

## ABSTRACT

Direct sequence spread spectrum signals have been widely used for secure communication and mobile communication known as Code Division Multiple Access System. Because DSSS signals have many advantages such as anti-jamming capability, low probability of interception, multiple access capability and so on.

For the issue of reconnaissance of DSSS/BPSK signals damaged by strong additive white Gaussian noise(AWGN), the followings are the main research content in this dissertation: The signal detection theory of auto-correlation method(ACM) is researched. Based on analysis on the generation mechanisms of auto-correlation peaks, ACM is combined with average technique in correlation domain. Average technique not only smoothes noise correlation lines, but also makes all potential positions of generating auto-correlation peaks of DSSS/BPSK signals. The improved ACM obtains lower SNR limitation successfully. Furthermore, the application of higher-order statistics to DSSS/BPSK signal parameters estimation is studied. An approach based on fourth-order cumulate 2-D slice is researched, which can estimate the carrier frequency and the symbol period. Based on the estimation of the symbol period, dispreading without the code is studied in this paper, in which the local code is gained from the received DSSS/BPSK signals. So we can intercept DSSS/BPSK signals with low SNR even if the spreading code is unknown.

**Key words:** DSSS Signal, Signal Detection, Parameters Estimation, Correlation

## 声 明

本学位论文是我在导师的指导下取得的研究成果，尽我所知，在本学位论文中，除了加以标注和致谢的部分外，不包含其他人已经发表或公布过的研究成果，也不包含我为获得任何教育机构的学位或学历而使用过的材料。与我一同工作的同事对本学位论文做出的贡献均已在论文中作了明确的说明。

研究生签名： 程帆

2007年6月12日

## 学位论文使用授权声明

南京理工大学有权保存本学位论文的电子和纸质文档，可以借阅或上网公布本学位论文的部分或全部内容，可以向有关部门或机构送交并授权其保存、借阅或上网公布本学位论文的部分或全部内容。对于保密论文，按保密的有关规定和程序处理。

研究生签名： 程帆

2007年6月12日

## 1 绪论

### 1.1 研究背景及意义

扩频通信<sup>[1]</sup>技术由于采用了伪随机编码作为扩频调制的基本信号,使它具有很多独特的优点:用于通信中,抗干扰能力强<sup>[2]</sup>,发射功率谱密度低,具有低截获率,不易被发现,对其他通信影响小;能实现码分多址功能和任意选址的功能;在测距中,应用伪随机编码测距,可大大提高测距精度和准确度;应用伪随机编码序列和晶体振荡器做时钟源,可以做成结构简单的频率标准等种种优点。由于这些优点,从 50 年代中期到现在的 50 多年时间内,扩频技术迅速发展,并得到了越来越广泛的应用,在通信、数据传输、信息保密、定位、测距和多址技术等方面,显示出它极强的生命力。在电子对抗<sup>[3]</sup>时代,扩频技术用于通信、导航和识别信息综合系统,将为军事上开展联合指挥提供最先进的通信系统,它也是强有力的通信对抗的手段之一。近年来扩频通信技术的理论和实践都得到了迅速的发展,在民用通信中也得到了越来越广泛的应用,未来第三代、第四代移动通信都要使用以扩频通信技术为基础的 CDMA 技术。

通信对抗<sup>[4]</sup>分为通信侦察与通信干扰两部分。通信侦察是信息战、电子战的耳目,其目的是获取情报。它是利用电子侦察设备对敌方的无线电通信信号进行搜索、截获、识别、测量和分析,从而获得军事或技术情报的过程。通信侦察所获取的情报信息对判明敌情、分析军事形势和指挥作战具有重要的意义。因此,世界各个主要国家都十分重视并大力发展通信侦察技术,以保持自己在军事情报方面的优势。

按照侦察的目的,通信侦察可分为技术侦察和情报侦察两大类。技术侦察的目的是获取对方通信网台的技术参数。从电子对抗的要求出发,技术侦察的用途主要是为包括侦听及干扰设备在内的其它设备提供通信信号参数信息。技术侦察需要侦测的信号参数有:信号频率、工作方式、调制方式、信号电平及网台归属等。情报侦察的目的是获取对方通信的直接情报,即传送的信息内容,包括语言、数据、图象等。对通信信号的侦听是情报侦察的一种重要手段,它依靠技术侦察获得的技术参数,直接截获对方的通信信号,并解调出其传送的调制信号,它是破译对方所传送信息的基础和前提。因此,在通信侦察领域,对通信信号的侦听无疑占有举足轻重的地位。

### 1.2 直扩信号侦察的研究现状

对直扩信号(DSSS)的情报侦察,可以分为三个步骤,首先要对其进行准确的检测,随后,在检测到信号的基础上,进行扩频特征参数提取,也称为参数估计,最后在获

得这些参数的基础上对其进行解扩解调，从而截获敌方通信的信息内容。

DSSS 通信是为了对抗传统干扰而引入的一种全新的抗干扰通信体制。DSSS 信号具有伪噪声的特点，通常隐蔽在背景噪声中传播。DSSS 通信较之常规通信(定频通信)具有更低的截获率和更高的抗干扰特性。DSSS 通信对信息序列直接实施高速的扩频码序列调制，其信号频谱大为展宽，因而具有较低的截获特性。DSSS 通信较之常规通信还具有较强的抑制噪声的能力，即具有较强的抗干扰能力，单纯用一般干扰信号在频域、电平域与被干扰 DSSS 信号重叠是不能够达到最佳干扰的。

由 DSSS 通信所固有的特点决定了，一方面 DSSS 信号难于检测，另一方面即便是检测到了 DSSS 信号但不知道发方的扩频码，也将难于恢复信息<sup>[5]</sup>。用经典信号检测与估计理论是难于对 DSSS 信号做出有效的检测与估计的。但无论 DSSS 信号与背景噪声怎样类似，它与背景噪声肯定是有区别的，因此 DSSS 信号的对抗策略应该是利用 DSSS 信号和周围噪声在时域、频域、相关域、功率谱、倒谱、谱相关、高阶谱域和时频域中的不同特征，采取相应的方法对 DSSS 信号进行区分，从噪声中估测出 DSSS 信号，它由宽带微弱信号检测与估计理论来支持，属于通信信号细微特征提取的范畴<sup>[6]</sup>。对 DSSS 信号的对抗须先检测与估计 DSSS 信号，然后才有可能对 DSSS 通信实施有效的解扩解调。

虽然 DSSS 信号的检测与估计研究从八十年代初就被提出来了，但 DSSS 信号的检测与估计直到现在还是一个尚未完满解决的难题。这是因为 DSSS 信号通常可以淹没在噪声之中很难被发现，而估计其参数则更难。在噪声中检测与估计 DSSS 信号的方法还都有待完善。在噪声中检测出 DSSS 信号已经存在，才有可能谈及 DSSS 信号参数的估计问题。通常希望知道 DSSS 信号的带宽、扩频码重复周期、扩频码速率、扩频码的码型结构等。而把这些参数估计出来比断定其存在还要困难。

目前，对直扩信号的检测和参数估计主要应用的方法有：能量法<sup>[7]</sup>，时域延时相关法<sup>[8]</sup>，谱相关法<sup>[9][10]</sup>，倒谱法<sup>[11]</sup>，非线性变换法<sup>[12][13]</sup>，高阶统计量法<sup>[14][15]</sup>等。应用这些方法可以在较低的信噪比条件下检测到直扩信号，并且较为准确的估计信号参数，如载频、信息码速率、扩频码周期等。

直扩信号检测和参数估计进行的是信号的技术侦察，在此基础上，直扩信号的侦收即信息侦察成为可能。由于直扩通信中使用伪随机码扩频，信号的信噪比很低，这就使得通常的侦收手段失去作用。正常通信中，收发双方使用相同的扩频码，接收方利用已知扩频码解扩，可以将信号从噪声中提取出来。而在非合作方接收信号时，侦收方不知道敌人使用的扩频码，我们把这种接收方式称为盲码解扩<sup>[16]</sup>。目前，对于盲码解扩的研究还处于探索阶段。传统的方法是自相关法<sup>[17]</sup>。自相关法是一种经典的弱信号检测方法。它将信号延迟一段时间后与原信号做相关处理，通过检测直扩信号的自相关函数的峰值，即可检测出信号，并判决输出。自相关法利用了直扩信号扩频码

的特征,有一定的抑制噪声能力。但如果外界环境中存在较强的噪声,自相关法的性能会迅速下降。所以,在传统相关法的基础上,相继发展出了循环自相关法<sup>[18]</sup>,比特延迟差分法<sup>[19]</sup>等解扩方法。但总的说来,目前国内外尚未有一种可以在低信噪比下实现盲码解扩的实用方法。因此,低信噪比下直扩信号盲码解扩的研究具有重要的现实意义,其中本地参考信号的获取非常关键。

### 1.3 本文的主要工作和章节安排

本文针对受强高斯白噪声污染的 DSSS/BPSK 中频信号的检测和参数估计,分析了 DSSS/BPSK 中频信号的自相关特性,对传统的自相关检测方法进行了理论推导,并进行了计算机仿真,发现这种传统方法在实际信号检测和参数估计中的不足之处,研究了一种新的自相关检测方法,能够在低信噪比条件下准确检测出 DSSS/BPSK 中频信号,并能准确估计出伪码周期、载波频率、伪码速率及伪码长度。此外,还运用四阶累积量 2-D 切片的方法,对所接收的直扩信号的伪码周期和载波频率进行了估计,并与改进后的时域自相关法做了性能上的比较。在此基础上,对 DSSS/BPSK 中频信号的解扩进行了初步研究,讨论了用多步截取法来实现非合作方伪码解扩的方案,对可能产生的误差影响进行了分析,并对该方案的误码率性能作了仿真。

本论文的章节安排如下:

第二章 阐述了扩展频谱通信的基本原理、特点及结构。着重研究了 DSSS/BPSK 信号的高斯信道模型,并对  $m$  序列的性质特点做了简单介绍;

第三章 首先介绍了时域自相关法是利用 DSSS/BPSK 信号的周期自相关特性和噪声的不相关性来进行信号检测和参数估计的。在研究该法原理的基础上,分析了含噪 DSSS/BPSK 信号自相关峰的出现机理。研究了将传统时域自相关与相关域迭加平均技术相结合的方法,经过有限次数的迭加平均后能够有效地平滑噪声,使得在各延迟时间为伪码周期整数倍处均出现相关峰,并通过计算机仿真验证了该方法的可行性,且能达到准确检测直扩信号的目的;

第四章 通过理论分析和计算机仿真阐明验证了改进的时域相关检测方法可以在强高斯白噪声干扰下,在时/频域上对伪码周期、载波频率、伪码速率及伪码长度进行准确估计;从理论上分析了直扩信号的四阶累积量 2-D 切片蕴涵有伪码周期和载波频率的信息,而且可以完全抑制高斯噪声。运用四阶累积量 2-D 切片的方法,对接收到的直扩信号的伪码周期和载波频率进行了估计,验证了该方法的有效性,并与改进后的时域自相关法做了性能上的比较;

第五章 对解扩时本地参考信号获取的方法进行了理论上的证明,利用前面估计出的伪码周期进行了计算机仿真,并对其改进后的方法进行了讨论。最后,对改进前后的解扩性能进行了仿真比较。

## 2 扩展频谱通信

### 2.1 扩展频谱通信的基本原理

#### 2.1.1 扩展频谱通信的基本概念

扩展频谱通信系统是指待传输信息的频谱用某个特定的扩频函数扩展后成为宽频带信号，送入信道中传输，再利用相应手段将其压缩，从而获取传输信息的通信系统，简称扩频系统或 SS(Spread Spectrum)系统。扩展频谱系统必须满足以下两条准则 [20]：

- (1) 传输带宽远远大于被传送的原始信息的带宽；
- (2) 传输带宽主要由扩频函数决定，此函数常用伪随机编码信号实现。

#### 1. 扩展频谱技术产生的两个重要理论基础

(1) 信息论。采用香农(C. E. Shannon)信道容量公式来描述，如式(2.1)：

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.1)$$

该公式表明，在高斯信道中当传输系统的信噪比 SNR 下降时，可用增加系统传输带宽 W 的方法来保持信道容量 C 不变。对于任意给定的信噪比，可以用增大传输带宽来获得较低的信息差错率。扩展频谱技术正是利用这一原理，用高速率的扩频码来达到扩展传输的数字信息带宽的目的。

(2) 抗干扰理论，即信息传输差错概率是输入信号与噪声的功率比和信号带宽与信息带宽比二者乘积的函数。在一定差错概率和一定信息带宽下，信噪比与信号带宽是可以互换的。这同样指出了可用增加带宽的方法来换取信噪比上的好处这一客观规律。而且，如果我们用扩频系统的输出信噪比与输入信噪比二者之比（处理增益）来表征其抗干扰能力，则各种扩频系统的抗干扰性能大体上和扩频信号的带宽与所传信息的带宽的比值成正比。

#### 2. 扩展频谱系统的分类

扩展频谱通信系统按工作方式可分为以下几种：

- (1) 直接序列扩展频谱系统(DS-SS)；
- (2) 跳频扩频系统(FH-SS)；
- (3) 跳时扩频系统(TH-SS)；
- (4) 线形调频 (Chirp)；
- (5) 混合式,就是将以上基本扩频方式中的两种或多种结合起来构成的混合扩频体制，如 FH/DS, DS/TH, FH/TH 等。

#### 3. 扩展频谱系统的特点

### (1)抗干扰能力强

扩频技术是将信号扩展到很宽的频带上,在接收端对扩频信号进行相关处理即带宽压缩,恢复成窄带信号。对于干扰信号来说,因为与扩频信号不相关,被扩展到一个很宽的频带上,使之进入信号通频带内的干扰功率大大降低,相应地增加了相关器输出端的信号/干扰比,因而具有较强的抗干扰能力。扩频系统的抗干扰能力主要取决于系统的扩频增益(或称为处理增益)。正因如此,扩频系统具有极强的抗人为宽带干扰、窄带瞄准式干扰、中继转发式干扰的能力,有利于电子反对抗。

### (2)安全保密

扩频系统发射的信号谱密度低,近似于噪声,有的系统可在-20dB到-15dB信噪比条件下工作,使对方很难检测并估计出信号,即扩频通信有低截获率的优点。扩频系统使用码周期很长的伪随机码,在一个伪码周期中具有随机特性,经它调制后的数字信息类似于随机噪声。敌方要想破密,就得准确知道所用伪随机码及系统同步等信息,从而达到安全保密通信的目的。

### (3)可进行多址通信

扩频通信本身就是一种多址通信,其很强的多址能力保证了它的高频谱利用率,当用它组成多址通信网时,网同步比常规通信体制易于实现,便于实现机动灵活的随机接入,适合机动灵活的战术通信和移动通信。

### (4)抗衰落能力强

扩频信号占据的频带很宽,但由于某种原因引起衰落时,只会使一小部分频谱衰落,不会使整个信号产生畸变。因此扩频系统具有抗频率选择性衰落的能力。

### (5)抗多径能力强

由于扩频系统中采用的伪码通常具有很好的自相关特性,不同路径传输来的信号很容易被分离并可在时间和相位重新对齐,形成几路叠加,可以大幅度地改善系统的性能,从而扩频系统对多径干扰可以变害为益,这是任何其它系统不易做到的。

## 2.1.2 扩展频谱通信系统的模型

### 1. 扩频通信系统的数学模型

图 2.1.2.1 是扩频通信系统的数学模型。扩频系统可以认为是扩频和解扩的变换对。要传输的信号  $s(t)$  经过扩频变换,将频带较窄的信号  $s(t)$  扩展到一个很宽的频带  $B$  上去,发射的信号为  $S_s[s(t)]$ 。扩频信号通过信道后,叠加噪声  $n(t)$  和干扰信号  $J(t)$ ,送入解扩器的输入端。对解扩器而言,其解扩过程正好是扩频过程的逆过程,从而有:对信号  $S_s^{-1}[s(t)]$  的处理,还原出  $s(t)$ ,而对噪声  $n(t)$  和干扰信号  $J(t)$ ,有  $S_s^{-1}[n(t)] = S_s[n(t)]$  和  $S_s^{-1}[J(t)] = S_s[J(t)]$ ,即将  $n(t)$  和  $J(t)$  扩展。这样,在  $s(t)$  的频带  $[f_a, f_b]$  内,  $s(t)$  可以全部通过,而  $S_s[n(t)]$  和  $S_s[J(t)]$  只有当其功率在  $[f_a, f_b]$  内时才能

通过。 $[f_a, f_b]$  相对于  $B$  来讲小很多，所以，噪声和干扰在很大程度上得到抑制，提高了系统的输出信噪比<sup>[21]</sup>。

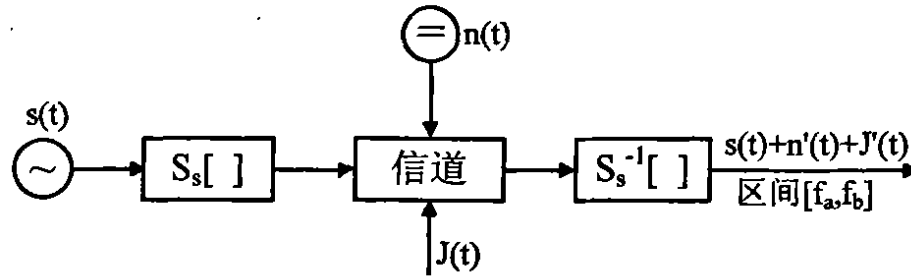


图 2.1.2.1 扩频通信系统数学模型

### 2. 扩频通信系统的物理模型

图 2.1.2.2 为扩频系统的物理模型。信源产生的信号经过信息调制即信源编码成为数字信号，再进行扩频调制，即用一扩频码序列将数字信号扩展到很宽的频带上，然后进行载波调制，即把经扩频调制的信号搬到更高的频率上发送出去。在接收端，接收到发送信号后，经混频后得到一中频信号，再用本地扩频码进行相关解扩，恢复成窄带信号，然后进行解调，将数字信号还原出来。在接收的过程中，要求本地产生的扩频码与发端用的扩频码完全同步。

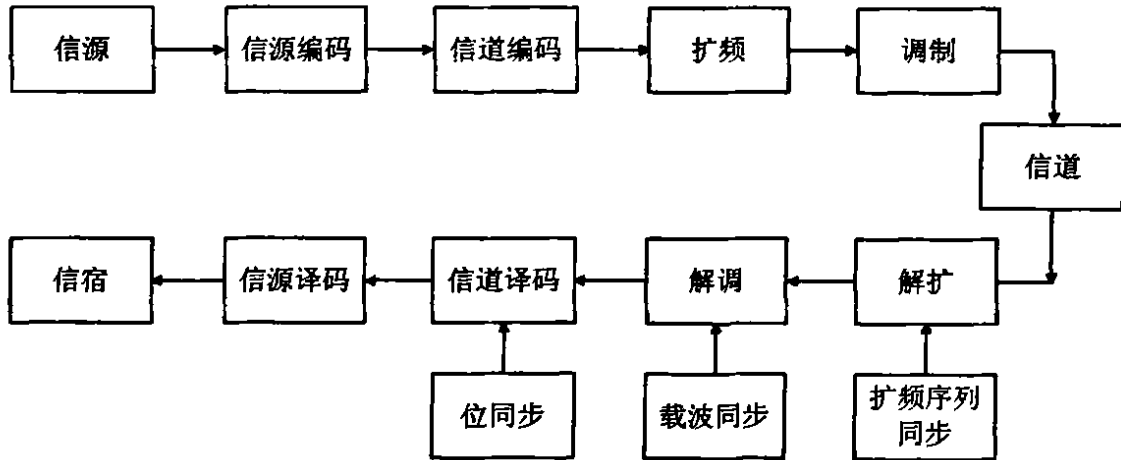


图 2.1.2.2 扩频系统物理模型

## 2.2 DSSS/BPSK 通信原理及信号模型

### 2.2.1 DSSS/BPSK 通信系统

直接序列扩频通信系统(DSSS)就是用高速率的伪噪声码序列与信息码序列模二加后(波形相乘)的复合码序列去控制载波的相位而获得直接序列扩频信号。扩频序列的选择是使合作的接收方容易接收，而使非合作的截获方很难解调。具有这种性质的序列通常看似随机的，实际上有一定的产生机理，故称为伪随机信号。常用的扩频序列有  $m$  序列、Gold 序列等。一般情况下，直接扩频序列均采用 PSK 调制，其中最简



