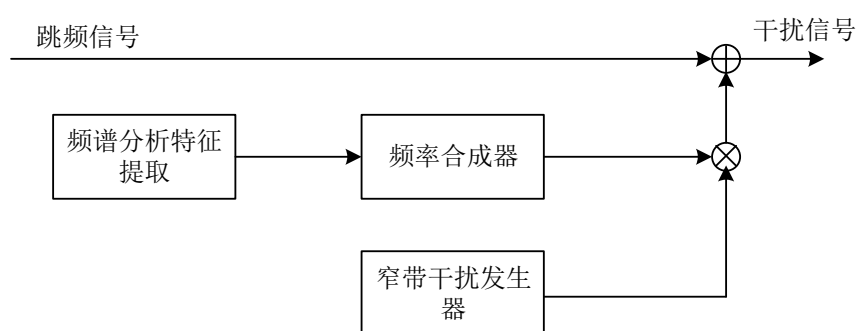


图2.4 跟踪干扰产生模型示意图

## 2.2 抗干扰通信技术

抗干扰通信就是在各种人为或者非人为电磁环境干扰下仍然能够进行有效信息传输。在 2.1 章中已经介绍了人为加入的干扰以及数据链通信经常面临的复杂电磁环境。抗干扰技术就是尽量避免通信信号和干扰信号的重叠,此处的重叠指的是无线信



号在时域，频域和功率的重叠。当干扰信号和通信信号重叠的时候，就需要使用一些抗干扰技术来消除这种干扰，目的就是提高接收机端信干比的值。依据香农公式<sup>[10]</sup>：

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2-4)$$

其中  $N$  为噪声功率(W)； $C$  为信道容量(bit/s)； $S$  为信号功率(W)； $B$  为信道带宽(Hz)。

当  $S/N$  远小于 1 时，由式子(2-4)可得：

$$B = 0.7C \frac{N}{S} \quad (2-5)$$

从式子(2-5)可以看出，当噪声功率和信号功率比  $N/S$  固定时， $B$  的值增加， $C$  的值就会增大。也就是说当噪声功率足够大的时候，这时候为了保证无差错信息速率  $C$  不变，带宽越大抗干扰性能越高。抗干扰技术总体上来说包括：扩展频谱技术和非扩展频谱技术。

### 2.2.1 扩展频谱技术

扩展频谱技术主要优势有，抗干扰性强，抗检测性好，抗多径干扰性能好，安全可靠以及可进行码分多址通信<sup>[15]</sup>。

(1) 抗干扰性强，扩频技术通过展宽信号，再通过低通滤波器后恢复出传输的有用的信号，而在这一过程中，干扰信号的功率降低，从而使得接收端信干比的值得到增加，进而增加了系统传输信息的可靠性。

(2) 抗检测性好，在无线信道中传输的扩频信号，其中有用信号的功率谱密度由于带宽的展宽而降低，这就使得敌方很难获取到有用的信号。所以扩频信号很难被检测到。

(3) 抗多径干扰性能，当链路模块含有扩频时，那么解扩就不可避免。利用相关性在多径信号中得到信息源发送的真实信息，或者将一样的扩频序列经过多次求和，从而消除多径中的衰落影响。

(4) 安全保密，同扩频信号的抗检测性其实是一样的，扩频信号分布在很宽的带宽内，其中有用信号的功率谱密度很低，这样即使在强干扰的噪声背景下，也就是即使有用信号被淹没在噪声中，通信依然能够正常通信。同时，如果每个用户都有自己的唯一扩频码，或者隔一段时间给同一用户换一次扩频码，这样干扰方就很难获取信号，从而增加了信号的安全保密性能，所以也可进行码分多址通信。

下面三个基础必须满足，即：最终发射信号所用的带宽要比有用信号带宽大很多；高速率扩频序列实现了信号的扩频，并且与所传递的有用信息没有任何联系；得到传

递的信号是在接收端按照同步的扩频序列的相关性来完成<sup>[16]</sup>。在 2.3 节和 2.4 节将详细介绍 DSSS 和 FHSS，下面只是对两者以及其他扩频技术进行简要说明。

(1) 跳频技术就是用伪码序列去控制频率的跳变，使得通信信号在不同的频点间进行跳变，从而扩展了信号的频谱。跳频技术多用于战术短波，超短波电台中，是因为跳频干扰技术可以使得所使用的电台即使受到紧邻电台的干扰仍然能够进行正常通信。跳频干扰技术的抗宽带干扰和抗部分频带干扰的性能和直接序列扩频技术相比略差。最重要的是对于慢跳频系统，它对转发式干扰的抗干扰性能不是很好。所以，跳频点是否增加，跳频快慢以及跳频图案复杂性将决定其传输数据的可靠性能有多大提升。

(2) 通常所说的直扩技术指的就是直接序列扩频技术。本质上就是将有用的信号通过和扩频码相乘进行展宽，然后在无线信道中进行传输，最后对收到的信号进行解扩，具体过程如图 2.5 所示。而在这中间干扰信号的带宽进行了展宽，所以经过滤波器之后干扰信号得到了抑制。直扩技术的优点基本上就是前面介绍的扩频技术的优点，直扩技术的弱点便是抗窄带干扰和跟踪式干扰能力有限。

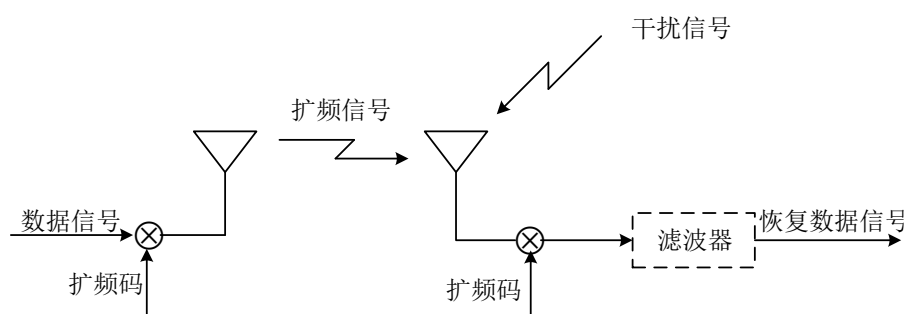


图2.5 直接序列扩频的原理

(3) 跳时技术是指让信息在时域上跳变，在不同时刻插入断点，用扩频伪码序列来控制信号在时域上跳变，断点之间的间隔很窄，用这些时隙去传递信号时，等同于增大信号的频谱，降低了占空比，从而使得跳时技术所使用的伪码参数不能轻而易举地被识别，一般用跳时技术和其它扩频技术相结合，从而达到更好的抗干扰性能<sup>[17]</sup>。

(4) 混合扩频通常意思为不再使用单一的一种扩频体制，而是两种或者多种扩频体制来提高整个方案的抗干扰性能，从而能够整合这些单独扩频体制的长处，弥补短处。比如跳频和直扩相结合的混合扩频技术，即 FH(Frequency Hopping)/DS(Direct Spreading)混合扩频技术<sup>[18]</sup>，该技术不仅能够提高整个扩频体制的抗宽带干扰和抗部分频带干扰性能，还能够提高整个扩频体制的抗窄带干扰和跟踪频率干扰性能<sup>[19]</sup>。前者是 DSSS 技术的优势，后者是 FHSS 技术的优势。FH/DS 的扩频原理如图 2.6 所示。

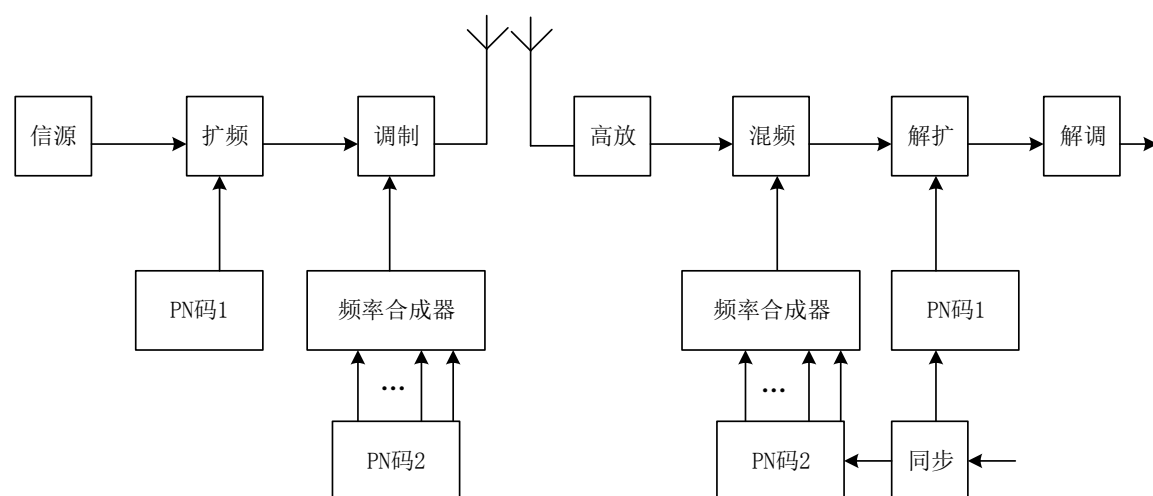


图2.6 FH/DS 混合扩频的原理

从 FH/DS 的原理图中可以看出，发送的信息首先要和 PN 码 1 相乘进行第一次扩频，PN 码 2 确定选择此时所用的载波频率，这相当于第二次扩频，然后由第一次扩频后信号来调制此载波频率，最后将调制的信号发射出去，假设接收端和发射端同步，在接收端经过高放后的信号设为 S1，PN 码 2 控制产生载波信号 S2，然后信号 S1 和信号 S2 相乘恢复出信号 S3，这是第一次解扩，由 PN 码 1 生成和发射端相同的伪码序列 S4，信号 S4 和信号 S3 做异或处理，这是第二次解扩。在码速率上，PN 码 1 相对于 PN 码 2 更大。FH/DS 信号的频谱图实际上指的是直接序列扩频后的信号在特定的带宽范围内随机跳变，并且每一跳所用的信号带宽只占用整个无人机数据链系统带宽的一部分。

(5) 自编码扩频通信，扩频系统对发射的信号一般要和扩频伪码相结合再进行调制，这样就方便了在接收端扩频伪码序列的同步，而且信道上传输的信息会同伪码一样呈现一定的随机性，这时可以从富有随机性的码元中重新收集到新的伪码序列，这样扩频伪码的特征得以保留，此技术就是自编码扩频(CESS)通信<sup>[20]</sup>。自编码跳码和扩频伪码受到发送的信源控制，这样扩频伪码不是固定不变的，从而让对方很难察觉到跳频图案的周期。

### 2.2.2 非扩展频谱技术

非扩展频谱抗干扰技术指对信号的频谱不进行展宽，主要结合信号在时域，频域，空域和变换域的相关技术从而获得有效的抗干扰性能。其中，智能天线、空间分集等是空域中经常使用的干扰抑制方案。基于非扩展频谱的抗干扰方法涉及的知识多，涵盖的范围广，而扩展频谱技术主要集中在频率域和时间域上来考虑信号的抗干扰问题，本文主要研究的是扩频技术的抗干扰问题，下面简要分析了在时域、频域、变换域等

中非扩频技术所包含的几种抑制干扰的方案。

(1) 分集技术包括：分离技术；合并技术。频率分集技术是指把发射的信号分配到多个子载波上进行通信，只要其中一个载波没有受到干扰就能够完成正常的通信。通过分集技术获得分集增益，从而提高接收端输出信号的功率和噪声功率的比值。

(2) 猝发通信，是指在不确定的某个时隙内，快速地把要传输的信息实施发射，其它情况下则不发射任何信息。这样使得电台发射的信号处于稍纵即逝的状态，目的就是让通信干扰方很难捕捉到发射的信号。卫星空隙频带的瞬时利用属于猝发通信的典型应用，还有流星余迹通信以及短波高速率瞬时通信等<sup>[21]</sup>。

(3) 信道编码相当于对传输信息的一种变更，这样做的目的是利用通讯时间的冗余，来抵抗信道受到的影响，从而提升信息传输的可靠性。确切的讲，等于根据既定的编码原则，再在里面加入规定数量的监督码位。然后接收端使用同样编码规则，再加上监督码位，从而能够发现错误的码位并改正，这样便提高了系统的抗干扰性能。目前通信中常用的有 Turbo 码、卷积编码、LDPC、喷泉编码、网格编码和分组编码等编码技术<sup>[22]</sup>。无人机数据链所用的信道编码方式影响着该系统的门限信噪比，而且最重要的是采用的信道编码越复杂，更能让系统在恶劣的干扰环境下进行通信，这样一来无人机数据链进行信息传输时就越可靠。当然有时信道编码使用一种编码不能够让数据链通信进行可靠的信息传输，必须和其它编码技术相结合，交织技术能够决定信道编码的增益。门限信噪比会受到前面提到的级联技术，交织技术和干扰技术的影响。

(4) 干扰抵消技术，相当于扩频技术的前哨站和加工厂，用来削弱噪声干扰强度，从而增加信干比的值，从而让错误的码元个数在扩频技术的接受范围之内，频域干扰抑制技术主要用来抵消单载波、多载波和窄带干扰<sup>[23]</sup>。利用干扰与有用信号的频谱差异性，从而去除干扰信号，增强数据链系统传输信息可靠性，其中一类频域干扰抑制技术的原理在图 2.7 中所示。

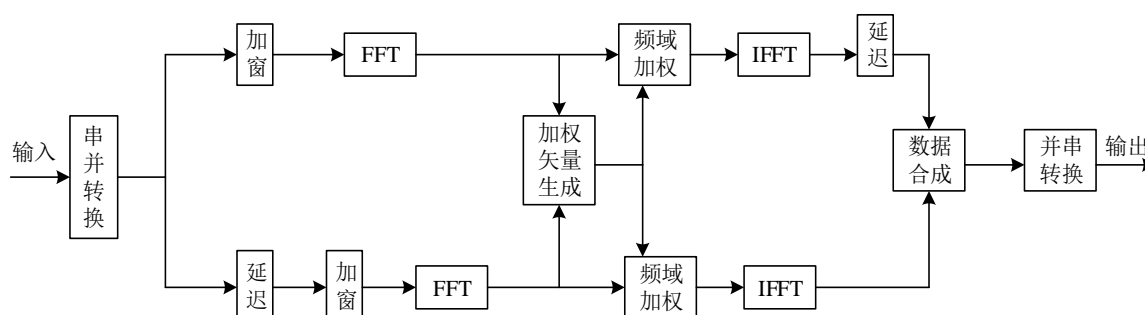


图2.7 频域干扰抑制技术

时域滤波方法是采用时域滤波器，这时候该方法只能用在窄带干扰信号和部分宽

带噪声干扰信号。之所以在宽频谱信号中能够将干扰滤除是因为干扰和有用信号相关性不强,将锁定的信号和干扰信号进行对比以后再进行相关的运算后就能够实现滤波目的。时域估计型滤波的方法是用获得的反馈信号驱动最小均方(LMS)算法,然后和横向滤波器结合,不断地调整参数,从而获得干扰的频点和大小,这样就能从原始信息中去除干扰从而完成干扰信号的抑制。自适应滤波中非线性处理技术能够更好的抑制干扰,由非线性函数构成的滤波器称为非线性滤波器系统,进化和神经网络这两种算法也被用来加强非线性滤波器系统的鲁棒性<sup>[23]</sup>。

## 2.3 直接序列扩频技术

直接序列扩频(DSSS)简称直扩,基本原理在前面 2.2.1 中以及介绍过,目的就是扩展信号的带宽。确保收发两端同步的前提下,在接收端用相同的伪码序列进行异或处理,这样就能得到发射端所发射的有用信号,图 2.8 和图 2.9 给出了一种典型 BPSK 直扩系统的基本框图。

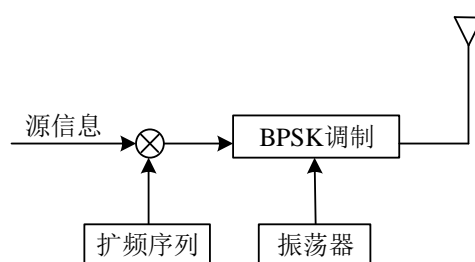


图2.8 BPSK 直接序列扩频发送端

假设数据信号为  $x(t)$ , 扩频信号为  $g(t)$ , 则在频域内信号  $x(t)g(t)$  变为:

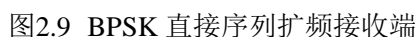
$$x(t)g(t) \leftrightarrow X(\omega) * G(\omega) \quad (2-6)$$

所以根据 BPSK 调制的原理, 则图 2.8 的发射端的信号如下式所示:

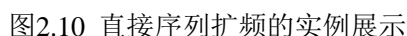
$$s(t) = \sqrt{2P}x(t)g(t)\cos\omega_0t \quad (2-7)$$

式中  $P$  为已调制载波的功率, 角频率为  $\omega_0$ 。

接收端的原理框图如图 2.9 所示, 接收到的信息经过一定的常规处理, 对常规处理后得到的信息实施解扩, 最后对经过滤波器后的信息解调, 从而得到信息源发出的有用信息。



从上面的图 2.8 和图 2.9 的 DSSS 的原理图中可以得到，由于扩频序列是伪码序列，而在无线信道中加入的干扰和噪声因为和伪码序列不相关，所以对于干扰和噪声等于是在接收端实施了扩频。本质上就是提高了接收端信干比的值，也就提高了数据链系统的抗干扰能力，另外不同系统可以采用不同的伪码序列，其它系统相对于本系统就可以看做是噪声或者干扰。这样多个系统还可以共用同一频带。



在图 2.10 展示了 BPSK 直接序列扩频的一个实例, 图 2.10(a)是二进制数据序列 (1,0)的等效方波波形  $x(t)$ , 图 2.10(b)是二进制扩频伪码序列的等效方波波形  $g(t)$ , 因此  $x(t)$ 和  $g(t)$ 的乘积  $x(t)g(t)$ 等同于发送的源数据序列和伪码扩频序列的模 2 加的结果。对于 BPSK 调制来说,  $x(t)g(t)$ 的载波相位可用  $\theta_x(t)+\theta_g(t)$ 来表示如图 2.10(d)所示, 当源数据序列和伪码扩频序列模 2 加的和为 1 时,  $\theta_x(t)+\theta_g(t)$ 取  $\pi$ , 当源数据序列和伪码扩频序列模 2 加和为 0 时,  $\theta_x(t)+\theta_g(t)$ 取 0。实际上从图 2.10(b)和图 2.10(c)中就可以看出发送的有用信号  $x(t)$ 隐藏在了伪码扩频信号  $g(t)$ 中。这就要求接收端必须准确的知道本通信系统所用的扩频伪码序列, 如果不是本通信系统则不能准确把握扩频伪码序列, 从而不能获得发射端所发射的信号。图 2.10(e)中  $\theta'_g(t)$ 是解扩端解扩码的相移, 而且发射端和接收端是同步的, 这样  $\theta'_g(t)$ 和  $\theta_x(t)+\theta_g(t)$ 相加后所获得的载波相移为  $\theta'_x(t)$ , 结果如图 2.10(f)所示, 这是就可以恢复出发射端所发射的原始数据的信息。最后恢复出发射端信号的预估值  $x'(t)$ 。

一般用处理增益来表示扩频系统的性能, 即式(2-9)所示:

$$G_p = \frac{(S/N)_o}{(S/N)_i} = \frac{S_o/n_o B_o}{S_i/n_i B_i} = \frac{B_i}{B_o} \quad (2-9)$$

其中,  $(S/N)_o$ 和 $(S/N)_i$ 是输出和输入信噪比,  $n_o$ 是高斯白噪声的功率谱密度,  $B_i$ 是接收端输入的信号带宽,  $B_o$ 是接收端输出的信号带宽,  $G_p$ 是处理增益, 用  $R_c$ 表示扩频后的伪码速率, 对于 DSSS 系统, 则  $B_i$ 约等于  $R_c$ ,  $B_o$ 约等于  $R_b$ , 因此对于 DSSS 通信系统, 式(2-9)可以用式(2-10)表示, 其分贝表示形式如式(2-11)所示。

$$G_p = \frac{B_i}{B_o} = \frac{R_c}{R_b} \quad (2-10)$$

$$G_p(dB) = 10\log_{10}\left(\frac{B_i}{B_o}\right) = 10\log_{10}\left(\frac{R_c}{R_b}\right) \quad (2-11)$$

