

# 基于非线性动力学系统噪声减缩盲解调负信噪比载频上的随机码流<sup>①</sup>

王超<sup>1</sup>, 黄伟<sup>1</sup>, 黄显高<sup>2</sup>

<sup>1</sup>(长安大学 信息工程学院, 西安 710064)

<sup>2</sup>(广州华商职业学院 机电系, 广州 511300)

**摘要:** 盲解调技术是获取非协作数字通信信号上携带有用信息的最关键技术之一。首先对现有数字通信信号盲解调进行了综述, 然后在我们已发表论文的基础上, 进一步完善非线性动力学系统噪声减缩的理论和算法, 对负信噪比 BPSK 调制载频上的随机码流进行盲解调。测试结果表明, 信噪比在  $E_b/N_0 > 7\text{dB}$  区间, 噪声减缩的盲解调的误码率为 0, 信噪比在  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$  区间, 噪声减缩的盲解调的误码曲线低于现有非相干解调方法的误码曲线。噪声减缩的盲解调的误码率接近或重合或低于现有相干解调的理论误码曲线。可见, 采用非线性动力学系统的噪声减缩的盲解调与现有非相干解调的处理能力比较, 至少提高了 7dB 的处理能力。测试结果表明研究成果为电子侦察信号处理的盲解调提供了一种有效的方法。

**关键词:** BPSK 调制; 噪声减缩; 盲解调; 随机码流; 误码率

## Blind Demodulating Random Code Stream on the Carrier Frequency with Negative SNR Based on Noise Reduction of Nonlinear Dynamics Systems

WANG Chao<sup>1</sup>, HUANG Wei<sup>1</sup>, HUANG Xian-Gao<sup>2</sup>

<sup>1</sup>(School of Information Engineering, Chang'an University, Xi'an 710064, China)

<sup>2</sup>(Mechanical and Electronic Department, Guangzhou Huashang Vocational College, Guangzhou 511300, China)

**Abstract:** Blind demodulation is one of the most important technologies to obtain useful information on non cooperative digital communication signals. This article firstly summarizes the blind demodulation of existing digital communication signal. And then it further improves the theory and noise reduction algorithm of nonlinear dynamical system on the basis of our published paper to blind demodulation the random bit stream on carrier frequency modulated by BPSK with negative SNR. The test results show that Bit error rate is 0, using nonlinear dynamical system noise reduction under  $E_b/N_0 > 7\text{dB}$  and blind demodulation error curve of noise reduction is lower than the error curve of existing non coherent demodulation method under  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ . Therefore, the blind demodulation of nonlinear dynamical system noise reduction compared with existing non coherent demodulation at least improves the processing capacity of 7 db. Test results show that the research results provide an effective method of blind demodulation for electronic reconnaissance signal processing.

**Key words:** BPSK modulation; noise reduction; blind demodulation; random code stream; error rate

### 1 引言

在通信调制信号中, PSK 信号具有等幅包络结构, 能够最大限度地抑制 AM/PM 效应; 在等信噪比条件下, BPSK 信号具有较小误码率。在恒参信道中, 利用 BPSK 调制可以获得最佳的接收性能。四相相位键控

(QPSK)调制有较好的频带利用率。因此, 随着智能卡、RFID、BlueTooth 等相关技术的发展, 低码速率的 BPSK 调制方式的通信在近距离(较高信噪比的)无线产品中得到了很好地应用。扩频通信是将待传送的信码被伪随机码扩频后再对载频进行 BPSK 调制而形成

① 基金项目:陕西省自然科学基金重点项目(2014JZ019);中央高校基本科研业务费资助项目(CHD310824162021)

收稿时间:2015-12-03;收到修改稿时间:2016-05-26 [doi:10.15888/j.cnki.csa.005544]

正是因为直扩信号在保留 BPSK 调制优点的基础上增加了对伪码进行相关累积的优点,使得直扩信号具有直扩信号,而接收端可利用伪随机码相关和噪声非相关的特点进行相关解扩,从已扩频的序列中恢复信码。低截获概率(假定用 1000 个扩频码元段表示一个信息码,通过相关累积,可使功率信噪比提高 20dB)、抗干扰、抗多径、保密性能好、可多址复用和任意选址等优点,使得具有 BPSK 调制的直扩信号体制成为远距离卫星通信、深空通信和军事通信的主要通信体制。

当信噪比很低时, BPSK 调制信号淹没在噪声的特性中,相干解调的误码率很高,以致不能用于实际的合作通信。对电子侦察信号处理的非相干解调的参数估计也变得困难。早期的扩频通信,人们采用具有短周期伪码段(伪码长度 $\leq 1024$ 位)来表示信码,利用伪码段的相关和噪声非相关,通过平方环和科斯塔斯环实现载波同步、码元同步和短周期伪码段的同步来完成扩频通信。在电子侦察中,人们同样利用伪码段的相关和噪声非相关估来计短周期伪码的码速率和伪码的周期,现在已经发展出许多成熟的方法,论文<sup>[1,2]</sup>对直扩信号参数检测与估计做了综述。直扩信号参数检测与估计主要有以下几种方法:相关检测法<sup>[3]</sup>,高阶谱检测<sup>[4,5]</sup>,倒谱检测<sup>[6-8]</sup>,由此衍生出来的时域、频域、时频分析等其它方法<sup>[9-14]</sup>。论文<sup>[15-21]</sup>是研究伪码的估计和解扩问题,其研究的条件仍然是短周期伪码的直扩信号,即每位信息由一周伪码调制的假定下进行的研究<sup>[22]</sup>。从 0 1 混沌序列中任取一段短的混沌(随机)序列来代替线性反馈移位寄存器产生的短周期线性伪码序列,用两段不同结构的短的混沌序列段代表 0 1 信码产生扩频通信信号,然后利用非线性反馈神经网络盲估计的方法,对混沌直扩信号扩频序列参数盲估计。从低信噪比 PSK 调制信号正确估计到参数后,就可按合作通信的相关解扩方法来实现低信噪比具有短周期伪码表示信码的扩频通信的解扩。对短周期伪码段表示信码的直扩信号的盲解扩,还可以不用参数估计的方法,而采用一种更为简单的穷举平移相关累积的方法。假定每穷举一次扩频码的长度为  $M$ ,就将前面的长度为  $M$  的段平移到后面进行相关累积。当穷举的扩频码长度  $M$  正好等于实际通信中所用的短周期伪码段表示信码的长度时,将前面长度为  $M$  的段平移到后面进行相关累积时将出现一个峰值,这个峰值就代表了一个信码。长度相同结构不同的两个伪码段

的平移相关累积,可对应解出不同的两个码(0 1 码),因此可以利用平移相关累积盲解扩用短周期伪码表示的直扩信号的信码。为了提高保密和抗噪声性能,军用扩频通信所使用的扩频序列大都采用了长周期的扩频序列(称为长码),如 GPS 所用的码长  $N=2.3547 \times 10^{14}$  bit,周期约为 267 天。将周期  $P$  码分为 38 段,分配给每一个卫星,周期为 7 天,码长约为  $6.19 \times 10^{12}$  bit。在一个星期的码段中调制导航电文码,使 PSK 的调制码序列呈随机码序列的状态。载频上具有随机码序列的直扩信号是不可能用采用短周期伪码段表示信码的直扩信号的穷举相关累积的方法来解扩导航电文码。因此,人们也开始从现有的低信噪比短周期伪码表示信码的直扩信号的盲解扩发展到低信噪比长码的直扩信号的盲解扩。目前,研究论文所指的长码直扩信号所指的长码是指伪码周期大于一个信码(一个伪码周期与几个信码调制)的长度,远远达不到象 GPS 军用扩频码的长度。现已有一些论文<sup>[23-25]</sup>对长码直扩信号的伪码周期的估计和盲解扩进行了一些探索。不过,即使一个伪码周期包含了几个符号的调制,对低信噪比长码直扩信号的码速率和伪码周期的估计都遇到了相当大的困难。这是因为当一个长周期的伪码与几个信码模二加后,改变了伪码的相关特性,已扩频的码序列中已不存在周期伪码的特性,因此不可能用现有的伪码相关来估计经长码扩频后具有独立等概率分布的 0 1 码序列中的码速率和伪码周期,更谈不上用解扩具有短周期伪码段表示信码的扩频通信的平移相关累积方法来盲解扩低信噪比长码的扩频通信。因此,低信噪比长码的直扩信号的解调是电子侦察中的瓶颈问题。