单也是较常用的是 BPSK 调制方式。

下面介绍本文着重研究的 DSSS/BPSK 直接序列扩频通信，如图 2.2.1.1 所示。

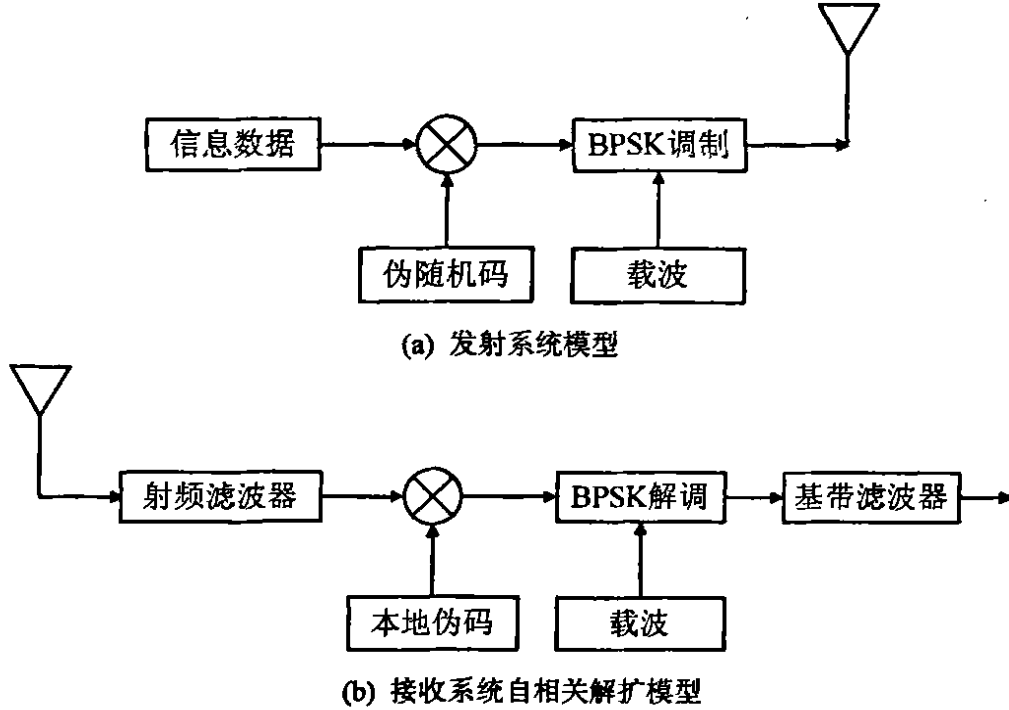


图 2.2.1.1 直扩系统基本结构

DSSS/BPSK 通信系统发送的信号为：

$$s(t) = \sqrt{2P}d(t)c(t)\cos(\omega_0 t) \quad (2.2)$$

其中， $d(t) \in \{-1, 1\}$  是信息数据序列，信息码元宽度  $T_d$ ， $c(t) \in \{-1, 1\}$  为扩频序列，扩频码元宽度为  $T_c$ ， $P$  是信号功率， $\omega_0$  为载波角频率，它的功率谱为：

$$S(f) = \frac{1}{2}PT_c \left\{ \sin^2[(f - f_0)T_c] \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - f_0 - \frac{k}{T_d}\right) + \sin^2[(f + f_0)T_c] \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f + f_0 - \frac{k}{T_d}\right) \right\} \quad (2.3)$$

式(2.3)中， $f_0$  为载频。

若不采用扩频机制，直接对信息速率进行 BPSK 调制，则生成的信号  $S_d(t)$  为：

$$s_d(t) = \sqrt{2P}d(t)\cos(\omega_0 t) \quad (2.4)$$

它的功率谱为：

$$S_d(f) = \frac{1}{2}PT_d \left\{ \sin^2[(f - f_0)T_d] + \sin^2[(f + f_0)T_d] \right\} \quad (2.5)$$

值得注意的是，一般有  $T_d = pT_c$ ，通常使用的扩频码都较长，故  $T_d \gg T_c$ 。

比较式(2.3)和式(2.5)可以看出：直接序列扩频信号的功率谱与不采用扩频机制的信号功率谱相比降得很低，在信道中传播后通常使接收到的信号的信噪比小于 0dB，这使传统的时域/频域分析方法对这类信号的检测与估计性能往往很差，甚至失效。在侦察中，由于没有信号的先验知识，因而增加了这类信号的检测与估计难度。

经过 BPSK 调制的直扩信号的分布呈  $[\sin x/x]^2$  型，而且是抑制载波的双边带信号，这对于扩频通信是很重要的，因为无载波发射，既可节省功率，又可使扩频信号更加隐蔽，不易被发觉<sup>[22]</sup>。如果载波抑制度不够，则调制输出信号的抗截获能力将大打折扣，这是我们不希望的和应尽量想办法避免的。因此，后面的工作均是针对载波抑制度较好的 DSSS/BPSK 信号进行参数估计方法的研究。

### 2.2.2 m 序列

香农指出，在高斯噪声的干扰下，在有限平均功率的信道上，实现有效和可靠通信的最佳信号是具有白噪声统计特性的信号。这是因为高斯白噪声信号具有理想的自相关特性。而且早在上世纪 50 年代，哈尔凯维奇就从理论上证明：要克服多径衰落干扰的影响，信道中传输的最佳信号形式也应该是具有白噪声特性的信号形式<sup>[23]</sup>。

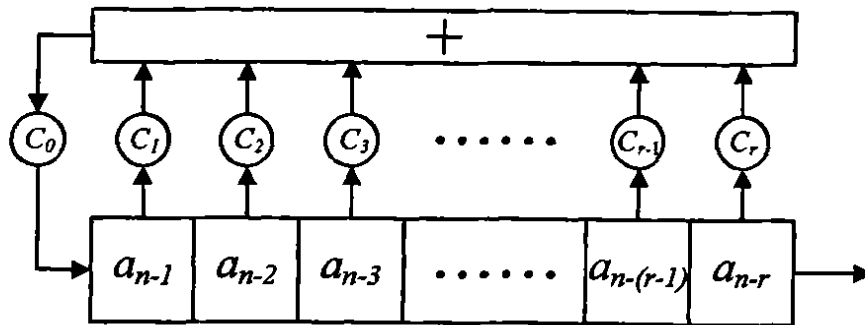


图 2.2.2.1 反馈移位寄存器结构

m 序列是一种伪随机序列，有优良的自相关函数，是狭义的伪噪声序列，且易于产生和复制，在 DS 序列中用于扩展基带信号。m 序列是最长线性移位寄存器序列，是由移位寄存器加反馈后形成的。其结构如图 2.2.2.1 所示。图中  $a_{n-i} (i=1,2,3,\dots,r)$  为移位寄存器中每位寄存器的状态； $c_i$  为第  $i$  位寄存器的反馈系数。如果  $r$  级线性移位寄存器所产生的序列周期为  $p=2^r-1$ ，则这个序列就是  $r$  级最大周期线性移位寄存器序列。

m 序列具有如下的特点：

#### 1. 均衡性

以  $N$  为周期的序列中包含  $2^{n-1}$  个“1”和  $2^{n-1}-1$  个“0”，“1”和“0”的个数基本相同（“1”比“0”的数目多一个）。

#### 2. 游程分布

把一个序列中取值相同的那些相继元素合称为一个游程。一般来说，在 m 序列中，长度为 1 的游程占游程总数的 1/2；长度为 2 的游程占游程总数 1/4；长度为 3 的占 1/8……，也即长度为  $k$  的游程占游程总数的  $2^{-k}$ ，其中  $1 \leq k \leq (r-2)$ 。

#### 3. 移位相加性

一个序列与其经  $m$  次延迟移位产生的另一不同序列模 2 加, 得到的仍然是原序列的某次延迟移位序列。

#### 4. 周期性

$m$  序列的周期为  $N = 2^r - 1$ ,  $r$  为反馈移位寄存器的级数。

#### 5. 伪随机性

$m$  序列的各个性质与随机序列的基本性质很相似, 所以通常认为  $m$  序列属于一种常用的伪随机序列。

#### 6. 相关特性

$m$  序列的自相关函数只有两种取值(1 和  $-1/N$ )。

在本文中作者设计了一个自动的  $m$  序列发生器, 通过更改参数能够自动的生成所需要的不同长度和初始状态的  $m$  序列。MATLAB 程序代码如下:

```
%m 序列发生器
function[out]=mgen(g,state,N)
% 输入 g: m 序列生成多项式 (十进制输入)
% state: 寄存器初始状态 (十进制输入)
% N: 输出序列长度
% test g=11; state=3; N=15;
gen=dec2bin(g)-48;
M=length(gen);
curState=dec2bin(state,M-1)-48;
for k=1:N
    out(k)=curState(M-1);
    a=rem(sum(gen(2:end).*curState),2);
    curState=[a curState(1:M-2)];
end
```

### 2.3 小结

本章首先阐述了扩展频谱通信的基本原理、特点及结构。着重研究了 DSSS/BPSK 信号的高斯信道模型, 并对一些性质特点进行了分析。值得注意的是本章乃至本文研究的信号模型并没有考虑多径、衰落及干扰等无线信道的复杂特性, 因为单独考虑高斯信道模型的信号检测与参数估计及相关解扩已具备了较大的复杂性。

### 3 直扩信号的检测

#### 3.1 自相关检测的基本原理

信号与噪声有本质的区别。信号是有规律的，能够重复，后续信号与早先信号是有关联的，信号可以用一个确定的时间函数来描述。噪声没有规律，是随机的，不能够重复的，不同时刻的噪声之间（只要观察时间不太短）是没有关联的。噪声不能够用一个确定的时间函数来描述。因此，可以利用信号自身存在的规律性（相关性）来寻找信号，也可以利用一个与被测信号规律性（二者之间也有相关性）部分相同的已知信号来寻找被测信号，达到去除噪声的目的，这就是相关性原理的基本点。根据相关性原理来实现对信号的检测称为相关检测，相关检测用以最大限度地压缩带宽，抑制噪声，达到检测微弱信号的目的<sup>[24]</sup>。

利用信号的相关特性来检测信号，一直是人们关注和探寻的方向。早在扩频信号检测研究的初期，A.Polydoros<sup>[25]</sup>就提出了利用自相关的检测结构。自相关检测方法是利用信号和噪声在相关域上的差别来构造检测器的。自相关检测是将信号与自身延迟一个时延后的信号作相关处理，或者利用双通道接收机的输出进行相关，得到扩频信号的自相关函数。一般来说，相关域检测能在一定程度上降低对背景噪声变化的敏感程度，甚至在多频单音干扰下也有良好的稳健性。

自相关接收技术是应用信号周期性和噪声随机性的特点，通过自相关运算，达到去除噪声，检测出信号的一种技术。由于信号和噪声是相互独立的过程，根据相关函数的定义，信号只与信号本身相关，与噪声不相关，而噪声之间一般也是不相关的。

实现自相关的原理框图如图 3.1.1 所示：

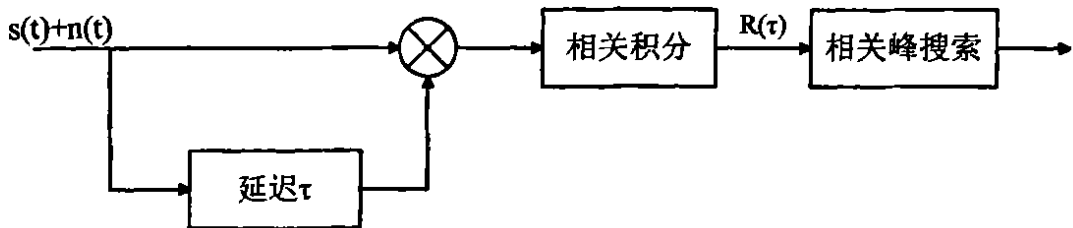


图 3.1.1 自相关检测原理框图

设输入  $x(t)$  由被测信号  $s(t)$  和噪声  $n(t)$  组成，即：

$$x(t) = s(t) + n(t) \tag{3.1}$$

$x(t)$  同时输入到相关接收机的两个通道，其中之一将经过延时器，使它延迟一段时间  $\tau$ 。经过延迟的  $x(t-\tau)$  和未经延迟的  $x(t)$  均送入乘法器内，再将乘积积分后输出平均值，从而得到相关函数上一点的相关值。如果变更延迟时间  $\tau$ ，重复上述计算就能得到相关函数  $R_{xx}(\tau)$  与  $\tau$  的关系曲线，即得自相关输出为：

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)x(t-\tau)dt = R_{ss}(\tau) + R_{nn}(\tau) + R_{sn}(\tau) + R_{ns}(\tau) \quad (3.2)$$

根据互相关函数的性质，由于信号  $s(t)$  与噪声  $n(t)$  不相关，并且噪声的平均值为零，得到  $R_{sn}(\tau) = 0$ ， $R_{ns}(\tau) = 0$ ，则  $R_{xx}(\tau) = R_{ss}(\tau) + R_{nn}(\tau)$ 。随着  $\tau$  的增大， $R_{nn}(\tau) \rightarrow 0$ ，则对充分大的  $\tau$ ，可得  $R_{xx}(\tau) = R_{ss}(\tau)$ 。这样就得到了信号  $s(t)$  的自相关函数  $R_{xx}(\tau)$ ，它将包含着  $s(t)$  所携带的某些信息。

### 3.2 DSSS 信号自相关检测的理论分析

#### 3.2.1 DSSS 信号检测的基本思想

设用来扩频的伪随机码  $c(t)$  为（此处为求简洁明了，未考虑信息码的影响）：

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n P(t - nT_c - \varepsilon T_c) \quad (3.3)$$

其中  $\{c_n\}_{-\infty}^{\infty}$  为独立同分布的二元随机变量，且有  $P\{c_n = 1\} = P\{c_n = -1\} = 0.5$ ， $P(t)$  为持续时间为  $T_c$  的基带波形，随机变量  $\varepsilon$  在  $(0, 1)$  上均匀分布。实际扩频系统中  $c(t)$  常采用周期伪随机序列。因此通常扩频信号检测器的输入可用下式表示：

$$\begin{aligned} x(t) &= \sqrt{2pc} \cos(\omega_0 t + \varphi) + n(t) \quad (H_1) \\ x(t) &= n(t) \quad (H_0) \end{aligned} \quad (3.4)$$

其中  $p$ ， $\omega_0$  和  $\varphi$  分别表示信号的平均功率，角频率和初相，且有  $\varphi$  在  $(0, 2\pi)$  上均匀分布， $n(t)$  为零均值带限高斯白噪声，其双边功率谱密度为  $N_0(W/Hz)$ 。

利用伪随机码良好的自相关特性有：

$$R_x(t, t+\tau) = E[x(t)x(t+\tau)] \quad (3.5)$$

令  $s(t) = \sqrt{2pc} \cos(\omega_0 t + \varphi)$ ，利用  $s(t)$  和  $n(t)$  的不相关特性有：

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= R_s(\tau) + R_n(\tau) \quad (H_1) \\ R_x(\tau) &= R_n(\tau) \quad (H_0) \end{aligned} \quad (3.6)$$

根据前面的假设，对于高斯白噪声应该有  $R_n(\tau) \cong N_0 \delta(\tau)$  且有  $R_s(\tau) = p \cdot R_{cc}(\tau) \cos(2\pi\tau/T_0)$ ， $T_0 = 1/\omega_0$ 。当  $\tau \neq 0$  且取伪随机码周期的整数倍时有：

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= p \cdot \cos(2\pi\tau/T_0) \quad (H_1) \\ R_x(\tau) &= 0 \quad (H_0) \end{aligned} \quad (3.7)$$

可见自相关方法是一种有效的检测方法。

#### 3.2.2 DSSS 信号的自相关特征

在扩频通信系统中，常使用 m 序列、M 序列、Gold 序列等伪随机序列来扩展频谱，伪随机序列的一个重要特点就是具有尖锐的自相关函数。对于伪随机序列信号  $c(t)$ ，设扩频码元宽度为  $T_c$ ，则其自相关函数表示为：

$$R_c(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} c(t)c^*(t+\tau)dt = \begin{cases} 1-|\tau|/T_c & |\tau| \leq T_c \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.8)$$

上式是在  $c(t)$  为无限长伪随机序列的条件下得到的，在实际应用中，无限长的伪随机序列是无法产生的，通常是有限长的。设扩频序列长为  $p$ ，则其自相关函数也是周期的，且其周期等于扩频序列的周期  $pT_c$ 。在一个周期内自相关函数可表示为：

$$R_c(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{\tau}{T_c} \left(1 + \frac{1}{p}\right) & 0 \leq \tau \leq T_c \\ -\frac{1}{p} & T_c \leq \tau \leq (p-1)T_c \\ \frac{\tau + (1-p)T_c}{T_c} \left(1 + \frac{1}{p}\right) - \frac{1}{p} & (p-1)T_c \leq \tau \leq pT_c \end{cases} \quad (3.9)$$

相应的图形表示如下：



图 3.2.2.1 有限长伪随机序列自相关函数示意图

由上图可以看出，伪随机序列的自相关函数与高斯噪声的自相关函数（ $\delta$  函数）不同，伪随机序列的自相关函数在每个周期内有一个相关峰，相邻两个相关峰之间的时间间隔等于扩频码的周期，且相关峰在一个码元宽度内，按照三角波的规律从 1 减小到  $-1/p$ ，三角波的单边宽度等于码元宽度，因此伪随机码信号的自相关函数包含了扩频码周期和码元宽度的信息。利用伪随机序列的这一性质，及其与噪声自相关函数的差异，可以在伪码信号的相关域检测到直扩信号，且能够估计到扩频码周期和码元宽度，但在低信噪比下，码元宽度信息无法准确得到，所以后面的工作在相关域只探讨了直扩信号的检测和扩频码周期的估计。

DSSS/BPSK 信号表示为：

$$s(t) = \sqrt{2P}c'(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi) \quad (3.10)$$

其中， $c'(t)$  为信息序列经一次扩频调制后的复合序列，即式(2.2)中的  $d(t)c(t)$ ，它与载波相互独立。式(3.10)的自相关函数为：

$$R(\tau) = 2PR_c(\tau)R(\cos(2\pi f_0 t + \varphi)) \quad (3.11)$$

其中， $R(\cos(2\pi f_0 t + \varphi))$  为余弦信号自相关函数。

分析式(3.10)中的  $c'(t)$ ，设信息数据序列为：

$$d(t) = \{d_i\} \quad i = 1, 2, 3, \dots \quad (3.12)$$

上式中  $d_i$  取值  $\pm 1$ ，则  $c'(t)$  可表示为：

$$c'(t) = \sum_{i=1}^n d_i c[t - (i-1)T_d] \quad (3.13)$$

式中， $c(t)$  为一周期的有限长伪随机序列， $T_d$  为扩频码周期，也就是信息码元宽度。信息序列经过一次扩频调制后的序列实质上是  $\pm c(t)$  的拼接。那么，其自相关函数  $R_c(\tau)$  同样也应具有伪随机序列的相关特性，在  $\tau = npT_d$  即扩频码的整数倍周期处出现峰值。因此，式(3.11)同样也会出现相关峰。

下面，利用图 3.2.2.2 来讨论 DSSS/BPSK 信号自相关峰的出现机理。

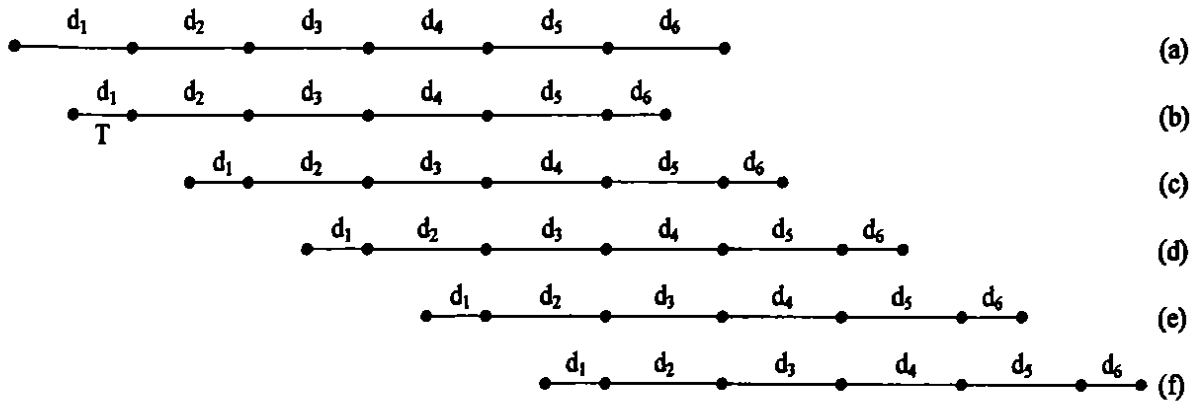


图 3.2.2.2 直扩信号延迟示意图

如图 3.2.2.2 所示：

(a) 为一个完整的直扩信号。各信息数据  $d_i = \pm 1$  对应一完整的扩频码周期，分别被伪码扩频调制为图 3.3(a) 中的各段信号，每段信号长度为  $T_d$ ；

(b) 为实际接收到的直扩信号。假设被扩频的信息码长为 5，其首段长为  $T$ ，由于信号接收具有时间上的随机性，故接收起点可以是扩频码的任意位置，这里的  $T$  表示接收起点到其所在扩频码周期结束的时间长度。如果不考虑载波自相关影响，并认为不同相位的扩频码互相关值为 0，就可以得到下面各种情况的相关峰；