$G_p$ 代表了该通信系统的抗干扰性能, 用来说明扩频前后信噪比值能大约提高多少, 以及干扰方怎么样才能对信号进行有效破坏。比如在一个二进制相移键控调制的 DSSS 中, 用 500 个 BPSK 码片去表示一个二进制信息比特, 则该 DSSS 的处理增益为 500。这时候可以这样理解 DSSS 的鲁棒性: 对 500 个码片进行检查, 用 500 个码片累计和来判断信息源所发送的一个比特, 即使这 500 个码片中有 249 个码片受到干扰或者噪声信号的影响成了错误的码片, 那么该 DSSS 系统还是能够恢复出信息源发出的二进制信息流。

但是 DSSS 技术也有一定的弱点, 因为 DSSS 的带宽比较宽, 这就会导致其容易受到无线信道中各种信号的干扰。当干扰信号的强度或者噪声信号的强度超过了 DSSS 技术的处理增益所能承受的范围, 那么该系统将会瘫痪, 无法正确传递信息。这时候就需要增加一些滤波技术来滤出这些强干扰, 当然对于 DSSS 也有一些改进, 比如, 多进制 DSSS, 变码 DSSS, 多电平 DSSS 等方法都是对直扩的改进而得到的新抗干扰方法, 从而确保在同样的带宽内, 能够确保数据链系统传输信息的可靠性。

## 2.4 跳频扩频技术

### 2.4.1 跳频扩频技术的原理及实现方法

跳频扩频技术简称跳频(Frequency Hopping)一般使用 MFSK 技术, 由  $k=\log_2 M$  个信息比特来确定  $M$  个载波频率中的一个来传输信息。 $M$  个载波频率在跳频带宽内, 由伪码序列来间接选择相应载波频点。经典的 FH/MFSK 系统原理框图如图 2.11 所示。在 FH/MFSK 系统中, 伪码控制载波频率, 每次选择一个频点进行信息的选择。图 2.11 所示的系统原理图可以分为两个主要步骤: 即数据调制和跳频调制。

下面对图 2.11 所示的系统原理图作进一步的分析, 首先在系统的发射端, 现有信息数据对载波进行调制, 然后用本振信号来控制载波进行频率的跳变, 从而在发射端产生要发送的信号。在接收端实际上就是用跳频伪码来产生和发射端相同的载波信号, 从而得到有效的信息, 具体过程如图 2.11 所示。

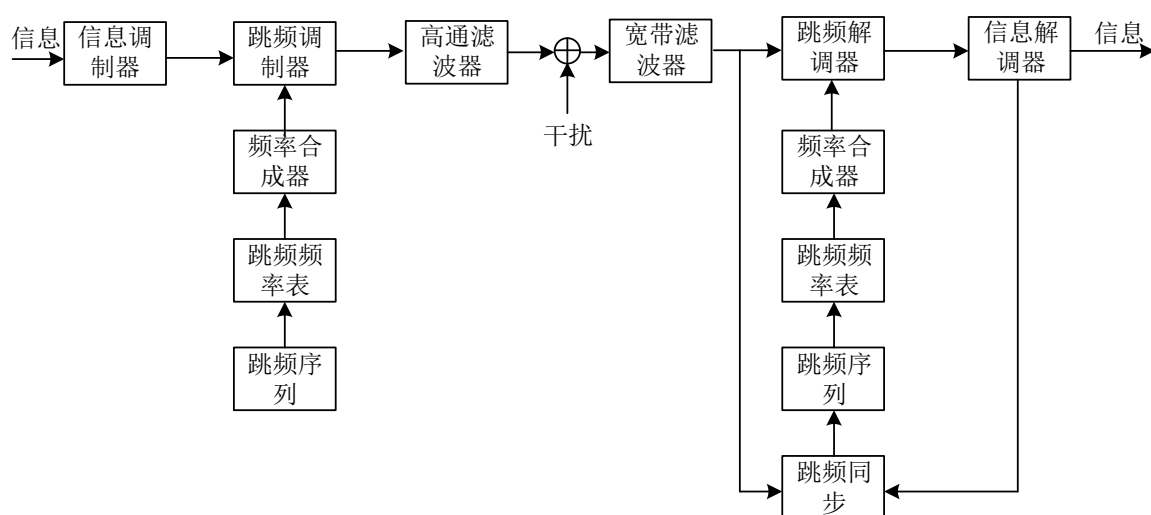


图2.11 FH/MFSK 扩频系统原理图

如果调制后信息的符号速率低于跳频的速率, 那么多个跳频点来完成一个调制符号的传输, 所以这时候跳频就成为快跳频了。相反, 如果调制后信息的速率高于频率跳变的速率, 那么多个调制符号需要一次跳频来完成, 这时跳频就成了慢跳频。比如



3 跳/比特的快跳频的示意图如图 2.12 所示，3 比特/跳的慢跳频的示意图如图 2.13 所示。

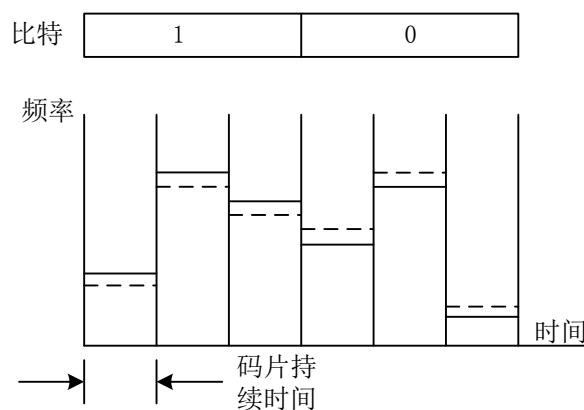


图2.12 快跳频，3 跳/比特

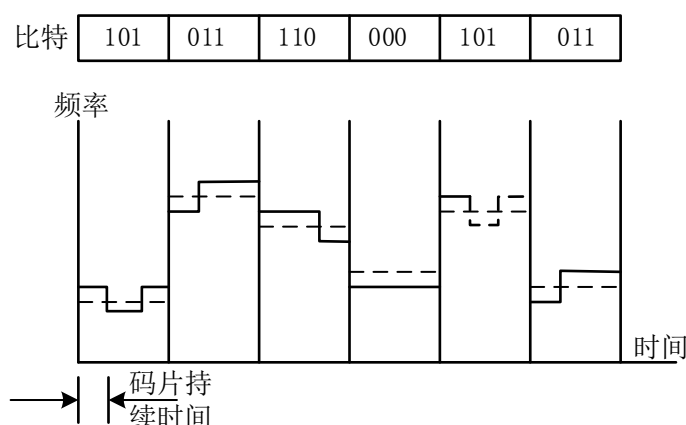


图2.13 慢跳频，3 比特/跳

在上面的图 2.12 和图 2.13 中，采用的调制为 2FSK 调制，等于信息比特的调制只有固定的 2 个载波调制频点。假设 2FSK 的中心频点为  $f_0$ ，设比特 1 对应频点为  $f_0+25\text{Hz}$ ，比特 0 对应频点为  $f_0-25\text{Hz}$ 。需要注意的是在通常的 2FSK 调制中，中心频率  $f_0$  是固定的，而在 2FSK/FH 调制中心频率  $f_0$  不是固定的，码元每变一次，中心频率  $f_0$  就会变一次，但是码元频率和中心频率的相对位置不变。在图 2.12 中码元持续时间就是码片持续时间，而在图 2.13 中码元持续时间是三个码片持续的时间的和，在上面的两幅图中实线表示码片速率，虚线表示中心频率。在图 2.12 中比特 1 对载波进行调制后，在一个比特持续的时间内，调制后的信号进行了三次变频，跳频速率为 3 跳/比特，所以属于快跳频，在图 2.13 中一个跳频间隔内进行了 3 比特信息的传输，所以属于慢跳频<sup>[16]</sup>。在短波跳频中，如美军短波 Scimitar-H 战术电台为 5 到 30 跳/s，美军的数据链端机 JTIDS 为可以达到几万跳每秒。设  $W$  为跳频扩频所包含的整

个带宽， $R$  为每一跳的带宽，则其处理增益如下式所示：

$$G_p = \frac{W}{R} \quad (2-12)$$

跳频系统的总带宽，由相邻跳频点之间的距离以及总共的跳频点数来确定。重要的一点是，在确定系统的处理增益时一定要分析相邻跳点之间的距离。

## 2.4.2 跳频技术的跳频图案和特点

经常用 PN 码作为跳频序列，按照不同序列的状态从频率表中选择载波实施变频。一种 PN 码序列对应一种跳频图案，指的就是经信息调制后变频轨迹，让不知道此轨迹的干扰方很难知道载波的频点。像很容易实现的  $m$  序列，它所产生的加权值在一定数值范围内随机选择一个数来确定频点的选择，从而使对方很难发现其跳变规律，但是它的抗截获能力由于码序列个数有限而下降<sup>[24]</sup>。跳频图案的相关性和随机性必须要好，而且便于码分多址，还有一点需要注意的是抗破译性要好。下面给出了  $m$  序列的原理框图，并结合式(2-13)和图 2.14 对其原理进行阐述，产生的二值序列的序列值如下式(2-13)所示，即：

$$c_i = \sum_{j=1}^n A_j c_{i-j} \quad (2-13)$$

序列周期由反馈系数  $A_j$  决定。

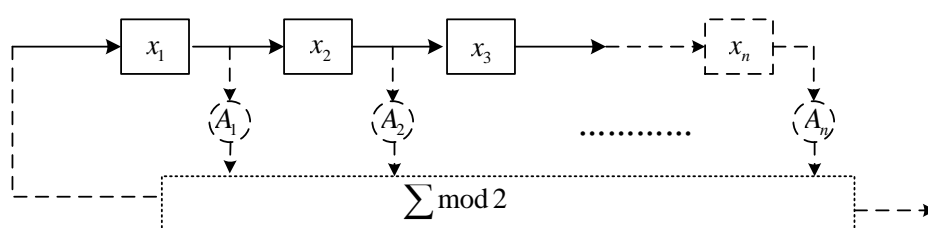


图2.14  $m$  序列发生器

跳频通信主要存在下面几个主要优点：保密性，实际上整个扩频通信包括直接序列扩频通信都具有保密通信的能力，只需要对信息进行加密，那么敌方需要在确保同步的情况下并且获得相同的伪码以及跳变规律，才能对己方信号形成有效的破坏，另外，频率的跳变让对方不能够把握信号的规律，从而实施有效干扰的几率就减小了，当摸清了整个跳变规律时，必须对其实施宽带干扰，才能对整个 FHSS 系统的信息传输形成破坏；构建码分多址系统，一个频段可以为多个用户所用，因此在频谱资源不

是很充分的情况下,可以使用较少的带宽资源来达到信息的有效传输,当然也可以把多出来的频谱资源用来传递信息,从而达到全部频带都能够有效利用;只要跳频系统拥有的带宽范围足够大和适合的跳变点,那么跳频通信的抗窄带干扰性能就会得到施展,对于跳频通信来说必须把握住对方当前的跳频载波点,才能让对方的数据链通信链路不能有效传输信息;抗多径衰落能力,由于跳频用了多个频点进行信息数据的传输,所以当相邻频点的宽度能够满足一定的条件,那么其抗多径衰落性能就能够得到体现;无明显的远近效应,由于跳频系统每次只在一个频点上进行信息的传输,对于大功率信号,其远近效应并不会在每个点上都有,跳频系统中频点的跳变,让其不再受此干扰,这样的优势使得跳频通信能够在移动通信中得以发展,目前跳频电台可以在多方式下工作从而具有很强的适用性,让其能够被广泛应用在数据链通信中<sup>[10]</sup>。当然跳频通信也具有其局限性,跳频系统相对于其它通信系统只是在跳频器上有差别,而且要求噪声功率大于输入端信号功率,这样敌方利用频谱分析仪就很容易发现有用信号,从而容易被敌方侦查,进而获得本方的有用信号,最后对本方的信号实施干扰。当超过一半的跳频点在干扰范围内时,那么整个系统传输的信息将不能正常使用。另外,要想很好的抵制频率跟踪式干扰,必须加快变频速率和增大跳频点数,但是目前的跳频器不能随意提高跳频点数和变频速度,因为这受到跳频器的制约,而且频率合成器响应的快慢也影响 FHSS 系统信息传输的可靠性。

由于在接下来第三章提出的单一正交码跳频正交频分复用(SOCFH-OFDM),以及第四章提出的频谱感知多进制跳频正交频分复用(SSMFH-OFDM)抗干扰方案中都使用了多进制扩频和跳频 OFDM 两项关键技术,所以在 2.5 节和 2.6 节对这两种技术进行了深入的研究,分析了其优势。

## 2.5 多进制扩频的原理以及仿真分析

### 2.5.1 多进制扩频的原理

传统的 DSSS 系统是以增加系统的传输带宽来提高系统的抗干扰性能,有时候传输系统的带宽不能够随意扩大,也就是系统的带宽会有一定的限制。而这时若系统仍然想保证一定的处理增益,那么这时候就可以考虑多进制 DSSS 技术,简称多进制扩频(M-ary-SS)<sup>[25]</sup>。多进制扩频比传统的 DSSS 技术要高效,因为多进制扩频的频谱密度低,码间干扰少,传输距离远,最重要的一点是多进制扩频的频谱利用率要比传统直接序列扩频的频谱利用率要高,从而保证在一样的频谱范围下,多进制扩频能够提供更高的处理增益<sup>[26]</sup>。

选择发送信息的  $k$  比特信息,将这  $k$  比特信息作为一个地址,该地址对应一个 PN 码,总共需要  $M=2^k$  个 PN 码,这些 PN 码构成 PN 码组,这些 PN 码相互之间应

满足相互正交的关系。这样就确保了发送端每次发送 PN 码的不确定性，因为这是用  $k$  比特信息确定的。多进制扩频技术将比传统的 DSSS 通信技术额外增加了  $2^k-1$  个 PN 码，一个 PN 扩频码所包含的信息含量是 DSSS 技术所用的扩频码所包含信息含量的  $k$  倍，如图 2.15 所示。 $k$  比特信息的权值对应集合  $\{a_1, a_2, \dots, a_M\}$  中的一个，然后由该地址信息从扩频伪码集  $\{PN_1, PN_2, \dots, PN_M\}$  中选择匹配的 PN 码来传输，这样就能够使得系统的带宽得以扩展。

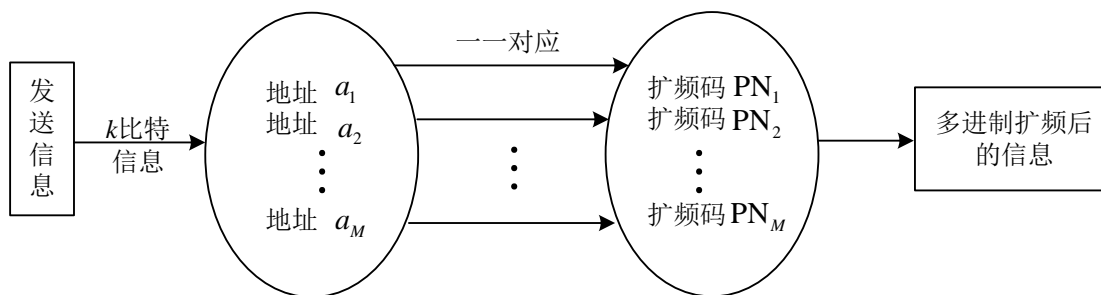


图2.15 多进制扩频技术示意图

所以说当扩频序列长度一定时，前提是伪码速率也是一样，多进制扩频技术比 DSSS 技术能够传输更多的信息比特。美国海陆空联合战术信息分布系统(Joint Tactical Information Distribution System, JTIDS)中使用的是  $(32,5)$  扩频系统<sup>[10]</sup>。但是多进制扩频技术对 PN 码所具备的特性有严格的要求，并且需要更为复杂的运算。

## 2.5.2 多进制扩频的理论及仿真分析

传统 DSSS 处理增益等于频谱扩展，表达式如式(2-14)所示，即：

$$\begin{aligned}
 G_p(\text{dB}) &= 10\log_{10}\left(\frac{B_{ip}}{B_{op}}\right) \\
 &= 10\log_{10}\left(\frac{R_{cp}}{R_{bp}}\right) = 10\log_{10}(N_p)
 \end{aligned}
 \tag{2-14}$$

其中  $B_{ip}$  是 DSSS 输入信号的带宽， $B_{op}$  是 DSSS 输出的信号带宽， $R_{cp}$  是直接序列后的码片速率， $R_{bp}$  是直接序列扩频前信息速率， $N_p$  为直接序列扩频码长，假设同等功率，M-ary-SS 技术的扩频伪码序列 PN 对应  $k$  比特源信息，因此伪码序列每个码片的能量增加了  $k$  倍，所以多进制直接序列扩频的处理增益如式(2-15)所示<sup>[27]</sup>，如下式所示：

$$\begin{aligned}
G_d(\text{dB}) &= 10\log_{10}\left(\frac{B_{id}}{B_{od}} \cdot k\right) \\
&= 10\log_{10}\left(\frac{N_d}{k} \cdot k\right) = 10\log_{10}(N_d)
\end{aligned} \tag{2-15}$$

当然也可以用另一种表达方式表示其处理增益，如式(2-16)所示，即：

$$G_d(\text{dB}) = 10\log_{10}\left(\frac{N_d}{k}\right) + 10\log_{10}(k) = G_s + G_c \tag{2-16}$$

其中，

$$G_s(\text{dB}) = 10\log_{10}(N_d / k) \tag{2-17}$$

称为频谱扩展增益，而其中：

$$G_c(\text{dB}) = 10\log_{10}(k) \tag{2-18}$$

称为 M-ary-SS 技术带来的编码增益，因此，DSSS 技术处理增益等于其频谱扩展增益，所以 M-ary-ss 技术可以拥有特定的编码增益，提高其无人机数据链的抗干扰性能。

由于  $M$  进制 DSSS 中，单一扩频伪码序列传输  $k=\log_2(M)$  比特，其所用的扩频伪码集合中总共有  $M$  个值，其长度为  $N$ 。因此，用  $(N,k)$  扩频来表示  $M$  进制直序扩频。M-ary-SS 的另一种表达形式，更能说明其优势，设  $T_{cp}$  为 DSSS 后码片周期，那么式(2-14)中传统直接序列扩频系统中的  $R_{cp}$  和  $R_{bp}$  可以分别转换为如式(2-19)和(2-20)所示，即：

$$R_{cp} = \frac{1}{T_{cp}} \tag{2-19}$$

$$R_{bp} = \frac{1}{N_p T_{cp}} \tag{2-20}$$

所以式(2-14)可以转换为式(2-21)所示，即：

$$G_p = \frac{R_{cp}}{R_{bp}} = \frac{1/T_{cp}}{1/(N_p T_{cp})} \tag{2-21}$$

设 M-ary-SS 系统中扩频后的码片周期为  $T_{cd}$ , 那么 M-ary-SS 中扩频后的码片速率  $R_{cd}$  表示为下式所示:

$$R_{cd} = \frac{1}{T_{cd}} \quad (2-22)$$

M-ary-SS 前的信息速率  $R_{bd}$  可以表示为下式所示:

$$R_{bd} = \frac{k}{N_d T_{cd}} \quad (2-23)$$

所以 M-ary-SS 的频谱扩展增益为式(2-24)所示。

$$G_s = \frac{R_{cd}}{R_{bd}} = \frac{1/T_{cd}}{1/(N_d T_{cd})} \cdot \frac{1}{k} \quad (2-24)$$

在多扩和直扩的信息速率相等时, 即  $R_{bp}=R_{bd}$  时, 当  $G_p=G_d$  时, 根据式(2-14)和式(2-15)可得式(2-25), 即:

$$\begin{aligned} G_p = G_d &\Leftrightarrow 10\log_{10}(N_p) = 10\log_{10}(N_d) \\ &\Leftrightarrow N_p = N_d \end{aligned} \quad (2-25)$$

设 DSSS 扩展频谱后的带宽为  $W_p$ , M-ary-SS 的扩展频谱后的带宽设为  $W_d$ , 因此, 在 M-ary-SS 系统和 DSSS 系统分别未扩频前的信源速率相等的情况下, 根据式(2-20)和(2-23)以及(2-25)可以得出:

$$\begin{aligned} R_{bp}=R_{bd} &\Leftrightarrow \frac{1}{N_p T_{cp}} = \frac{k}{N_d T_{cd}} \\ &\Leftrightarrow \frac{k}{T_{cd}} = \frac{1}{T_{cp}} \\ &\Leftrightarrow W_d = \frac{1}{k} W_p \end{aligned} \quad (2-26)$$