目前,国内外对侦察的通信和雷达信号处理都是用常规的非相关处理的方法,要求处理信号的信噪比都比较高,如雷达信号的处理,通常要求功率信噪比 SNR 要大于 10dB。直扩信号信号的码片盲解调,要求功率信噪比 SNR 要大于 5dB。由于传播路径上的干扰强度和接收天线及侦察机内部的噪声强度往往大于有用信号强度,信号的功率信噪比为负值。为了提高接收机的灵敏度,提高侦测弱信号的能力,目前唯一采取的方法是增大天线尺寸,使天线主瓣变窄,提高主瓣高度,降低副瓣,以减少进入天线副瓣的干扰和噪声。提高天线的增益,将低信噪比信号转换为较高信噪比的信号来处理。目前美国在高轨的电子侦察卫星

的抛物面天线的尺寸已达到 150m。大型卫星天线在卫星发射成本中所占很大比例。据介绍,一颗卫星用宇宙神火箭发射,发射费用为 1.85 亿美元。如果加上天线,则必须用较大的大力神火箭发射,发射费用上升到 4 亿美元。近十年来,随着侦测频率的不断提高(最高达 100GHz),对天线反射面的精度要求越来越高。目前,超大型的天线设计、发送、在空间展开等问题已经遇到了一些难以逾越的困难。另外,当天线增大到一定的尺寸以后,再增加尺寸,增强主瓣,削弱从旁瓣进入接收机的噪声的效果也不明显。此时,影响接收机接收能力的主要原因不是从旁瓣进入接收机的噪声的大小,而是从主瓣进入接收机的噪声和接收机内部的热噪声起主导作用。从目前的研究来看,似乎只有增大天线尺寸,并改善天线结构,才能提高接收信号的信噪比。然而,人们忽略了从信号处理这一方面来提高接收信号的信噪比,没有加强从强噪声背景中检测微弱信号的研究。我们要研究天线设计的性能价格比,当天线设计的性能价格比达到最优时的天线尺寸的情况下,我们不能再去研究增加天线的尺寸,而是研究从强噪声背景中提取弱信号的技术。微弱信号处理同样可以起到增大天线尺寸来提高接收信号信噪比的作用。BPSK 调制信号的解调(码片检测)是直扩信号协作通信解调和侦察信号处理的基础,如果能够在 BPSK 调制信号的信码序列中不加同步序列<sup>[26]</sup>,都能够在更低信噪比的条件下实现码片解调,不但可以进一步增加合作通信的通信容量,还能够分析电子侦察中的大量低信噪比信号,从而大大提高电子侦察的信号处理能力。

在现代通信系统中,由于广泛采用先进的编码技术(如 Turbo 码、LDPC 码等),基带传输(码序列直接传输)对信噪比( $E_b/N_0$ )的要求可以降到很低<sup>[26]</sup>,其误码率已接近仙依极限。然而,实际的无线传输必须将信码(或用短周期伪码段表示的信码)对高频信号进行调制,解扩必须在解调之后进行,这就要求接收机能够在较低信噪比的情况下能够正常地解调,否则再先进的编码技术也难以在无线通信中体现其优越性。到目前为止,人们对 BPSK 信号的非相干解调方法的研究都是在现有几种<sup>[27,28]</sup>方法的基础上修修补补,还没有人利用新理论推导出新的低信噪比长码的 PSK 信号非相干解调方法。可见对低信噪比长码 BPSK 调制信号的非相干解调的理论和算法研究,是我们今后电子侦

察领域研究的重点。

由于目前军事和民用通信广泛使用 BPSK 调制,因此从通信和电子侦察而言,我们应该将弱信号检测的研究重点放到对低信噪比长码 BPSK 调制信号的解调理论和方法上来研究。因此,在相同信噪比下,提出误码率更低的低信噪比长码 BPSK 解调方法是本文研究的主要内容。近年来,随着前端微波器件的成熟,数字信号处理、软件无线电等技术的进步,使得具有 BPSK 和 QPSK 调制的扩频(直扩)通信广泛应用于军用和商用卫星通信、卫星测控链路、导弹遥测遥控、深空宇宙通信、敌我识别、GPS 定位、CDMA 多址通信、微波通信、广播电视等诸多领域。为了提高雷达的生存率,雷达也采用了具有扩频技术的 BPSK 调制的低截获概率雷达。目前,空间有上千颗卫星在执行侦察、导航、通信等各种不同的任务,它们都使用 PSK 调制的直扩信号在卫星之间,卫星与地面之间,地面之间传递信息。地球上空有大量的无线扩频信号载有军事、政治和经济等信息,因此对地球上空的低信噪比 PSK 调制信号进行侦察、处理,是获取军事、政治、经济情报的有效途径。由于卫星通信链路长,受到各种各样的干扰以及链路损耗严重,到达接收机的信号都比较弱,因此在具有认为和自然干扰的复杂电磁环境、高动态(多普勒频移变化)、低信噪比长码的 PSK 调制信号的盲解调是电子侦察技术的关键技术,而低信噪比长码的 PSK 调制信号盲解调是在复杂电磁环境、高动态情况下实施电子侦察的前提。

## 2 本文的研究思想

非线性噪声减缩<sup>[29~32]</sup>的理论有广泛的应用前景,为研究低信噪比直扩信号的噪声减缩打下了良好的理论基础,也为低信噪比直扩信号参数估计和盲解调提供了一条有效的研究途径。作者在 1996 年~2001 年攻读博士学位期间,就专门研究了非线性信号的噪声减缩的理论和算法,博士论文中的一章就是噪声减缩的研究内容,并将噪声减缩的理论和算法用于负信噪比直扩信号的基带码盲检测<sup>[31,32]</sup>,取得了一定的成绩。目前,噪声减缩(或者称为信号增强,或噪声控制)在国外不同研究领域都有大量研究<sup>[33~35]</sup>,本文在现有国外研究成果的基础上,进一步研究非线性系统动力学的噪声减缩理论,重点研究低信噪比 BPSK 信号与非线性动力学系统信号的组合,即输入和输出的位置

对噪声减缩的影响,得到负信噪比长码 BPSK 调制信号的新算法.这一基本思想是先对接收的低信噪比长码 BPSK 调制信号输入到一个非线性动力学系统,由系统的动力学特性进行噪声减缩,然后从系统的另一端输出.可见,要达到噪声减缩的目的,而 BPSK 调制信号相对损失较小,重要的要注意两个方面的问题:

(1) 非线性动力学系统的选取.我们在选择非线性动力学系统做了大量的理论分析和实验比对,我们选择出了目前认为是噪声减缩最好的非线性动力学系统,再在该系统的基础上改变参数,最后自己设计除了新的非线性动力学系统,该系统具有很好的噪声减缩性能,而 BPSK 信号损失较小,从而提高信噪比.当然,我们现在还在做这一研究工作.

(2) 低信噪比 BPSK 调制信号的最佳入口和出口.实际上,我们是将低信噪比 BPSK 调制信号搭载到非线性动力学系统内部的信号上,参与系统自身动力学特性运行,实现低信噪比 BPSK 调制信号的噪声减缩,而 BPSK 信号损失较小,从而提高信噪比.