(c) 为延迟  $\tau = T_d$  的直扩信号，与 (b) 相乘积分即得相关值，其相对相关峰值为  $d_1 d_2 T / T_d + d_2 d_3 + d_3 d_4 + d_4 d_5 + d_5 d_6 (1 - T / T_d)$ ；

(d) 为延迟  $\tau = 2T_d$  的直扩信号，与 (b) 相乘积分即得相关值，其相对相关峰值为  $d_1 d_3 T / T_d + d_2 d_4 + d_3 d_5 + d_4 d_6 (1 - T / T_d)$ ；

(e) 为延迟  $\tau = 3T_d$  的直扩信号，与 (b) 相乘积分即得相关值，其相对相关峰值为  $d_1 d_4 T / T_d + d_2 d_5 + d_3 d_6 (1 - T / T_d)$ ；

(f) 为延迟  $\tau = 4T_d$  的直扩信号，与 (b) 相乘积分即得相关值，其相对相关峰值为  $d_1 d_5 T / T_d + d_2 d_6 (1 - T / T_d)$ 。

在实际应用中，由于只能采用有限样本数据估计信号的自相关函数，因此虽然在延迟为扩频码整数倍周期  $\tau = npT_d$  处出现相关峰，其峰值会随  $n$  的增加而逐渐减小。值得注意的是，由于信息数据的影响，在某些整数倍周期处可能会出现正负峰相互抵

消而无法得到较大峰值或出现负峰的情况。图 3.2.2.3 示出的是一有限样本直接序列扩频信号的自相关函数，它的伪码长度  $p = 7$ ，码元宽度  $T_d = 1$ ，载频  $f_0 = 1$ ，采样频率  $f_s = 100$ ，信息码长度为 5。

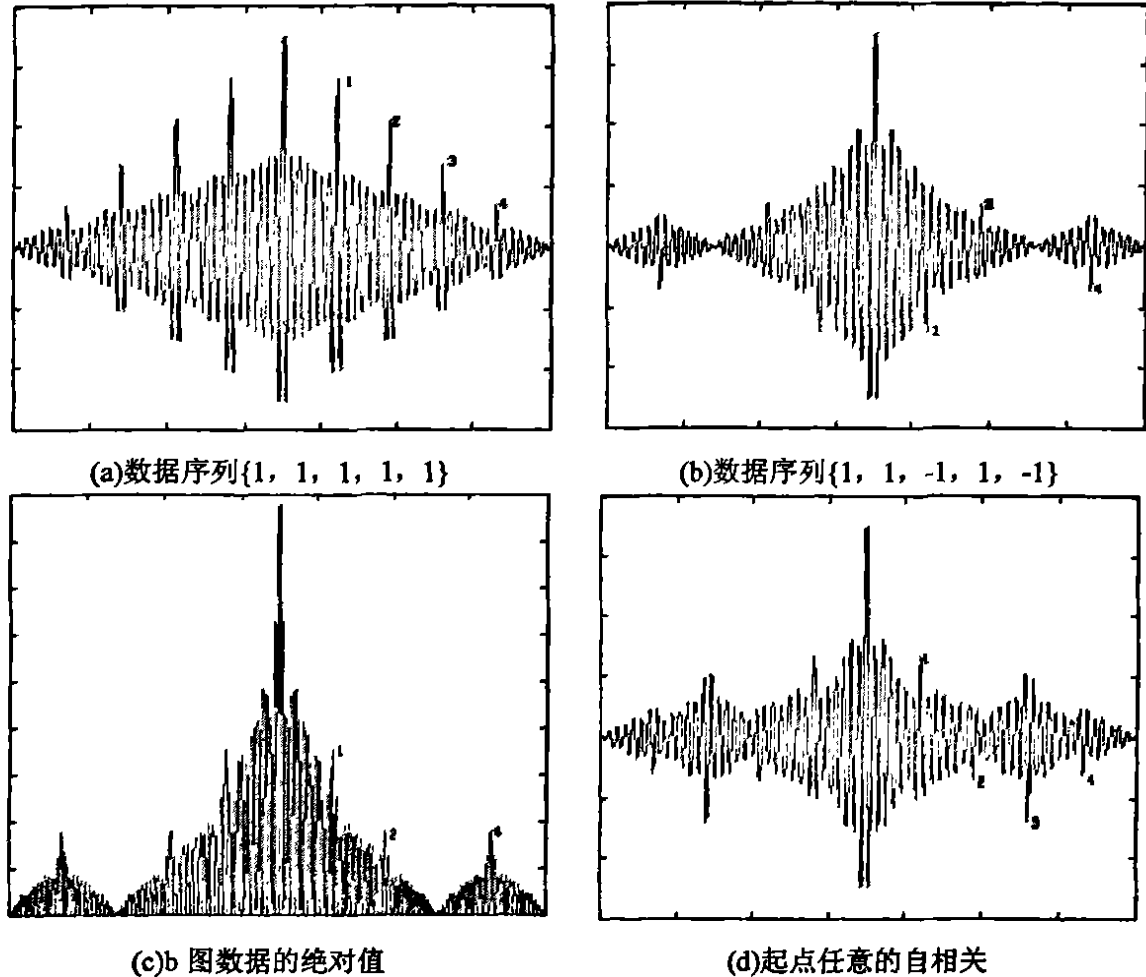


图 3.2.2.3 有限样本直扩信号的自相关函数

从图 3.2.2.3(a)中可以看到，当不考虑数据影响时（即数据为全 1），在每个整数倍周期处均会出现相关峰。但在实际应用中，扩频信号是为数据通信服务的，其信息数据将包含需要通信的重要信息，是复杂多变的，因而不能将其视为无变化。图(b)示出了信息数据对扩频信号自相关函数的影响。与图(a)比较，第 1、4 相关峰变为负峰，而第 3 相关峰则被抵消为 0。图(c)是图 3.4(b)所示相关结果的绝对值，第 1、2、4 相关峰清晰可见，但第 3 峰被抵消为 0。图(a)~(c)是接收数据的起点恰好是扩频码起点的情况。在实际系统中，接收数据的起点可以是扩频码的任意位置。图(d)示出的是起点为扩频码周期中点的情况，仿真参数与前三个图相同，作自相关的扩频信号是以数据序列为{1, 1, -1, -1, -1, 1}的 DSSS 信号的第一个码周期中点为起点，信息码长度为 5。

当数据序列为{1, 1, -1, 1, -1}时，等效于图 3.2.2.2 中的  $T = T_d$ ，即完整接收到一直扩序列。按照上面的分析，各整数倍码周期处相关峰的相对峰值为{-2, 1, 0,



-1}, 与图 3.2.2.3(b)一致。当数据序列为{1, 1, -1, -1, -1, 1},  $T = T_c/2$ , 则整数倍周期处出现的相关峰为{1, -1, -2, -1}, 与图 3.2.2.3(d)一致。

因此, 对接收的直扩信号作延时自相关处理, 可以在延迟为扩频码周期的整数倍处获得相关峰。实际中, 在强噪声的干扰下, 由于噪声与信息数据的相互影响, 自相关函数在某些码周期整数倍处的相关峰会被掩盖或相互抵消, 此时, 要想准确检测到直扩信号是有难度的, 解决该方法在 3.3 节将会讲到。

### 3.3 改进的自相关检测技术

#### 3.3.1 改进的自相关检测技术的提出

在 3.2.2 节中已经分析过, 由于噪声与信息数据的影响, 自相关函数在某些码周期整数倍处的相关峰会被掩盖或相互抵消。Gilles.Burel 根据 DS 信号的自相关函数与噪声的自相关函数之间的差别, 提出利用自相关函数的二阶矩检验 DS 信号<sup>[26]</sup>。根据 Gilles.Burel 的思想, 针对上述问题研究了一种基于自相关理论的快速检测方法: 将接收到的直扩信号分成若干非重叠的数据段, 然后对各数据段的时域自相关函数取绝对值求平方, 再将各段数据迭加求和取平均。虽然各次独立处理获得的自相关函数的绝对值在各码周期的整数倍处不一定会出现相关峰, 但多次独立处理结果的迭加就会使每个码周期整数倍处出现相关峰的概率增加。由于噪声相关谱线的随机性, 迭加处理能够同时起到平滑噪声的作用, 使得所需相关峰更易被检测到。总之, 这种改进策略既能够平滑噪声又能使各码周期整数倍处均出现相关峰, 可以大大提高检测速度和保证在低信噪比下的高灵敏度识别, 实现 DS 信号伪码周期、载波频率和伪码速率的准确估计。其处理流程见图 3.3.1.1。下图中, 各次独立输入为相同数据长度的含噪直扩信号, 改进法所需数据组数为  $k$ 。

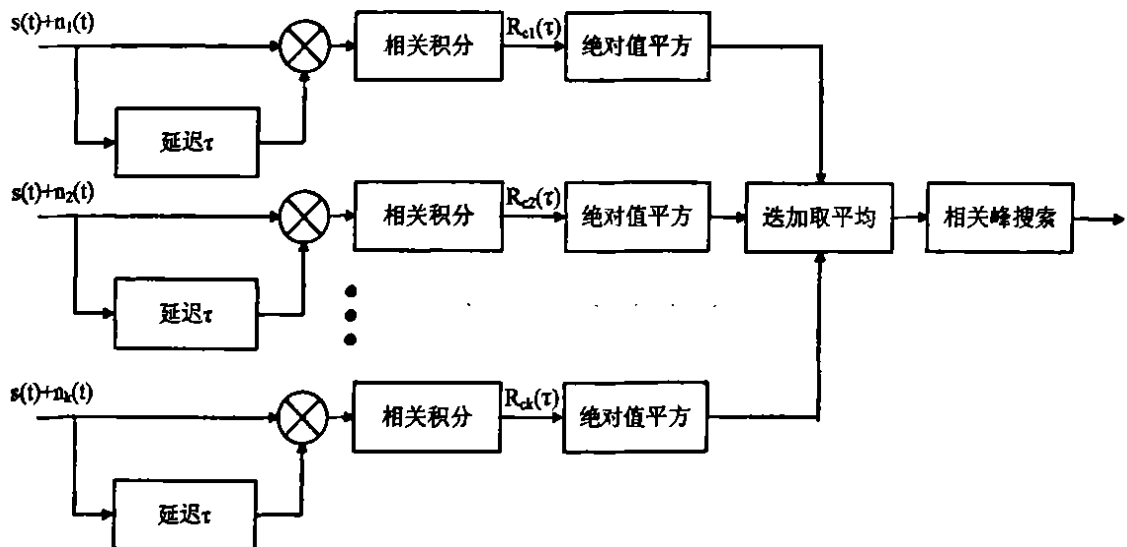


图 3.3.1.1 改进的自相关检测方法原理框图

### 3.3.2 算法推导及性能分析

将接收信号按某个任意确定的周期(该周期一般应包含多个信息码或者多个切普脉冲的持续期)分成非重叠的数据段,计算每一段数据的自相关函数的估计<sup>[27]</sup>。

设接收信号为  $x(t)$ , 则自相关函数为:

$$R_{xx}^k(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x^k(t)x^k(t-\tau)dt \quad (3.14)$$

其中  $x^k(t)$  为  $x(t)$  的第  $k$  段数据,  $T$  为每段的时间窗长,  $R_{xx}^k(\tau)$  为每段的自相关估计。

用  $K$  段数据就能估计出上式的二阶矩, 其二阶矩为:

$$\rho_x(\tau) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |R_{xx}^k(\tau)|^2 \quad (3.15)$$

$\rho_x(\tau)$  即为相关函数  $R_{xx}^k(\tau)$  的起伏包络, 它是自相关估计器输出信号起伏的一个度量。

由于直扩信号淹没在噪声中, 所以先讨论噪声的分布, 分析其均值和标准方差。当信道中仅有噪声时, 计算起伏包络  $\rho_x(\tau)$  的理论均值和方差如下:

(1)理论均值

$$m_p^n = E\{\rho_x(\tau)\} = E\{|R_{xx}(\tau)|^2\} \quad (3.16)$$

上式表示了相关估计器输出信号的平均功率。由此可以将上式重写为:

$$m_p^n = \int_{-\infty}^{\infty} r_R(f)df \quad (3.17)$$

上式中,  $r_R(f)$  表示一个信号  $x(t)$  的功率谱密度。假设  $T$  不是很小, 由功率谱计算的周期图法就有:

$$r_R(f) = \frac{|r_n(f)|^2}{T} \quad (3.18)$$

因此

$$m_p^n = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |r_n(f)|^2 df \quad (3.19)$$

接收滤波器输出端  $g(t)$  的噪声的功率谱密度为:

$$r_n(f) = |G(f)|^2 \sigma_n^2 \quad (3.20)$$

其中  $G(f)$  是接收滤波器的冲击响应  $g(t)$  的傅氏变换,  $\sigma_n^2$  是噪声的方差。

(2)起伏的标准差

$$\sigma_p^n(\tau) = \sqrt{\text{Var}\{P_x(\tau)\}} \quad (3.21)$$

由于各段数据是独立的, 故有:

$$\sigma_\rho^n(\tau) = \sqrt{\frac{1}{M} \text{Var}\{|R_{m_n}(\tau)|^2\}} \quad (3.22)$$

其中

$$\text{Var}\{|R_{m_n}(\tau)|^2\} = E\{|R_{m_n}(\tau)|^4\} - \{m_\rho^n(\tau)^2\} \quad (3.23)$$

$R_{m_n}(\tau)$  的统计行为是近乎高斯的, 因为它是大量独立随机变量的平均。由于高斯白噪声的四阶统计可以简化为三个二阶统计的和, 所以有:

$$E\{|R_{m_n}(\tau)|^4\} \cong 3(m_\rho^n)^2 \quad (3.24)$$

因而

$$\text{Var}\{|R_{m_n}(\tau)|^2\} = E\{|R_{m_n}(\tau)|^4\} - \{m_\rho^n(\tau)^2\} \cong 2(m_\rho^n)^2 \quad (3.25)$$

由此可推出:

$$\sigma_\rho^n(\tau) = \sqrt{\frac{2}{K}} m_\rho^n \quad (3.26)$$

上述理论计算步骤为:

$$r_n(f) \Rightarrow m_\rho^n \Rightarrow \sigma_\rho^n \quad (3.27)$$

由此得到该起伏的理论界限为:  $m_\rho^n \pm \sigma_\rho^n$

下面估计相关器输出有用信号的均值和方差。

如果 DS 信号不存在时, 相关器的输出曲线以很大的概率位于起伏  $\rho_x(\tau)$  的理论上界之下。如果信号淹没于噪声之中, 则该曲线每隔  $T_\Delta$  大于理论上界,  $T_\Delta$  为伪码周期  $T_N$  或伪码码片宽度  $T_c$  的整数倍, 这依赖于 DS 信号的具体表达形式。

(1)如果 DS 信号的表达形式为:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k p(t - T_x - kT_N) \quad (3.28)$$

上式中,  $d_k$  为待传输的信息码,  $p(t)$  为周期伪随机码,  $T_x \in [0, T_0]$  为一常数。应用式(3.14)和(3.15), 并利用  $p(t)$  相关函数特性, 当  $\tau = T_N$  时可以求得:

$$R_{ss}(T_N) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k m_{k+1} \int_0^T |p(t - kT_0)|^2 dt \quad (3.29)$$

$$m_\rho^n(T_N) = E\{|R_{ss}(T_N)|^2\} = \left(\frac{T_N}{T}\right)^2 \left[ \left(\frac{T}{T_N}\right) \sigma_s^2 \sigma_s^2 \right] = \frac{T_N}{T} \sigma_s^4 \quad (3.30)$$

上式中由于  $T > T_N$ , 所以存在  $\int_0^T |p(t - kT_0)|^2 dt = T_N$ 。假设接受滤波器的冲激函数为:

$$G(f) = \begin{cases} 1/\sqrt{W}, & -W/2 \leq f \leq W/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

用式(3.19), 可以得到噪声起伏的均值为:

$$m_{\rho}^n = \frac{1}{T} \int_{-W/2}^{W/2} (|G(f)|^2 \sigma_n^2)^2 df = \frac{\sigma_n^4}{TW} \quad (3.31)$$

然后再利用式(3.22)，可求得噪声起伏的标准差为：

$$\sigma_{\rho}^n = \sqrt{\frac{2}{K}} \frac{\sigma_n^4}{TW} \quad (3.32)$$

由式(3.30)和(3.32)得到：

$$\frac{m_{\rho}^s}{\sigma_{\rho}^n} = T_N W \sqrt{\frac{K}{2}} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_n^4} \quad (3.33)$$

上式为 DS 信号产生的尖峰的平均值和噪声起伏的标准差之间的比值，它描述了该相关估计器的伪码码片宽度  $T_c$  的检测与估计性能。当接收机滤波器取最优带宽  $W = 1/T_c$  时，可以得到：

$$\frac{m_{\rho}^s}{\sigma_{\rho}^n} = N \sqrt{\frac{K}{2}} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_n^4} \quad (3.34)$$

从理论的观点来看，式(3.33)描述的检测与估计性能可以随着  $K$  的增加而无限增加。但是，计算时间会随着  $M$  的增加而成比例的增加。因此该估计器的检测与估计性能决定于计算能力和检测与估计时间要求。式(3.34)同样揭示了用短伪码(PN)序列发送时，DS 信号会更加难以检测与估计。然而这实际上并不是一个问题，因为短码调制的 DS 信号信噪比本身不可能做得太低。

(2)如果 DS 信号的表达形式为：

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k q(t - T_x - kT_c) \quad (3.35)$$

其中， $b_k$  为信息码序列经过伪随机码调制以后的结果， $q(t)$  为一个切普脉冲，脉宽为  $T_c$ ， $T_x \in [0, T_0]$  为一常数。类似式(3.29)和(3.30)，可以求得：

$$R_u(T_c) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k b_{k+1} \int_0^T |q(t - kT_c)|^2 dt \quad (3.36)$$

$$m_{\rho}^s = E \left\{ |R_u(T_c)|^2 \right\} = \frac{T_c}{T} \sigma_s^4 \quad (3.37)$$

假设接收滤波器的冲激响应  $G(f) = \begin{cases} 1/\sqrt{W}, & -W/2 \leq f \leq W/2 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$ ，则噪声的起伏标准差为：

$$\sigma_{\rho}^n = \sqrt{\frac{2}{K}} \frac{\sigma_n^4}{TW} \quad (3.38)$$

那么有：

$$\frac{m_{\rho}^s}{\sigma_{\rho}^n} = T_c W \sqrt{\frac{K}{2}} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_n^4} \quad (3.39)$$

上式为直扩信号产生的尖峰的平均值和噪声起伏的标准差之间的比值，它描述了

该相关估计器的伪码码片宽度  $T_c$  的检测与估计性能。当接收机滤波器取最优带宽  $W = 1/T_c$  时，可以得到：

$$\frac{m_\rho^s}{\sigma_\rho^n} = \sqrt{\frac{K}{2}} \frac{\sigma_s^4}{\sigma_n^4} \quad (3.40)$$

从理论的观点来看，式(3.40)描述的检测与估计性能与式(3.34)类似，可以随着  $K$  的增大而无限增加，但是计算时间会随着  $K$  的增加而成比例的增加。因此该相关器的检测和估计性能决定于计算能力和检测与估计时间要求。

### 3.4 直扩信号检测的仿真验证

#### 3.4.1 传统自相关法与改进自相关法比较

在计算机仿真时，需要对数据离散化，因此式(3.14)和式(3.15)在进行计算时要离散化，离散化形式为：

$$R_{xx}^k(j) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L x^k(l)x^k(l+j) \quad (3.41)$$

$$\rho(j) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |R_{xx}^k(j)|^2 \quad (3.42)$$

其中， $L$ ：每段包含的点数； $K$ ：分段数。

通常，对时域自相关方法的研究多集中于线性时域自相关。在本文 DSSS/BPSK 信号的时域自相关检测中，由于接收到的直扩信号可以建模成一循环平稳过程，为了实现扩频码的理想相关特性，首先考虑了与循环卷积相类似的循环相关，即用循环移位代替相关中的移位部分，以使移位后的待测信号与原待测信号始终保持相关点数的完全一致。

以下是作者自定义的循环相关函数 `ccorr.m`，该函数用来求两个信号的循环互相关，当输入为一序列时，求循环自相关。函数代码如下：

```
function r=ccorr(seq1,seq2)
if nargin==1
    seq2=seq1;
end
N=length(seq1);
for k=-N+1:-1
    seq2_shift=[seq2(k+N+1:N) seq2(1:k+N)];
    r(N+k)=seq1*seq2_shift';
end
for k=0:N-1
```

```

seq2_shift=[seq2(K+1:N) seq2(1:K)];
r(N+k)=seq1*seq2_shift;
end
    
```

因为采用了分段求自相关的方法，所以在实验过程中计算速度大大提高。如果不采用分段相关，一方面噪声对信号检测的干扰会很大，另一方面，如果想得到理想的结果，要截取的序列就比较长，运算周期会很长。