因此在  $R_{bp}=R_{bd}$  时, 当 M-ary-SS 与传统 DSSS 的处理增益相同时, 前者的带宽仅为后者的  $1/k=1/\log_2 M$  倍。根据式(2-21)和式(2-24)以及式(2-26)可得式(2-27), 如下:

$$\begin{aligned}
 R_{bp} = R_{bd} &\Leftrightarrow \frac{1}{T_{cp}G_p} = \frac{1}{T_{cd}G_s} \Leftrightarrow \\
 \frac{1}{T_{cp}G_p} &= \frac{1}{kT_{cp}G_s} \Leftrightarrow G_p = kG_s
 \end{aligned} \tag{2-27}$$

所以在  $R_{bp}=R_{bd}$  时, 当 M-ary-SS 技术的  $G_d$  与传统 DSSS 的  $G_p$  一样时, M-ary-SS 技术的频谱扩展增益  $G_s$  是传统 DSSS 的频谱扩展增益  $G_p$  的  $1/k$  倍。

同理, 当 M-ary-SS 扩展频谱后的带宽与 DSSS 扩展频谱后的带宽相同时, 即  $W_d=W_p$ , 从式(2-19)和(2-22)可得式(2-28), 如下所示:

$$R_{cp} = R_{cd} \Leftrightarrow T_{cp} = T_{cd} \tag{2-28}$$

因此, 在多进制扩频系统的信息速率和直接序列扩频系统的信息速率相等的条件下, 根据式(2-20)和(2-23)以及(2-28)可得式(2-29), 即:

$$\begin{aligned}
 R_{bp} = R_{bd} &\Leftrightarrow \frac{1}{N_p T_{cp}} = \frac{k}{N_d T_{cd}} \\
 &\Leftrightarrow \frac{1}{N_p} = \frac{k}{N_d} \\
 &\Leftrightarrow N_d = kN_p
 \end{aligned} \tag{2-29}$$

根据式(2-14),(2-15)可得 M-ary-SS 技术的  $G_d$  和 DSSS 技术的  $G_p$  之间的关系如下式所示:

$$G_d = kG_p \tag{2-30}$$

所以在源速率相等的条件下, 当进行 M-ary-SS 后, 其带宽和直接序列扩频系统的带宽相同时, M-ary-SS 技术的  $G_d$  是 DSSS 技术的  $G_p$  的  $k$  倍。根据式(2-21), (2-24)和(2-28)以及(2-29)可得 M-ary-SS 技术的频谱扩展增益  $G_s$  和 DSSS 频谱扩展增益的关系为式(2-31)所示, 即:

$$\begin{aligned}
 R_{cp} = R_{cd} &\Leftrightarrow \frac{G_p}{N_p T_{cp}} = \frac{kG_s}{N_d T_{cd}} \Leftrightarrow \\
 \frac{G_p}{N_p} &= \frac{kG_s}{N_d} \Leftrightarrow G_p = \frac{kG_s N_p}{kN_p} = G_s
 \end{aligned} \tag{2-31}$$

因此在源信息速率相等的条件下, 当 M-ary-SS 技术扩频后的带宽和 DSSS 技术扩频

后的带宽相同时，M-ary-SS 技术的频谱扩展增益  $G_s$  和 DSSS 频谱扩展增益相等。

图 2.16 仿真了直接序列扩频和多进制扩频在相同的射频带宽条件下，两者在加斯白噪声信道下的抗干扰性能，可以看出 M-ary-SS 的性能要高于 DSSS 的性能，在信噪比 ( $E_b/N_0$ ) 小于 0dB 时，多进制扩频 (512,8) 的抗干扰性能低于相同扩频增益的直序扩频的抗干扰性能，在  $E_b/N_0$  高于 0dB 时，直接序列扩频的误比特率曲线相对于多进制扩频的误比特率曲线变的比较平缓，因此多进制扩频的抗干扰性能高于直接序列扩频的抗干扰性能，原因就是上面提到的，这是由于多进制扩频带来了额外的编码增益导致的。

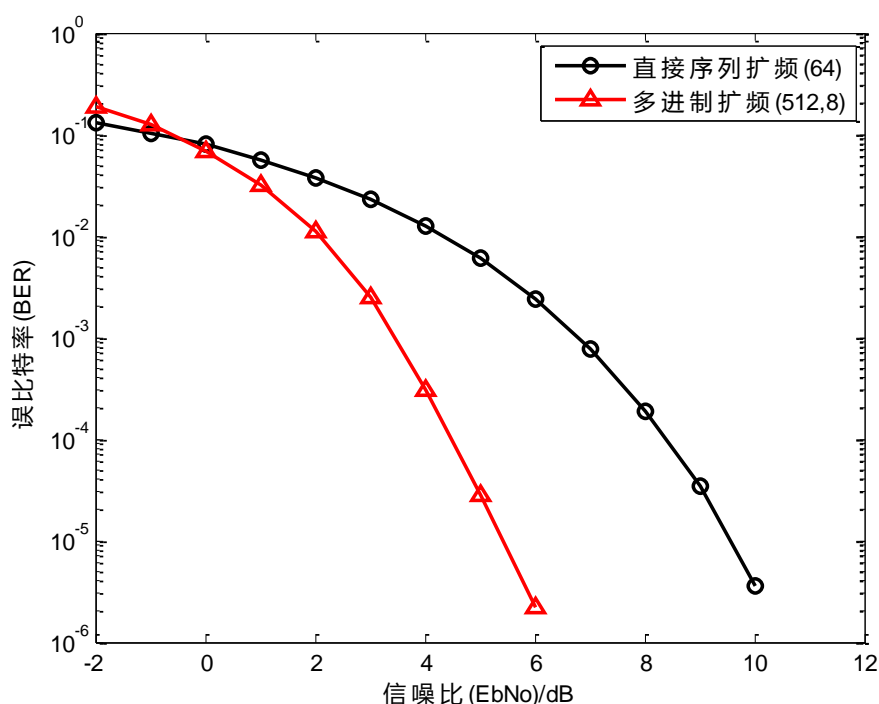


图2.16 多进制扩频和直接序列扩频的对比

## 2.6 跳频 OFDM 的原理及仿真分析

### 2.6.1 OFDM 的原理

OFDM 是数字通信中经常用到的一种通信技术。其具体做法就是通过串并转换将码片周期增大，一般是前面的几倍，从而让各个子信道的频谱范围变窄，再加上子载波间的相互正交促成了它们之间不会相互影响，这样通信中的频率选择性衰落在各个子信道中变成了平坦衰落，由于 OFDM 的周期性，可以在一个 OFDM 符号前面添加占其总长度特定比例的码元，有时候也选择把 OFDM 符号前面的特定长度的码元放在 OFDM 符号的后面，这样当相邻的两个 OFDM 符号一前一后达到时，只要两者重合的部分码元在其允许的特定长度之内，即循环前缀之内，那么这两个 OFDM 符



号之间不会产生影响<sup>[28]</sup>，如图 2.17 所示。

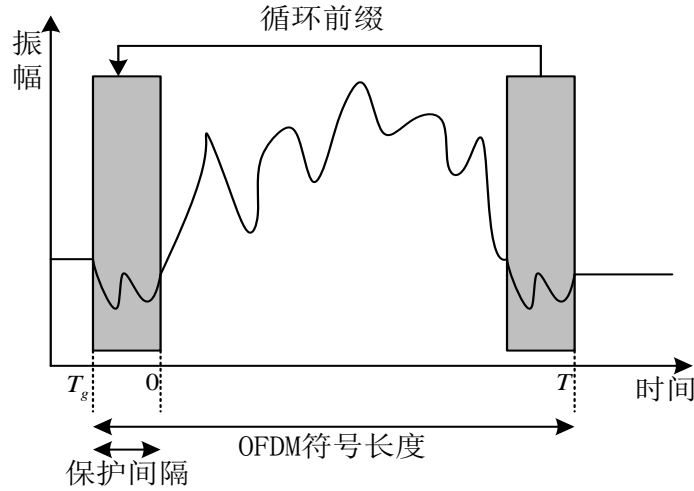


图2.17 加入循环前缀的 OFDM 符号

OFDM 模块产生的信号用(2-32)来描述：

$$\begin{cases} s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}(t - t_s - \frac{T}{2}) \exp \left[ j 2\pi \frac{i}{T} (t - t_s) \right], t_s \leq t_s + T \\ s(t) = 0, \text{其他} \end{cases} \quad (2-32)$$

式中， $\text{rect}(t)=1$ ， $|t| \leq T/2$ ， $T$  是 OFDM 符号周期， $s(t)$  的虚部对应 OFDM 符号正交分量， $f_i$  是其中一个频点的频率， $N$  是频点数， $s(t)$  的实部对应 OFDM 符号的同相分量，在实际的运算过程中，将会用 IFFT 和 FFT 来替代子载波选取的那块，从而提高运算效率；因为  $f_i = f_c + i/T$ ，因此一个 OFDM 符号持续时间内，第一个频点可以从零开始也可以从  $1/T$  开始，当然也可以从  $i/T$  开始，紧邻的频点之间错  $1/T$ ，因此可得式(2-33)<sup>[29]</sup>。

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(j\omega_n t) \exp(j\omega_m t) dt = \begin{cases} 1, m = n \\ 0, m \neq n \end{cases} \quad (2-33)$$

发送端将被传输的数字信号进行基带调制比如四相移键控基带调制，然后对基带调制后的信号实施计算效率比 IDFT 更高 IFFT 运算，接收端对 RF 信号与基带信号实施混频，然后 FFT 运算便可将各个子载波分离出来，得到一个复信号然后根据基带解调规则得到所发射的码元信息<sup>[29]</sup>。在图 2.18 中给出了 OFDM 系统原理框图。

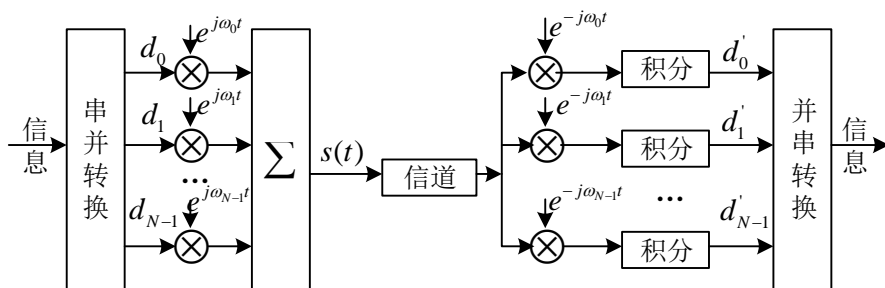


图2.18 OFDM 系统原理框图

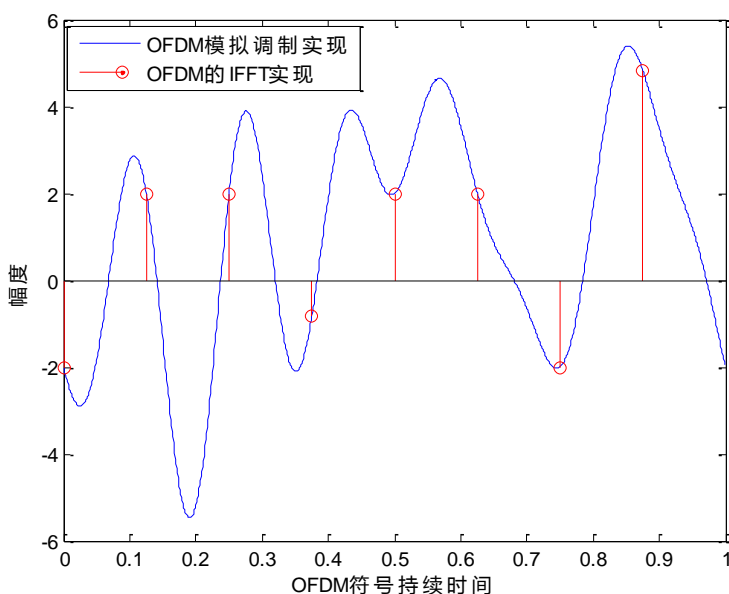


图2.19 OFDM 的模拟调制实现与 IFFT 实现

在图 2.18 中假设基带映射的数据都是用相同的基带调制，有时需要根据频点所在的信道环境的变化，采用不同的基带调制。在图 2.19 中仿真了多子载波模拟 OFDM 和 IFFT 实现 OFDM 的效果图，从图中可以验证 IFFT 输出的数据符号按照采样频率  $1/T$  对同一时间段内并行传输子载波信号的和进行取点得到。OFDM 的优点是频谱利用率高，各频点基带调制是根据该频点受干扰程度选取的，保证了其灵活性，从而增加了其抗干扰性能。

## 2.6.2 跳频 OFDM 的原理及仿真分析

传统跳频系统频率的跳变是由伪随机码选择载波频点进行信号的传输，在确保同步的条件下，对收到的信号按照一样的伪随机码解调，恢复出所发射的有用的信息。FHSS 的频点个数和变频速率是影响其性能好坏的关键因素，这两个关键因素的值越大，其通信就越可靠。但是这种跳频方式会受到频率合成器和系统复杂度的制约，

跳频速率和跳频点数不能随意增加，FHSS 中最为关键的模块就是通常所说的频率合成器，它产生载频的快慢对 FHSS 进行信息传输的可靠性具有很大的决定性作用，一般情况下这种跳频通信系统还需要一个滤波器组来降低各个子载波之间的干扰，这也从侧面反映了频点数不能太多，否则系统会越来越复杂。随着数字化通信的发展，OFDM 作为数字化通信中一种有效的多载波调制技术，将数据经过串并转换后进行并行传输，每个并行点的周期变为串并转换前串行信号各个点的周期和，各个频点的频谱宽带变窄，并且相互重叠了一半，这样传输同样的信息需要更少的频带宽带<sup>[30]</sup>。所以根据跳频图样随机选择 OFDM 中的子信道来传递信息，完成 FHSS 中信息的收发<sup>[31]</sup>。具体的过程如图 2.20 所示。

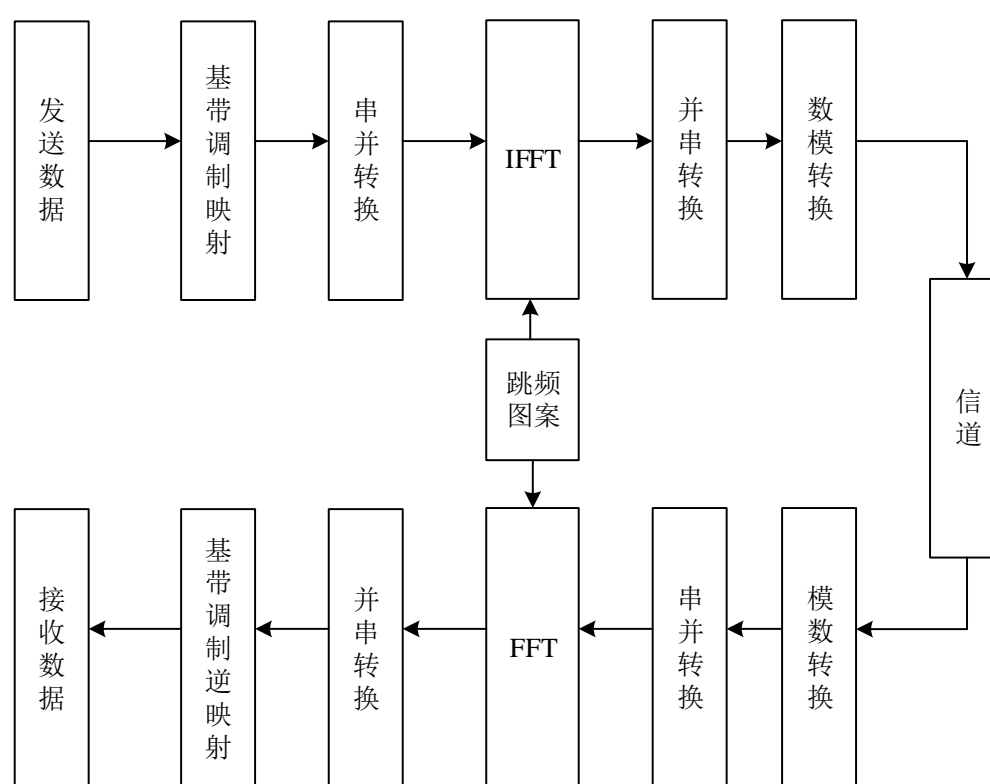


图2.20 跳频 OFDM 系统基本模型框架

从图 2.20 中可以看出如果 OFDM 符号的长度为  $N$ ，则该系统中有  $N$  个跳频点。将经过基带调制映射后的数据进行串并转换，然后根据跳频图案确定所选择的频点来进行数据的传输，然后经过 IFFT 和并串转换以及数模转换将数据发送到信道中，在接收端将经过模数转换和串并转换的数据进行 FFT 运算，然后根据和接收端相同的跳频图案确定跳频点，经过并串转换恢复出数据。在图 2.21 中仿真了 OFDM 在单频点的情况下，单载波模拟 OFDM 的 IFFT 运算和 OFDM 的单频点 IFFT 运算的实现图，再次证明了进行 IFFT 运算的 OFDM 符号向量中每个点都是对应的一个子载波的实现，

所以实行 IFFT 运算的跳频 OFDM 是合理的和可以实现的。

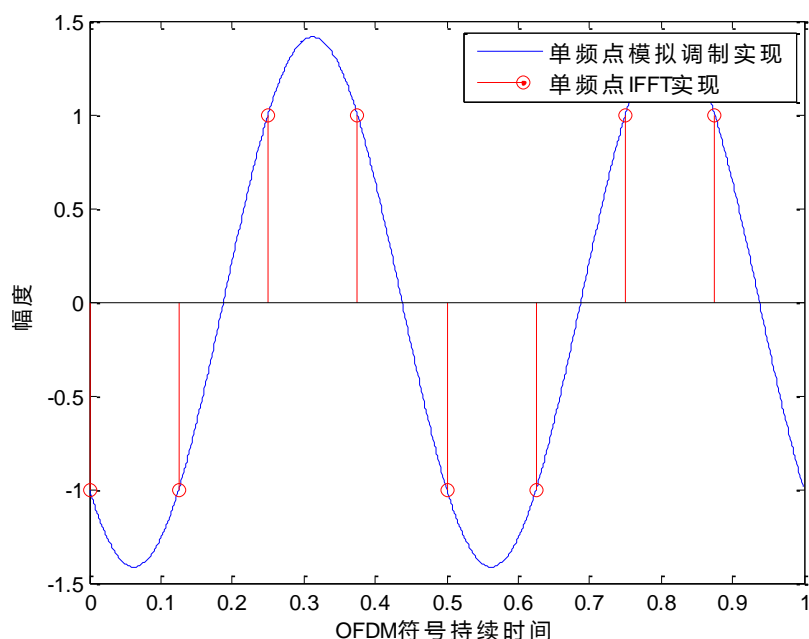


图2.21 OFDM 的单频点模拟调制实现和 IFFT 实现

FH-OFDM 系统在用跳频图案选择不同的跳频点作为子信道进行传输信息数据时, 因为使用了 IFFT/FFT, 不用再像 FHSS 技术那样需要频率合成器和接收端的一组滤波器, 因此使得 FH-OFDM 的复杂度小于 FHSS 技术, 而且跳频点数的随意切换在 FH-OFDM 系统中显得非常容易, 所以 FH-OFDM 也具有 OFDM 的所能带来的很多优势比如利用较少的带宽达到信息传输的目的<sup>[32]</sup>。结和 OFDM 系统的另外一个优势是可以利用未选择的频点传送一些伪信号来从而迷惑敌方使之更加难以辨别有效信号, 因为子载波之间的正交性, 自己信号间相互影响的几率为 0, 从而提高所传输信号的隐蔽性。

## 2.7 本章小结

在本章首先介绍了数据链通信中常见的几种干扰, 然后介绍了数据链系统中两大主流抗干扰技术, 一种是以扩展频谱为主, 另一种以非扩展频谱为主。由于本文主要研究的主要是扩展频谱技术, 所以着重介绍了扩展频谱技术中两种主要的技术 DSSS 和 FHSS。深入分析了 M-ary-SS 进行数据传输的可靠性, 在相同的射频带宽条件下, M-ary-SS 比 DSSS 有了额外的编码增益, 通过在高斯白噪声信道中的仿真也证明了其传输数据的可靠性同 DSSS 相比有了一定的提高。另外, 本章也介绍了 OFDM 的原理及跳频 OFDM 的可行性。通过理论及仿真分析可以发现用 IFFT 算法实现 OFDM 单频点跳变是可行的。