由此可见,要提高接收信号的信噪比,除了增大天线尺寸外,还可对接收信号进行噪声减缩,同样可以起到增大天线尺寸提高信噪比的功能.

### 3 测试方法

由于作者提出的基于噪声减缩的 BPSK 调制信号盲解调的原理和方法是对传统的噪声非相关和信号相关的原理发展起来的累积方法提出了挑战,这一研究成果在电子侦察信号处理有重要的应用,其关键算法属于具有自主知识产权的创新性成果,因此这一研究成果长期得不到行业专家们的认可.为了能使这一研究成果得以应用,一些专家提出通过测试的方法来证明这一研究成果.南京航空航天大学信息科学与技术学院贲德院长(院士)精心安排对作者的研究成果重新全面的测试.在学院专门召集与此研究有关研究的教授会议,讨论作者的这一研究成果的认定问题.会议讨论了对测试的要求和实施办法,并决定由贲德院士负责测试工作.考虑到年龄大的教授难以进行实质性的测试工作,因此这次测试主要由通信、信号处理和电子侦察专业且具有博士学位的年青教师及博士生和硕士研究生组成测试组,在测试前曾召集测试组讨论具体的测试方案和编写产生测试数据的程序.贲院士对测试做了如下要求:

(1) 测试组主要由通信、信号处理和电子侦察专业的具有博士学位的年青教师及博士生和硕士生参加,以便测试组成员都能直接参与测试工作.

(2) 测试分两个小组.第一小组研究和编制测试数据的程序,产生测试数据分别给第二小组和作者.第二小组利用常规的相干解调和非相干解调的方法对第一小组所给的数据进行解调后送第一小组统计误码率;作者对第一小组所给数据进行噪声减缩的盲(非相干)解调,然后送第一小组统计误码率.

(3) 测试数据的码流必须严格保密,保证测试结果的真实性和可靠性.

(4) 测试报告中应附产生测试数据的程序,供专家阅读测试报告时考察测试数据的真实性,为专家再次对作者的测试提供参考.

### 4 测试数据类型

测试数据必须全面、充分反映其理论和算法的正确性,而不是一种偶然事件,因此测试数据必须满足:

(1) 信噪比按严格的  $E_b/N_0$  定义公式 ( $\frac{E_b}{N_0} = SNR + 10 \log_{10}(\frac{R_f}{R_b}) - 3$  dB, 其中 SNR 为功率信噪比,  $R_f$  为采样率,  $R_b$  为码速率) 计算,采用高斯白噪声,信噪比  $E_b/N_0$  在 0~7dB 之间选取 50 个点进行测试,7~10dB 只进行抽样测试.

(2) 载波频率在 20MHz~80MHz 之间分布,载波相位随机.

(3) 码速率随机产生,且在 50 个不同的信噪比的点上,有不同的码速率,防止在高信噪比下估计的误码率用于低信噪比的误码率.码速率对应的码片宽度应包含 80 个载波周期以上(噪声减缩的非相干解调是一个码元一个码元地恢复,因此要求一个码元的宽度至少要包含 80 个载波周期.正常 PSK 调制的一个码元包括 100 个载波周期,故这一要求能够满足对正常 PSK 调制通信信号的侦察),码流中由 1000 个符号左右随机产生,随机码流中没有位同步序列.

(4) 码流有两种形式:一种是 BPSK 码流;另一种是 DPSK 码流.

(5) 低信噪比 BPSK 调制信号为两种形式:一种是随机码流直接调制载频;另一种是随机码流经升余弦滚降特性滤波后再调制载频.

(6) 符号比特数为  $1000 \pm 10$  个(随机产生, 防止用固定数据段长度估计码速率).

(7) 测试数据序列中没有插入任何同步序列, 且任意截断, 以防止知道码片的起始点(位同步点).

(8) 本文重点研究在已知采样率和载波(对于电子侦察信号采样率是已知的, 而低信噪比载频的估计另有程序实现), 未知载频相位、码速率、码片的起始点)的情况下对低信噪比信号( $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ )载频上随机码流盲解调的测试. 而低信噪比下载频的精确估计另行研究和测试.

## 5 测试结果与分析

首先是在清华大学由陆建华教授组织教授下, 组成专门的测试组出测试数据, 测试数据用 U 盘拷贝给我们, 经我们处理后的数据交测试组核对. 测试结果如图 1 所示. 组成由图可见, 噪声减缩的非相干解调的误码曲线低于 DPSK 非相干解调理论误码曲线, 与 BPSK 相干解调的理论误码曲线几乎重合. 这一测试结果初步验证和承认了我们的研究成果, 但没有出测试报告.

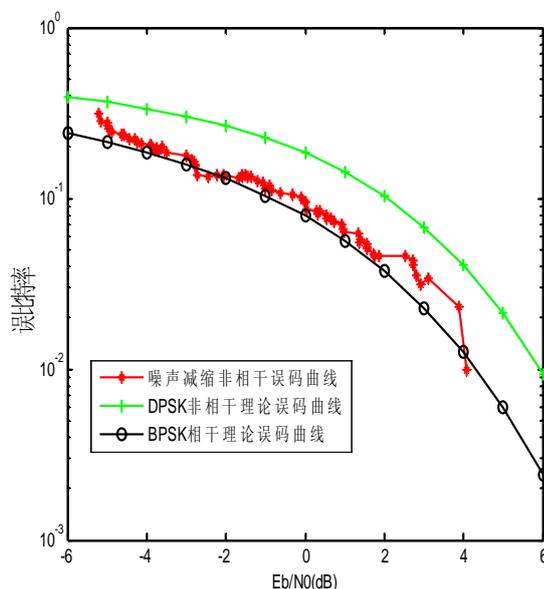


图 1 已知载频为 80MHz 和采样率为 400MHz 的低信噪比 PSK 调制信号经噪声减缩非相干解调的信噪比与误码率的关系曲线

南京航空测试组对作者测试了 30 多组数据, 从中挑选 8 组仅知采样率和载频, 未知载波相位、码速率

和码元起始点的低信噪比长码的 PSK 调制信号数据. 在信噪比  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$  之间取 50 个点, 50 个点上有着相同的频率和采样率, 在 50 个信噪比的每一个点上比特符号数不同(随机产生  $1000 \pm 10$  个比特符号), 不同的码速率, 任意截断的低信噪比 PSK 调制信号, 码流分直接调制载频或码流经升余弦滚降特性滤波后再调制载频等各种情况, 尽量覆盖实际侦察信号处理中出现的各种情况. 为了便于比较, 将盲解调的误码曲线与相干解调的理论误码曲线、非相干解调的理论误码曲线、实际非相干解调方法和实际相干解调方法误码曲线放在一起, 以便比较作者提出的噪声减缩的低信噪比 PSK 调制信号盲(非相干)解调效果. 下面分别介绍 8 组的测试:

### 5.1 已知载频为 60MHz 和采样率为 120MHz 的低信噪比 BPSK 调制信号盲解调的测试

测试条件: 已知参数: 载波 60MHz, 采样率 120MHz. 未知参数: 载波相位随机, 码速率在每一个信噪比的点上随机(只要保证码元宽度大于 80 个载波周期以上), 符号数 1003(随机), 码元起始点随机(任意截断). 测试结果如图 2 所示.