首先对改进前后的仿真图进行比较。

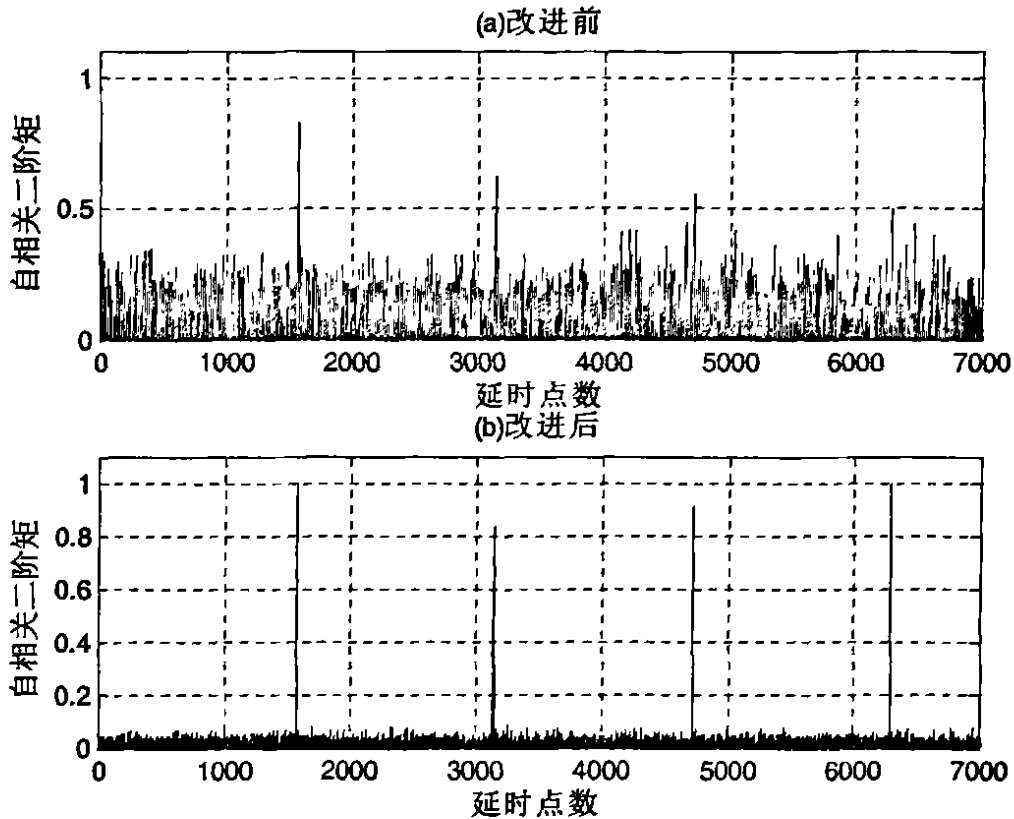
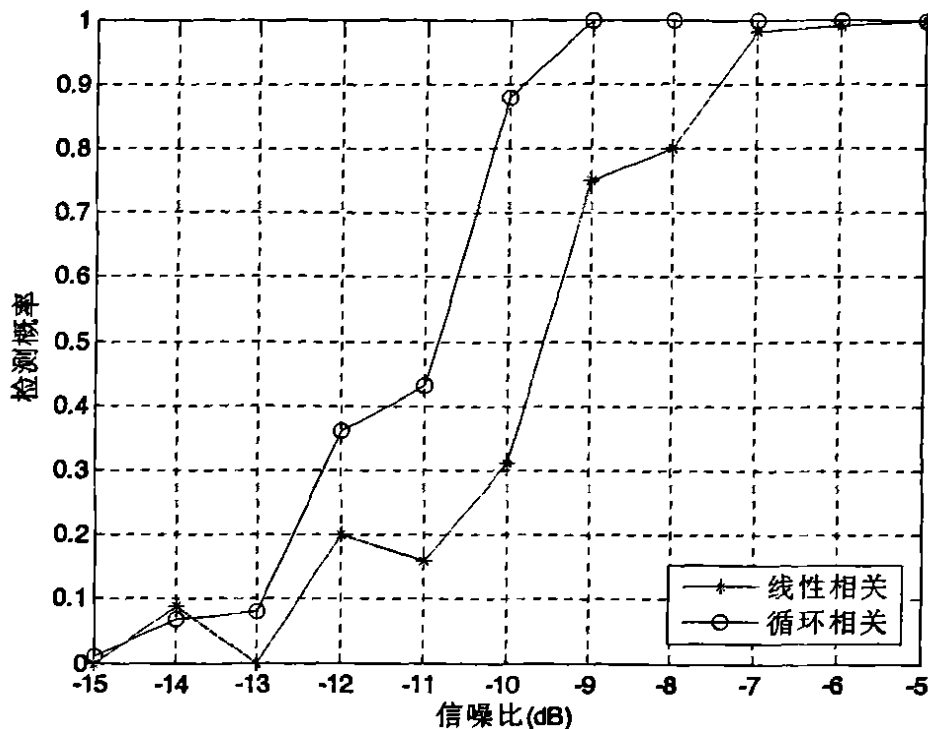


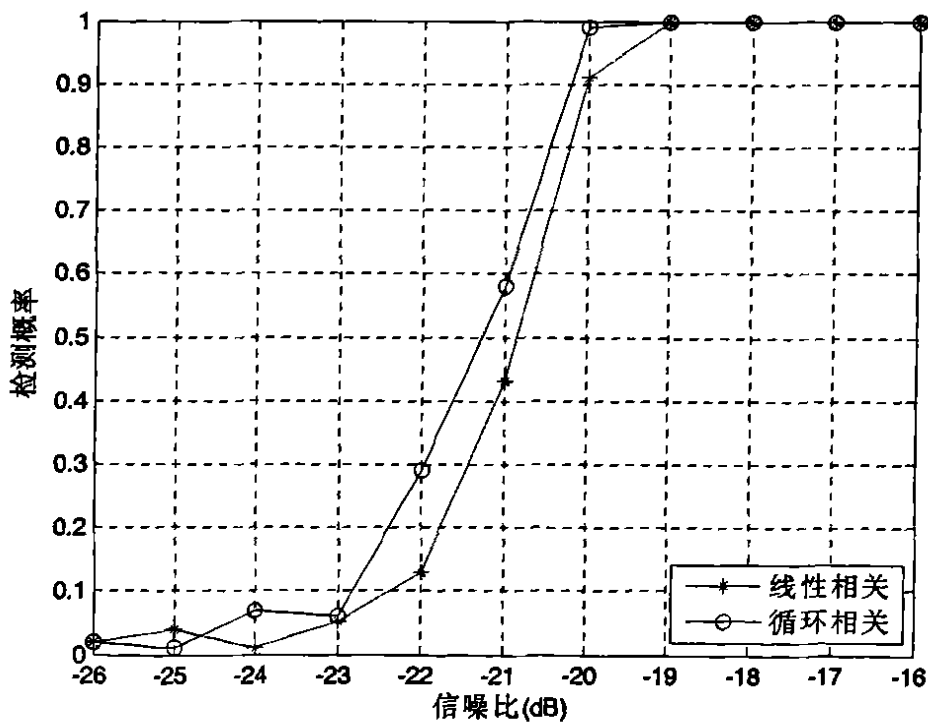
图 3.4.1.1 改进前后的自相关检测仿真图

经研究，准确检测和估计时至少需要 3 个正确位置的相关峰，且其中必须有 2 峰间距为单倍码周期估值。如图 3.4.1.1(a)所示，强噪声使得正确检测与估计的信息不足；但经过一定次数的迭加平均处理后，各码周期整数倍的相关峰均体现了出来，使得准确检测和估计不再困难，其效果如图 3.4.1.1 (b)所示。对比两图还可看出，迭加平均处理的噪声平滑作用非常明显，噪声相关谱线幅度受到了较大的抑制。可见，在常规时域自相关法的基础上加入迭加平均思想，能够在较低的信噪比下实现准确的信号检测和参数估计。

在仿真过程中，作者对线性相关和循环相关的性能进行了比较，以便在实际中采用更好的相关方法来准确完成直扩信号的检测。图 3.4.1.2 所示为线性相关和循环相关的性能比较仿真图。



(a) 扩频码长为 7



(b) 扩频码长为 1023

图 3.4.1.2 时域相关检测性能

如图 3.4.1.2 所示，由于线性移位的时域相关较多情况下仅利用靠前率线的信息，因此性能不如循环移位的时域相关。并且尽管时域相关方法对 DSSS/BPSK 信号检测具有一定的效果，但当信噪比降低为一定程度时，由于噪声越来越强，检测性能开始下降，因此有必要寻找合适的降噪方法来对时域方法进行改进，以提高检测性能。同

时, 图 3.4.1.2 还说明了在时域相关方法中, 数据长度越长, 检测性能越好。但是, 在实际仿真中可以发现, 数据长度的增加会使运算速度降低, 算法的实时性会变差。因此, 除了采用前面自定义的循环相关函数 `ccorr.m`, 对时域相关的计算还可以通过功率谱的逆离散时间傅立叶变换来实现, 具有较快的运算速度<sup>[28]</sup>。

在本文接下来的仿真中采用的均为改进后的自相关检测方法。部分算法代码如下:

```
...
L=5110; %每段的点数, 取伪码周期的整数倍
N=10; %分段数
s=yy(1:L*N);
for i=1:N
    for j=1:L
        c(i,j)=s((i-1)*L+j);
    end
end
r=zeros(N,L);
for i=1:N
    r(i,1:L)=ccorr(c(i,1:L));
% ccorr 为前面所定义的自相关的函数
end
sum(1:L)=0;
for i=1:N
    for j=1:L
        sum(j)=sum(j)+(abs(r(i,j)))^2;
    end
end
end
...
```



### 3.4.2 影响直扩信号检测的因素验证

#### 1. 信息码速率改变对直扩信号检测的影响

实验一：

采样率  $f_s = 100\text{MHz}$ ，伪码速率  $R_c = 4\text{MHz}$ ，码长  $L=63$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$ ，信息码速率  $R_s$  分别为  $10\text{KHz}$ ， $50\text{KHz}$ ， $100\text{KHz}$ ， $300\text{KHz}$  的仿真图分别见图 3.4.2.1(a)~(d)。

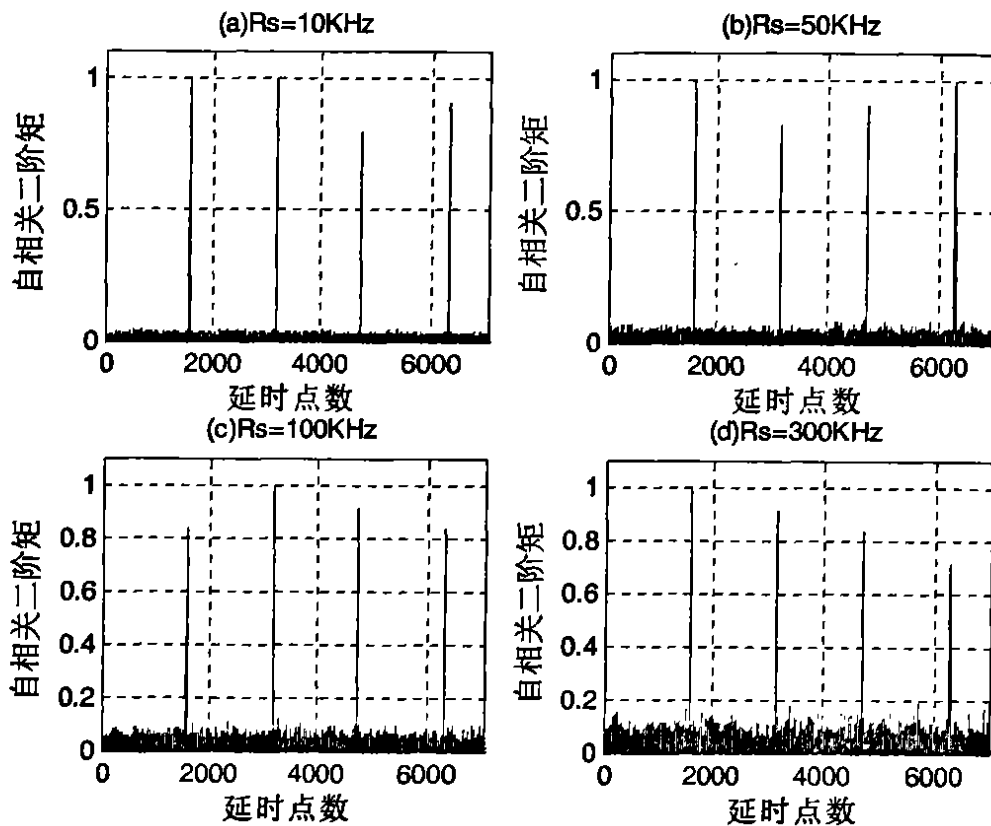


图 3.4.2.1 信码速率改变时的检测曲线

结论：

由图 3.4.2.1 可以看出，在其它条件相同的情况下，信息码速率的改变不会影响相关峰的出现及相关峰的个数，但是随着信息码速率的提高，DS 信号之间的相关性会变差，这样会导致仿真结果的恶化，这一点参见图(a)和(d)可以看出。由图 3.4.2.1 还可以看出每个图都有四个相关峰，相邻相关峰之间的距离是相等或近乎相等的，此间隔就是伪码的周期。

#### 2. 伪码速率改变对直扩信号检测的影响

实验二：

采样率  $f_s = 70\text{MHz}$ ，信息码速率  $R_s = 10\text{KHz}$ ，码长  $L=63$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$ ，伪码速率  $R_c$  分别为  $2\text{MHz}$ ， $3\text{MHz}$ ， $4\text{MHz}$ ， $5\text{MHz}$  的仿真图分别见图 3.4.2.2(a)~(d)。

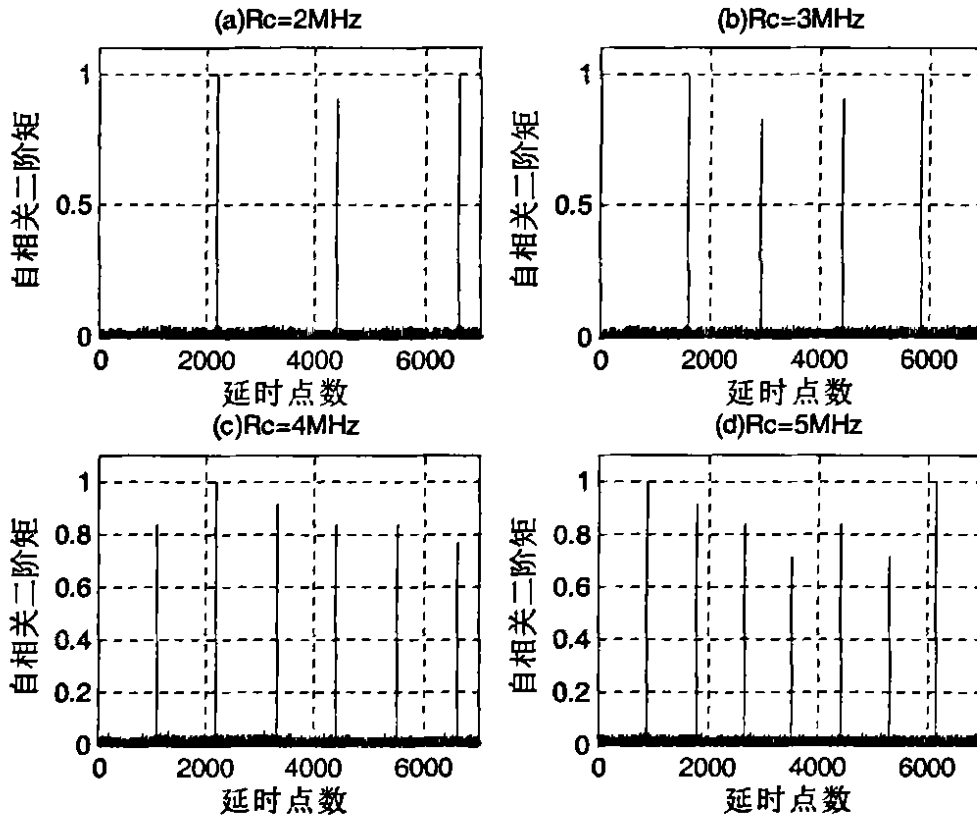


图 3.4.2.2 伪码速率改变时的检测曲线

结论:

如图 3.4.2.2 所示, 伪码速率的改变不会影响算法仿真结果的正确性。当伪码速率增大时, 相邻相关峰之间的间隔会变小, 即在采样率和伪码长度不变的情况下, 扩频周期和伪码速率成反比关系。因此, 在相同的延时点数条件下, 伪码速率越高, 相关峰出现的个数越多, 如图(a)和(c)所示, 延时点数相同时, 伪码速率分别为  $2MHz$ ,  $4MHz$  时出现的相关峰个数分别是 3 个, 6 个。

### 3. 伪码长度改变对直扩信号检测的影响

实验三:

采样率  $f_s = 70MHz$ , 载频  $f_0 = 20MHz$ , 信息码速率  $R_i = 300KHz$ , 伪码速率  $R_c = 3MHz$ , 码长  $L$  分别为 31, 63, 127, 255 的仿真图分别见图 3.4.2.3(a)~(d)。

结论:

由图 3.4.2.3 可以看出: 码长的改变仍能检测到直扩信号, 并且在相同延时点数的情况下, 伪码长度对相关峰的影响是很明显的。如图所示, 码长是 31 时, 峰的个数是 9 个, 当码长增加到 127 时峰的个数减少到了 2 个。可以推测: 码长的增加导致了计算长度的增加, 因为码长越长扩频周期越大, 即相关峰出现的位置所占延时点数越多, 而且要达到近似相同的性能, 必然会增加计算量。

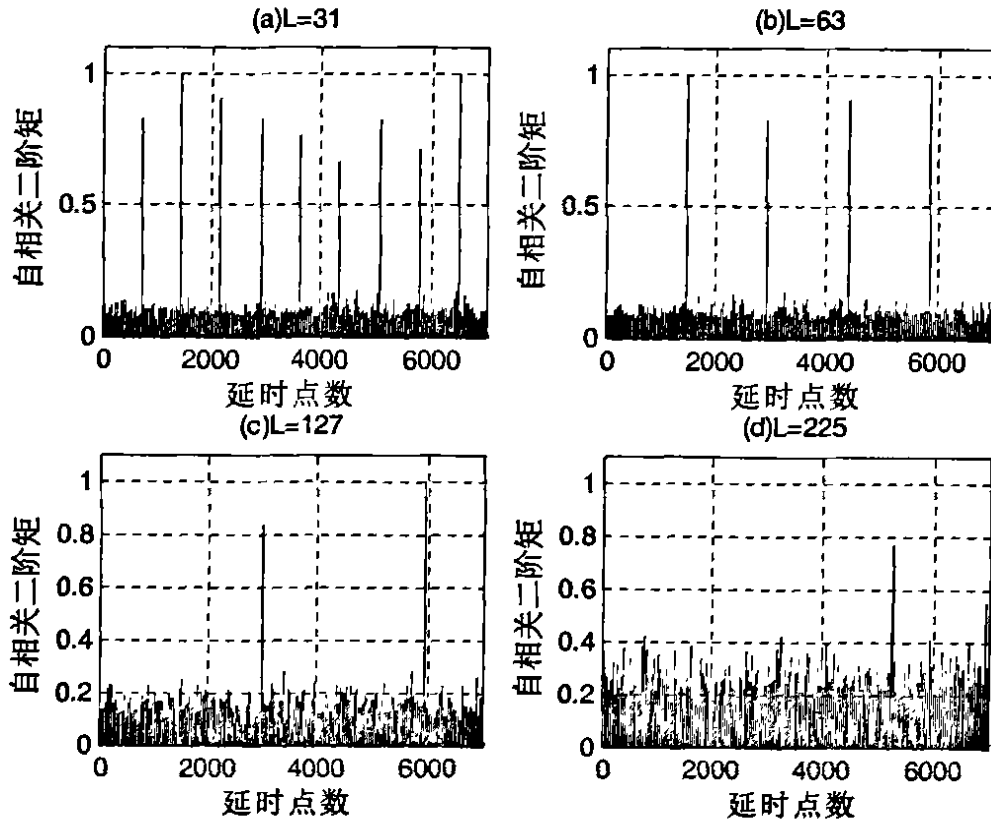


图 3.4.2.3 伪码长度改变时的检测曲线

#### 4. 不同信噪比对直扩信号检测的影响

实验四:

采样率  $f_s = 100\text{MHz}$  , 载频  $f_0 = 20\text{MHz}$  , 信息码速率  $R_i = 30\text{KHz}$  , 伪码速率  $R_c = 4\text{MHz}$  , 码长  $L=63$  , 信噪比分别是  $0\text{dB}$  ,  $-10\text{dB}$  ,  $-15\text{dB}$  ,  $-17\text{dB}$  的仿真图分别见图 3.4.2.4(a)~(d)。