### 第三章 单一正交码跳频正交频分复用抗干扰方案

在直接序列扩频, 多进制直序扩频和 FH-OFDM 以及正交码时分多子信道扩谱调制 (OC-TDMSCSSM) [33] 的基础上提出了抗干扰方案: 单一正交码跳频正交频分复用 (SOCFH-OFDM), 来提高无人机数据链的抗干扰性能。图 3.1 给出了该方案的整体框图。

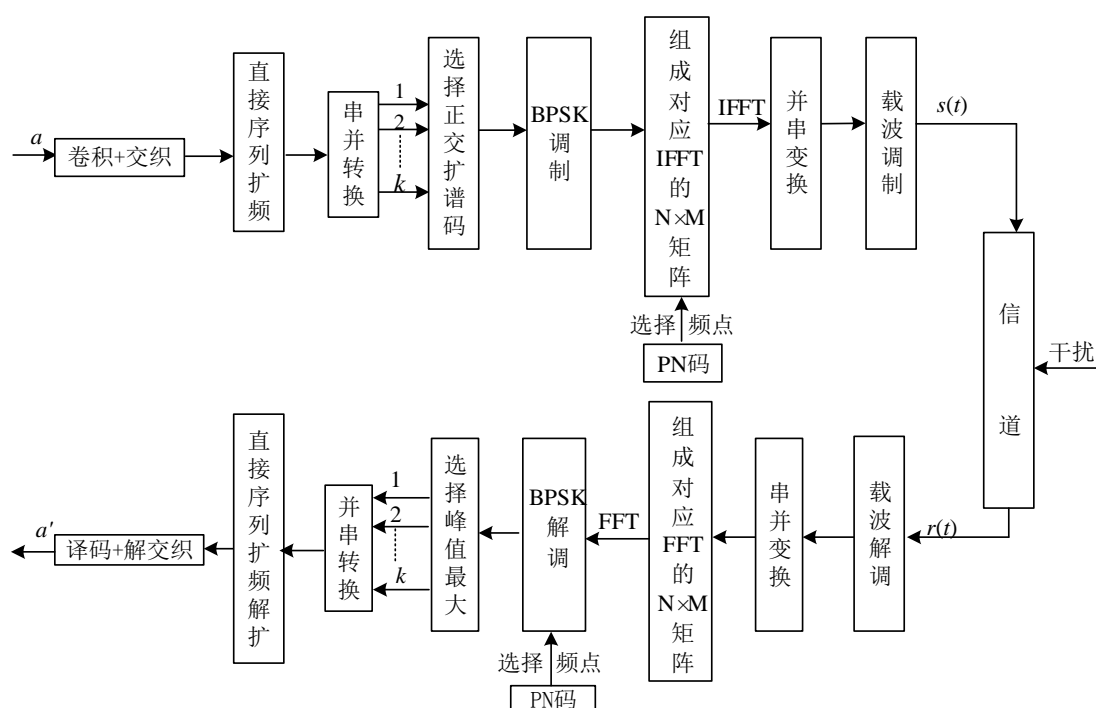


图3.1 SOCFH-OFDM 的整体组合方案

#### 3.1 SOCFH-OFDM 方案的发射模块

图 3.2 是系统的发射模块, 输入端的二进制速率假定为  $1/T_s$ , 经过卷积和交织编码后的速率为  $2/T_s$ , 然后经过直接序列扩频后速率变为  $2k/T_s$ , 用直扩后数据的  $k$  位进行多进制扩频, 则需要  $N=2^k$  条正交扩频码, 正交扩谱码的长度设为  $M$ , 然后对选定的正交扩谱码进行 BPSK 基带调制, 组成一个  $A=N \times M$  阶的矩阵, 具体过程就是: 用跳频图案选择其中一行, 并置换成 BPSK 基带调制的数据, 其它行用零进行补充, 然后对矩阵  $A$  阵实施 IFFT, 接下来将该矩阵变成一行数据, 最终乘以载波发送出去。

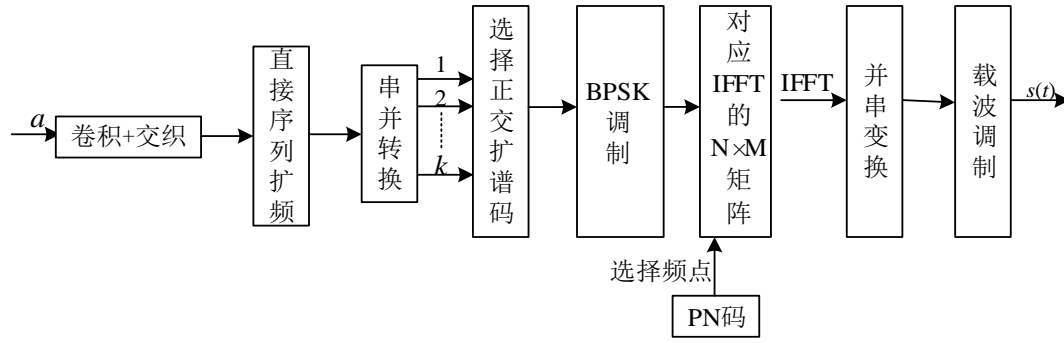


图3.2 SOCFH-OFDM 系统的发射框图

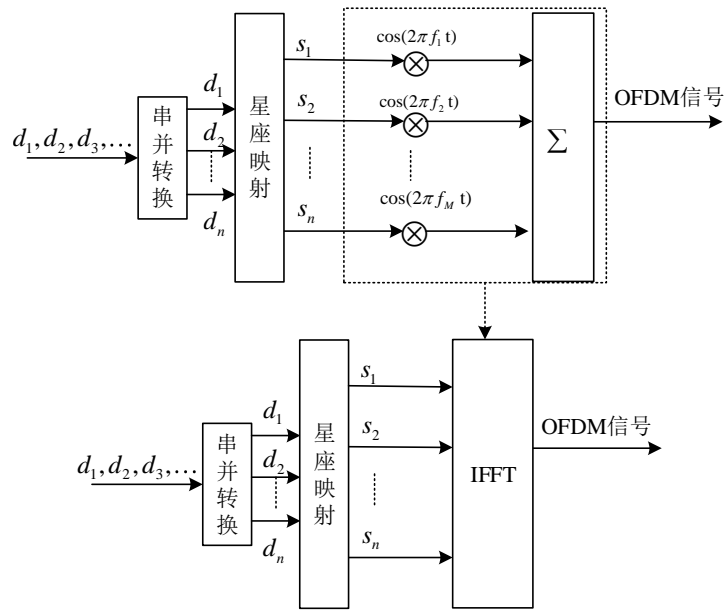


图3.3 OFDM 的原理框图

从 OFDM 的原理框图 3.3 中可以得出由于 IFFT 和 FFT 的引入，使得 OFDM 符号中包含的数的长度就是其频点个数。在本系统中根据正交扩频码的加权值，来选择在 OFDM 符号中对应频点，同时接下来  $M$  个 OFDM 符号都选择同样的频点，从而确保一个正交扩频码在使用相同频点，其实这里可以选择不同的频点，为了计算的方便和降低系统的复杂度，即每个正交扩频码由其加权值来选择跳频点，当然这里要保证跳频点数大于正交扩频码的最大加权值，从而避免没有频点可选。

设第  $q$  个数据源的幅度为  $A_q$ ，功率  $P_q$  等于  $A_q^2/2$ 。正交扩谱码的长度为  $M$ ，经过多进制扩频后的码片周期如式(3-1)所示。

$$T_c = \frac{T_s}{2k} \cdot \frac{k}{M} \quad (3-1)$$

多进制扩频后的数据经过 IFFT 和串并转换后的码片周期如式(3-2)所示。

$$T_c = \frac{T_s}{2k} \cdot \frac{k}{M} \cdot \frac{1}{N} = \frac{T_s}{2MN} \quad (3-2)$$

最终载波调制的频率为  $f_c$ , 伪随机正交扩频码用  $C_d, d=1, \dots, N$ , 来表示  $k$  位信息的  $N$  个状态, 正交扩谱码的每一个码片  $C_{d,n} \in \{0, 1\}, n=1, \dots, M$ , 伪随机正交扩谱码经过 BPSK 调制后表示为式(3-3), 即:

$$C_d(t) = \sum_{n=0}^{M-1} C'_{d,n} g_c(t - nT_c) \quad (3-3)$$

式中,  $C'_{d,n} \in \{-1, 1\}$ ,  $g_c(t)$  为门函数, 其表达式如式(3-4)所示。

$$g_c(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{other} \end{cases} \quad (3-4)$$

用跳频图案 (PN 码) 选择矩阵  $A$  中的一行 (频点), 然后把经过 BPSK 基带调制后的数据和选中的这一行进行置换, 假如选择的是倒数第二行, 置换后的结果如下式所示:

$$A_{N,M} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ C'_{d,1} & C'_{d,2} & C'_{d,3} & \cdots & C'_{d,M} \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

然后对  $A_{N,M}$  进行逆傅里叶变换, 得到式(3-6), 如下所示:

$$B_{N,M} = \text{ifft}(A_{N,M}) \quad (3-6)$$

最后进行并串转换再进行载波调制, 把信号给发射出去, 那么发送一个正交扩频码的信号如式(3-7)所示。

$$C'_d(t) = \sum_{n=1}^{NM} \text{Re}(\sqrt{2} A_q B_{1,NM} e^{j2\pi f_c t}) g_c(t - nT_c) \quad (3-7)$$

发送端发送  $N$  比特信息时，发射端的输出如式(3-8)所示。

$$s(t) = \sum_{d=1}^M \sum_{n=1}^{NM} \text{Re}(\sqrt{2}A_q B_{1, NM} e^{j2\pi f_c t}) g_c(t - dNMT_c - nT_c) \quad (3-8)$$

## 3.2 SOCFH-OFDM 方案的接收模块

接收模块的模型如图 3.4 所示，本系统确保收发两端同步，在接收端经过载波解调，串并转换组成用于接下来进行傅里叶变换的矩阵，由于确保了收发两端的同步，因此接收端的跳频图案和发送端的跳频图案能够确定矩阵中的同一行，也就是发射端所选择发射的频点，然后对该行进行 BPSK 基带解调，利用正交扩频码的正交性，把该行的数据和所使用的正交扩频码进行分别相乘，选择其中峰值最大的为所使用的正交扩频码，由该正交码映射出所传递的码片，最后经过解扩、解交织和卷积译码来恢复出所传递的信息。

在 AWGN 信道下，接收端 1 比特信息表示如下式所示：

$$r(t) = s(t) + n(t) + J(t) \quad (3-9)$$

其中  $n(t)$  是单边功率谱密度为  $N_0$  的高斯白噪声， $J(t)$  是干扰信号。

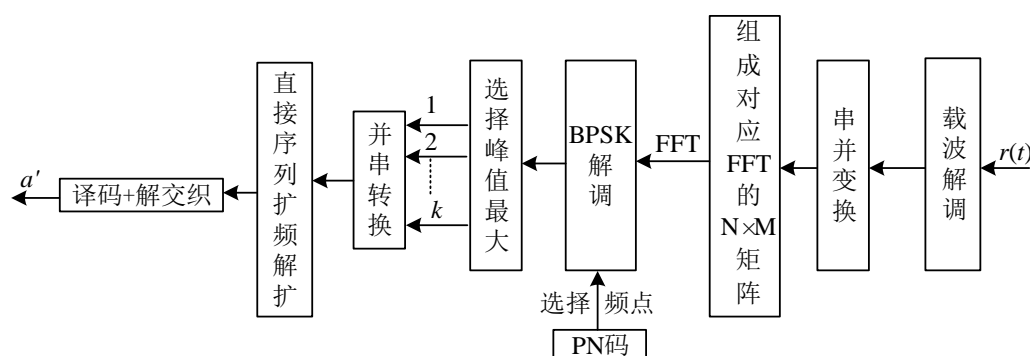


图3.4 系统的接收框图

## 3.3 SOCFH-OFDM 方案的抗干扰性能分析

### 3.3.1 高斯白噪声信道下的抗干扰性能分析

假设接收端和发送端同步，不考虑信道编码，在高斯白噪声信道条件下，假设发送的是第  $q$  个信息码元，那么接收端的信号可以表示为式(3-10)所示，即：



$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (3-10)$$

其中  $n(t)$  可以表示为式(3-11)所示:

$$n(t) = n_c(t) \cos(2\pi f_c t) - n_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (3-11)$$

式中,  $n_c(t)$  和三角函数的余弦函数相乘, 对应同相分量,  $n_s(t)$  和三角函数的正弦函数相乘, 对应正交分量<sup>[29]</sup>。接收端采用相干接收后的信号为下式(3-12)所示:

$$R(t) = \int_0^{T_c} \left( \sqrt{2} C'_d(t) + n(t) \right) (\cos(2\pi f_c t) - j \sin(2\pi f_c t)) g(t) dt \quad (3-12)$$

其中  $C'_d(t)$  如式(3-7)所示, 表示发送端发送 1 比特信息, 此时,  $n(t)$  的均值和方差均为变, 同刚开始定义的相同。

对接收的数据串并转换组成矩阵  $C=N \times M$  并进行 FFT 运算得到式(3-13), 如下所示:

$$W_{N,M} = \text{fft}(C_{N,M}) \quad (3-13)$$

在收发两端同步的条件下, 根据跳频图案选择矩阵中的一行, 即传输该信息所用的载波频率, 进行 BPSK 基带解调后可以表示为式(3-14)所示, 即:

$$W_l(t) = \sum_{n=0}^{M-1} W'_{l,n} g_c(t - nT_c) \quad (3-14)$$

由 BPSK 进行解调后的误比特率为式(3-15)所示, 即:

$$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (3-15)$$

其中  $Q(x)$  为误差补函数或联合误差函数<sup>[16]</sup>, 如下式所示:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du \quad (3-16)$$

然后把该行同正交扩频码进行一一相乘取绝对值得出  $W_l$  如下式所示:

$$\begin{aligned}
W_l &= \left| \int_0^{NT_c} W_l(t) C_d(t) dt \right| \\
&= \begin{cases} |NT_c A_q + B(d, l)|, & d = l \\ |B(d, l)|, & d \neq l \end{cases} \quad (3-17)
\end{aligned}$$

其中  $d$  表示 1 比特信息所用的正交扩谱矩阵中的一个正交扩谱码,  $l$  表示正交扩谱集合中第  $l$  个正交扩谱码, 其中  $B(d, l)$  的均值为 0, 方差  $NT_c N_0/2$ 。第  $d$  个正交扩谱码被判断错误的概率如下式(3-18)所示:

$$P_c(d) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left(1 - P[W_d > (W_1, W_2, \dots, W_{d-1}, W_{d+1}, \dots, W_N)]\right) \quad (3-18)$$

其中,

$$\begin{aligned}
P[W_d > (W_1, W_2, \dots, W_{d-1}, W_{d+1}, \dots, W_N)] &= \\
\underbrace{\int_{-\infty}^{W_d} \int_{-\infty}^{W_d} \dots \int_{-\infty}^{W_d} P(W) dW}_{(N-1)} &= [P(W_d > W_x, d \neq x)]^{N-1} \quad (3-19)
\end{aligned}$$

因此等式(3-18)可以转换为:

$$P_c(d) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left\{1 - [P(W_d > W_x, d \neq x)]^{N-1}\right\} \quad (3-20)$$

其中,

$$\begin{aligned}
P(W_d > W_x) &= 1 - P(W_d < W_x) \\
&= 1 - P(B_x - B_d > NT_c A_q) \quad (3-21)
\end{aligned}$$

因为  $B_x$  和  $B_d$  是高斯随机变量, 其均值为 0, 则差  $B_x - B_d$  也是均值为 0 高斯随机变量, 方差为:

$$E((B_x - B_d)^2) = E(B_x^2) + E(B_d^2) - 2E(B_x B_d) \quad (3-22)$$

由于扩频码  $C_d(t)$  的正交性, 所以  $E(B_x B_d) = 0$ , 得:

$$E\left((B_x - B_d)^2\right) = 2 \frac{NT_c N_0}{2} = NT_c N_0 \quad (3-23)$$

所以差错概率:

$$\begin{aligned} P(W_d < W_x) &= P(B_x - B_d > NT_c A_q) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{NT_c A_q}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (3-24)$$

因此, 第  $d$  个正交扩谱码判断错误的概率是:

$$P_c(d) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left(1 - \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right]^{N-1}\right) \quad (3-25)$$

因此在高斯白噪声信道条件下, 不考虑信道编码, 当发送 1 比特信息时, 错误判决的概率如式(3-26)所示。

$$P_b = P_c = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \left(1 - \left[1 - Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right]^{N-1}\right) \quad (3-26)$$

### 3.3.2 宽带噪声干扰下的抗干扰性能分析

如果把干扰信号假设成是一个零均值的宽平稳高斯过程, 那么假设干扰功率的大小为  $J$ , 从而得到其功率谱密度  $J_0 = J/W$ , 其中,  $W$  是干扰台选择进行干扰的带宽。若敌方是使用额定功率对系统的射频带宽  $W_{ss}$  施加干扰, 则称为宽带干扰, 其噪声功率谱密度为:

$$J_0 = \frac{J}{W_{ss}} \quad (3-27)$$

此时收到的信号是:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (3-28)$$

$n(t)$ 是宽带噪声，等式(3-28)可以表达为：

$$r(t) = s(t) + \sqrt{2}n_I(t)\cos 2\pi ft - \sqrt{2}n_Q(t)\sin 2\pi ft \quad (3-29)$$

其中， $n_I(t)$ ,  $n_Q(t)$ 是低通高斯白噪声，两者之间没有联系，其单边功率谱密度为 $(N_0+J_0)$ ，通常热噪声功率低于干扰功率，故用  $E_b/J_0$  近似为干扰环境下的信噪比， $E_b/J_0$ 为使信息能够正常传输所必需的单位干扰功率谱密度上的比特能量。其中， $E_b$ 为：

$$E_b = ST_b = \frac{S}{R} \quad (3-30)$$

其中， $S$  是功率， $T_b$  是比特持续周期， $R$  是以  $b/s$  为单位的比特速率。接下来可写出  $E_b/J_0$  的表达式如下所示：

$$\frac{E_b}{J_0} = \frac{S/R}{J/W_{ss}} = \frac{W_{ss}/R}{J/S} = \frac{G_p}{J/S} \quad (3-31)$$

其中， $G_p$  为处理增益，其表达式如下：

$$G_p = W_{ss}/R \quad (3-32)$$

$J/S$  可以表示为：

$$\frac{J}{S} = \frac{G_p}{E_b/J_0} \quad (3-33)$$

比值  $J/S$  反映了系统抵御干扰的能力， $J/S$  表示了降低系统性能差错所需的干扰功率与信号功率之比。因此， $J/S$  变大，系统通信就变得更加可靠。

$$P_b = Q \left( \sqrt{\frac{2E_b/N_0}{1+(E_b/N_0)(J/S)/G_p}} \right) \cdot \left( 1 - \left[ 1 - Q \left( \sqrt{\frac{2E_b/N_0}{1+(E_b/N_0)(J/S)/G_p}} \right) \right]^{N-1} \right) \quad (3-34)$$

所以在宽带噪声干扰条件下，噪声功率谱密度  $N_0$  变为  $(N_0+J_0)$ ，于是在宽带干扰条件下提出方案的误比特率为式(3-34)所示。

### 3.3.3 部分频带干扰下的抗干扰性能分析

对于系统受到部分频带干扰时，其接收信号可以表示为如下所示：

$$r(t) = s(t) + n(t) + n_{jm}(t) \quad (3-35)$$

其中  $s(t)$  是传输信号， $n(t)$  是高斯白噪声， $n_{jm}(t)$  是部分频带干扰，用  $J_p$  表示部分频带干扰的功率谱密度， $W_s$  表示子信道的带宽， $W_{jm}$  是部分频带干扰带宽，现在考虑， $W_{jm} < W_s$  即干扰带宽小于子信道带宽，接收到的信号经过相关器输出为：

$$\begin{aligned} H(t) = & \rho \cos[w_{IF}t + \theta_d(t)] + \\ & n(t) \left\{ 2c \cdot \cos[(w_\lambda + w_{IF})t + \theta_s(t)] \right\} + \\ & n_{jm}(t) \left\{ 2c \cdot \cos[(w_\lambda + w_{IF})t + \theta_s(t)] \right\} \end{aligned} \quad (3-36)$$