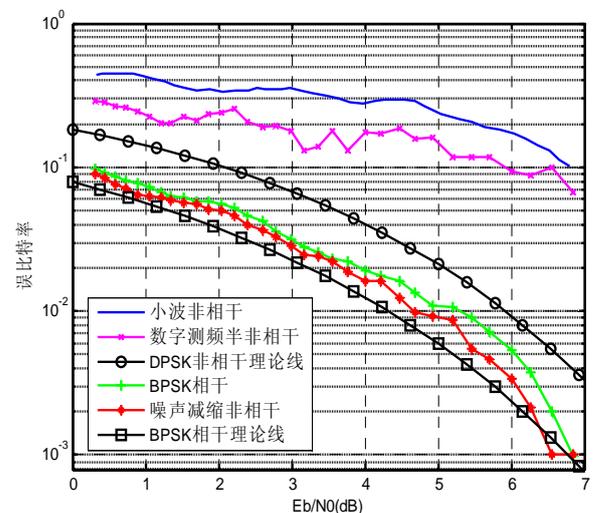


图 2 已知载频为 60MHz 和采样率为 120MHz 的低信噪比 BPSK 调制信号经噪声减缩非相干解调的信噪比与误码率的关系曲线

由图可知, 在信噪比  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$  的区间, 噪声减缩的非相干解调误码曲线, 低于实际非相干解调方法(小波和已知码速率的数字测频半非相干解调的误码曲线(实际非相干解调方法在信噪比  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$

误码率将接近 50%~10%之间, 已经丧失检测能力), 突破了非相干解调的理论误码曲线, 低于已知码速率和码片的起点的实际相干解调方法的误码曲线, 接近相干解调的理论误码曲线. 在信噪比  $E_b/N_0 > 7\text{dB}$  的区间, 噪声减缩的非相干解调曲线误码率为零(我们抽取  $E_b/N_0 = 8, 9, 10\text{dB}$  三个点, 分别 10000±10 个符号的 PSK 调制信号的数据段, 实施噪声减缩的非相干解调, 结果 3 段的误码率都为 0, 说明在 1/10000 的误码率纵坐标上, 噪声减缩的非相干解调的误码率也为 0. 保守一点, 我们仅表示了纵坐标 1/1000 的误码率). 小波非相干解调和数字测频的半非相干解调在信噪比  $E_b/N_0 > 7\text{dB}$  开始有检测能力, 随着信噪比升高, 误码率从 10% 开始下降, 现有非相干解调的方法有较好的检测能力是  $E_b/N_0 > 10\text{dB}$  以上(采样信噪比  $\text{SNR} > -13\text{dB}$ ), 误码率在 1/100 左右.

### 5.2 已知载频为 60MHz 和采样率为 120MHz 的低信噪比 BPSK 调制信号盲解调的测试

测试条件: 已知参数: 载波 60MHz, 采样率 120MHz. 未知参数: 载波相位随机, 码速率在每一个信噪比的点上随机(只要保证码元宽度大于 80 个载波周期以上), 符号数 1009(随机), 码元起始点随机(任意截断), 基带信号经升余弦滚降特性滤波. 测试结果如图 3 所示.

这组数据与第一组数据所给的已知条件相同, 采样率都为 120MHz. 采用噪声减缩的盲解调得到的误码曲线比图 2 的误码曲线更低, 已经低于相干解调的理论误码曲线, 这是由于基带信号经升余弦滚降特性滤波, 减少了码元之间的干扰. 与图 3 相比, 小波非相干解调、数字测频的半非相干解调和实际相干解调方法的误码曲线的性能都有所改善, 但小波非相干解调、数字测频的半非相干解调在信噪比  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$  的区间内还没有检测能力. 有重要意义的是噪声减缩的盲解调误码曲线突破了相干解调的理论误码曲线, 这为我们从解调的角度研究突破仙农极限提供了一个研究方向. 而实际通信所使用的相干解调方法的误码曲线只能从上方接近相干解调的理论误码曲线, 实际相干解调方法的误码曲线极限才是相干解调的理论误码曲线.

### 5.3 已知载频为 20MHz 和采样率为 100MHz 的低信噪比 BPSK 调制信号盲解调的测试

测试条件: 已知参数: 载波 20MHz, 采样率

100MHz. 未知参数: 载波相位随机, 码速率在每一个信噪比的点上随机(只要保证码元宽度大于 80 个载波周期以上), 码元长度 1001(随机), 码元起始点随机(任意截断). 测试结果如图 4 所示.

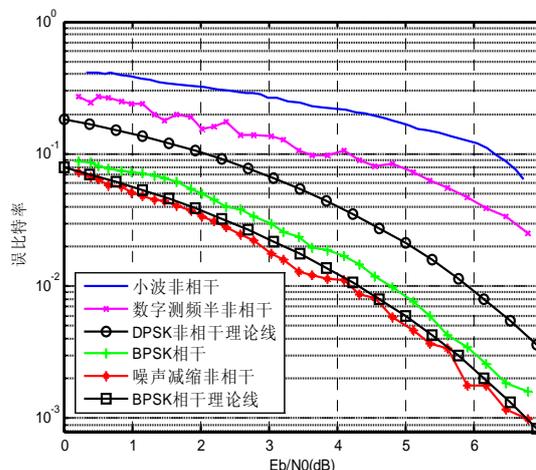


图 3 已知载频为 60MHz 和采样率为 120MHz, 基带信号经升余弦滚降特性滤波的低信噪比 PSK 调制信号经噪声减缩非相干解调的信噪比与误码率的关系曲线

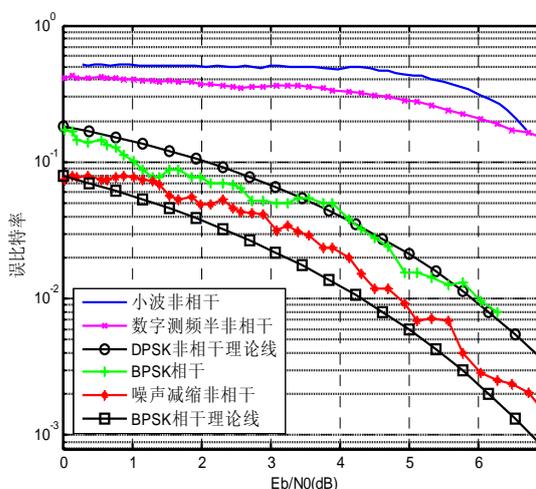


图 4 已知载频为 20MHz 和采样率为 100MHz 的低信噪比 BPSK 调制信号经噪声减缩非相干解调的信噪比与误码率的关系曲线

由图可知, 在信号和噪声幅度不变的情况下, 采样率相对载频的升高(载频倍数的增加, 由前两例的 2 倍变为本例的 5 倍), 采样信噪比 SNR 升高, 信噪比  $E_b/N_0$  的定义随采样率增大也变大, 使得在两坐标值定义的范围值没有变, 两条理论曲线不变. 而实际的小波非相干解调、数字测频半非相干解调和实际相干

解调的误码曲线往右平移,使得误码率增大.即使在这样的情况下,作者研究的噪声减缩的非相干解调误码曲线仍突破了非相干解调的理论误码曲线,其检测性能仍然很好.而实际相干解调误码曲线在 $0 < E_b/N_0 < 4\text{dB}$ 接近非相干解调的理论误码曲线,在 $4 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ 已跑到非相干解调的理论误码曲线上方,误码在20%~2%之间,检测性能很差,失去了相干解调的功能.而小波非相干解调和数字测频半非相干解调的误码率已经在40%~18%之间,其检测性能更差.由此可以看出作者提出的噪声减缩的非相干解调在高采样率下的优越性.

#### 5.4 已知载频为20MHz和采样率为100MHz的低信噪比PSK调制信号盲解调的测试

测试条件:已知参数:载波20MHz,采样率100MHz.未知参数:载波相位随机,码速率在每一个信噪比的点上随机(只要保证码元宽度大于80个载波周期以上),码元起始点随机(任意截断),基带信号经升余弦滚降特性滤波.测试结果如图5所示.