结论:

如图 3.4.2.4 所示, 虽然直扩信号被噪声严重污染, 但位于伪码周期整数倍的位置处仍然出现了代表信号存在的尖脉冲 (相关峰), 因而算法对负信噪比下的直扩信号仍能完成检测, 但随着信噪比的降低, 检测性能逐渐恶化, 当信噪比达到  $-18\text{dB}$  时, 由于旁边的毛刺幅度比较高, 干扰了判断相关峰的准确性, 这就增加了信号检测和参数提取的难度。解决这一问题的方法是增加分析窗的个数, 也就是增加累加的次数, 但这是以增加计算量为牺牲的, 因此实时性会变差。

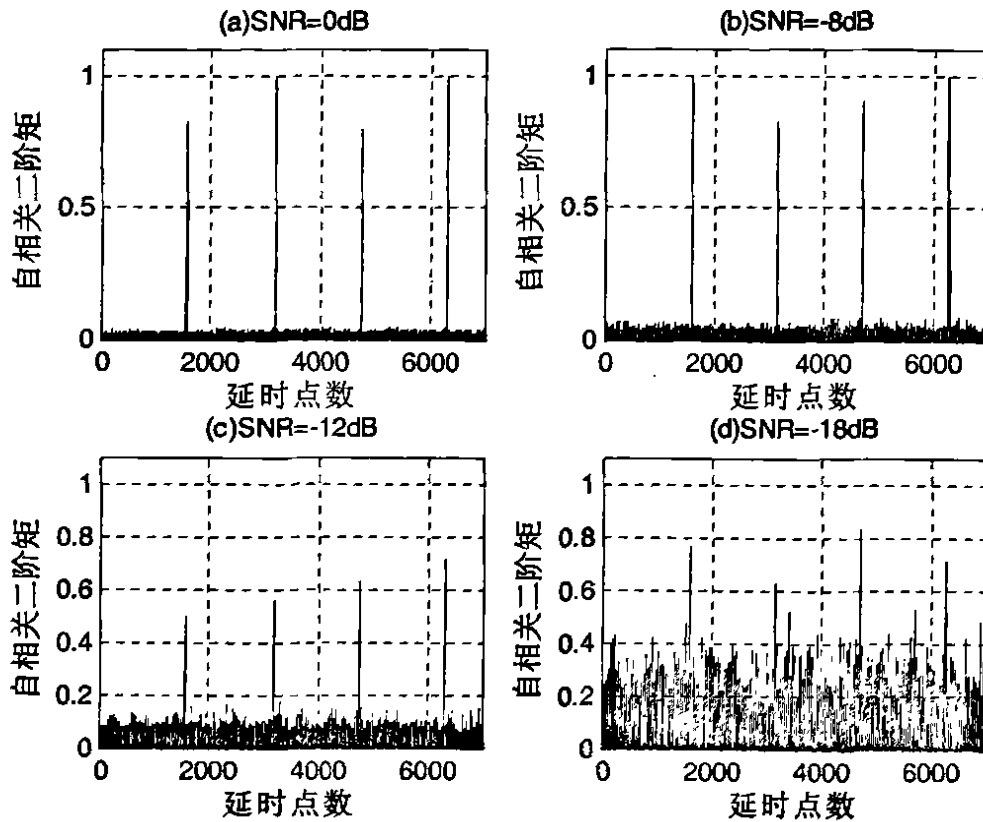


图 3.4.2.4 不同信噪比下的检测曲线

### 3.5 小结

首先介绍了时域自相关法是利用 DSSS/BPSK 信号的周期自相关特性和噪声的不相关性来进行信号检测和参数估计的。在研究该法原理的基础上，分析了含噪 DSSS/BPSK 信号自相关峰的出现机理。通过计算机仿真发现了传统自相关法存在的一些实际问题，进而研究了将传统时域自相关与相关域迭加平均技术相结合的方法，经过有限次数的迭加平均后有效地平滑噪声，使得在各延迟时间为码周期整数倍处均出现相关峰，并通过计算机仿真验证了该方法的可行性，且能达到准确检测直扩信号的目的。同时，对影响直扩信号检测的一些因素进行了仿真讨论。

## 4 直扩信号的参数估计

### 4.1 基于自相关法的参数估计

#### 4.1.1 伪码周期的估计

此处采用的时域自相关方法即为第三章所研究的传统自相关法和改进后的自相关法。根据前面的检测仿真可以知道相邻峰之间的间隔就是伪码周期。当信噪比很低时，很有可能某个或某几个相关峰被淹没掉，所以估算出这个间隔，需要完成下面两个步骤<sup>[29]</sup>：

第一步，找到所有的相关峰；

第二步，求每两个相邻相关峰之间的间隔，选取最小的一个作为伪码周期 $T_N$ 。

由于每一个相关峰附近较小区域的幅度值相差不大，所以搜索相关峰的步骤为：

第一步，找到全局最大，记为 $H_{\max}$ ，并取 $M = 0.5H_{\max}$ ；

第二步，在整个坐标轴上搜索所有幅度值满足 $\geq M$ 的位置，并判断是否为局部最大，如果是则记录它的位置和幅度值，反之丢掉；

第三步，求第二步中所保留的所有相邻位置的最小间隔，此间隔即是伪码周期 $T_N$ 。

在此，用采样点的个数表示伪码周期，则伪码周期的计算公式为：

$$T_N = \frac{f_s}{R_c} L \quad (4.1)$$

由该公式可以求出理论周期。其中 $L$ 为伪码长度， $R_c$ 为伪码速率， $f_s$ 为采样频率。

##### 1. 传统的自相关法的估计性能

传统的自相关法估计伪码周期的图形如图 3.4.1.1(a)所示，由于噪声与信息数据的影响，自相关函数在某些伪码周期整数倍处的相关峰会被掩盖或者抵消掉。

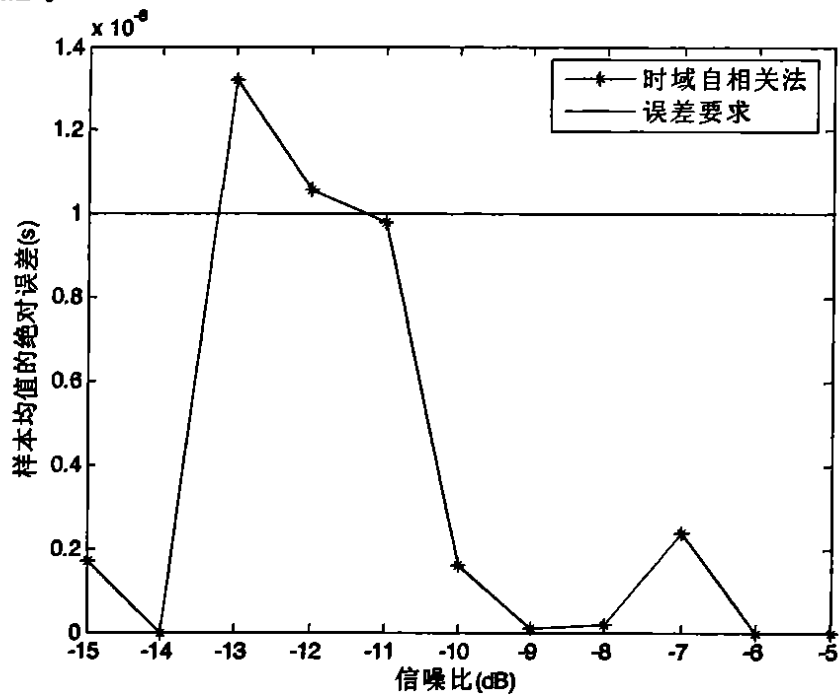
在此，将各信噪比点处 100 次独立估计样本均值作为该信噪比点下的伪码周期估计值，其绝对误差(定义为 $|\hat{K}-K|$ ，其中 $\hat{K}$ 为估计值， $K$ 为真实值)示于图 4.1.1.1(a)，各信噪比点处正确估计概率示于图 4.1.1.1(b)。

实验数据：

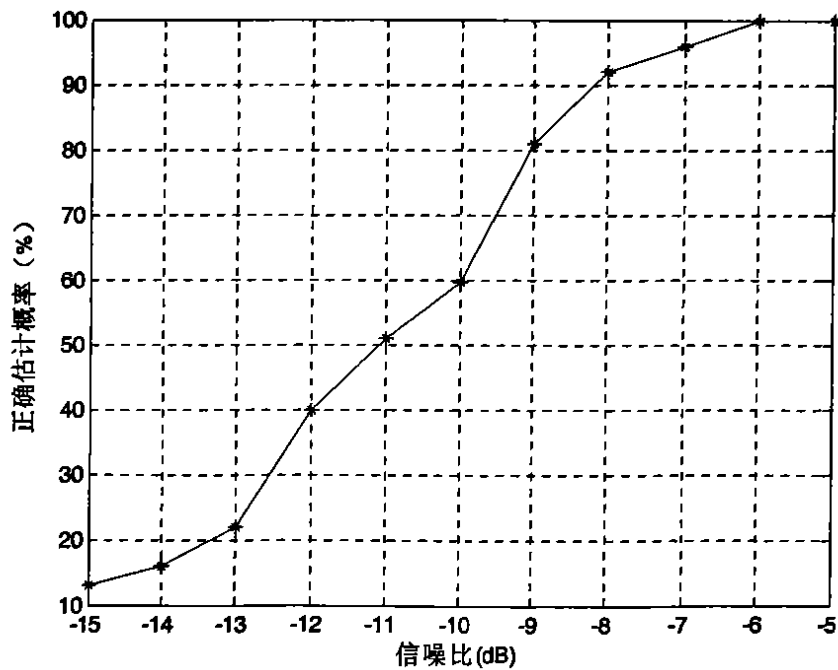
采样率 $f_s = 100\text{MHz}$ ，伪码速率 $R_c = 4\text{MHz}$ ，伪码长度 $L=63$ ，载频 $f_0 = 20\text{MHz}$ ，信息码速率 $R_i = 10\text{KHz}$ 。

由图 4.1.1.1 可以看出，伪码周期估计的结果是多个相关峰间隔的加权平均值，因而不稳定在某一数值上，因此，在确定伪码周期估计的信噪比容限时，应当具备 100%正确估计概率的最低信噪比点为准。那么，传统自相关法伪码周期估计的信噪

比容限为  $-6\text{dB}$ 。



(a) 样本均值的绝对误差



(b) 正确估计概率

图 4.1.1.1 时域自相关伪码周期估计性能

## 2. 改进的自相关法估计伪码周期

以下作者利用改进的时域自相关法进行了仿真分析。

实验数据：

采样率  $f_s = 100\text{MHz}$ ，信码速率  $R_c = 100\text{KHz}$ ，伪码速率  $R_p = 4\text{MHz}$ ，码长  $L = 63$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$ 。仿真结果如图 4.1.1.2 所示。

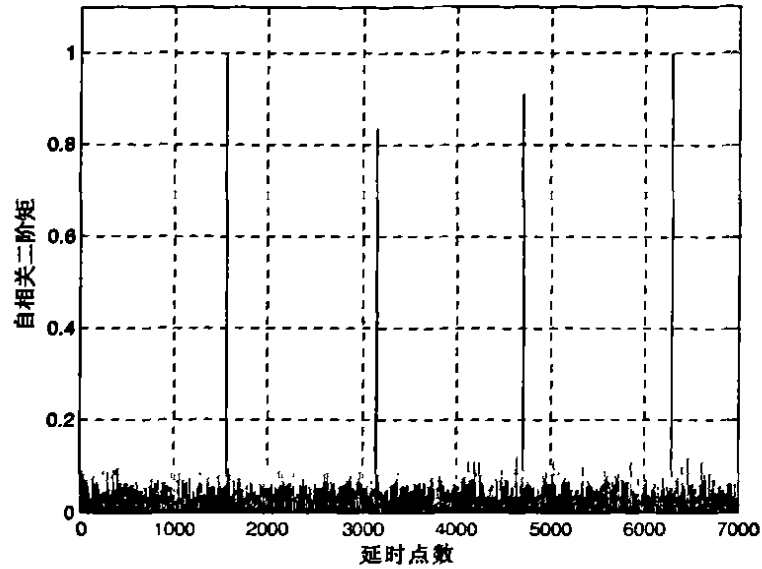


图 4.1.1.2 改进的自相关法时域仿真图

表 4.1.1.1 是在采样率  $f_s = 100\text{MHz}$ ，信码速率  $R_s = 10\text{KHz}$ ，伪码速率  $R_c = 4\text{MHz}$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$  的条件下对伪码周期做出的估计。

表 4.1.1.1 伪码周期的估计

SNR	-18dB								
信码速率 (KHz)	10								
码长	31			63			127		
实验次数	1	2	3	1	2	3	1	2	3
实测周期	776	775	774	1573	1572	1576	3173	3178	3174
理论周期	775			1575			3175		

表 4.1.1.2 是在采样率  $f_s = 100\text{MHz}$ ，信码速率  $R_s = 100\text{KHz}$ ，伪码码长  $L=63$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$  的条件下对伪码周期做出的估计。

表 4.1.1.2 伪码周期的估计

SNR	-14dB								
信码速率 (KHz)	100								
伪码速率 (MHz)	3			4			5		
实验次数	1	2	3	1	2	3	1	2	3
实测值	2103	2102	2099	1577	1571	1576	1259	1261	1260
理论周期	2100			1575			1260		

由表 4.1.1.1 和表 4.1.1.2 可以看出估计伪码周期的精度比较高，误差仅为几个延时点数。以周期为 1575 为例，最大绝对误差为 4 个延时点，则精度为

$\frac{4}{1575} \times 100\% = 0.25\%$ 。在仿真过程中发现，与信码速率  $R_c = 100\text{KHz}$  时相比较，当信码速率  $R_c = 10\text{KHz}$  时，伪码周期的估计可以在较低的信噪比(-18dB)条件下进行，并能精确提取  $T_N$ ，即当信息码速率提高时，提取同样精度的  $T_N$  就需要提高信噪比。

为了获得该处理方式的伪码周期估计性能，作者利用实验数据，在信噪比为 -6dB~-20dB 各处作 100 次蒙特卡罗仿真，各次蒙特卡罗仿真寻找该处理方式下正确估计所需要的数据组数，最终获得数据组数的均值及其标准差示于图 4.1.1.3。

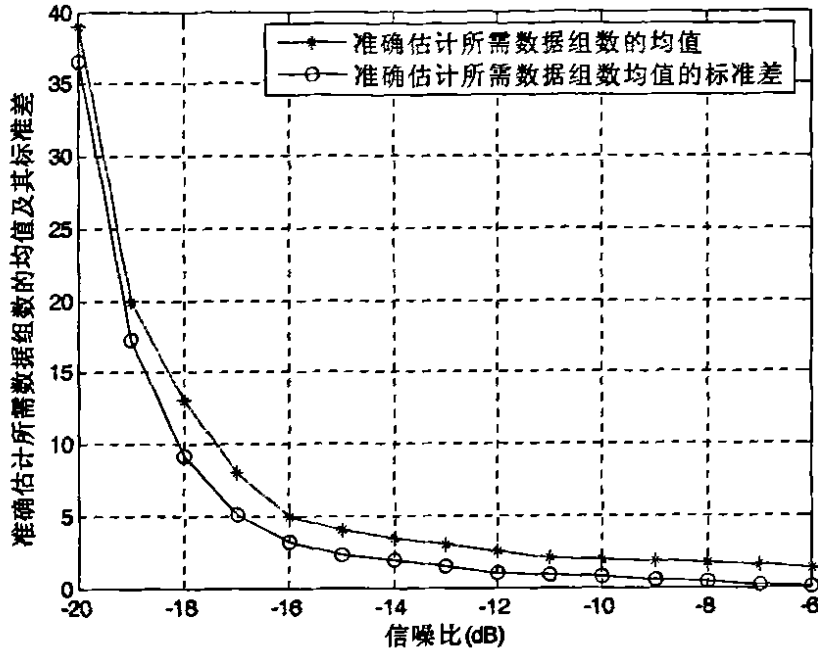


图 4.1.1.3 改进的自相关法正确估计伪码周期时所需数据组数的均值及其标准差

从上图可清晰看到，只需经过有限数据量的叠加平均，就能够在带内信噪比-20dB 处准确估计伪码周期。因此在实际信号估计中，可以根据信噪比的大小适当调整用于迭加的数据量，以换取伪码周期估计的精度。

#### 4.1.2 载频和伪码速率的估计

载频估计是本文研究的一个重点。不可避免的，载频估计值与真实值会存在一定的偏差，如果我们利用此估值来去载波，以期将信号解调到基带上处理，那么载频估计的误差必定会引入到基带来。现有的在基带上对信号参数进行估计的研究，均回避了这一引入误差带来的影响。因此，本文为避免该问题，只在中频上研究参数估计的方法。

提取伪码周期是在时域上完成的，载频和伪码速率没有反映在时域上。因为在调制直扩信号的时候采用的是 BPSK 方式，无论是哪种相移键控调制的直扩信号都是抑制载波的双边带信号，不存在载频分量<sup>[30]</sup>，因而无法从直扩信号中直接用滤波法提取载波。只有采用某种非线性变换才能产生新的频率分量，消除其相位突变，常用的载



波恢复电路是平方器。所以考虑对自相关函数取模求平方，再将其变换到频域，检测是否会出现载频和伪码速率的特征。

### 1. 理论分析

下面分别从时/频域两个方面来分析怎样提取载频和伪码速率。因为很难给出直接证明，在此我们结合图形来说明。

直扩信号模型为： $s(t) = d(t)c(t)\cos(\omega_0 t)$

其中： $d(t)$ 是信息码， $c(t)$ 是伪码， $\omega_0$ 是载波频率。这里信号的幅度设为1。本文所用伪码均为  $m$  序列，以下伪码速率为  $R_c$ 。

信号的离散形式为：

$$s(n) = d(n)c(n)\cos(\omega_0 n) \quad (4.2)$$

(a) 时域：

$$\begin{aligned} R(m) &= \sum_{n=1}^N s(n)s(n+m) \\ &= \sum_{n=1}^N d(n)c(n)\cos(\omega_0 n)\{d(n+m)c(n+m)\cos[\omega_0(n+m)]\} \\ &= \sum_{n=1}^N d(n)d(n+m)c(n)c(n+m)\{\cos(\omega_0 n)\cos[\omega_0(n+m)]\} \\ &= \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N d(n)d(n+m)c(n)c(n+m)\{\cos(2\omega_0 n + \omega_0 m) + \cos(\omega_0 m)\} \end{aligned} \quad (4.3)$$

计算出求和部分后，由式(4.3)很容易看出： $R(m)$ 中含有单倍载频的频率。在本算法中对式(4.3)进行了平方处理，所以变换到频域后可以得到2倍载频的频率，据此可以估计出载波频率。

(b) 频域（不考虑信息码）：

根据前面介绍伪随机码的一些特性：二元  $m$  序列是一种伪随机序列，有良好的自相关函数，而且是二值自相关函数。 $m$  序列的自相关函数为：

$$R_c(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} c(t)c^*(t+\tau)dt = \begin{cases} 1-|\tau|/T_c, & |\tau| \leq T_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

式中  $T$  为  $c(t)$  的周期， $T_c$  为一个码元宽度，\*代表共轭。

扩频码功率谱为自相关函数的付氏变换，即：

$$S_c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_c(\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau = 2 \int_0^{\infty} R_c(\tau)\cos 2\pi f\tau d\tau = T_c \left[ \frac{\sin \frac{2\pi f T_c}{2}}{\frac{2\pi f T_c}{2}} \right]^2 \quad (4.4)$$

扩频码的相关函数和功率谱图形如图 4.1.2.1 所示。

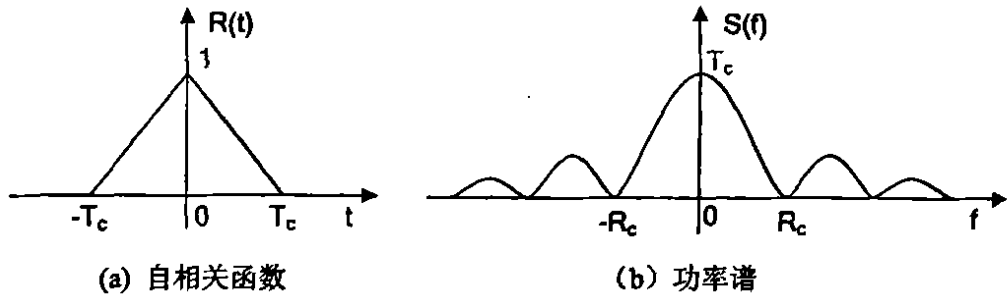


图 4.1.2.1 扩频码相关函数和功率谱示意图

扩频码经调制后，频谱发生搬移。因为我们对自相关函数进行了平方处理，即自相关函数的二阶矩，所以反映到频域是功率谱相卷积。在此为求简洁明了，我们结合图形来进行直观说明。如图 4.1.2.2 所示。