其中  $\rho$  指单个扩频码的自相关函数， $c$  表示单个子信道的正交码，上式中的第三部分的功率谱密度是由干扰谱密度和扩谱密度的卷积得出。因此可以推导出，部分频带干扰输出端的谱密度如下所示：

$$S(\pm f_{IF}) = \frac{J_p}{W_s} \int_{f_{jm}-W_{jm}/2}^{f_{jm}+W_{jm}/2} \text{Sinc}^2 \left[ \frac{2}{W_s} (f_\lambda - x) \right] dx \quad (3-37)$$

其中， $\lambda=1,2,\dots,M$ 。在这种情况下，接收机仍然可以获得  $M-1$  个自相关的峰值，并且可以正常恢复出数据。

有时对敌方整个频带实施干扰，往往是不切合实际的，因为这需要大的干扰功率才能是对方正常的通信不能进行，从而受到破坏。因此，更多的时候是对整个频带内的部分频带进行干扰，这时就需要确定干扰的频带的大小，定义干扰因子  $\eta (0 < \eta \leq 1)$  表示部分频带干扰占传递信号所使用带宽比例。例如，假设部分频带  $W = \eta W_{ss}$ ，为了让干扰功率  $J$  固定，那么功率谱密度为  $J_0/\eta$ ，即：

$$J = J_0 W_{ss} \quad (3-38)$$

在部分频带干扰的情况下，所提方案的误比特率为：

$$P_b = (1-\eta)Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\left(1-\left[1-Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)\right]^{N-1}\right) + \eta Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + J_0/\eta}}\right)\left(1-\left[1-Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + J_0/\eta}}\right)\right]^{N-1}\right) \quad (3-39)$$

在干扰环境中，通常  $J_0 \gg N_0$ ，所以式(3-39)可以化简为：

$$P_b = \eta Q\left(\sqrt{\frac{2\eta E_b}{J_0}}\right)\left(1-\left[1-Q\left(\sqrt{\frac{2\eta E_b}{J_0}}\right)\right]^{N-1}\right) \quad (3-40)$$

### 3.4 SOCFH-OFDM 方案的仿真分析

下面在 MATLAB 平台上基于蒙特卡罗（Monte Carlo）方法对 SOCFH-OFDM 方案进行的仿真分析，对系统各个模块的仿真均采用编码的形式进行仿真，整个 MATLAB 的仿真流程如图 3.5 所示。

在图 3.5 中信源发送的信息经过卷积编码和交织后进行直接序列扩频，这里的目的是让经过卷积编码后每比特信息能够映射一个多进制扩频中的伪码，然后进行 BPSK 基带调制，经调制后的信息组成符合 IFFT 运算的矩阵，经过 IFFT 运算后，对信息数据进行并串转换，最后经过滤波和射频发射出去，接收端进行滤波器处理，组成进行 FFT 变换的对应矩阵，进行 FFT 运算，然后多进制扩频解扩，直接序列扩频解扩以及最后的解交织和译码，从而恢复出发射端所发射的信息。

卷积编码采用 1/2 卷积编码，直扩所用的伪码序列为小 m 序列，多进制扩频所用的扩频伪码是正交 walsh 码，对于无人机数据链受到的常见的干扰包括窄带干扰，部分频带干扰和宽带噪声干扰。

本次仿真主要比较的是系统在高斯白噪声信道条件下的抗部分频带干扰性能和抗宽带噪声干扰性能。仿真比较的对象是文章[33]中提出的正交码时分多子信道扩谱调制（OC-TDMSCSSM）方案，该方案比传统的 DS/FH 技术的抗干扰性能要好，所以只要本方案比 OC-TDMSCSSM 方案的性能好，那么其性能也优于传统的 DS/FH 混合扩频技术。

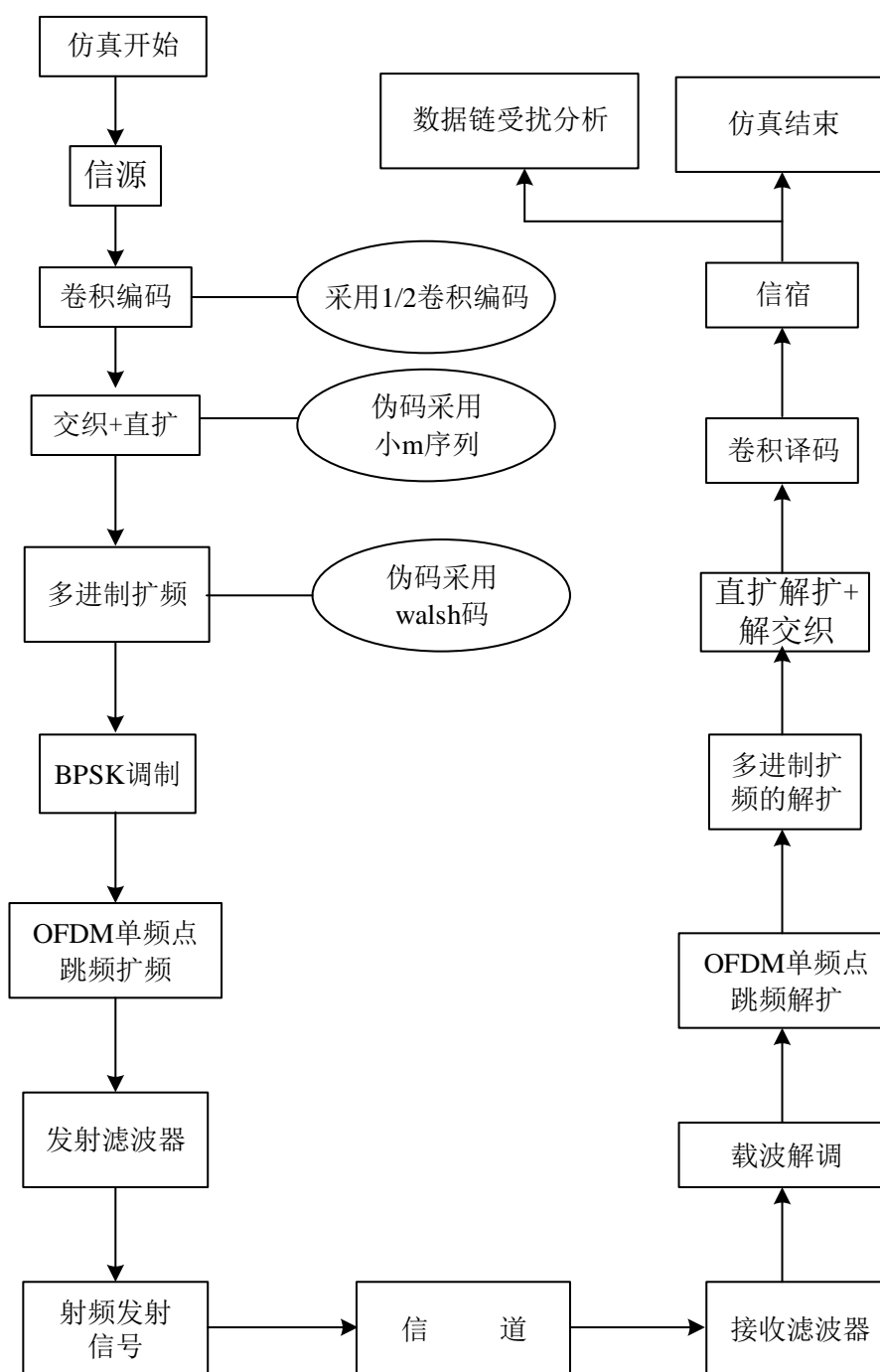


图3.5 SOCFH-OFDM 抗干扰方案的流程图

下面是进行 MATLAB 仿真时主要参数的取值列表，在表 3.1 中主要给出了信源的速率，直接序列扩频的增益，所用的多进制扩频码，OFDM 跳频点个数，以及发射时所用的载波频率，正交码时分多子信道扩频调制（OC-TDMSCSSM）所用的主要参数取值和前者一样，具体参数的取值如表 3.1 所示。

表3.1 SOCFH-OFDM 仿真参数

符号及取值 仿真参数	符号	取值
信源速率	R	3.2kbps
直扩增益	$G_1$	8
多进制扩频	$G_2$	(512,8)
OFDM 跳频点	$G_3$	8
系统带宽	W	26.2144MHz
载波频率	$f_c$	30MHz

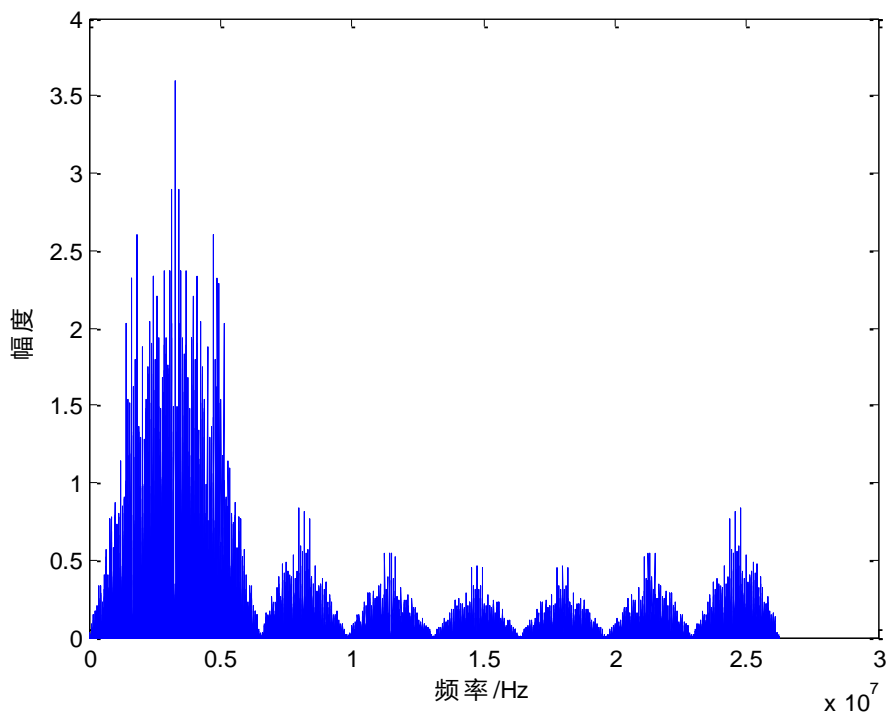


图3.6 SOCFH-OFDM 方案的频点跳变图 1

在图 3.6 和图 3.7 中仿真了 SOCFH-OFDM 方案的跳频图案，在仿真的过程中为了凸显跳频点和跳频点之间的变化，保持了连续多跳在同一跳频点，以及在图 3.7 保留了图 3.6 中的跳频点，图 3.6 为前一个频点的跳变位置，图 3.7 是后一次跳频点的跳变位置，从而能够明显看出系统进行了频率的跳变。从跳频图案中可以发现共有 8 个跳频点，以及总的带宽为 26.2144MHz，相邻两个跳频点有一半的带宽是相互交叠的，这符合 OFDM 的特性：频谱利用率高。



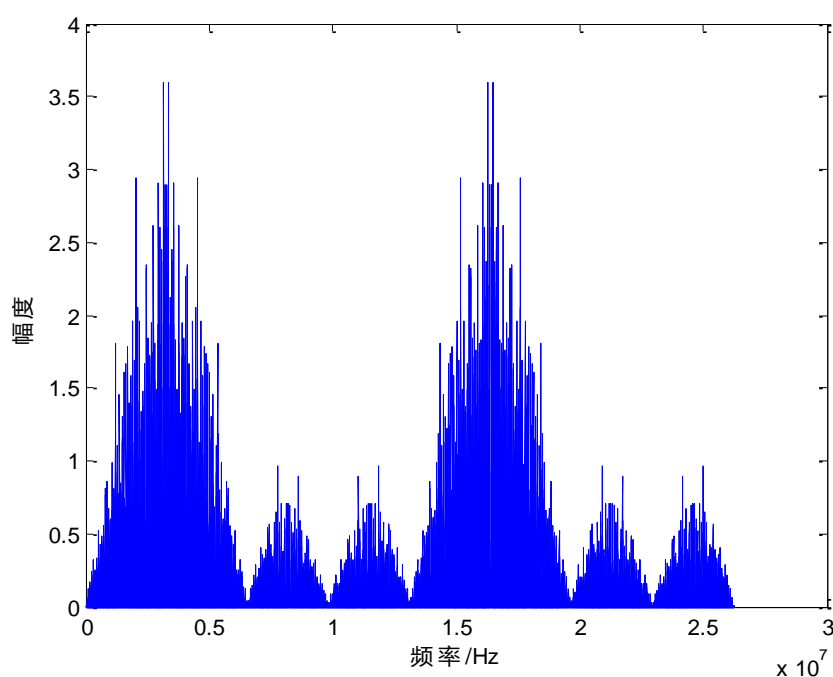


图3.7 SOCFH-OFDM 方案的频点跳变图 2

在图 3.8 中仿真了宽带噪声干扰，具体就是在 MATLAB 平台上，用带通滤波器滤出高斯白噪声产生的，从图中可以看出对整个系统的带宽进行了干扰，图 3.9 是同样的道理，产生的部分频带干扰的带宽为 4MHz。

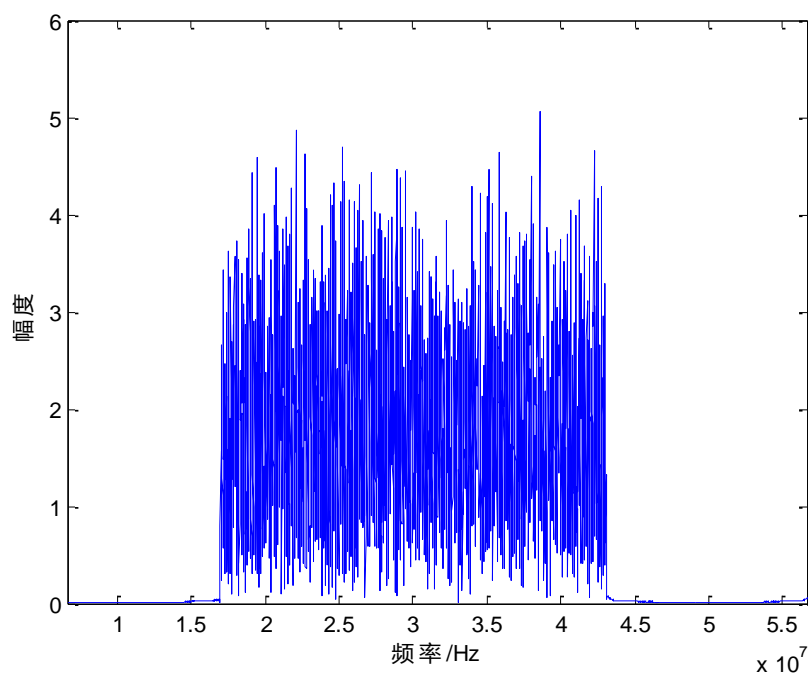


图3.8 宽带噪声干扰

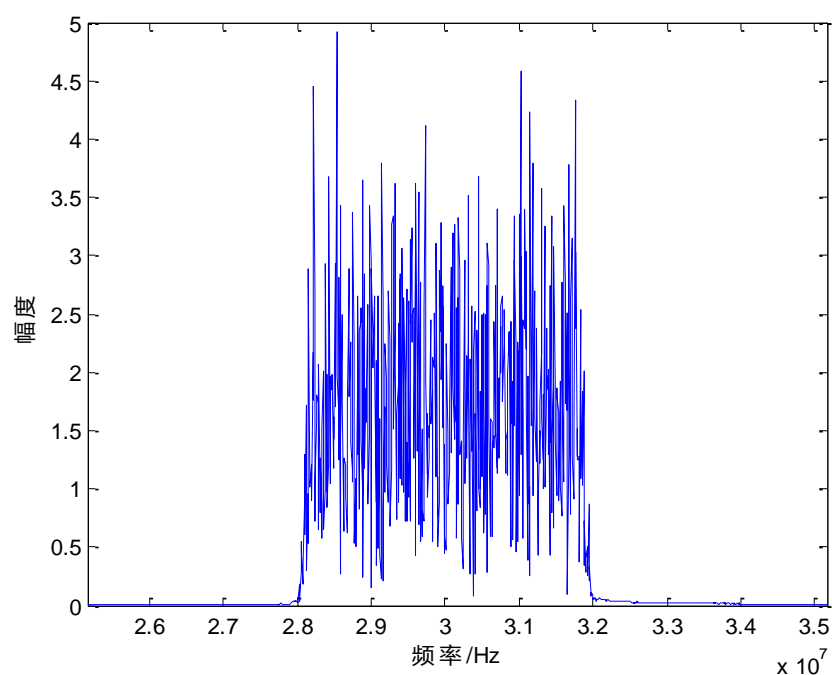


图3.9 部分频带干扰

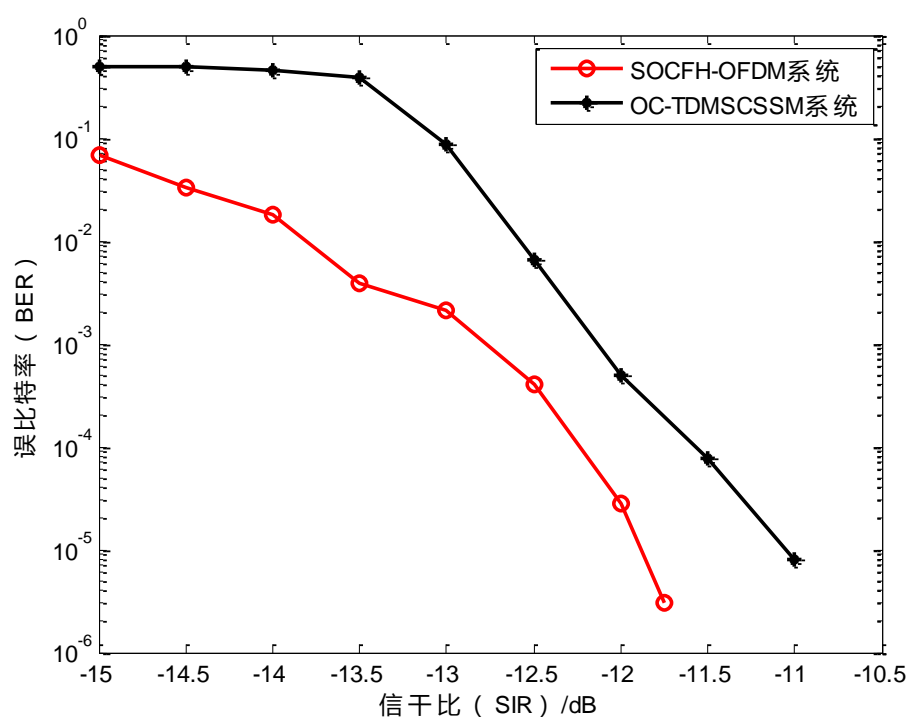


图3.10 AWGN 信道下宽带噪声干扰下的误比特率 (BER)

在图 3.10 中仿真了 AWGN 信道下, 方案 SOCFH-OFDM 的抗宽带噪声干扰的性能, 从图中分析得到随着信干比(SIR)的提高, SOCFH-OFDM 系统和 OC-TDMSCSSM

系统在宽带噪声干扰条件下，误比特率（BER）越来越小。在 SIR 小于-13.5dB 时，OC-TDMSCSSM 系统的误比特率基本不变，误比特率非常大，此时数据链通信不能正常进行，当 SIR 大于-13dB 以后，OC-TDMSCSSM 系统的曲线下降的比較快，而 SOCFH-OFDM 系统的误比特率曲线比較平缓。在误比特率介于  $10^{-3}$  到  $10^{-4}$  之间两者的抗宽带噪声干扰性能最接近，在误比特率 BER 等于  $10^{-5}$  的时候，SOCFH-OFDM 系统的抗宽带噪声干扰的性能比 OC-TDMSCSSM 提高 1dB 左右，因此在 AWGN 信道条件下，前者要高于后者的抗宽带噪声干扰的性能。

在图 3.11 中仿真了高斯白噪声（AWGN）信道条件下，SOCFH-OFDM 系统的抗部分频带干扰的性能，从图中可以看出随着信干比（SIR）的提高，SOCFH-OFDM 系统和 OC-TDMSCSSM 系统在部分频带干扰条件下，误比特率（BER）越来越小，在信干比（SIR）小于-22dB 时，两者的抗部分频带干扰的性能一样差，基本上这时系统的性能处于瘫痪状态，数据链通信不能够进行正常的通信。当 SIR 大于-22dB 以后，OC-TDMSCSSM 系统的误比特率曲线下降的比較慢，而 SOCFH-OFDM 系统的误比特率下降的比較快。随后两者的差距逐渐趋于稳定，在误比特率为  $BER=10^{-5}$  的时候，SOCFH-OFDM 系统的抗部分频带干扰的性能比 OC-TDMSCSSM 的性能提高 1dB 左右，因此在 AWGN 信道下，SOCFH-OFDM 的抗部分频带干扰的性能要高于 OC-TDMSCSSM。