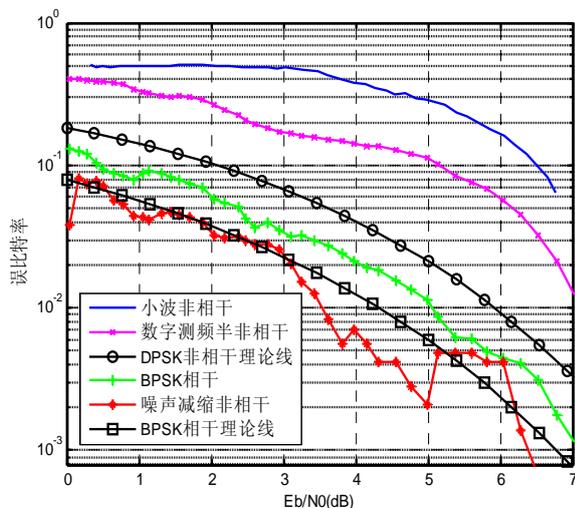


图5 已知载频为20MHz和采样率为100MHz,基带信号经升余弦滚降特性滤波的低信噪比BPSK调制信号经噪声减缩非相干解调的信噪比与误码率的关系曲线

由图可知,在 $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ ,噪声减缩的非相干解调误码曲线突破了非相干解调的理论误码线,并大部分突破了相干解调的理论误码曲线,在 $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ ,小波非相干解调的误码率在40%~6%之间,数字测频的半非相干解调的误码率已在40%~2%之间,仅在7dB左右开始有一定的检测能力.实际相

干解调的误码曲线由于采样率的提高已跑到非相干解调的理论误码曲线之间变化,失去了相干解调的功能.噪声减缩的非相干解调曲线在 $E_b/N_0 > 7\text{dB}$ ,误码率为零.噪声减缩的非相干解调对基带信号经升余弦滚降特性滤波后的检测性能较好,大部分区域已突破了相干解调的理论误码曲线,噪声减缩的非相干解调的良好检测性能,是其它实际相干和非相干解调方法无法比拟的.

#### 5.5 已知载频为40MHz和采样率为160MHz的低信噪比PSK调制信号盲解调的测试

测试条件:已知参数:载波40MHz,采样率160MHz.未知参数:载波相位随机,码速率在每一个信噪比的点上随机(只要保证码元宽度大于80个载波周期以上),符号数1005(随机),码元起始点随机(任意截断).测试结果如图6所示.

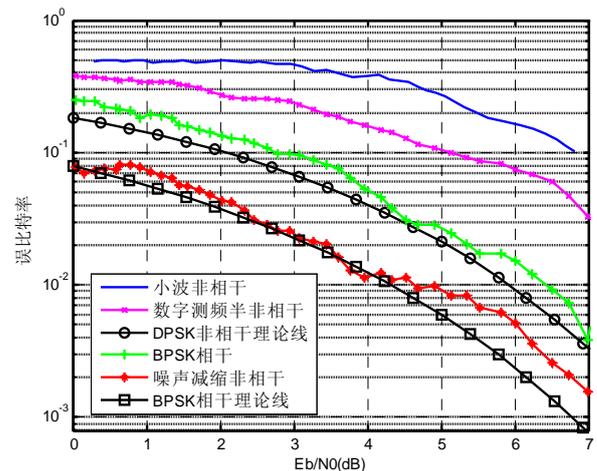


图6 已知载频为40MHz和采样率为160MHz的低信噪比BPSK调制信号经噪声减缩非相干解调的信噪比与误码率的关系曲线

由图可知,噪声减缩的非相干解调误码曲线突破了非相干解调的理论误码线,并在相干解调的理论误码曲线上上下下变化,而实际相干解调的实测曲线由于采样频率相对载频的升高已经上移到非相干解调的理论误码曲线上变化,在 $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ 失去相干解调的能力,而仅有非相干解调的检测能力.小波非相干解调和数字测频的半非相干解调的实测误码曲线也上升较高,在 $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ 没有检测能力.噪声减缩的非相干解调曲线在 $E_b/N_0 > 7\text{dB}$ ,误码率为零,而在 $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ 仍以相干解调的理论误码的优越性能而

能使用,体现了噪声减缩的非相干解调的误码率具有稳健性(不随采样率与载频的倍数增加而变化)

### 5.6 已知载频为 40MHz 和采样频率为 160MHz 的低信噪比 PSK 调制信号盲解调的测试

测试条件: 已知参数: 载波 40MHz, 采样率 160MHz. 未知参数: 载波相位随机, 码速率在每一个信噪比的点上随机(只要保证码元宽度大于 80 个载波周期以上), 码元起始点随机(任意截断), 基带信号经升余弦滚降特性滤波. 测试结果如图 7 所示.

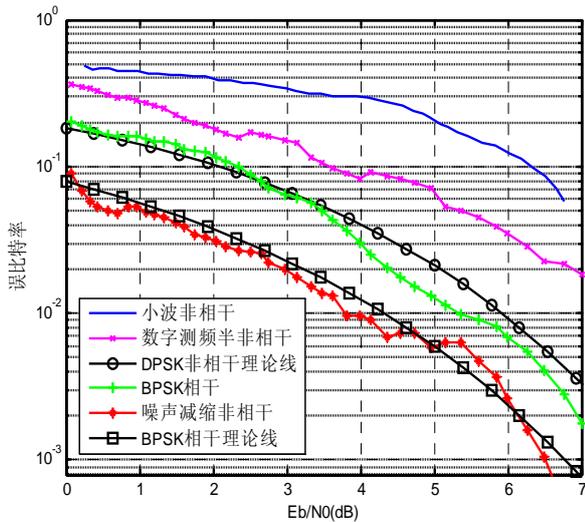


图 7 已知载频为 40MHz 和采样率为 160MHz, 基带信号经升余弦滚降特性滤波的低信噪比 BPSK 调制信号经噪声减缩非相干解调的信噪比与误码率的关系曲线

由图可知, 基带信号经升余弦滚降特性滤波后的低信噪比 PSK 调制信号的噪声减缩的非相干解调误码曲线不但突破了非相干解调的理论误码曲线, 且在大部分区间突破了相干解调的理论误码曲线. 与图六比较, 相干解调方法的误码曲线的性能有所改进, 但还是离相干解调的理论误码曲线较远, 而跑到非相干理论误码曲线附近变化, 其相干解调性能还是较差. 而小波非相干解调 30%~7%之间变化, 也没有测能力. 数字测频半非相干解调借助于已知码速率, 在 6~7dB 有一定的检测能力. 再一次体现了噪声减缩的非相干解调在码流通过成型滤波器后, 其检测能力可超过相干解调的理论误码曲线.

### 5.7 已知载频为 80MHz 和采样率为 240MHz 的低信噪比 PSK 调制信号盲解调的测试

测试条件: 已知参数: 载波 80MHz, 采样率

240MHz. 未知参数: 载波相位随机, 码速率在每一个信噪比的点上随机(只要保证码元宽度大于 80 个载波周期以上), 码元起始点随机(任意截断), 测试结果如图 8 所示.