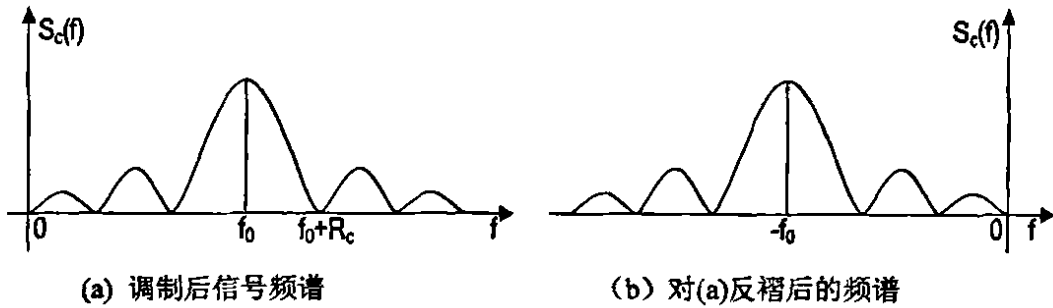


图 4.1.2.2 调制信号频谱及反褶后示意图

$$S_c(f) \otimes S_c(f) = \int_{-\infty}^{\infty} S_c(F) S_c(f - F) dF \quad (4.5)$$

保持图形(a)不动，不断向右移动图形(b)，可以看出：

(1) 当  $f = 2f_0$ ，即图(b)向右移动了  $2f_0$  后，两个图形完全对齐，式(4.5)得到最大值。同时验证了时域分析的正确。

(2) 当图(b)向右移动达到  $f = R_c$  时，出现第一个峰，但此峰的数值很小；图(b)逐渐移动，可见每移动  $R_c$ ，都会出现一个峰（某区域的最大值）。而且靠近 2 倍载频的峰值最大。

所以通过搜索 2 倍载频附近的次峰，次峰和最高峰（2 倍载频处）之间的间隔即是伪码速率。

## 2. 仿真实验

对检测到的直扩信号进行式(3.41)和式(3.42)的运算后，截取了 3 个信息码序列，即  $3T_N$  长度的直扩信号序列进行 fft 运算，fft 的长度为  $2^n \geq 3T_N$ 。

实验数据：

采样速率  $f_s = 100\text{MHz}$ ，信码速率  $R_s = 100\text{KHz}$ ，PN 码速率  $R_c = 3\text{MHz}$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$ ，伪码长度  $L = 63$ ，fft 长度  $len = 8192$ 。

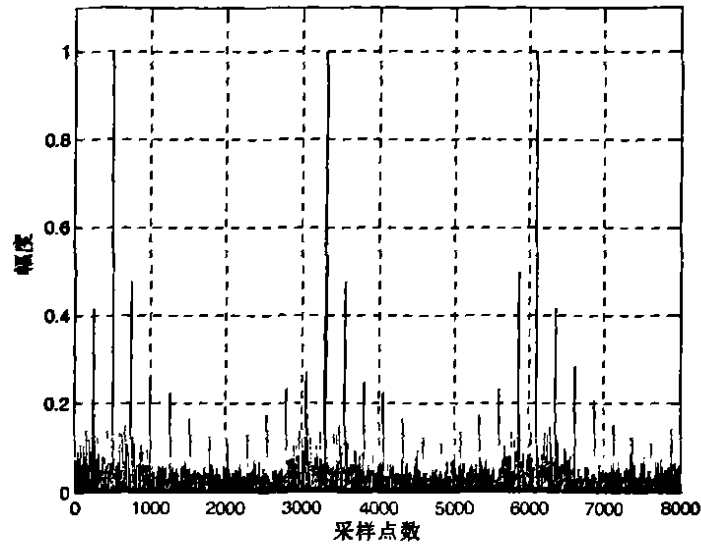


图 4.1.2.3 二阶矩频域图

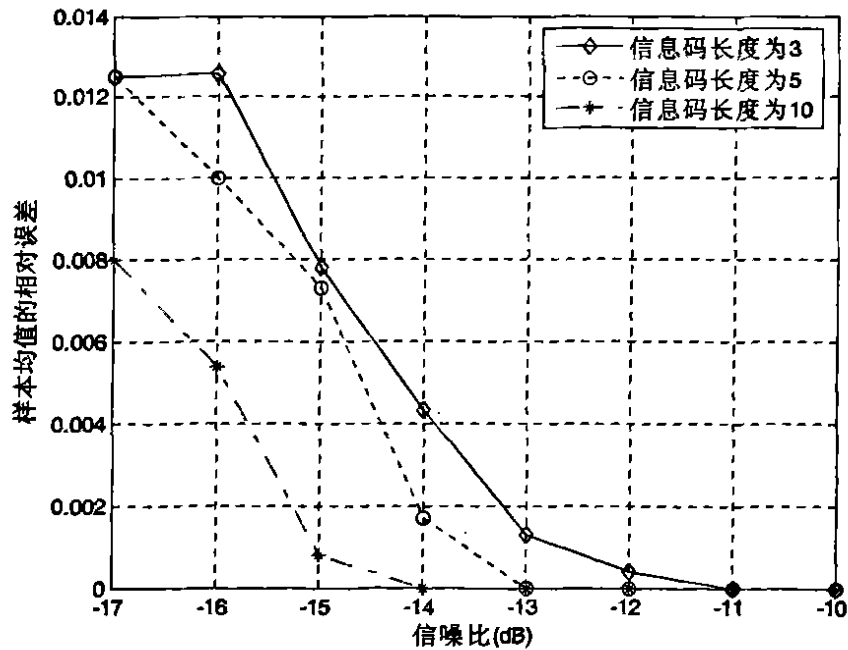
由上图可以看出，图形关于中心点左右对称，每隔一定距离出现一个峰。最大峰出现在 2 倍载频位置，2 倍载频附近有两个次峰，由最大峰和任意次峰之间的距离可以估计出伪码速率。2 倍载频处是 3300，次峰位置是 3060 和 3540。参数估计公式：

$$f = \frac{f_s}{len} \times n \tag{4.6}$$

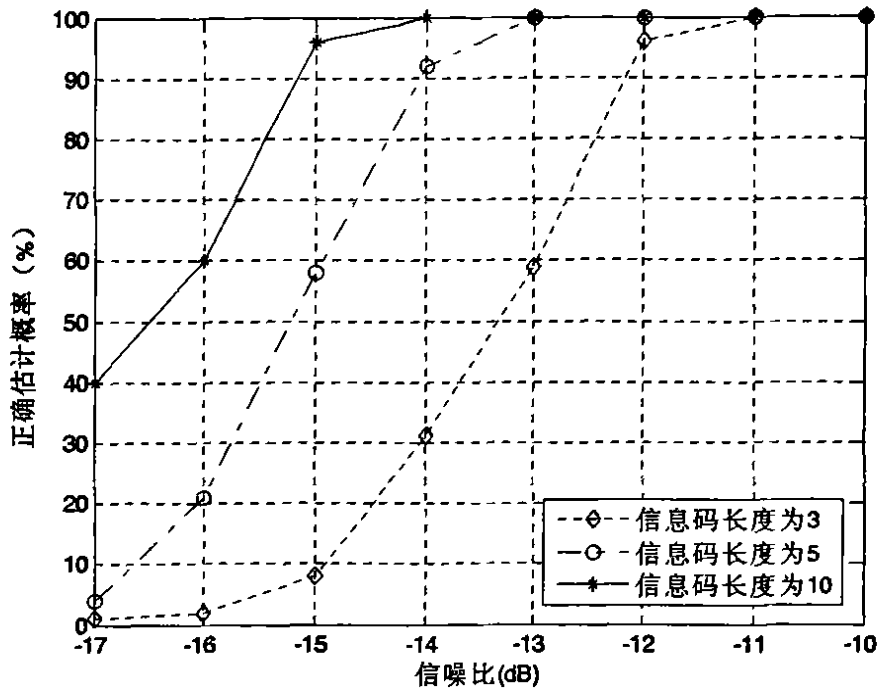
其中  $f_s$  是采样频率， $len$  是  $m$  的长度， $n$  是峰所在的位置，用延时点数表示。计算载波频率时还要除以 2。由式(4.6)和上面的数据可以估计出载频和伪码速率分别为：

$$f_0 = \frac{100}{8192} \times 3300 \div 2 \approx 20.14(MHz)$$

$$R_c = \frac{100}{8192} \times (3300 - 3060) \approx 2.93(MHz)$$



(a) 样本均值的相对误差

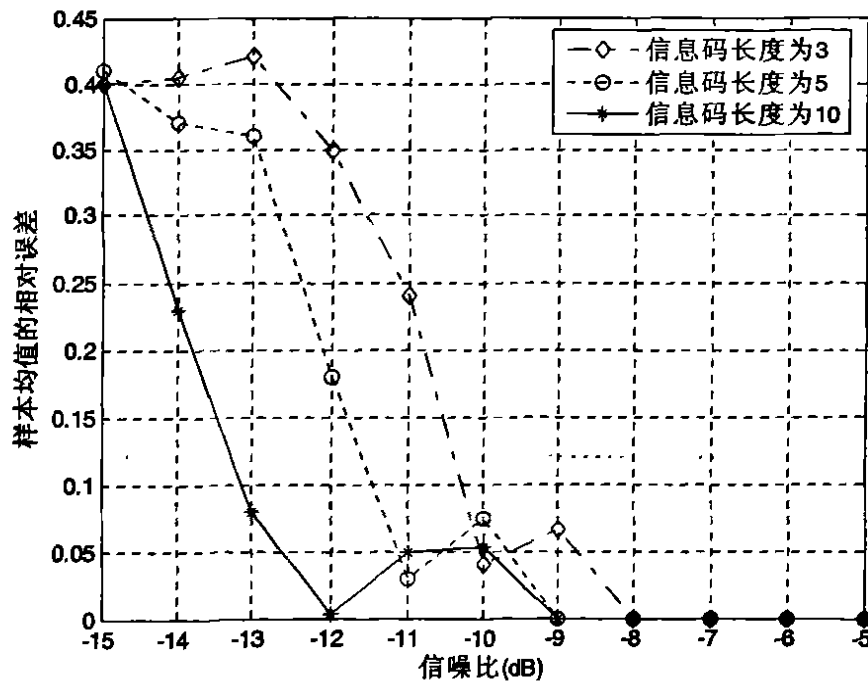


(b)正确估计概率

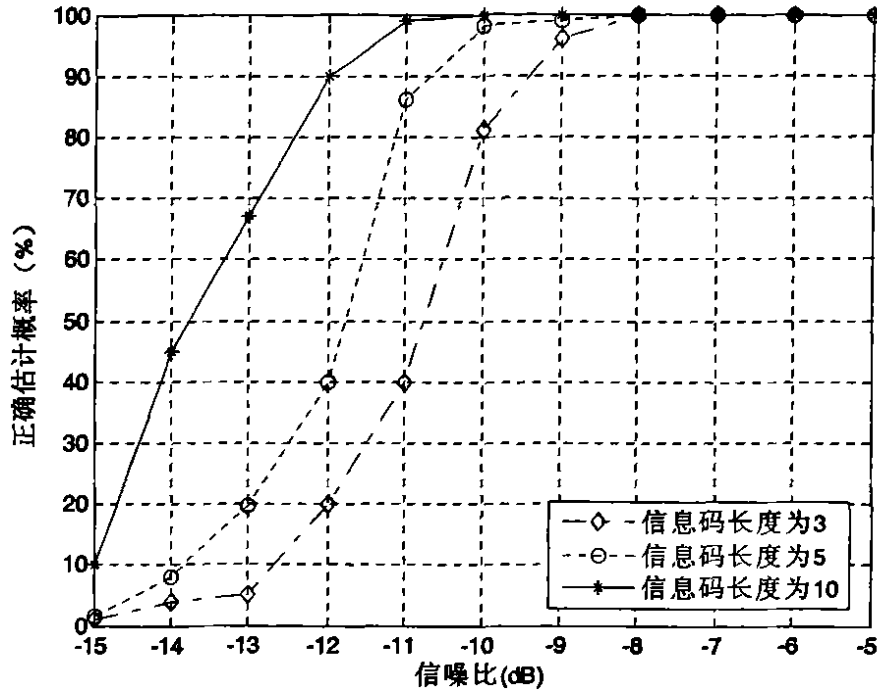
图 4.1.2.4 不同数据长度的载频估计性能比较

图 4.1.2.4 为利用本节的仿真参数，在带内  $-10 \sim -17dB$  下验证该方法性能的仿真图：将各信噪比点处 100 次独立估计的样本均值作为该信噪比点下的载频估值。此处及以后的相对误差均定义为  $|\hat{M} - M| / M$ ，其中  $\hat{M}$  为估计值， $M$  为真实值。

图 4.1.2.5 为利用本节的仿真参数，在带内  $-5 \sim -15dB$  下验证该方法性能的仿真图：将各信噪比点处 100 次独立估计的样本均值作为该信噪比点下的伪码速率估值。



(a)样本均值的相对误差



(b)正确估计概率

图 4.1.2.5 不同数据长度的伪码速率估计性能比较

结论:

自相关函数的二阶矩谱图能够体现直扩信号的特征, 如信号的载频和伪码速率。载频估计时, 信息码长为 3 时信噪比容限为-12dB, 信息码长为 5 时信噪比容限为-14dB, 信息码长为 10 时信噪比容限为-15dB。伪码速率估计时, 信息码长为 3 时信噪比容限为-9dB, 信息码长为 5 时信噪比容限为-10dB, 信息码长为 10 时信噪比容限为-11dB。参数估计性能很高, 而且性能稳定。

在求得伪码周期和伪码速率后, 可以进一步求得伪码的码长, 用  $L$  表示。本文所用的伪码序列均是  $m$  序列,  $m$  序列的码长是  $L = 2^n - 1$ 。在已知伪码的码周期和码速率的条件下, 可以计算出码长。码长的计算公式为:

$$L = \frac{T_N \cdot R_c}{f_s} \quad (4.7)$$

其中:  $T_N$  是 PN 码的码周期,  $R_c$  是 PN 码的码速率,  $f_s$  是采样频率。

#### 4.2 基于高阶统计量的参数估计

相关函数及相应的功率谱作为随机信号分析与处理领域最基本、最有用的工具之一, 已被广泛应用了几十年。迄今为止, 它仍在信号处理中起着十分重要的作用。在前面的方法中, 使用了二阶统计量(时域为相关函数, 频域为功率谱)来对 DSSS/BPSK 信号进行检测和参数估计。在二阶统计量基础上的高阶统计量能够提供比二阶统计量更丰富的信息, 因此有必要研究信号的高阶统计量, 从而有可能在更充分的意义上分

析非高斯过程。再者，对随机信号作功率谱分析时，难以避开背景噪声的影响，弱信号可能被淹没，而高阶统计量理论上可以完全抑制任何高斯噪声，这一性质是二阶统计量不具备的<sup>[31]</sup>。

#### 4.2.1 高阶矩和高阶统计量

设  $\bar{x} = [x_1, x_2, \dots, x_k]^T$  是一随机向量，则其第一联合特征函数为<sup>[32][33][34][35]</sup>：

$$\phi_x(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k) = E\left\{\exp\left[j(\omega_1 x_1 + \omega_2 x_2 + \dots + \omega_k x_k)\right]\right\} \quad (4.8)$$

其中  $\bar{\omega} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k]^T$ ，对式(4.8)求 k 阶偏导数，并令  $\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_k = 0$ ，则得到 k 阶联合矩为：

$$mom(x_1, x_2, \dots, x_k) = (-j)^k \left. \frac{\partial^k \phi_x(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k)}{\partial \omega_1 \partial \omega_2 \dots \partial \omega_k} \right|_{\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_k = 0} = E[x_1, x_2, \dots, x_k] \quad (4.9)$$

因此，第一联合特征函数也称为联合矩生成函数。

随机向量  $\bar{x} = [x_1, x_2, \dots, x_k]^T$  的第二联合特征函数  $\psi_x(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k)$  定义为第一联合特征函数的对数：

$$\psi_x(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k) = \ln \phi_x(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k) \quad (4.10)$$

对式(4.10)求 k 阶偏导，并令  $\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_k = 0$ ，则得到 k 阶联合累积量为：

$$\begin{aligned} cum(x_1, x_2, \dots, x_k) &= (-j)^k \left. \frac{\partial^k \psi_x(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k)}{\partial \omega_1 \partial \omega_2 \dots \partial \omega_k} \right|_{\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_k = 0} \\ &= (-j)^k \left. \frac{\partial^k \phi_x(\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k)}{\partial \omega_1 \partial \omega_2 \dots \partial \omega_k} \right|_{\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_k = 0} \end{aligned} \quad (4.11)$$

因此，第二联合特征函数也称为联合累积量生成函数。

对 k 阶平稳随机过程  $\{X(k)\}$ ，该平稳过程的 k 阶矩定义为随机变量  $\{X(k), X(k+\tau_1), \dots, X(k+\tau_{k-1})\}$  的 k 阶联合矩，即为：

$$m_{kx}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) = mom(X(k), X(k+\tau_1), \dots, X(k+\tau_{k-1})) \quad (4.12)$$

该平稳过程的 k 阶累积量定义为  $\{X(k), X(k+\tau_1), \dots, X(k+\tau_{k-1})\}$  的 k 阶累积量，即为：

$$c_{kx}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) = cum(X(k), X(k+\tau_1), \dots, X(k+\tau_{k-1})) \quad (4.13)$$

最常用的高阶统计量为三阶和四阶统计量。当  $\{X(k)\}$  是一个零均值的实平稳随机过程，则其二、三、四阶矩和累积量关系如下：

$$c_{2x}(\tau) = E[x(k)x(k+\tau)] = m_{2x}(\tau) \quad (4.14)$$

$$c_{3x}(\tau_1, \tau_2) = E[x(k)x(k+\tau_1)x(k+\tau_2)] = m_{3x}(\tau_1, \tau_2) \quad (4.15)$$

$$\begin{aligned} c_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= E\{x(k)x(k+\tau_1)x(k+\tau_2)x(k+\tau_3)\} \\ &\quad - E\{x(k)x(k+\tau_1)\} E\{x(k+\tau_2)x(k+\tau_3)\} \\ &\quad - E\{x(k)x(k+\tau_2)\} E\{x(k+\tau_1)x(k+\tau_3)\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & -E\{x(k)x(k+\tau_3)\}E\{x(k+\tau_1)x(k+\tau_2)\} \\
 & = m_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - m_{2x}(\tau_1)m_{2x}(\tau_3 - \tau_2) \\
 & \quad - m_{2x}(\tau_1)m_{2x}(\tau_1 - \tau_3) - m_{2x}(\tau_3)m_{2x}(\tau_2 - \tau_1)
 \end{aligned} \tag{4.16}$$

对于  $n$  维随机变量  $\bar{X} = [X_1, X_2, \dots, X_n]^T$ , 设其均值向量为:  $\bar{a} = [a_1, a_2, \dots, a_n]^T$ , 协方差矩阵为:

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & \dots & C_{1n} \\ C_{21} & C_{22} & \dots & C_{2n} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ C_{n1} & C_{n2} & \dots & C_{nn} \end{bmatrix}$$

其中:  $C_{ik} = E[(X_i - a_i)(X_k - a_k)]$  ( $i, k = 1, 2, \dots, n$ )

则  $n$  维高斯随机向量  $X$  的联合概率密度函数为:

$$f(X) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} |C|^{1/2}} \exp\left[-\frac{1}{2}(x - a)^T C^{-1}(x - a)\right], \quad \bar{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \tag{4.17}$$

$X$  的联合特征函数为:

$$\Phi(\bar{\omega}) = \exp\left[j\bar{a}^T \bar{\omega} - \frac{1}{2}\bar{\omega}^T C \bar{\omega}\right], \quad \bar{\omega} = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n]^T \tag{4.18}$$

$X$  的第二联合特征函数为:

$$\Psi(\omega) = \ln \Phi(\omega) = j\bar{a}^T \bar{\omega} - \frac{1}{2}\bar{\omega}^T C \bar{\omega} = j \sum_{i=1}^n a_i \omega_i - \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^n C_{ik} \omega_i \omega_k \tag{4.19}$$

利用联合累积量的定义式(4.11), 则  $n$  维高斯随机变量  $(X_1, X_2, \dots, X_n)$  的阶数  $r = k_1 + k_2 + \dots + k_n$  的联合累积量  $C_{k_1 k_2 \dots k_n}$  的定义如下:

(1)  $r = 1$ , 即只对其中某一个  $\omega_i$  求偏导, 此时有:

$$c_1 = (-j)^2 \frac{\partial \Psi(\omega)}{\partial \omega_i} \Big|_{\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_n = 0} = a_i = E[X_i] \tag{4.20}$$

(2)  $r = 2$ , 即对其中某两个  $\omega_i, \omega_j$  求偏导, 有

$$c_2 = (-j)^2 \frac{\partial^2 \Psi(\omega)}{\partial \omega_i \partial \omega_j} \Big|_{\omega_1 = \omega_2 = \dots = \omega_n = 0} = C_{ij} = E[(x_i - a_i)(x_j - a_j)] \quad (i \neq j) \tag{4.21}$$