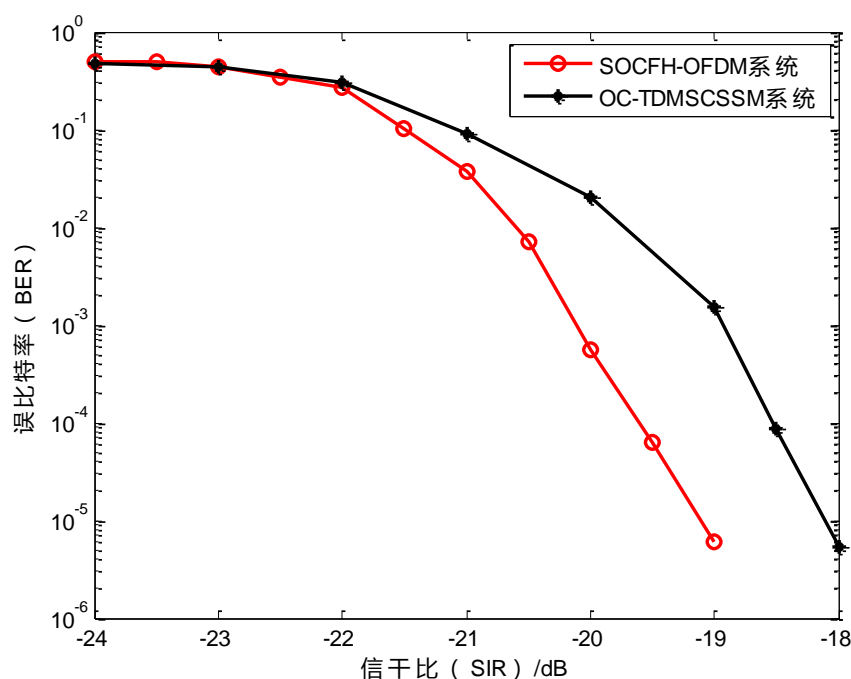


图3.11 AWGN 信道下部分频带干扰下的误比特率（BER）

### 3.5 本章小结

本章首先分析了方案：单一正交码跳频正交频分复用（SOCFH-OFDM）的整体框图，然后对方案 SOCFH-OFDM 的发射框图和接收框图进行了原理分析，接着对其在 AWGN 信道下的抗干扰性能进行分析，然后分别分析了以高斯白噪声为背景噪声，方案 SOCFH-OFDM 在宽带噪声干扰下和部分频带干扰下方案的抗干扰性能，并推导出了误比特率公式，并在 MATLAB 平台上进行了仿真分析。

## 第四章 频谱感知多进制跳频正交频分复用抗干扰方案

数据链通信中抗干扰技术都有其优点和缺点，只有不断放大每个技术的优点才能最大化利用该技术的优势，本章在频谱感知技术和正交码时分多子信道扩谱调制（OC-TDMSCSSM）基础上提出了频谱感知多进制跳频正交频分复用（SSMFH-OFDM）方案来提高无人机数据链的抗干扰性能。

### 4.1 SSMFH-OFDM 方案未加频谱感知时的抗干扰性能分析

经过分析和研究发现，对于 OC-TDMSCSSM 方案，可以进行改进从而来提高无人机数据链的抗干扰性能。主要修改的方案就是在 M-ary-SS 技术前不再加 DSSS 技术。未加频谱感知时 SSMFH-OFDM 方案具体的整体组合框架如图 4.1 所示。

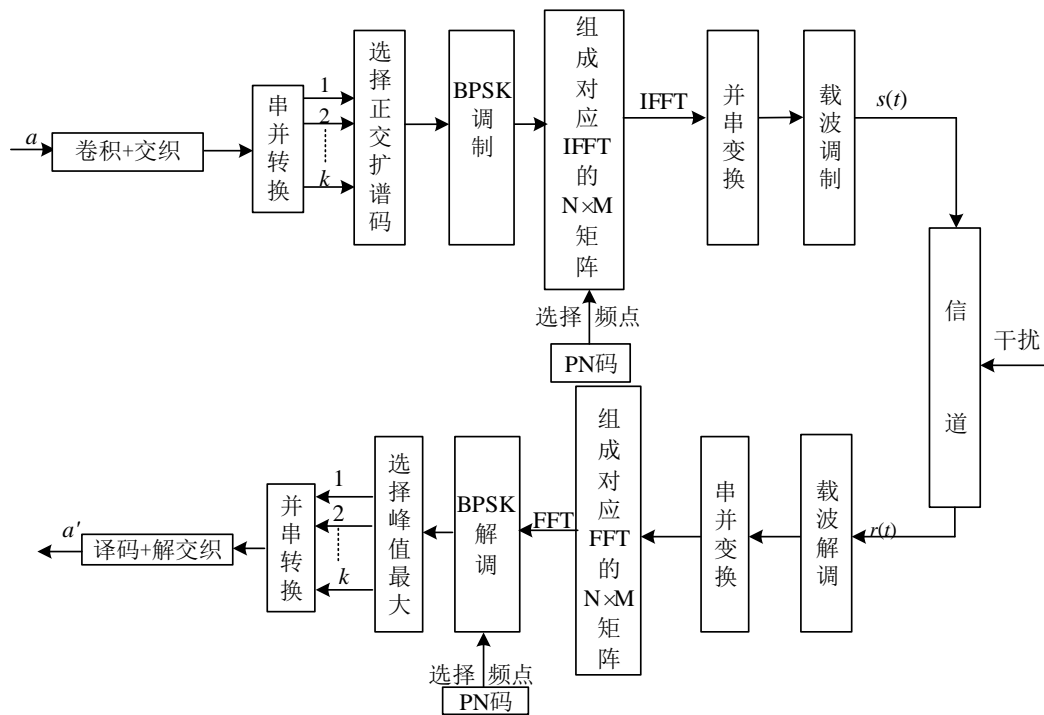


图4.1 未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案的组合框架

在图 4.2 中给出了未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案的整体 MATLAB 仿真图，仿真时，频率选择所用的伪码仍然采用小 m 序列，M-ary-SS 所用的伪码仍然是 walsh 正交码。信源发送的信息经过卷积编码和交织后，进行 BPSK 基带调制，这里去掉直接序列扩频的目的会在后面的仿真分析中加以说明，主要原因是从多进制扩频和计算复杂度方面出发。然后经调制后的信息组成符合相应 IFFT 运算的矩阵，对信息数据

进行并串转换变成串行数据，最后经过滤波和射频发射出去，接收端对滤波后的数据进行解调，将解调后的数据串并转换组成进行 FFT 运算的矩阵，实施 FFT 运算后，对其进行多进制扩频解扩，对解扩后的信息解交织和译码，这样就能够得到发射端所发射的信息。

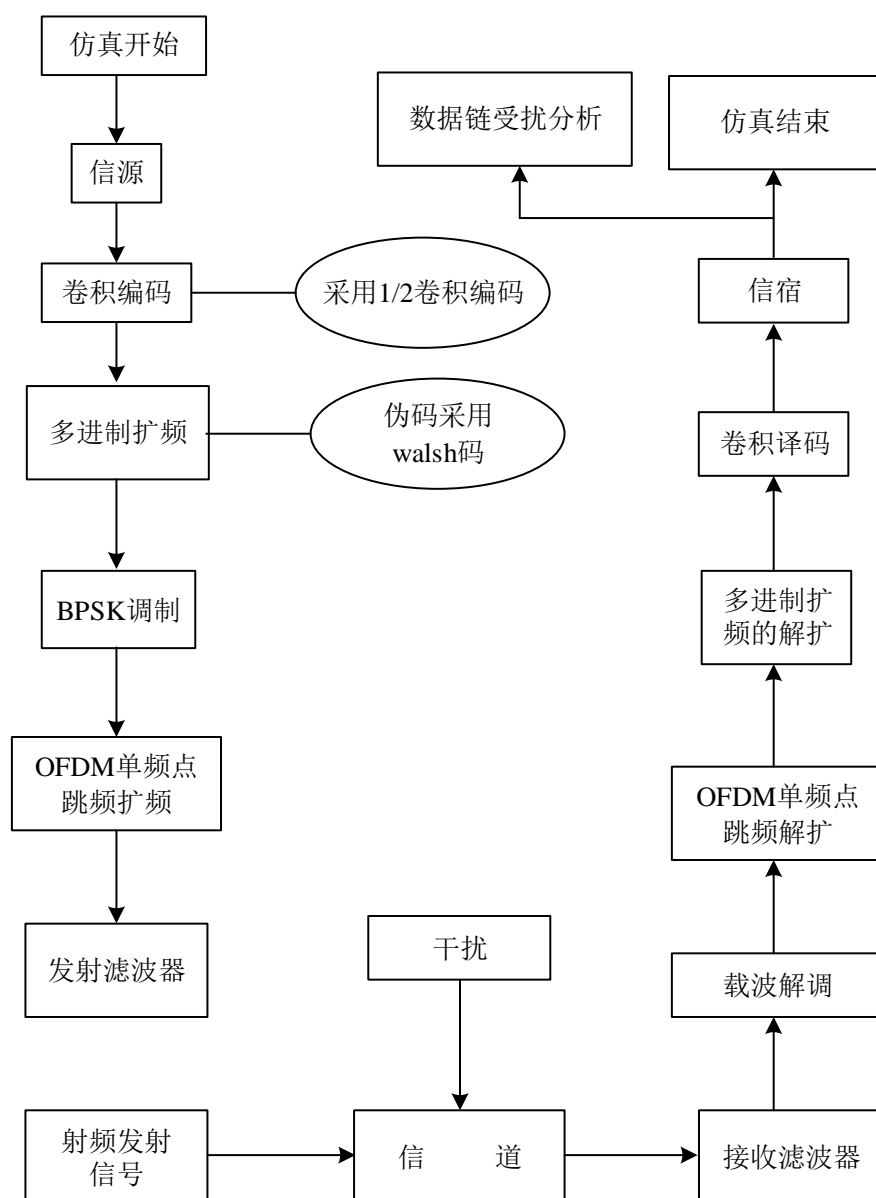


图4.2 未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案的流程图

在第二章中对 M-ary-SS 技术进行了比较深入的分析，在图 2.16 仿真了 AWGN 信道条件下，M-ary-SS 技术和 DSSS 技术的抗干扰性能对比。并在第三章指出多进制扩频用  $(N, k)$  表示，首先在图 4.3 中仿真了  $(512, 8)$  多进制扩频和  $(256, 4)$  M-ary-SS 技术以及同等扩频增益的 DSSS 技术的对比图，从图 4.3 中可以看出，随着  $k$  的增加，M-ary-SS 的抗干扰性能逐渐提高，但是它们有一个共同点，就是在信噪比  $(E_b/N_0)$

比较小的时候, 前者的抗干扰性能并不比后者的要好。在  $E_b/N_0$  高于 0dB 时, 多进制扩频的误比特率曲线开始变得比较陡, 而直接序列扩频的误比特率曲线比较平缓, 所以 M-ary-SS 技术的抗干扰性能要优于 DSSS 技术。

因此, 如果在多进制扩频前面加上两个甚至以上的技术来提高系统的抗干扰性能的话, 可能会造成系统抗干扰性能上的得不偿失, 因为在误比特率很低的时候, 多进制扩频的抗干扰性能是比直扩要好的, 如果在其前面加上一个提高抗干扰性能的方法比如直接序列扩频, 那么此时低误比特率情况下, 直接序列扩频肯定能够将其纠正过来, 只能在高误比特率情况下, 还会剩余有低误比特率的情况, 在这种情况下, 多进制扩频的抗干扰性能并不是很好, 这样一来在前面再加上信道编码来增强方案抗干扰能力将会变成拆东墙补西墙的局面, 因此多进制扩频前面除了加信道编码外, 尽量不能再有其他的抗干扰方法。

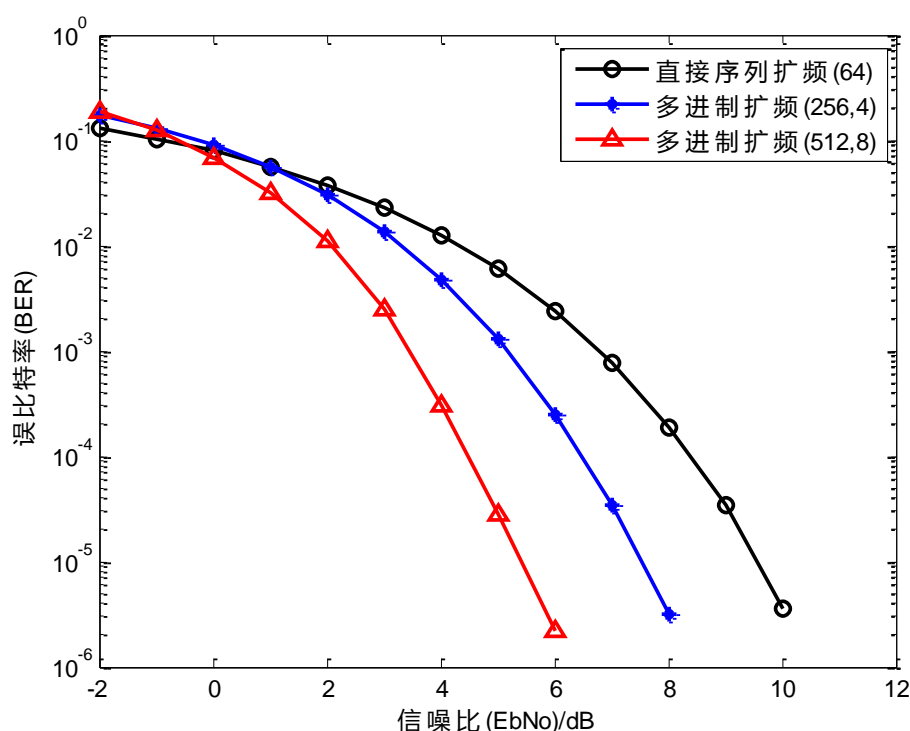


图4.3 直接序列扩频和多进制扩频的比较

在图 4.4 中仿真了, 未加信道编码的多进制扩频仿真, 多进制扩频加卷积编码的组合仿真, 以及多进制扩频加卷积编码和交织的组合仿真, 从仿真图 4.4 中可以看出加入信道编码卷积编码后, 多进制扩频技术的抗干扰性能比没有加信道编码的性能还要差, 首先是因为多进制扩频技术产生的误码错误为突发型错误, 而所用的卷积编码采用的译码主要用来纠正随机错误, 因此, 需要采用交织技术来将多进制扩频产生的突发型错误转变成随机错误, 这样有利于发挥卷积编码和译码的抗干扰性能。数据链

通信对实时性的要求比较高,在这里使用了比较简单的矩阵分组交织器,来完成将数据的交织与解交织,从而将多进制扩频产生的突发型错误转变成随机型错误,从而提高数据链系统的抗干扰性能。

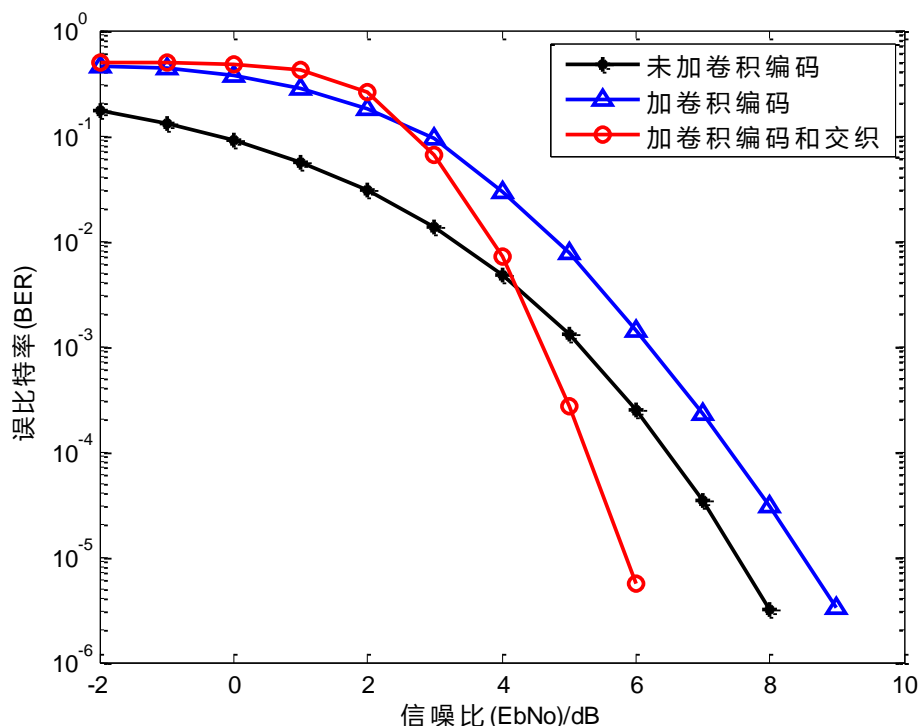


图4.4 多进制扩频 (256,4) 的抗干扰性能比较

从图 4.4 中可以看到,当多进制扩频技术加上卷积编码和交织后,在信噪比比 4dB 低时,加上交织后多进制扩频的抗干扰性能还是没有未加信道编码的多进制扩频的抗干扰性能好,但是此时误比特率偏高,都不能进行信息的正确传输,当信噪比比 4dB 高时,加上交织后多进制扩频的抗干扰性能开始优于未加信道编码的多进制扩频的抗干扰性能。在误比特率达到  $10^{-5}$  左右的时候,加上交织后系统的抗干扰性能提高了 1.7dB 左右。在这里可以发现,交织对于多进制扩频技术的重要性,而且交织技术必须和多进制扩频紧邻在一起,如果中间加了 DSSS 技术将会减弱交织对 M-ary-SS 技术抗干扰性能的提升,甚至带来负面的影响,就像图 4.4 中所示的加卷积编码和未加卷积编码的对比曲线一样。但是如果把交织放在直接序列扩频的后面,那么需要交织的数据将会增多,这样一来就增加了系统的计算量,使得系统变得更加复杂。

因此,综合图 4.3 和图 4.4 可以得出,首先交织技术相对多进制扩频技术来说是非常重要的一环,必须紧邻多进制扩频才能够发挥其重要性。其次,多进制扩频技术前面尽量避免前面再加上其它的抗干扰技术,否则可能会带来得不偿失的结果。在随后的仿真图 4.5,图 4.6 以及图 4.7 中分别给出了系统在高斯白噪声下,部分频带干扰



以及宽带噪声干扰下此时方案的抗干扰性能同 OC-TDMSCSSM 系统抗干扰性能对比趋势图。

在表 4.1 中给出了此时方案仿真所用参数，多进制扩频采用的是 (1024,8) 的多进制扩频。而方案 OC-TDMSCSSM 的仿真参数在选取上如表 4.2 所示，直接序列扩频采用扩频增益为 8 的直接序列扩频，多进制扩频在这里采用的是 (256,8) 的多进制扩频，这里主要是为了保证方案的最后扩频后的射频带宽同方案 OC-TDMSCSSM 方案的射频带宽相同，从而能够在接下来抗干扰性能的仿真中正确的作出判决。在接下来仿真了在高斯白噪声信道下，宽带噪声干扰下以及带宽为 1MHz 的部分频带干扰下，此时方案的抗干扰性能。

表4.1 未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案仿真参数表

符号及取值 仿真参数	符号	取值
信源速率	R	3.2kbps
多进制扩频	$G_2$	(1024,8)
OFDM 跳频点	$G_3$	8
系统带宽	W	6.5536MHz

表4.2 OC-TDMSCSSM 的仿真参数表

符号及取值 仿真参数	符号	数值
信源速率	R	3.2kbps
直接序列扩频	$G_1$	4
多进制扩频	$G_2$	(256,8)
OFDM 跳频点	$G_3$	8
系统带宽	W	6.5536MHz

在图 4.5 中仿真了未加频谱感知时方案和 OC-TDMSCSSM 系统在高斯白噪声信道下的抗干扰性能，可以看出方案的抗干扰性能随着信噪比 ( $E_b/N_0$ ) 的增加，抗干扰性能逐渐提高，在误比特率为  $10^{-5}$  时，方案的抗干扰性能比 OC-TDMSCSSM 系统的抗干扰性能要好，此时前者的信噪比  $E_b/N_0$  约等于 5dB 后者的信噪比  $E_b/N_0$  约等于 8dB，因此性能提高 3dB 左右。