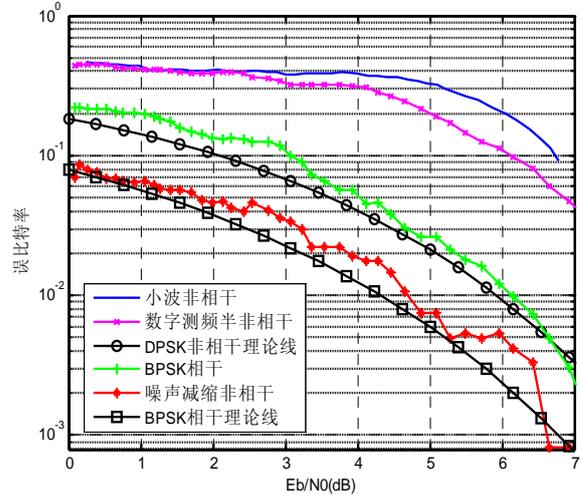


图 8 已知载频为 80MHz 和采样率为 240MHz 的低信噪比 BPSK 调制信号经噪声减缩非相干解调的信噪比与误码率的关系曲线

由图可知, 噪声减缩的非相干解调误码曲线突破了非相干解调的理论误码线, 并靠近相干解调的理论误码曲线, 而实际相干解调的实测曲线已经上移到非相干解调的理论线上方变化, 在  $0 < Eb/N_0 < 7dB$ , 误码率在 30%~3%, 大部分区间失去了检测性能. 由于载频的升高, 采样率增大, 导致小波非相干解调的误码率  $> 10/100$ , 失去了检测功. 数字测频的半非相干的误码率  $> 5/100$ , 已没有检测能力. 而噪声减缩的非相干解调不随码速率相对载频的升高而变化, 其误码曲线始终在相干解调的理论误码曲线附近变化, 表明噪声减缩的非相干解调有优越的检测性能.

### 5.8 已知载频为 80MHz 和采样率为 240MHz 的低信噪比 PSK 调制信号盲解调的测试

测试条件: 已知参数: 载波 80MHz, 采样率 240MHz. 未知参数: 载波相位随机, 码速率在每一个信噪比的点上随机(只要保证码元宽度大于 80 个载波周期以上), 符号数 1004(随机), 码元起始点随机(任意截断), 基带信号经升余弦滚降特性滤波. 测试结果如图 9 所示.

由图可知, 噪声减缩的非相干解调误码曲线重合或低于相干解调的理论误码曲线, 在  $0 < Eb/N_0 < 7dB$  的

范围内有很好检测能力. 在  $E_b/N_0 > 7\text{dB}$ , 误码为 0. 相对图 8 而言, 虽然码流经升余弦滚降特性滤波器滤波, 实际相干解调方法的解调性能有所改善. 而小波非相干解调和数字测频半非相干解调的误码曲线有所改善, 但信噪比在  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$  区间还不具有检测能力.

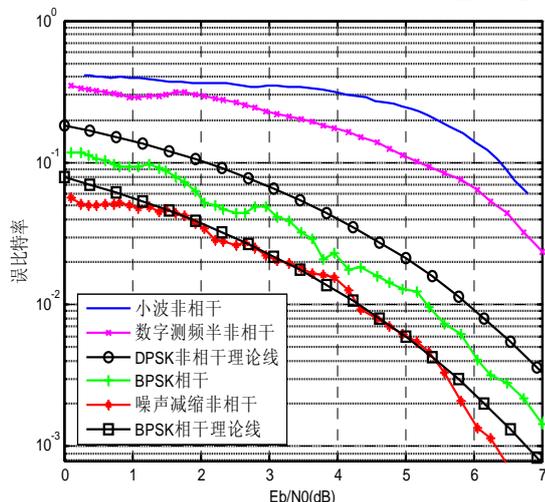


图 9 已知载频为 80MHz 和采样率为 240MHz, 基带信号经升余弦滚降特性滤波的低信噪比 BPSK 调制信号经噪声减缩非相干解调的信噪比与误码率的关系曲线

目前, 国内外主要采用传统的时频(小波)和数字测频的分析方法来处理电子侦察信号, 这些检测方法只能处理高信噪比(按严格的定义) $E_b/N_0 > 7\text{dB}$  的信号, 不能处理信噪比较低  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$  的信号(如图 2~9 所示), 从天线获取的大量低信噪比  $E_b/N_0 < 7\text{dB}$  的信号不能处理被丢弃. 在图 4 中, 信噪比  $E_b/N_0 = 7\text{dB}$  时, 现有电子侦察信号处理的非相干解调的方法的误码率在  $10/100$  以上, 而噪声减缩的非相干解调的误码率在  $E_b/N_0 = 0\text{dB}$  时, 误码率为  $7/100$  左右, 因此噪声减缩的非相干解调在非相干解调  $1/10$  误码率检测能力的情况下, 将电子侦察信号处理的能力从  $7\text{dB}$  推进到  $0\text{dB}$ , 目前实际非相干解调方法不能处理  $0 \sim 7\text{dB}$  的大量电子侦察信号得以处理. 在信噪比  $E_b/N_0 = 7\text{dB}$  时, 噪声减缩的非相干解调的误码率为 0(一般情况下, 误码率出现 0 以后, 用随机过程解释, 如果一个 1000 个符号的低信噪比信号的样本完全反映了噪声的特性, 那么很多个 1000 个符号的低信噪比信号解调的误码率基本相同. 更进一步推广, 如果一个 1000 个符号的低信噪比信号的样本完全反映了噪声的特性, 1000 个以上符号的低信噪比信号的盲解调的误码率与 1000 个

符号的低信噪比信号的误码率基本相同. 假定噪声减缩的非相干解调在这个区间的误码率为  $3/100000$ . 而相干解调的理论误码曲线和非相干解调理论误码曲线相差  $3\text{dB}$ , 因此在  $10\text{dB}$  处非相干的理论误码为  $1/1000$ , 实际非相干解调的误码要高于非相干解调的理论误码值, 假定为  $3/1000$ , 则噪声减缩的非相干解调的误码率是其它现有非相干解调的  $1/100$ . 因此在信噪比  $E_b/N_0 > 7\text{dB}$  的区间, 噪声减缩的非相干解调的误码率是非相干解调误码率的  $1/100$ . 能以如此低的信噪比解调 PSK 调制信号载频上的码流, 这对情报侦察极为重要. 作者提出的噪声减缩的非相干解调的误码曲线与相干解调的理论误码曲线、非相干解调理论误码曲线、实际相干解调误码曲线及非相干解调误码曲线相比, 有如下特点:

- (1) 噪声减缩非相干解调的误码曲线低于现有实际各种非相干解调方法的误码曲线.
- (2) 噪声减缩非相干解调的误码曲线突破非相干解调理论误码曲线.
- (3) 噪声减缩非相干解调的误码曲线始终低于实际相干解调(已知码速率和码片起点)误码曲线.
- (4) 噪声减缩非相干解调的误码曲线接近、重合、或突破相干解调理论误码曲线.
- (5) 噪声减缩非相干解调的误码曲线不随采样率与载频倍数的升高而升高, 始终在相干解调理论误码曲线附近, 具有稳健性. 而实际相干解调、小波非相干解调和数字测频半非相干解调的误码曲线随着采样率与载频的倍数升高, 检测性能变差, 甚至相干解调在  $0 < E_b/N_0 < 7$  也失去解调功能.
- (6) 信噪比在  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ , 噪声减缩的非相干解调能低于实际相干解调的误码曲线, 而以相干解调理论误码曲线处理侦测信号. 而其它实际非相干解调方法的误码曲线都在非相干解调理论误码曲线的上方, 在  $0 < E_b/N_0 < 7$ , 没有检测能力, 因此噪声减缩的非相干解调提高了  $7\text{dB}$  的处理能力.
- (7) 在信噪比  $E_b/N_0 > 7\text{dB}$ , 相干解调方法的误码以  $10\%$  左右的误码率逐步下降. 而噪声减缩的非相干解调的误码率为 0. 噪声减缩的非相干解调的误码率是其它现有非相干解调的  $1/100$  以下.