(3)  $r \geq 3$ , 因为  $\psi(\omega)$  只是关于自变量的二次多项式, 因而关于自变量的三阶或三阶以上导数等于零, 即  $c_k = 0, (k \geq 3)$ 。推广到任意高斯随机过程  $\{X(k)\}$ , 则其高于 2 的高阶累积量恒等于零, 即  $c_k(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) = 0, (k \geq 3)$ 。

上式表明, 高阶累积量对于高斯过程不敏感。因此, 当加性噪声是高斯白噪声或高斯色噪声时, 高阶累积量在理论上可完全抑制噪声的影响。然而, 高阶矩却不具备这一性质。这就是我们使用高阶累积量而不是高阶矩作为主要分析工具的一个重要原因。

由于后面在估计载波频率的时候需要变换到频域里去分析, 在此对高阶谱的概念

做简单介绍。高阶谱（多谱，polyspectra），是指高阶累积量或高阶矩的多重傅立叶变换，分别称为高阶累积量谱和高阶矩谱，常用的功率谱就是二阶矩谱。由于正态平稳随机过程的高阶累积量恒等于零，其高阶累积量谱也均等于零。对于非高斯信号而言，其高阶累积量总存在一个大于2的阶次不为零，由此可见，利用上述性质可在高斯噪声背景中通过高阶累积量和高阶累积量谱的计算有效的消除高斯噪声以提取非高斯信号。

#### 4.2.2 DSSS/BPSK 信号的统计特性

对于 DSSS/BPSK 信号： $s(t) = \sqrt{2P}c(t)\cos(2\pi f_0 t + \varphi)$

其中， $P$  是信号的功率； $c(t)$  是信息序列经过一次扩频调制后的序列，且与载波相互独立； $\varphi$  为初相。那么有：

$$c_{1s} = m_{1s} = E[s(t)] = 0 \quad (4.22)$$

$$c_{2s}(\tau) = m_{2s}(\tau) = E[s(t)s(t+\tau)] = PR_c(\tau)\cos 2\pi f_0 \tau \quad (4.23)$$

$$\begin{aligned} c_{3s}(\tau_1, \tau_2) &= m_{3s}(\tau_1, \tau_2) \\ &= E[s(t)s(t+\tau_1)s(t+\tau_2)] \\ &= 2P\sqrt{2P}E[c(t)c(t+\tau_1)c(t+\tau_2)] \\ &\quad E[\cos(2\pi f_0(t+\tau_1)+\varphi)\cos(2\pi f_0(t+\tau_2)+\varphi)] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$\begin{aligned} m_{4s}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= E[s(t)s(t+\tau_1)s(t+\tau_2)s(t+\tau_3)] \\ &= \frac{1}{2}P^2E[c(t)c(t+\tau_1)c(t+\tau_2)c(t+\tau_3)] \\ &\quad E[\cos(2\pi f_0 t + \varphi)\cos(2\pi f_0(t+\tau_1)+\varphi)\cos(2\pi f_0(t+\tau_2)+\varphi)\cos(2\pi f_0(t+\tau_3)+\varphi)] \\ &= \frac{1}{2}P^2E[c(t)c(t+\tau_1)c(t+\tau_2)c(t+\tau_3)] \\ &\quad [\cos 2\pi f_0(\tau_2 + \tau_3 - \tau_1) + \cos 2\pi f_0(\tau_1 + \tau_2 - \tau_3) + \cos 2\pi f_0(\tau_1 + \tau_3 - \tau_2)] \end{aligned} \quad (4.25)$$

$$\begin{aligned} c_{4s}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= m_{4s}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - E[s(t)s(t+\tau_1)]E[s(t+\tau_2)s(t+\tau_3)] \\ &\quad - E[s(t)s(t+\tau_2)]E[s(t+\tau_1)s(t+\tau_3)] - E[s(t)s(t+\tau_3)]E[s(t+\tau_1)s(t+\tau_2)] \\ &= \frac{1}{2}P^2E[c(t)c(t+\tau_1)c(t+\tau_2)c(t+\tau_3)] \\ &\quad [\cos 2\pi f_0(\tau_2 + \tau_3 - \tau_1) + \cos 2\pi f_0(\tau_1 + \tau_2 - \tau_3) + \cos 2\pi f_0(\tau_1 + \tau_3 - \tau_2)] \\ &\quad - P^2R_c(\tau_1)\cos(2\pi f_0\tau_1)R_c(\tau_2 - \tau_3)\cos(2\pi f_0(\tau_2 - \tau_3)) \\ &\quad - P^2R_c(\tau_2)\cos(2\pi f_0\tau_2)R_c(\tau_3 - \tau_1)\cos(2\pi f_0(\tau_3 - \tau_1)) \\ &\quad - P^2R_c(\tau_3)\cos(2\pi f_0\tau_3)R_c(\tau_1 - \tau_2)\cos(2\pi f_0(\tau_1 - \tau_2)) \end{aligned} \quad (4.26)$$



其中  $R_c(\tau)$  为  $c(t)$  的自相关函数。

从上面公式可以看出：DSSS/BPSK 信号的一阶、三阶统计量理论上恒等于零，二阶统计量蕴涵扩频码的周期相关信息，四阶统计量含有比二阶统计量更丰富的信息。在实际中信号难免会受到噪声的污染，当背景噪声为加性零均值高斯白噪声时，则接收到的信号为  $x(t) = s(t) + n(t)$ ，其中  $n(t)$  是零均值的高斯白噪声，功率谱密度为  $N_0/2$ ，且与信号  $s(t)$  相互独立。此时接收信号的一至四阶统计量为：

$$\begin{aligned} c_{1x} &= m_{2x} = E[s(t) + n(t)] = 0 & (4.27) \\ c_{2x}(\tau) &= m_{2x}(\tau) \\ &= E[[s(t) + n(t)][s(t + \tau) + n(t + \tau)]] \\ &= c_{2s}(\tau) + c_{2n}(\tau) \\ &= PR_c(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau + \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \end{aligned} \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned} c_{3x}(\tau) &= m_{3x}(\tau) \\ &= E[(s(t) + n(t))(s(t + \tau_1) + n(t + \tau_1))(s(t + \tau_2) + n(t + \tau_2))] \\ &= E[s(t)s(t + \tau_1)s(t + \tau_2)] + E[n(t)n(t + \tau_1)n(t + \tau_2)] \\ &= c_{3s}(\tau_1, \tau_2) + c_{3n}(\tau_1, \tau_2) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (4.29)$$

$$\begin{aligned} m_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= E[(s(t) + n(t))(s(t + \tau_1) + n(t + \tau_1))(s(t + \tau_2) + n(t + \tau_2))(s(t + \tau_3) + n(t + \tau_3))] \\ &= m_{4s}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) + m_{4n}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) \\ &+ m_{2s}(\tau_1)m_{2n}(\tau_3 - \tau_2) + m_{2s}(\tau_2)m_{2n}(\tau_3 - \tau_1) + m_{2s}(\tau_3)m_{2n}(\tau_2 - \tau_1) \\ &+ m_{2s}(\tau_3 - \tau_2)m_{2n}(\tau_1) + m_{2s}(\tau_3 - \tau_1)m_{2n}(\tau_2) + m_{2s}(\tau_2 - \tau_1)m_{2n}(\tau_3) \\ &= \frac{1}{2} P^2 E[c(t)c(t + \tau_1)c(t + \tau_2)c(t + \tau_3)] \\ &E[\cos(2\pi f_0 t + \varphi) \cos(2\pi f_0 (t + \tau_1) + \varphi) \cos(2\pi f_0 (t + \tau_2) + \varphi) \cos(2\pi f_0 (t + \tau_3) + \varphi)] \\ &+ \frac{N_0 P}{2} R_c(\tau_1) \cos(2\pi f_0 \tau_1) \delta(\tau_3 - \tau_2) + \frac{N_0 P}{2} R_c(\tau_2) \cos(2\pi f_0 \tau_2) \delta(\tau_3 - \tau_1) \\ &+ \frac{N_0 P}{2} R_c(\tau_3) \cos(2\pi f_0 \tau_3) \delta(\tau_2 - \tau_1) + \frac{N_0 P}{2} R_c(\tau_3 - \tau_2) \cos(2\pi f_0 (\tau_3 - \tau_2)) \delta(\tau_1) \\ &+ \frac{N_0 P}{2} R_c(\tau_3 - \tau_1) \cos(2\pi f_0 (\tau_3 - \tau_1)) \delta(\tau_2) + \frac{N_0 P}{2} R_c(\tau_2 - \tau_1) \cos(2\pi f_0 (\tau_2 - \tau_1)) \delta(\tau_3) \\ &+ \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 \delta(\tau_1) \delta(\tau_3 - \tau_2) + \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 \delta(\tau_2) \delta(\tau_3 - \tau_1) + \left(\frac{N_0}{2}\right)^2 \delta(\tau_3) \delta(\tau_2 - \tau_1) \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned}
 c_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= m_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - c_{2x}(\tau_1)c_{2x}(\tau_3 - \tau_2) - c_{2x}(\tau_2)c_{2x}(\tau_3 - \tau_1) - c_{2x}(\tau_3)c_{2x}(\tau_2 - \tau_1) \\
 &= \frac{1}{2}P^2 E[c(t)c(t + \tau_1)c(t + \tau_2)c(t + \tau_3)] \\
 &\quad [\cos(2\pi f_0(\tau_2 + \tau_3 - \tau_1)) + \cos(2\pi f_0(\tau_1 + \tau_2 - \tau_3)) + \cos(2\pi f_0(\tau_1 + \tau_3 - \tau_2))] \\
 &\quad - P^2 R_c(\tau_1)\cos(2\pi f_0\tau_1)R_c(\tau_2 - \tau_3)\cos(2\pi f_0(\tau_2 - \tau_3)) \\
 &\quad - P^2 R_c(\tau_2)\cos(2\pi f_0\tau_2)R_c(\tau_3 - \tau_1)\cos(2\pi f_0(\tau_3 - \tau_1)) \\
 &\quad - P^2 R_c(\tau_3)\cos(2\pi f_0\tau_3)R_c(\tau_1 - \tau_2)\cos(2\pi f_0(\tau_1 - \tau_2)) \\
 &= c_{4x}(\tau_1, \tau_2, \tau_3)
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

从式(4.28)可以看出, DSSS/BPSK 信号的相关函数能够估计伪码周期, 但由于它不包含独立的正弦分量, 因此该式的功率谱不存在代表载波频率  $f_0$  的谱线, 而是由一组对称的  $[\sin x/x]^2$  型分布边带组成。虽然理想的功率谱的中心频率位于  $f_0$  处, 但由于直扩序列的自相关函数  $R_c(\tau)$  是宽谱的, 所以信号的功率谱很平坦, 而且估计的功率谱不像真值那样平滑, 因而无法从功率谱估计中直接获取载波频率  $f_0$  的信息。这在前面时域自相关法的信号检测与参数估计中得到了充分的证明。观察四阶统计量可以发现, 四阶统计量只包含直扩信号部分, 而没有噪声部分, 可以完全抑制噪声的影响, 充分体现直扩信号的信息。

由于估计高阶统计量和高阶谱计算量很大, 所以为了避开这个问题, 便于工程实现, 仅考虑了四阶累积量的 2-D 切片。

令式(4.31)的延时分别为  $\tau_1 = 0, \tau_2 = \tau_3 = \tau; \tau_1 = \tau_2 = 0, \tau_3 = \tau; \tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \tau$ , 则含噪 DSSS/BPSK 信号的四阶累积量的各切片分别为:

$$c_{4x}(0, \tau, \tau) = \frac{1}{2}P^2 \cos 4\pi f_0 \tau - P^2 R_c^2(\tau)(1 + \cos 4\pi f_0 \tau) \tag{4.32}$$

$$c_{4x}(0, 0, \tau) = -\frac{3}{2}P^2 R_c(\tau)\cos 2\pi f_0 \tau \tag{4.33}$$

$$c_{4x}(\tau, \tau, \tau) = -\frac{3}{2}P^2 R_c(\tau)\cos 2\pi f_0 \tau \tag{4.34}$$

分析以上各式可以发现, 含噪 DSSS/BPSK 信号的两个四阶累积量 2-D 切片均包含了 DSSS/BPSK 信号扩频码的周期自相关信息  $R_c(\tau)$ , 可以用来估计伪码周期。式(4.32)的  $c_{4x}(0, \tau, \tau)$  还包含了独立的二倍频谐波分量  $\cos 4\pi f_0 \tau$ , 因而它对应的频谱可以用来估计信号载频。

### 4.2.3 伪码周期和载频的估计

#### 1. 伪码周期的估计

图 4.2.3.1 所示流程图的最终输出结果为  $c_{4x}(0, \tau, \tau)$ , 利用该四阶累积量 2-D 切片

可以进行伪码周期的估计，搜索相关峰的方法同 4.1.1 节类似，只是搜索的相关峰变成了负值。在仿真过程中为了平滑噪声，增大相关峰的出现概率，根据 3.3.1 节研究的迭加平均方法，将多次独立估计的四阶累积量切片  $c_{4x}(0, \tau, \tau)$  迭加取平均，实现了平滑噪声凸现各伪码周期整数倍相关峰的作用，伪码周期估计图形如图 4.2.3.2 所示。

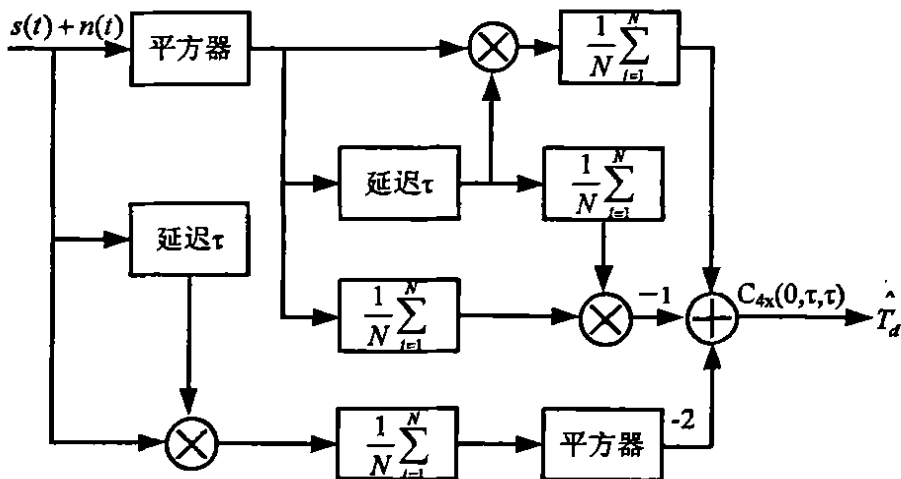


图 4.2.3.1 伪码周期估计流程图

实验数据:

采样率  $f_s = 100\text{MHz}$ ，信码速率  $R_s = 300\text{KHz}$ ，PN 码速率  $R_c = 5\text{MHz}$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$ ，伪码长度  $L=63$ 。

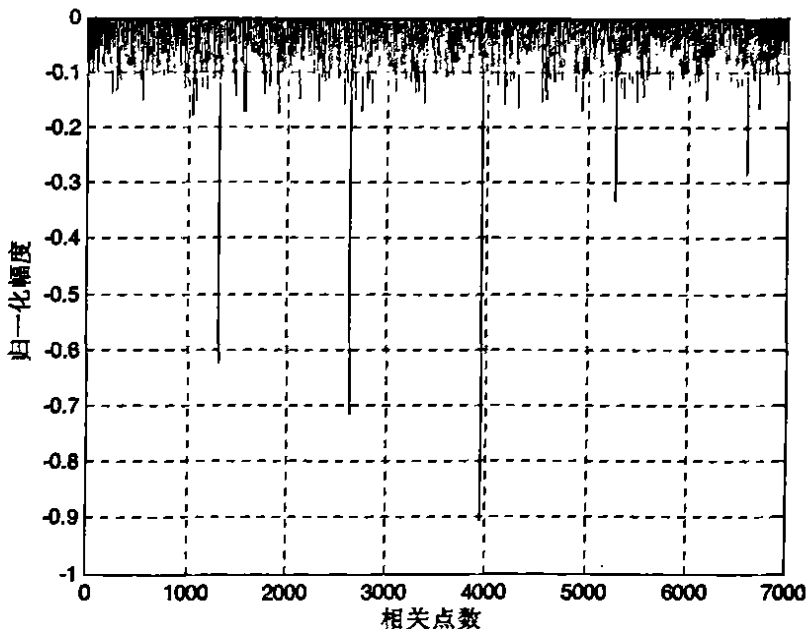
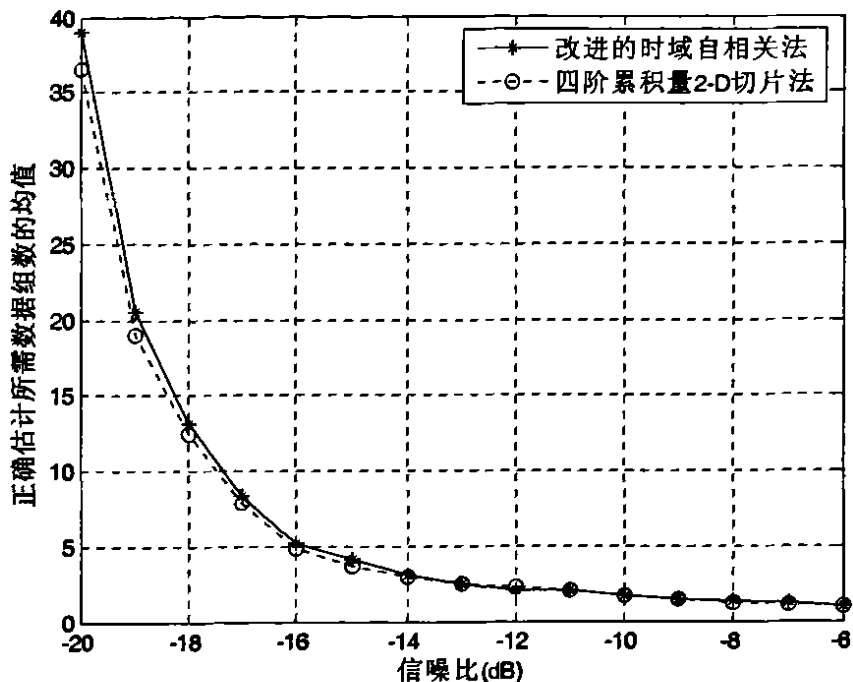
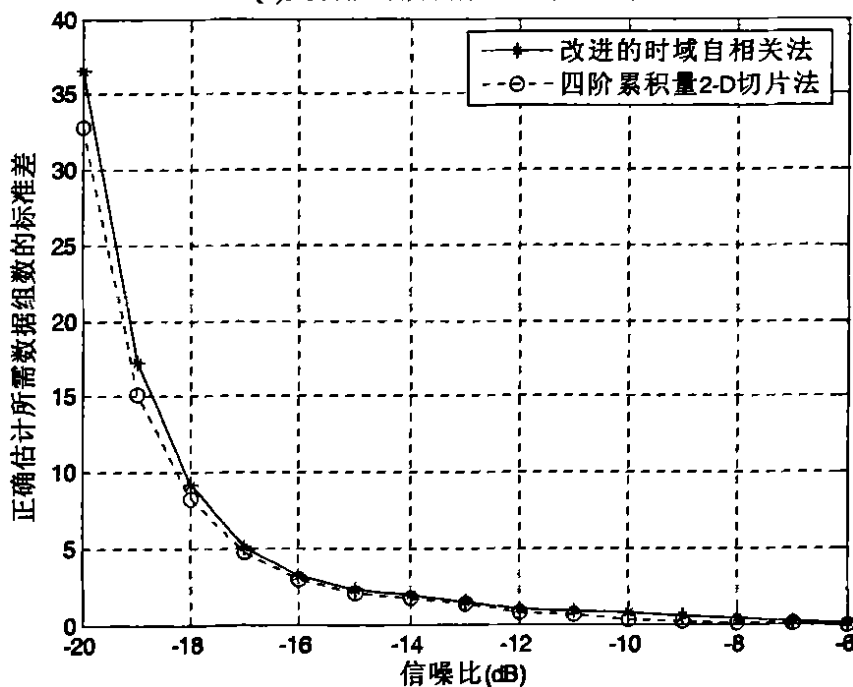


图 4.2.3.2 四阶累积量 2-D 切片法伪码周期的估计波形

在 -6dB~20dB 各点处做 100 次蒙特卡罗仿真，每次运用蒙特卡罗的方法求出迭加平均的处理方式下正确估计码周期所需要的数据组数。



(a)正确估计所需数据组数的均值



(b)正确估计所需数据组数均值的标准差

图 4.2.3.3 改进的时域自相关法和四阶累积量 2-D 切片法性能比较

图 4.2.3.3 所示为准确估计时所需要数据组数的均值及其标准差。从图中可以看出，两种方法在准确估计时所需要的数据组数相差并不多，四阶累积量 2-D 切片的方法在信噪比较低时所需要的数据量要相对少些，性能相对要好些。两种方法都可以通过累积一定数量的数据段达到伪码周期的准确估计。