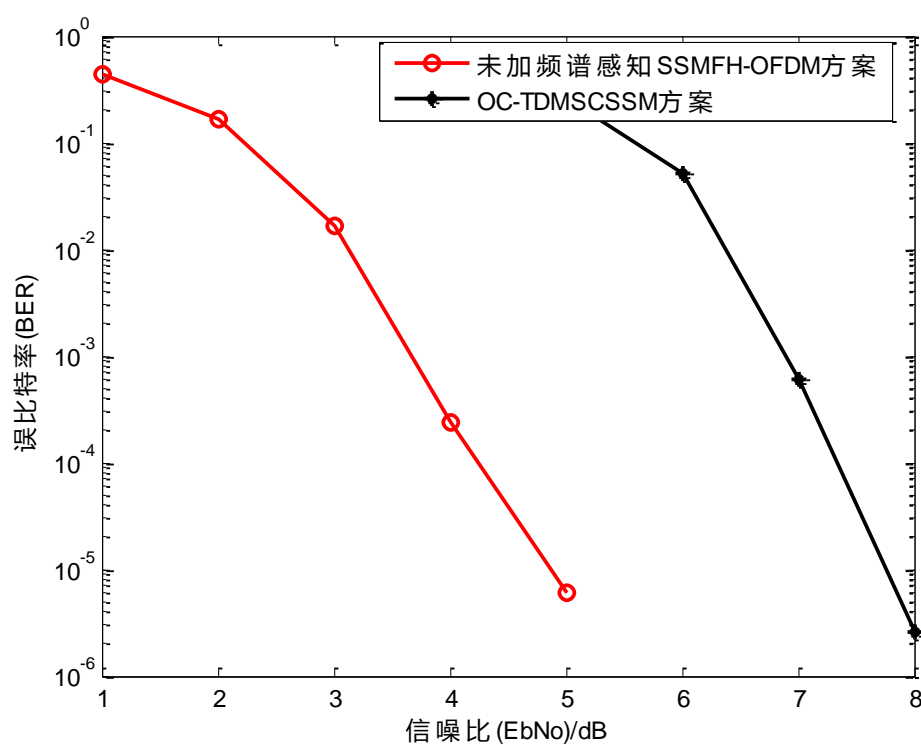


图4.5 高斯白噪声信道下的误比特率曲线

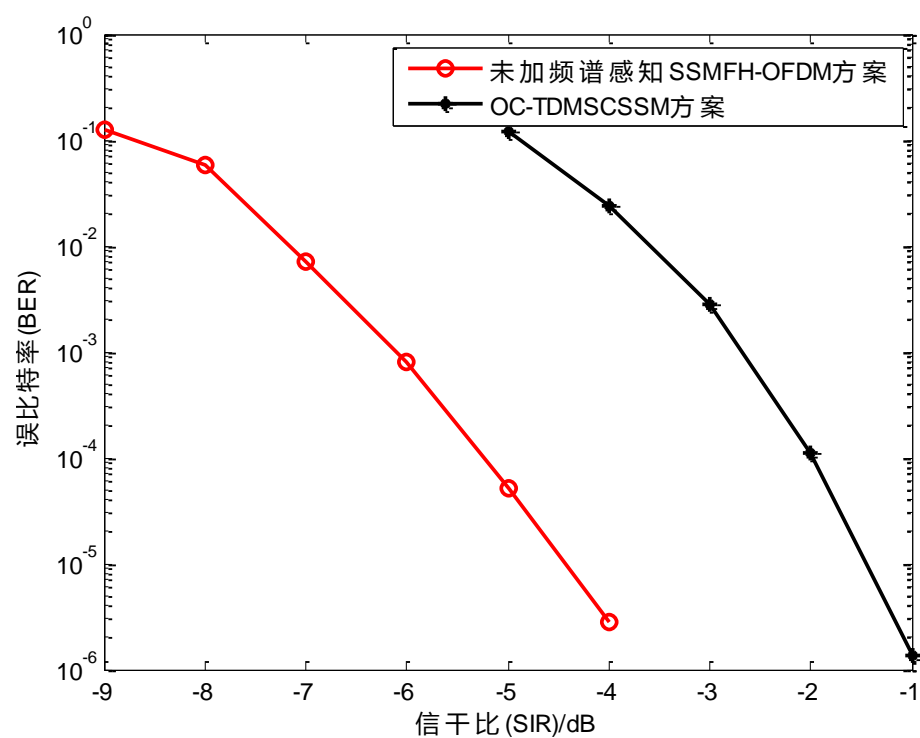


图4.6 部分频带干扰下的误比特率曲线

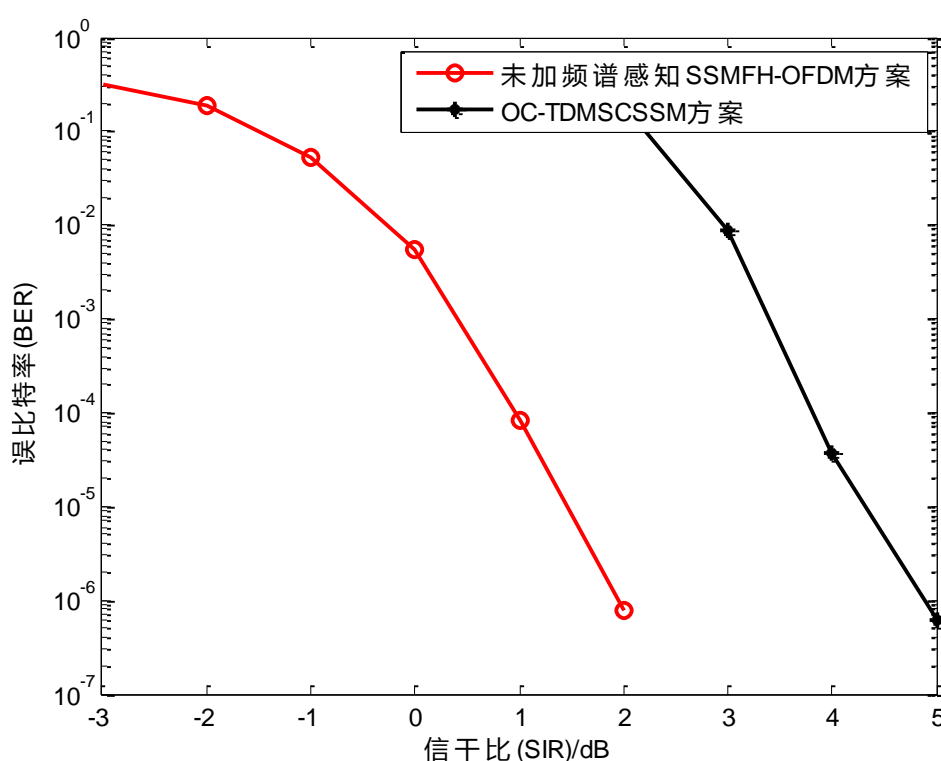


图4.7 宽带噪声干扰下的误比特率曲线

在图 4.6 中仿真了未加感知时 SSMFH-OFDM 方案和 OC-TDMSCSSM 方案在部分频带干扰下的抗干扰性能, 此时部分频带的带宽为 1MHz, 可以看出未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案的抗干扰性能随着信干比 (SIR) 的增加, 误比特率在逐渐减小, 刚开始曲线下降的较慢, 后来开始下降的较快, 在误比特率为  $10^{-5}$  时, 此方案的抗干扰性能比 OC-TDMSCSSM 系统的抗干扰性能要好, 同在高斯白噪声下的抗干扰提高的性能相差无几, 提高 3dB 左右。

在图 4.7 中仿真了未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案和 OC-TDMSCSSM 方案在宽带噪声干扰下的抗干扰性能, 此时对整个系统的频谱带宽进行了干扰, 可以看出前者的抗干扰性能随着信干比 (SIR) 的增加, 误比特率在逐渐减小, 刚开始曲线下降的较慢, 随后下降的较快, 在误比特率为  $10^{-6}$  时, 未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案的信干比约等于 2dB, OC-TDMSCSSM 系统的信干比约等于 5dB 左右, 抗宽带噪声干扰的性能大约提高 3dB 左右。

综上所述, 交织技术相对多进制扩频技术来说是非常重要的一环, 必须紧邻多进制扩频才能够发挥其重要性。多进制扩频技术前面尽量避免前面再加上其它的抗干扰技术, 否则会破坏掉多进制扩频带来的抗干扰性能上的提升, 反而让其抗干扰性能会变得很差。

## 4.2 SSMFH-OFDM 方案的抗干扰性能分析

传统通信系统所用干扰抑制技术中的其中一种是通过在接收端添加滤波器等其它抑制技术来降低干扰信号的强度，甚至是消除这种干扰信号，但是在用这种技术时往往会对有用的信号有一定的影响，以至于有用信号在规定的带宽内信号的强度会降低，致使在即将要进行的信号处理过程中，使得系统的误比特率得到提升，达到得不偿失的作用。现在信息技术开始向着智能化的方向发展，其中认知无线电中的频谱感知技术对于数据链通信的抗干扰性能的提升具有一定的作用<sup>[34]</sup>。

频谱感知技术是指在检测的频段内看是否有授权用户正在使用或者干扰信号的存在，对于数据链通信链路来说，在这里只考虑是否有干扰信号的存在。在认知设备中，接收信号能够概括为一个二元假设问题，其检验模型能够概括表示为：

$$\begin{cases} H_0 : r(t) = n(t) \\ H_1 : r(t) = h(t) * x(t) + n(t) \end{cases} \quad (4-1)$$

其中  $n(t)$  是均值为 0 方差为  $\sigma^2$  为高斯白噪声， $r(t)$  表示认知设备收到的信息序列， $x(t)$  在这里表示干扰信号序列， $*$  表示  $h(t)$  和  $x(t)$  的卷积， $h(t)$  表示信道中的信道增益，观测时间用  $t$  表示，那么  $H_0$  代表干扰信号在检测频段范围内不存在， $H_1$  则相反<sup>[35]</sup>。根据  $r(t)$  构造相应的检验统计量  $T(r)$ ，依据  $T(r)$  及判决规则如式(4-2)所示，即：

$$T(r) \begin{matrix} > \\ < \end{matrix} \begin{matrix} D_1 \\ D_0 \end{matrix} \lambda \quad (4-2)$$

得出检测结果  $D_0$  以及  $D_1$ ， $\lambda$  为判决门限， $D_0$  表示判决出没有干扰信号，而  $D_1$  则相反<sup>[36]</sup>。从而确定干扰的频谱范围，假如干扰范围是  $F_j$ ，假设 OFDM 的各个频点为  $f_i \in \{f_1, f_2 \cdots f_N\}$ ，其中  $N$  是 OFDM 中所用的频点数，各个频点的带宽设为  $B$ ，然后根据式(4-3)判断。

$$\begin{cases} f_i \pm \frac{B}{2} \in F_j, a_i = 0 \\ f_i \pm \frac{B}{2} \notin F_j, a_i = 1 \end{cases} \quad (4-3)$$

根据  $a_i \in \{a_1, a_2 \cdots a_N\}$  的值来判断对应频点是否应该用来传递数据，如果  $a_i=0$  则表示该频点不能使用，此时在该频点上添加 0，同时在跳频点集中去掉该频点，也就是

该频点不再作为跳频点，具体过程如图 4.8 所示。

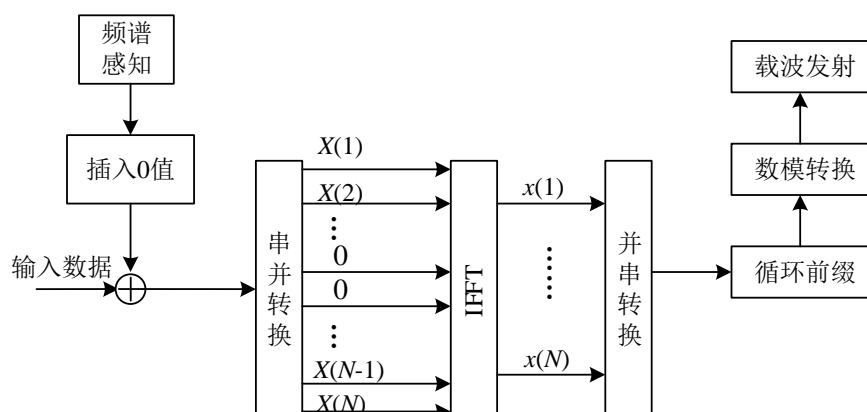


图4.8 OFDM 根据频谱感知结果添加 0 的框图

频谱感知的性能用检测概率  $P_d$ ，虚警概率  $P_f$  和丢失概率  $P_m$ ，来衡量，具体如下所示：

$$\begin{cases} P_d = P(D_1/H_1) \\ P_f = P(D_1/H_0) \\ P_m = P(D_0/H_1) \end{cases} \quad (4-4)$$

$P_d$  值越大表示频谱感知的性能越好，频谱利用率同  $P_f$  的值有关， $P_f$  值越大表示频谱利用率越低，反之频谱利用率越高， $P_m=1-P_d$  过高，这时再传递信号的话，将会对信号产生的严重干扰， $P_d$ 、 $P_f$  和  $P_m$  的大小与判决门限的选取有关， $P_f$  的值随着判决门限的增大而降低，而  $P_m$  的值增加，那么  $P_d$  的值则跟随着降低，这时候会影响无人机数据链的抗干扰性能。

因此通过感知周围环境频谱的情况来确定 OFDM 的跳频点数那些不可用，然后避免在这些频率点上进行跳频，从而提高系统的抗干扰性能。抗干扰方案 SSMFH-OFDM 还有一个优点就是接收端不需要频谱感知这一模块，从而降低了数据链接收端的复杂度，这主要得益于 OFDM 子载波之间的正交性。

在图 4.9 和图 4.10 中给出了抗干扰方案 SSMFH-OFDM 的发射框图，从图中可以看出根据频谱感知的结果，然后对频谱分析来确定存在干扰的频点，对存在干扰的频点，添加 0，其具体做法在上图 4.8 中已经介绍。

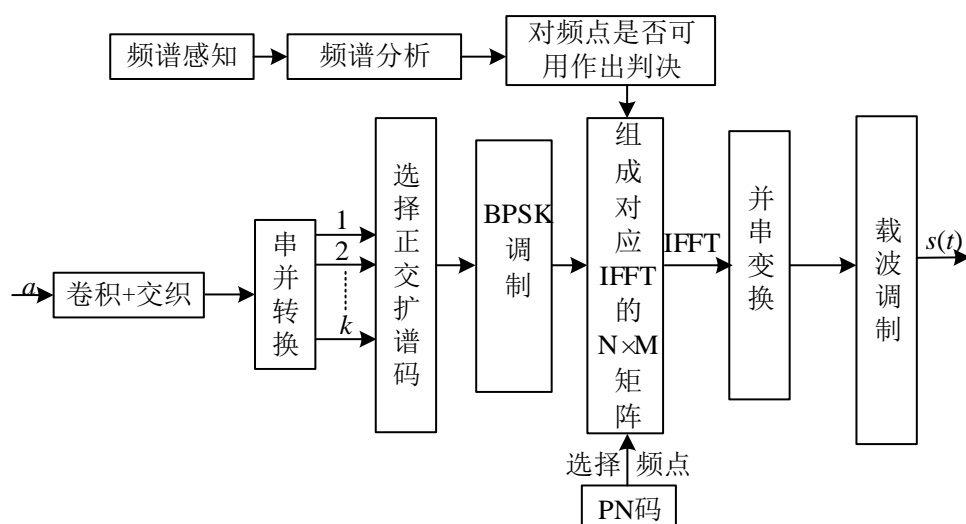


图4.9 SSMFH-OFDM 方案的发射框图

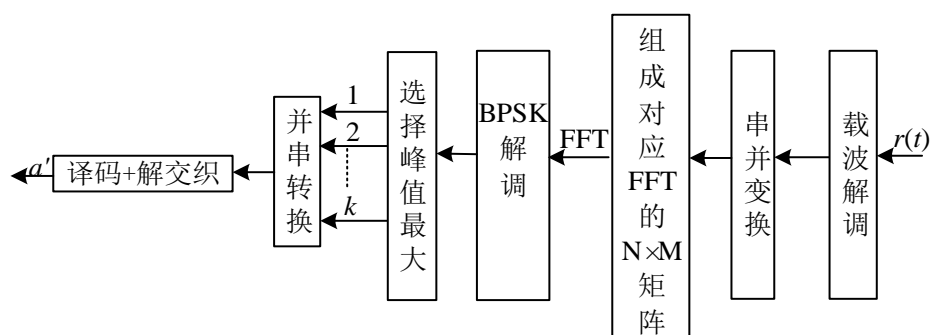


图4.10 SSMFH-OFDM 方案的接收框图

在选择完特定的频点后，在一个多进制扩频伪码的时隙内，都选择用这个频点。具体见式(4-5)，式中列的值代表多进制扩谱伪码的长度，行代表 OFDM 中的频点数，其中没有添加 0 的行表示这些频点是可以选择用来作为跳频点来传递数据。

$$A_{N,M} = \begin{bmatrix} D_{1,1} & D_{1,2} & D_{1,3} & \cdots & D_{1,M} \\ D_{2,1} & D_{2,2} & D_{2,3} & \cdots & D_{2,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ D_{d,1} & D_{d,2} & D_{d,3} & \cdots & D_{d,M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ D_{N,1} & D_{N,2} & D_{N,3} & \cdots & D_{N,M} \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

在图 4.11 中给出了 OFDM 的频谱图，为了便于描述横坐标采用归一化频率，为了说明问题，此时 IFFT 的点数是 512 个，有用的子载波数是 400 个，在这里只是为了说明频点的选择和频谱的关系。

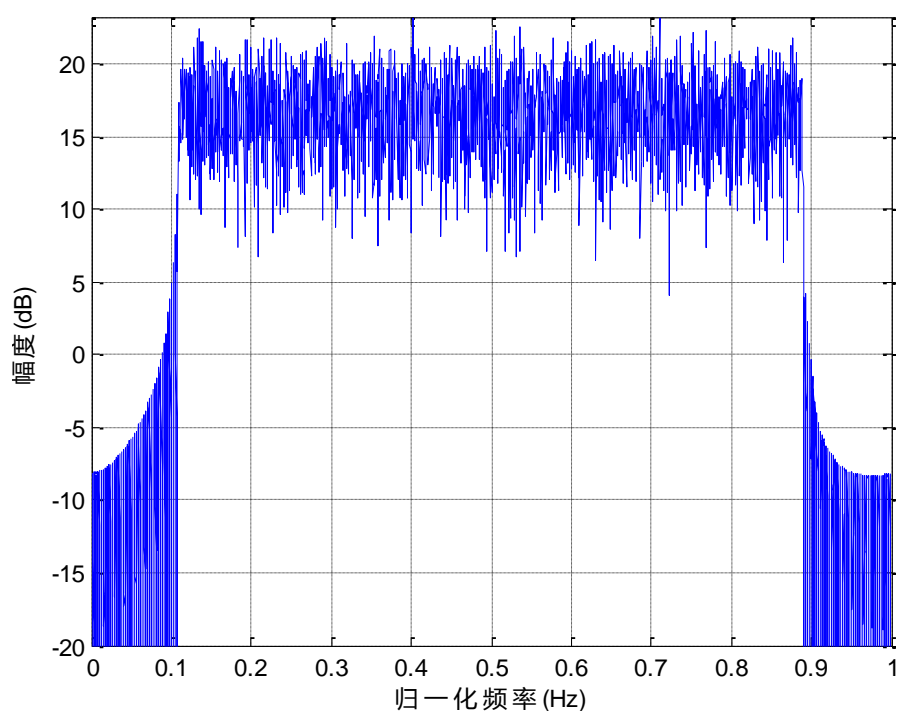


图4.11 OFDM 在未受到干扰频谱图

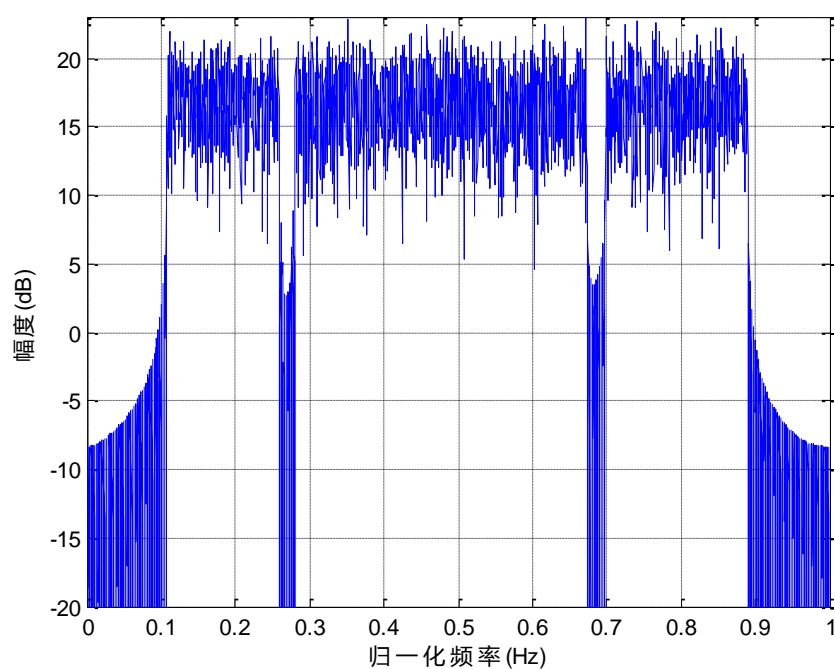


图4.12 OFDM 在受到干扰的频点添加 0 的频谱图

从图 4.11 中可以看出此时由于所有的频点都可以用, 所以频谱图是完整的。但是在图 4.12 中当在这 400 个子载波中有些子载波在频谱感知到的干扰频谱范围中时, 就可以添加 0 来去除掉该频点, 在图中可以看到在 OFDM 的频谱范围中, 中间添加 0 的频谱。