## 6 结论

测试组认真复习了通信原理的教科书上都有对低

信噪比 BPSK 调制信号的相关解调和非相干解调的理论误码曲线和实际相干解调和非相干解调方法的误码的分析(如清华大学曹志刚教授编写的现代通信原理一书中都有全面的分析和详细的公式推导),只是电子侦察专业利用了通信原理中低信噪比 BPSK 调制信号相干和非相干理论和算法.测试组还从国内外网站上下载大量有关低信噪比信号检测、低信噪比直扩信号检测、电子侦察信号处理、噪声减缩等方面的论文,进行阅读分析.测试组经过讨论认为,目前的电子侦察专业是一个新兴的专业,还没有形成电子侦察专业特有的理论体系,只是在研制硬件设备上电子侦察设备与通信设备处理信号的方法有所不同,这并不影响相关专业的人员从事与电子侦察有关的理论和算法研究.通过暂短的研究,测试组从事通信和信号处理及电子侦察专业的年青博士、博士生和硕士生,完全具备了对作对低信噪比 BPSK 调制信号载频上随机码流的盲解调的测试工作能力.通过测试组的测试、分析、与国内和本院从事侦察累积的成果对比,证明作者的这一研究成果远远超过了国内现有电子侦察信号处理的研究成果.这次测试既对作者提出的噪声减缩的新理论和算法成果保密,又精心设计测试的数据,对作者提出的理论和算法成果进行了全面测试(而不是某些特殊情况),测试结果表明:作者提出的噪声减缩非相干解调的误码曲线都低于实际非相干解调方法(小波和数字测频)和相干解调方法的误码曲线,证明作者提出的噪声减缩的理论的正确性和算法的有效性.作者的主要成果为:已知载频和采样率,未知信号参数(载频的相位、码速率和码元起始点)的低信噪比( $E_b/N_0 > 0$ ) PSK 调制信号的非相干解调.在现有非相干解调能够处理电子侦察信号的信噪比  $E_b/N_0 > 7\text{dB}$  区间,噪声减缩的非相干解调的误码率为 0,或是现有非相干解调误码率的 1/100 倍以下.在现有非相干解调不能处理电子侦察信号的信噪比  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$  区间,噪声减缩的非相干解调的误码曲线低于现有电子侦察信号处理的非相干解调方法的误码曲线、突破非相干解调的理论误码曲线、低于实际相干解调方法的误码曲线、接近或重合或低于相干解调的理论误码曲线.将现有非相干解调不能处理电子侦察信号的信噪比区间从  $E_b/N_0 = 7\text{dB}$  推进到  $0\text{dB}$ ,提高了  $7\text{dB}$  的处理能力.这一研究成果不但能够解决短周期伪码表示信息的扩频通信的盲解调,更重要的是为长码的盲解调提供了一

条有效的途径,这是电子对抗和电子侦察中的理论和算法上的重大创新性成果.由于载波可以通过 FFT 谱分析进行粗略估计、然后用载波恢复环路(平方环和科斯塔斯环),从低信噪比 PSK 调制信号中更为精确地恢复载波,因此对作者盲解调的测试仅在已知采样率和载波,未知信号参数(载频的相位、码速率、码片的起始点)的情况下,对低信噪比信号( $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ )载频上的码流盲解调的测试.随着信噪比的更进一步降低( $E_b/N_0 < 0\text{dB}$ ),利用 FFT 谱分析估计和用载波恢复环路(平方环和科斯塔斯环)恢复载频的误差较大,甚至失去估计和恢复载频的功能,因此更低信噪比( $E_b/N_0 < 0\text{dB}$ ) BPSK 调制信号的载频估计仍然是目前国内外在信号检测领域研究的重要内容.目前,作者正在利用噪声减缩的算法检测低信噪比 PSK 调制信号的载波,其算法还有待进一步完善.在电子侦察信号处理中,如果我们从侦察的信号中连载波频率都提取不出来,是不可能再去研究盲解调载波上的码流.因此,这次测试的主要目的不是载频的检测问题,重点是未知载波相位、码速率和码元同步点的低信噪比 PSK 调制信号载频上随机码流的盲解调,为了使测试报告真实、可靠和可重复测试,因此测试条件中在已知采样率的基础上再加上已知载频的条件(作者在信噪比  $1 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ ,也可以仅知采样率的情况下,实现低信噪比 BPSK 调制信号盲解调,但算法还需进一步完善).在 8 个图中,小波非相干解调在信噪比  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$ ,根本不能使用.只有在信噪比  $E_b/N_0 > 10\text{dB}$  误码率才慢慢减小下来.而作者这一研究成果没有花国家一分钱,确实突破了长期以来利用噪声非相关、信号相关原理的累积方法解决弱信号处理的方法,在弱信号处理的理论上有重大创新,在应用上是解决低信噪比电子侦察信号处理的核心技术,并在其它武器装备的弱信号处理中有着广泛的应用前景.这一重大创新体现在以下两个方面:

#### (1) 低信噪比(弱)信号处理理论的重大突破

提出研究已知载频和采样率的低信噪比信号的噪声减缩理论和算法,并已成功地应用于低信噪比( $E_b/N_0 > 0\text{dB}$ ) PSK(BPSK 和 DPSK)调制信号盲(非相干)解调.噪声减缩理论和算法的提出打破了传统的只利用信号相关和噪声非相关的原理发展了一些只能检测较高信噪比( $E_b/N_0 > 7\text{dB}$ )的信号的累积方法,噪声减缩的理论为低信噪比(弱)信号处理的理论研究开辟了

一条新的研究途径。

## (2) 低信噪比电子侦察信号处理方法的重大创新

① 目前电子侦察信号处理所用的常规非相干解调方法不能处理信噪比  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$  区间的信号, 而噪声减缩的非相干解调方法在该区间的误码曲线突破了非相干解调的理论误码曲线, 接近或重合或低于相干解调的理论误码曲线, 将现有电子侦察信号处理的能力从信噪比  $E_b/N_0 = 7\text{dB}$  推进到  $0\text{dB}$ , 能够处理信噪比  $0 < E_b/N_0 < 7\text{dB}$  区间大量电子侦察信号, 这是电子侦察信号处理应用上的重大突破, 是具有自主知识产权的核心技术, 这一核心技术将为目前处于停滞不前的低信噪比 ( $E_b/N_0 < 7\text{dB}$ ) 电子侦察信号处理提供了一个有效的方法, 为研制新一代电子侦察设备提供了强有力的技术支持。

② 目前电子侦察信号处理所用的常规非相干解调方法虽然能够处理信噪比在  $E_b/N_0 > 7\text{dB}$  区间的信号, 但误码率较高。现有非相干解调从  $E_b/N_0 = 7\text{dB}$  的  $1/10$  误码率的随着信噪比的上升在非相干解调理论误码曲线上方逐渐下降, 而噪声减缩的非相干解调在  $1000$  个符号的测试数据  $E_b/N_0 = 7\text{dB}$  时, 误码率为  $0$ , 能以如此低的误码率盲解调 PSK 调制信号载频上的码流, 这对电子情报侦察极为重要。

③ 噪声减缩的非相干解调的误码曲线与采样率对载频的倍数关系几乎无关, 采样率与载频的倍数关系变化, 其误码曲线始终在相干解调的理论误码曲线附近, 具有稳健性。而相干解调和其它非相干解调的误码率随采样率与载频的倍数关系升高而增加。利用噪声减缩的非相干解调误码曲线的稳健性, 可以对低信噪比信号用不同的采样频率采样, 对采样的数据盲解调, 然后对不同采样率解调后的码流进行对比纠错。

④ 噪声减缩的非相干解调以近似相同的误码率解调宽频带不同载频上的码流。在同一信噪比  $E_b/N_0$  的定义和同一采样率下, 以近似同样误码率盲解调宽频带中不同载频信号的码流。传统的相干解调、非相干解调方法, 其误码率随采样率与载频的倍数增大而升高。但噪声减缩非相干解调的误码曲线不随采样率与载频的倍数增大而变化, 仍然在相干解调理论误码曲线附近变化。用某一固定的采样率, 对宽频带中的不同载频的每个周期的采样次数是不相同, 噪声减缩的非相干解调都能以同样的误码率解调宽频带中不同载频信号上的码流, 这对宽频带电子侦察信号的处理是

至关重要的。

⑤ 利用噪声减缩的原理和算法, 可以精确确定载频上随机码流的码速率和随机码流码片的起始点(码元同步点)。这两个参数的确定, 将为未知信号侦察的非相干解调转换为协作通信的相干解调的研究提供了条件, 为实时和长期侦测某些重要的通信、遥测、遥控信号提供强有力的技术支持。

⑥ 通常情况下, 从天线获取无线信号, 采样率为载频的  $3 \sim 5$  倍。通过上面的实际测试, 采样率为载频的  $3 \sim 5$  倍时实际相干解调的误码曲线上移, 误码率增加, 甚至跑到非相干解调的理论误码曲线上方, 失去协作通信相干解调的作用。而噪声减缩的非相干解调的误码曲线具有稳健性, 始终在相干解调的理论误码曲线附近。因此我们可以用噪声减缩的非相干解调的核心技术来修改现有实际相干解调的方案, 使之采样率为载频的  $3 \sim 5$  倍时, 实际协作通信的相干解调误码曲线始终在相干解调理论误码曲线附近变化, 不但可减少误码率外, 还可增大协作通信的作用距离。用于雷达回波检测, 可以减少虚警概率和增大雷达的作用距离。

这一研究成果也得到了国外电子战专家的重视, 甚至国外有的大学通过 Email 给我们发数据(低信噪比随机码流的 BPSK 调制信号)来进行测试, 测试结果也证实了我们测试的  $8$  个图中的误码曲线是正确的, 对我们的创新性成果给予了肯定, 并给我们指出了在现有研究基础上将在以下三个方面开展研究: QPSK 调制; 高动态(多普勒频移  $< 1\text{MHz}$ ); 复杂电磁环境(区分和消除带内单频干扰, 多个不同频率的带部分重叠的直扩信号)。希望国内的电子侦察领域的专家也象国外专家那样共同参与测试, 以便更好地在电子侦察领域发展具有自主知识产权的创新性理论和算法, 而不是随随意地予以否定。

## 参考文献

- 1 陈锡明, 黄硕翼. 直扩信号的参数检测与估计综述. 电子信息对抗技术, 2008, 5(3): 1-3.
- 2 詹毅, 曹国英, 章军, 等. 负信噪比直扩信号侦察技术研究综述. 通信对抗, 2005, (2): 11-14.
- 3 Hinedi S, Polydoros A. DS/LPI autocorrelation detection in noise plus random-tone interference. IEEE Trans. on Communications, 1990, 38(6): 805-817.
- 4 Gelli G, Mattered D, Paura L. Blind wideband spatio-temporal

- filtering based on higher order cyclostationarity properties. IEEE Trans. on Acoustics SPEechand Signal Processing, 2005, 53(4): 1282-1290.
- 5 Spooner CM, Gardner WA. Robust feature detection for signal interception. IEEE Trans. on Communications, 1994, 42(5): 2165-2173.
- 6 Bogert BP, Healy MJR, Tukey JW. The quefrency analysis of time series for echoes cepstrum pseudo-autocovariance cross-cepstrum and saphe creaking in time series analysis. M Rosenblatt Ed, 1963, 15: 209-243.
- 7 Oppenheim AV, Schaffer RW. From frequency to quefrency: A history of the CePstrum. IEEE Signal Processing Magazine, 2004, 9: 95-106.
- 8 季蓉.倒谱法实现直接序列扩频信号检测的研究.电信技术参考,2000,4:45-49.
- 9 游凌,程尚武.直扩信号的平方检测法及性能分析.电信技术研究,1998.
- 10 孟建,胡来招.直扩信号检测的相关积累技术.电子对抗技术,2001,16(2):1-5.
- 11 张天琪,周正中.直扩信号伪码周期的谱检测.电波科学学报,2001,16(4):518-523.
- 12 黄春琳,柳征,姜文利,周一宇.基于循环谱包络的扩谱直序信号的码片时宽、载频、幅度估计.电子学报,2002,30(9): 1353-1356.
- 13 丁国栋,向新,张敬利,易克初.高斯白噪背景下的直扩信号检测.空军工程大学学报,2003,4(2):59-61.
- 14 牛景昌,刘学军,李艳斌.直扩信号的深度盲检测方法研究.无线电通信技术,2008,34(5):31-33.
- 15 Bure LG, Boudier C. Blind estimation of the pseudo-random sequence of a direct sequence spread spectrum signal. IEEE MILCOM. Losangeles, California. IEEE. 2000.
- 16 张天琪,周正中,郭宗祥.一种DS/SS信号的PN码序列估计的神经网络方法.信号处理,2001,17(6):533-537.
- 17 张花国,李立平.一种改进的DS/SS信号PN码序列估计算法.信号处理,2003,19(S):74-77.
- 18 阔永红,杨旭涛.低信噪比直扩信号的盲解扩.舰船科学技术,2007,29(2):87-93.
- 19 章军,詹毅.负信噪比直扩信号伪码估计算法.信息对抗, 2005,2:10-13.
- 20 张天琪,林孝康,周正中.基于神经网络的低信噪比直扩信号的扩频码盲估计方法.电路与系统学报,2007,12(2), 118-123.
- 21 董占奇,胡挥英,于宏毅.基于延迟相乘-相关及谱分析的直扩信号检测与符号周期、码片时宽估计分析.电子与信息学报,2008,30(4):840-842.
- 22 胡进峰,郭静波.混沌扩频序列盲估计.电子与信息学报,2008,80(8):1820-1827.
- 23 徐海源,王丰华,黄知涛,周一宇.长码直扩信号的符号速率盲估计方法.国防科技大学学报,29(6):44-48.
- 24 张天琪,周正中,邝育军,等.低信噪比长码直扩信号伪码周期的估计方法.系统工程与电子技术,29(1):12-16.
- 25 张天琪,周正中,邝育军,等.低信噪比长伪码直扩信号的盲估计方法.信号处理,2008,24(3):370-376.
- 26 陈敬桥,潘申富,王春霆.低信噪比环境下 QPSK 调制解调器的设计.无线电工程,2007,37(1):50-52.
- 27 刘东华,袁嗣杰.一种基于数字测频技术的 PCM/DPSK 解调方法.电讯技术,2004,6:129-231.
- 28 李炎新,胡爱群,宋宇波.自适应 BPSK 解调方法研究.中国工程科学,2006,8(5):49-52.
- 29 Doynne FJ, John JS. Optical shadowing and noise reduction. Physica D, 1991, 47: 373-346.
- 30 Lee C, Williams B. A noise reduction method for chaotic signals. Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics. Speech and Signal Processing. 1995, 2. 1348-1351.
- 31 黄显高,王超,黄伟,等.负信噪比直扩信号的基带码盲检测.中国科学,2007,37(2):329-338.
- 32 黄显高,等.利用小波多尺度分解算法实现混沌系统的噪声减缩.物理学报,1999,9.
- 33 Judd K. Shadowing pseudou-orbit and gradient noise reduction. Nonlinear Science, 2007, 18: 57-74.
- 34 DiPietroPaolo D, Muller HP, Nolte G, Erne SN. Noise reduction in magnetocardiography by singular value decomposition and independent component analysis. International Federation for Medical and Biological Engineering, 2006, 44: 489-499.
- 35 Nikolic K, Loizu J, Degenaar P, Toumazou C. Noise reduction in analogue computation of Drosophila photoreceptors. J Comput Electron, 2008, 7: 458-461.