抗干扰方案 SSMFH-OFDM 除了在发射接收框图里面加了频谱感知外, 在接收端没有加频谱感知技术和伪码选择跳频点了, 因为在数据链通信中, 像无人机控制系统中, 发射端和接收端距离很远, 也就是说两端频谱感知到的结果可能会不尽相同, 所以在接收端就没有加频谱感知了, 这样一来接收端的伪码选择频点就没有必要了, 因为不知道那些没有用的频点, 这时候 OFDM 子载波的正交性和多进制扩频码的正交性就能够发挥作用了。因为不知道确切的频点, 每个频点都要用全部的多进制扩频码集来进行一一计算, 这时候接收端的计算处理时间上就会增加。所以本方案 SSMFH-OFDM 同前面的方案相比, 在发射端增加了频谱感知, 而在接收端没有用频谱感知技术, 进而去掉了用伪码选择频点的结构。

在表 4.3 中给出抗干扰方案 SSMFH-OFDM 的主要参数取值, 同前面 4.1 节一样。

表4.3 方案 SSMFH-OFDM 仿真参数表

符号及取值 仿真参数	符号	取值
信源速率	R	3.2kbps
多进制扩频	$G_2$	(1024,8)
OFDM 跳频点	$G_3$	8
系统带宽	W	6.5536MHz

在图 4.13 中给出了此次仿真中所用的部分频带干扰的仿真图, 总的干扰带宽为 2MHz。在本次仿真验证中, 只验证了部分频带干扰下, 方案 SSMFH-OFDM 的抗干扰性能, 对于宽带噪声干扰, 因为本方案设置的是每个频点都用, 不再舍弃某些频点, 所以本方案, 相对于 4.1 节中未加频谱感知方案只是在抗部分频带干扰上有了性能上的提高。

在 AWGN 信道条件下, 在图 4.14 中对抗干扰方案 SSMFH-OFDM 和前面 4.1 节未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案在部分频带干扰下的抗干扰性能进行了仿真, 此时部分频带干扰总带宽为 2MHz, 可以看出前者和后者的抗干扰性能随着信干比(SIR)的增加, 误比特率在逐渐减小, 在误比特率低的时候, SIR 每增加 1dB, 抗干扰性能提升的不是很快, 当误比特率高时的时候每增加 1db, 抗干扰性能提升的比較快。



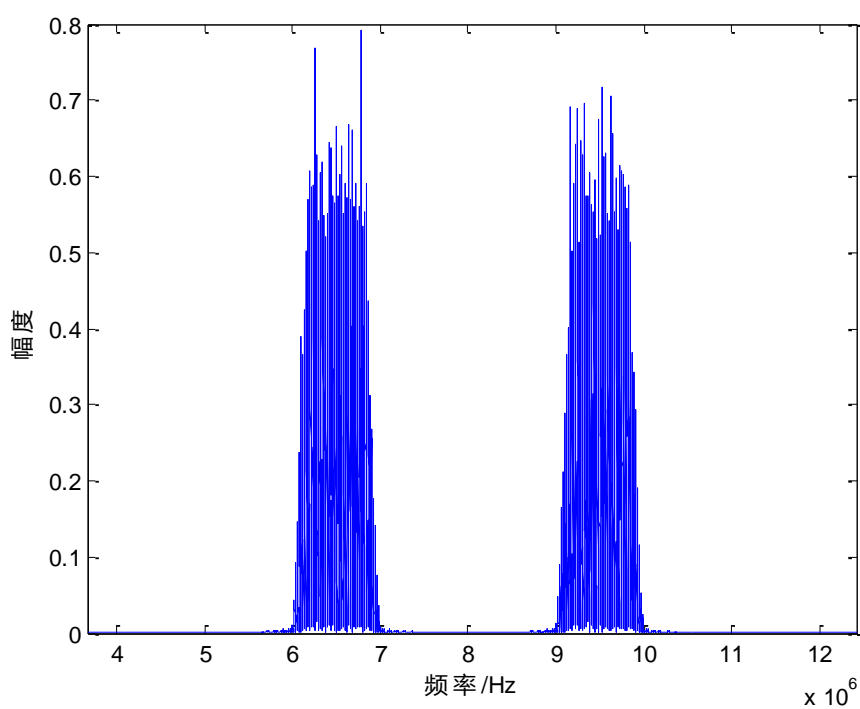


图4.13 部分频带干扰图

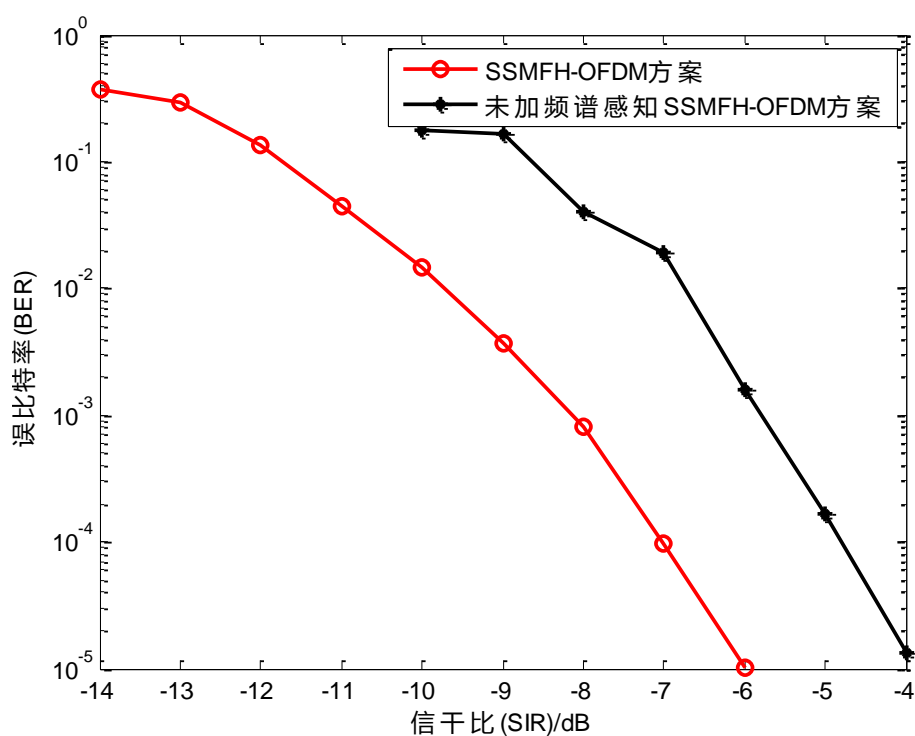


图4.14 在 AWGN 信道条件下部分频带干扰下误比特率图

从图 4.14 中可以看出在信干比 (SIR) 小于 -11dB 时, 抗干扰方案 SSMFH-OFDM

的抗干扰性能要高于前面 4.1 节未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案的抗干扰性能, 此时虽然方案 SSMFH-OFDM 的误比特率在  $10^{-1}$  到  $10^{-2}$  之间, 但是对于数据链正常通信来说仍然不能满足其通信要求, 此时的误比特率还是很高, 所以为了保证数据链能够正常通信, 误比特率应该尽可能的低, 这样数据链通信才能够进行正确的数据传输。在误比特率为  $10^{-5}$  时, 抗干扰方案 SSMFH-OFDM 的抗干扰性能比后者的抗干扰性能要好, 大约提高 2dB。此时可以得出在 AWGN 信道条件下, 抗干扰方案 SSMFH-OFDM 抗部分频带干扰的性能要比未加频谱感知 SSMFH-OFDM 方案的抗部分频带干扰的性能要好。

### 4.3 本章小结

本章在方案 OC-TDMSCSSM 和频谱感知的基础上提出了 SSMFH-OFDM 抗干扰方案, 抗干扰方案通过研究方案 OC-TDMSCSSM 中多进制扩频技术前面的直接序列扩频技术, 从而最大化的发挥了多进制扩频技术的抗干扰性能方面的优势, 然后结合认知无线电中的频谱感知技术, 从而在部分频带干扰时, 能够及时地规避受到干扰的频点, 从而更加优化方案的抗干扰性能。

## 第五章 总结与展望

### 5.1 总结

本文研究和分析了无人机数据链通信中传统的抗干扰技术,提出了抗干扰方案单一正交码跳频正交频分复用 (SOCFH-OFDM), 以及频谱感知多进制跳频正交频分复用 (SSMFH-OFDM) 两种新的抗干扰方案, 在第一章中介绍了无人机数据链通信抗干扰背景, 第二章介绍了无人机数据链抗干扰技术中的扩展频谱技术和非扩展频谱技术, 然后着重介绍了传统的两个关键频谱扩展技术 DSSS 和 FHSS。由于两种新的抗干扰方案中用到了两项关键技术: 多进制扩频技术和跳频 OFDM 技术, 所以另外对多进制扩频技术和跳频 OFDM 技术作了深入细致的分析, 分析了它们能够为所提方案在抗干扰性能方面所提供的优势。在第三章提出了单一正交码跳频正交频分复用 (SOCFH-OFDM), 并分析了其抗宽带噪声干扰和抗部分频带干扰的性能, 并进行了仿真, 证明了其在无人机数据链抗干扰性能的优越性。在第四章中提出了频谱感知多进制跳频正交频分复用 (SSMFH-OFDM) 抗干扰方案并分析了其原理, 进行仿真, 从而证明了该方案在无人机数据链抗干扰性能方面的提升。

### 5.2 展望

无人机数据链是现代化战争的核心, 是目前以及未来战争中的核心单元, 因此无人机数据链的安全性是保证现代化信息战胜利的重要保证。扩频通信以及混合扩频通信技术是无人机数据链抗干扰的重要手段, 本文分析了抗干扰方案单一正交码跳频正交频分复用 (SOCFH-OFDM), 以及频谱感知多进制跳频正交频分复用 (SSMFH-OFDM) 抗干扰方案, 仿真是在 MATLAB 平台上进行仿真流程的设计和仿真分析, 本文在仿真时都假设了发射端和接收端是同步的, 在实际测试的情况中实需要考虑同步的问题。

无人机数据链通信中非扩展频谱技术也是数据链通信中的重要的技术环节, 分集技术, 猝发通信, 编码调制技术, 干扰抵消技术以及信号分离技术等, 这些技术在数据链通信技术中都有着其它抗干扰技术所不具备的优势, 还有就是通过和现在新出现的技术的结合, 比如多输入多输出 (MIMO) 技术等, 从而从另一方向上提高无人机数据链通信的抗干扰性能<sup>[37]</sup>, 因此在接下来可以对它们进行深入的研究。

在接下来需要考虑多种组合干扰下所提两种抗干扰方案的抗干扰性能。另外本文只是针对抗压制干扰技术进行了研究和分析, 无人机数据链通信中还面临着欺骗干扰的威胁, 欺骗干扰同压制干扰所不同的是, 欺骗干扰主要有两种生成方式, 转发式欺

骗干扰和生成式欺骗干扰，简单来说就是生成了和所传递有用信号相同的信号，这时候就需要信号通过发射端实施加密处理，在接收端进行认证。因此，欺骗干扰的研究是无人机数据链中又一个关键的问题，所以在接下来需要进行更深入的研究。

## 参考文献

- [1] LEE B, JEONG E, CHOE S. Simulator for tactical data link system with anti-jamming capability[C]// International Conference on Advanced Communication Technology. 2013:789-793.
- [2] MEDINA-PAZMIÑO W, JARA-OLMEDO A, VALENCIA-REDROVÁN D. Analysis and determination of minimum requirements for a data link communication system for unmanned aerial vehicles- UAV's[C]// Ecuador Technical Chapters Meeting. IEEE, 2016:1-6.
- [3] 丁文锐, 黄文乾. 无人机数据链抗干扰技术发展综述[J]. 电子技术应用, 2016, 42(10).
- [4] XIE D G, WU N, WANG C, ET AL. Anti-jamming performance simulation of tactical data link communication system[C]// International Symposium on Antennas, Propagation & Em Theory. IEEE, 2012:1056-1059.
- [5] 赵锐, 钟榜, 朱祖礼. 战术数据链发展现状及其对战略投送信息化建设的启示[J]. 四川兵工学报, 2012, 33(12):60-62.
- [6] 沈川. 基于弹载数据链的信号检测技术研究[D]. 沈阳理工大学, 2013.
- [7] 刁新颖. LINK-16 数据链系统抗干扰能力研究[J]. 物联网技术, 2015(6):40-41.
- [8] 严鹏涛. Link16 数据链及抗干扰技术研究[D]. 西安电子科技大学, 2012.
- [9] 陈强, 陈长兴, 陈婷,等. 数据链通信系统仿真实现与抗干扰分析[J]. 计算机仿真, 2015, 32(9):199-204.
- [10] 赵志勇. 数据链系统与技术[M]. 电子工业出版社, 2014.
- [11] 胡雁. JTIDS 对象研究及其干扰效能分析[D]. 电子科技大学, 2010.
- [12] 黄志权. 数据链组网技术探讨[J]. 大科技, 2016(2).
- [13] 孙倩. 基于跳扩结合的军用超短波电台抗干扰性能改进研究[D]. 南昌航空大学, 2014.
- [14] 王璐, 吴仁彪, 王文益,等. 基于多天线的 GNSS 压制式干扰与欺骗式干扰联合抑制方法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(9):2344-2350.
- [15] DONG Q, LIU D, WRIGHT M. Mitigating jamming attacks in wireless broadcast systems[J]. Wireless Networks, 2013, 19(8):1867-1880.
- [16] BERNARDSKLAR, 斯克拉, 徐平平,等. 数字通信:基础与应用[M]. 电子工业出版社, 2015.
- [17] 孙加敏. 超短波跳频电台多址接入技术研究[D]. 西安电子科技大学, 2012.
- [18] XIE H, HU J, YIN W Y. Anti-jamming performance simulation and analysis of Tactical Data Link Communication System[J]. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2014:1096-1101.
- [19] MA X, OLAMA M M, KURUGANTI T, et al. Security of Classic PN-Spreading Codes for

- Hybrid DS/FH Spread-Spectrum Systems[C]// Military Communications Conference, Milcom 2013 -. IEEE, 2013:957-962.
- [20] 李仲令, 郭燕, 周亮. 自编码扩频和直接序列扩频的性能比较[J]. 电子科技大学学报, 2003, 32(5):473-476.
- [21] 俞春华, 张兴敢, 柏业超,等. 基于线性预测的猝发信号 DOA 估计方法研究[J]. 通信对抗, 2013(3):6-8.
- [22] 李思佳, 毛玉泉, 郑秋容,等. UAV 数据链抗干扰的关键技术研究综述[J]. 计算机应用研究, 2011, 28(6):2020-2024.
- [23] 谷春燕, 陈新富, 易克初. 卫星通信抗干扰技术的发展趋势[J]. 系统工程与电子技术, 2004, 26(12):1793-1797.
- [24] 李方. 短波差分高速跳频电台综合控制器设计[D]. 西安电子科技大学, 2009.
- [25] 高红涛, 王振玉, 齐军,等. 多进制扩频系统性能分析与仿真[J]. 无线电工程, 2007, 37(8):22-24.
- [26] QIU P Y, XU D, HUANG Z T, et al. Blind spreading sequence set estimation of the M-ary direct sequence spread spectrum signals[C]// IEEE International Conference on Wireless Communications, NETWORKING and Information Security, Wcnis 2010, 25-27 June 2010, Beijing, China. DBLP, 2010:188-191.
- [27] 夏高峰, 罗宇, 金哲仕. 多进制直接序列扩频系统性能分析及仿真[J]. 航空电子技术, 2015(2):12-15.
- [28] CHIDE N, DESHMUKH S, BOROLE P B. Implementation of OFDM System using IFFT and FFT[J]. International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), 2013, 3(1): 2009-2014.
- [29] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理.第 7 版[M]. 国防工业出版社, 2012.
- [30] SCHOLAND T, FABER T, SEEBENS A, et al. Fast frequency hopping OFDM concept[J]. Electronics Letters, 2005, 41(13):748-749.
- [31] KHADER A H. Matlab Simulation Design and performance Comparison of OFDM & FH-OFDM Systems[J]. Al-Rafadain Engineering Journal, 2012.
- [32] 崔苗, 尹俊勋, 黄华堂,等. 跳频 OFDM 系统同步技术的研究与仿真[J]. 计算机应用研究, 2009, 26(12):4656-4658.
- [33] HUANG, WENZHUNA, WANG, et al. Studies on Novel Anti-jamming Technique of Unmanned Aerial Vehicle Data Link[J]. 中国航空学报(英文版), 2008, 21(2):141-148.
- [34] 高喜俊, 陈自力. 基于 CR-MIMO 的无人机多域联合分集抗干扰方案[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(9):1987-1993.
- [35] XUAN G, YANG X, ZHAO Y, et al. Resistance to Interference for OFDM-Based Cognitive

- Radio Systems[C]// International Conference on Wireless Communications, NETWORKING and Mobile Computing. IEEE, 2012:1-4.
- [36] MA J, LI G Y, JUANG B H. Signal Processing in Cognitive Radio[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(5):805-823.
- [37] ZHANG D, MENDES L L, MATTHÉ M, et al. Expectation Propagation for Near-Optimum Detection of MIMO-GFDM Signals[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(2):1045-1062.





## 致谢

本论文是在马老师的悉心指导下完成的，从论文的选题到论文的撰写，无不渗透着导师的心血，马老师为实验室创造了良好的科研环境，让大家能够即把实验室当家一样的感觉，又能够让大家养成一种实事求是和勤奋严谨的科研态度，在我攻读硕士研究生这三年来，一直在科研上对我进行指导和悉心指导，在我生活上遇到问题后，及时的帮助我解决问题。马老师认真严谨的科研态度和对生活积极向上的态度深深的感染了我，让我受益匪浅。

感谢实验室的博士师兄罗维师兄和博士师姐赵飞飞，在刚读研究生的时候，师兄和师姐给予了认真的指导，并给我的整个研究生三年计划进行了指导，从而让我能够在整个研究生三年中有一个明确的目标，在做项目时，师兄和师姐也给予了很多帮助和做项目的经验，从而让我能够在做项目时能够更加的顺利。

感谢实验室已经毕业的 13 级师兄和师姐，尤其是巩四方师兄在开学时给予了我很多学习上的经验；感谢实验室的同学们：段朋成，段瑞猛，韩宾，王明超，张高鹏，陈岱等；感谢我的室友：于东阳，王金强，李鹏，在宿舍营造了良好的休息环境，在生活中我们成了互帮互助的朋友。

特别感谢我的家人，这么多年来是他们一直在背后默默的支持我，让我能够安心心的在学校好好学习，对家人的感激之情是无法用语言来衡量的。我在这里只想大声说一句，我爱你们。

值此论文完稿之际，谨对所有帮助、关心过我的人表示最衷心的感谢！







**西安电子科技大学**  
**XIDIAN UNIVERSITY**

地址：西安市太白南路2号

邮编：710071

网址：[www.xidian.edu.cn](http://www.xidian.edu.cn)