## 2. 载频的估计

观察式(4.32)可以发现，该四阶累积量 2-D 切片包含了两项： $\frac{1}{2}P^2 \cos 4\pi f_0 \tau$  是载波二倍频的单频余弦信号，是用于载频估计的有用项； $-P^2 R_c(\tau)(1 + \cos 4\pi f_0 \tau)$  中虽然也含有载波二倍频，但由于包含有 DSSS/BPSK 信号的自相关成分  $R_c(\tau)$ ，该项就相当于利用二倍频载波去调制一个宽带信号，在强高斯白噪声背景下，对宽带中频信号作频谱分析是不容易检测到载频谱线的。因此，应该设法消除第二项的宽带干扰，保留第一项。在此，在式(4.32)的基础上增加了一个修正项： $P^2 R_c(\tau)(1 + \cos 4\pi f_0 \tau)$ ，即为  $2[c_{2x}(\tau)]^2$ ，这样就能够强高斯白噪声的干扰下准确估计出载频。处理流程如图 4.2.3.4 所示。

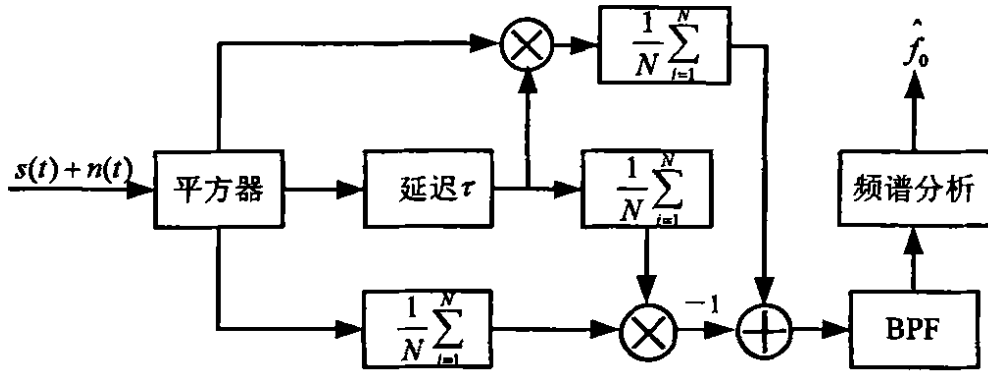


图 4.2.3.4 载波频率估计流程图

实验数据：

采样率  $f_s = 100\text{MHz}$ ，信码速率  $R_s = 100\text{KHz}$ ，PN 码速率  $R_c = 3\text{MHz}$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$ ，伪码长度  $L=63$ 。

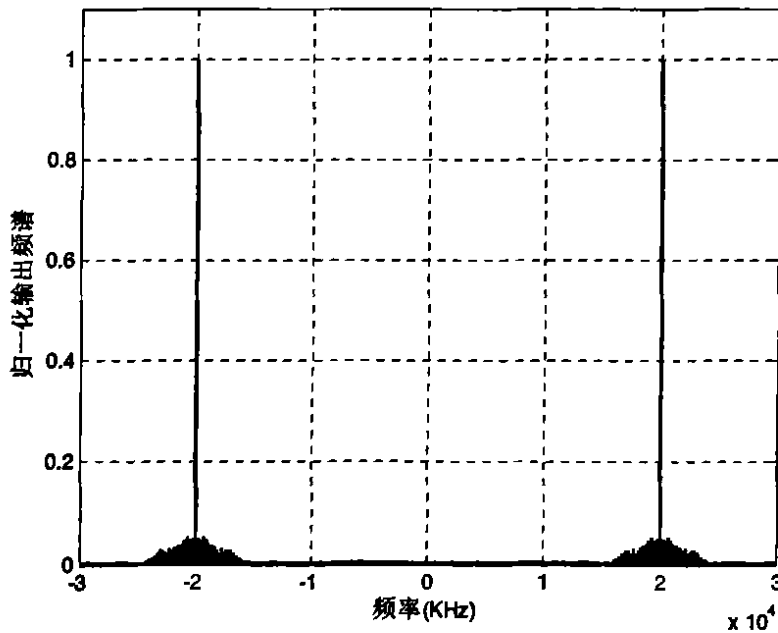
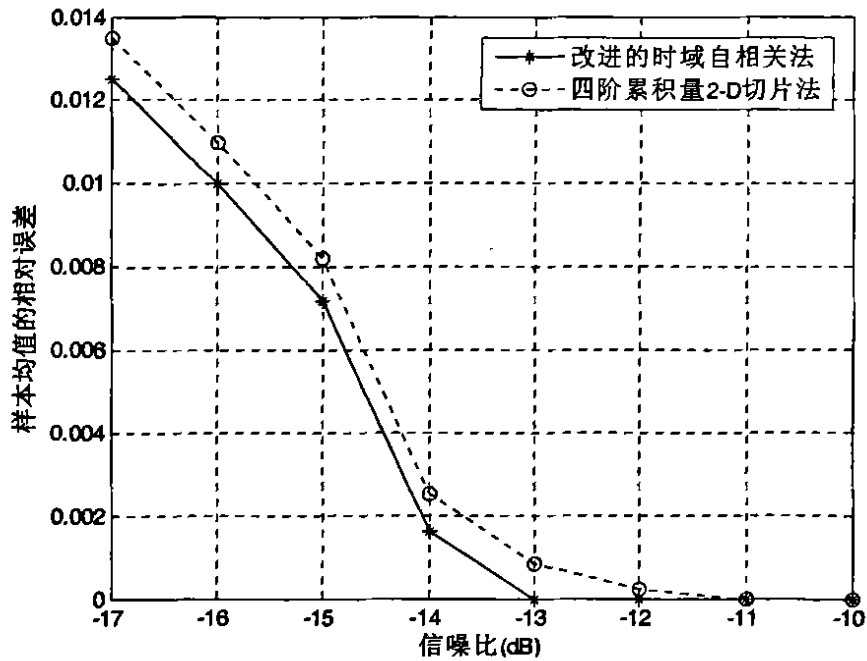


图 4.2.3.5 四阶累积量 2-D 切片法载频估计图形

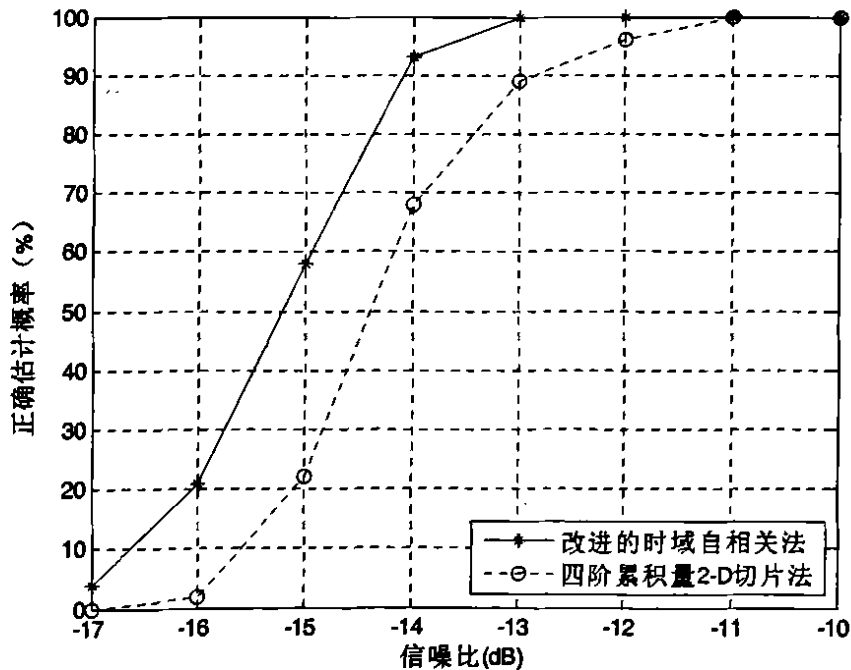
图 4.2.3.5 所示为四阶累积量 2-D 切片法所估计出来的载波频率图形，可以清楚的看到在约为  $\pm 20\text{MHz}$  的地方各有两根清晰的谱线，可见四阶累积量对白噪声有很好的

的抑制作用，根据该谱线的位置就可以估计出载波频率的大小。

利用本节的实验数据，在信息码长度为 5 的条件下，对 -10~-17dB 各信噪比点处进行了 100 次蒙特卡罗仿真，对改进的时域自相关法和四阶累积量 2-D 切片法所估计出的载波频率进行了性能上的比较，如图 4.2.3.6 所示。由图可以发现在相同数据长度的情况下，改进的时域自相关法要比四阶累积量 2-D 切片法性能要好，也就是说要得到相同的估计性能，后者比前者需要更大的数据量。



(a) 样本均值的相对误差



(b) 正确估计概率

图 4.2.3.6 改进的时域自相关法和四阶累积量 2-D 切片法性能比较

### 4.3 小结

本章对改进的时域自相关方法和四阶累积量的方法分别进行了理论分析和实验仿真。阐明和验证了改进的时域相关检测方法可以在时/频域上进行多个参数的估计：可以在带内信噪比-20dB 处准确估计伪码周期；估计伪码速率时，至少可以达到-9dB 的信噪比容限；估计信号载波频率时，至少可以达到-12dB 的信噪比容限。而且对伪码周期，伪码速率和载频的估计精度较高，性能稳定。但当扩频周期比较大时，即该方法的相关时延选取较大，算法的计算速度明显较慢。高阶统计分析作为一种随机信号分析工具有两个显著优点：1、在理论上能完全抑制任何高斯噪声；2、比二阶统计量蕴涵更丰富的信息。基于这两个优点，研究了四阶累积量 2-D 切片方法，该方法便于工程实现，能够较好的完成伪码周期和载波频率的参数估计。此外还对改进的时域自相关法和四阶累积量 2-D 切片法进行了性能上的比较，可以发现二者在估计精度和信噪比容限方面近似。

## 5 本地参考信号的获取

### 5.1 本地参考信号在解扩中的应用

扩频信号的接收一般分为两步进行，即解扩与解调，这是关系到系统性能优劣的关键<sup>[36]</sup>。解扩是在伪随机码同步的情况下，通过对接收信号的相关处理从而获得处理增益，提高解调器输入端的信噪比，使系统的误码性能得以改善。解扩与解调的顺序一般是不能颠倒的，通常是先进行解扩再进行解调，这是因为在未解扩之前的信噪比是很低的，一般的解调方法很难实现（如载波提取、门限效应等）。

扩频系统具有很强的抗干扰特性，可以在输入端信噪比为 0~30dB 的条件下工作。之所以能够做到这一点的重要原因是扩频接收机中采用了相关检测方法进行扩频信号的解扩。相关解扩运算是通过本地参考信号同接收信号相乘实现的<sup>[37][38]</sup>。这个本地参考信号是发射扩频信号的副本，两者保持严格同步。经过相关运算，被扩频码展宽的有用信号的频谱压缩回基带信息频谱，而无用信号（噪声或干扰）的频谱反而被本地参考信号展宽，从而降低了无用信号的功率谱宽度，提高了基带滤波器输出端的信噪比。直扩序列系统和频率跳变系统的相关解扩运算是类似的，主要区别在于它们的本地参考信号不同。

本文中研究的解扩方法的基本思想是，虽然我方并不知道扩频码，但是，扩频信号是经过扩频码扩频的信号，其中已经包含有扩频码序列的信息。因此，可以从接收采样得到的信号流中，截取一段信号，其长度与扩频码周期（即伪码周期）相同，因为这段信号包含扩频码的信息，所以，它与扩频信号也具有相关性。这样，可以用这段截取码来代替未知的扩频码作为本地解扩码进行相关解扩<sup>[39]</sup>。这种方法是在无扩频码的情况下，利用扩频信号自身的相关特性进行解扩。

图 5.1.1 是直扩信号解扩解调的基本原理图。本文中所用到的解扩方法，与正常的有码解扩类似，其区别只是本地参考信号的不同。

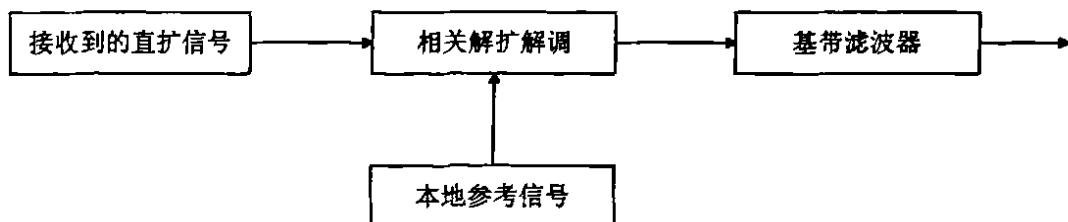


图 5.1.1 解扩解调基本原理图

### 5.2 本地参考信号获得的理论依据

1. 直扩信号的相关函数为：



$$R_x(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t+\tau)d\tau = R_d(\tau)R_c(\tau)\cos(\omega_0\tau) \quad (5.1)$$

在式(5.1)中,  $R_d(\tau)$  是信息码的自相关函数, 在一个切普范围之内可认为  $R_d(\tau)=1$ ,  $R_c(\tau)$  为  $m$  序列的自相关函数。所以, 直扩信号的自相关函数可以看作是被“载波”调制的  $m$  序列自相关函数, “载波”频率为  $\omega_0$ 。如图 5.2.1 所示, 在延迟为零即两信息码对准时, 直扩信号的自相关函数有一个最大峰值。直扩信号的这个特性是我们分析截取码位置正确与否的依据。在本文中, 本地参考序列采用的是接收信号的一段截取码, 所以它与接收到的直扩信号做互相关时, 应该有类似直扩信号自相关的特点。但由于截取位置的任意性, 又有其自己的特点。关于这点将在接下来的章节详细介绍。

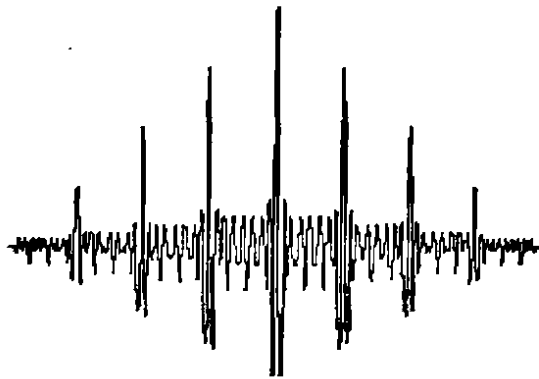


图 5.2.1 直扩信号的自相关函数

## 2. 信号的截取

设接收机收到的信号为:

$$s(t) = Ad(t)c(t)\cos(\omega_0t + \varphi) \quad (5.2)$$

式(5.2)中  $A$  为信号幅度,  $d(t)$  为信息数据,  $c(t)$  为扩频码, 注意: 此处为了便于理论分析, 忽略了高斯白噪声的影响。

在信号  $s(t)$  中任意截取一段扩频长度的信号, 设在一次截取中起始位置位于  $t = p$  处, 如图 5.2.2 所示, 截取信号为  $v(t)$ :

$$v(t) = s(t+p), \quad 0 \leq t \leq T \quad 0 \leq p \leq T \quad (5.3)$$

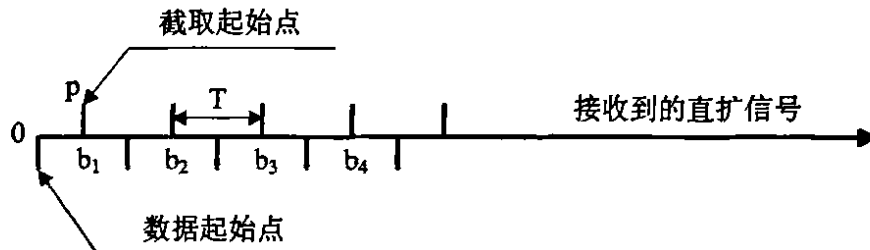


图 5.2.2 截取位置示意图

以  $v(t)$  作为解扩码对接收到的信号进行相关运算, 相关长度取  $T$ , 即一个完整扩频码周期的长度。设接收到的信号包含  $n$  个信息码元, 那么, 从  $t=0$  开始到数据末尾

进行相关解扩所得到的输出信号序列  $c(k)$  为:

$$c(k) = \frac{1}{T} \int_{kT+p}^{(k+1)T+p} s(\tau)v(\tau)d\tau, \quad 1 \leq k \leq n \quad (5.4)$$

### 3. 截取位置对相关结果的影响

#### (1) 截取位置正确时的相关输出

此时, 所截取的信号位于一个信息码之内, 为一个完整扩频码, 即:

$$v(t) = s(t), \quad 0 \leq t \leq T$$

$$c(k) = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} s(\tau)v(\tau)d\tau, \quad 1 \leq k \leq n \quad (5.5)$$

由扩频信号和伪随机序列相关特性可知, 当  $v(\tau)$  为一个完整扩频码时, 在每一个信息元内作相关运算均会有一个最大相关峰值输出, 即:  $c(k) = \pm 1$ 。比如当截取到的是“1”信息码所对应的扩频信号, 则在信号中每个“1”码处均可以相关得到正的相关峰, 在“0”码处得到负的相关峰。在理想情况下, 各相关峰大小相等, 峰值出现的间隔相同。如图 5.2.3 所示。

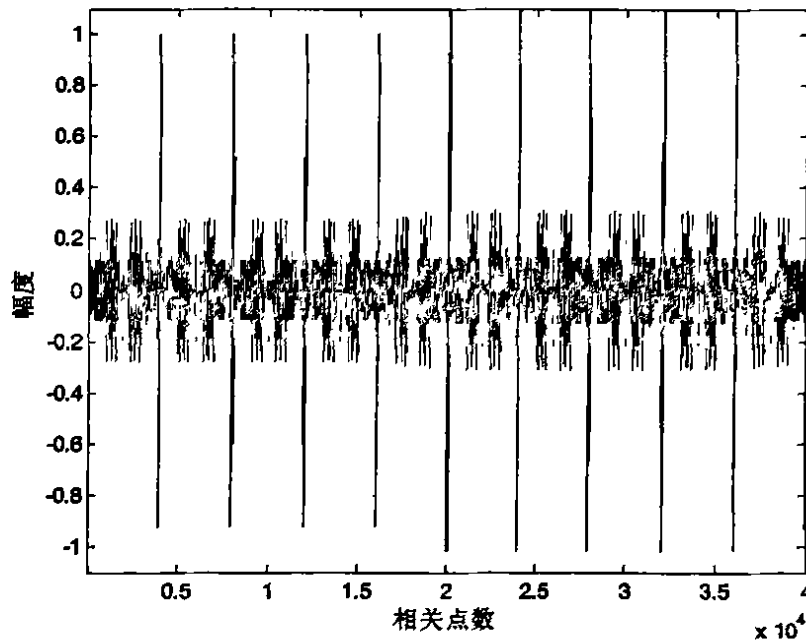


图 5.2.3 截取位置正确时的相关输出

在实际仿真中, 实现这个相关搜索过程的步骤为:

第一步, 对接收到的直扩信号  $s(n)$  进行快速傅立叶变换 FFT, 将输入转换到频域, 值为  $S(k)$ , 取  $S(k)$  的复共轭, 值为  $S(k)^*$ ;

第二步, 在接收到的直扩信号  $s(n)$  中截取一段扩频码长度的直扩信号  $v(n)$  作为本地参考码; 对  $v(n)$  进行 FFT, 变换到频域中, 值为  $V(k)$ ;

第三步, 将  $S(k)^*$  与  $V(k)$  点对点滑动相乘, 结果为  $R_{sv}(k)$ 。对  $R_{sv}(k)$  进行反傅立叶变换, 变换到时域中的值为  $r_{sv}(n)$ , 得到其绝对值  $|r_{sv}(n)|$ 。

部分程序代码如下:

```

...
xf=fft(x(1:n)); % x 为接收到的直扩信号
for i=[1:k];
fr=fc-10000+(i-1)*1000;
lc=code.*exp(j*2*pi*fr*ts*nn); % 产生本地参考序列
lcf=fft(lc);
yy(i,:)=ifft(xf.*conj(lcf));
end
n=length(yy)
r=abs(yy); % yy 为变换到时域后的相关值
for i=1:n % 该循环目的是找出 r 中的最大值
[C I]=max(r);
r(1,I)=0;
index(1,i)=I;
end

```

(2)当截取位置偏离起始位置时

$$v(t) = s(t + p), \quad 0 \leq t \leq T - p$$

$$c(k) = \frac{1}{T} \int_{kT}^{T+kT} s(\tau)v(\tau)d\tau, \quad 1 \leq k \leq n$$

此时，所截取的扩频信号不是位于一个信息元之内，而是跨过两个信息码交替处，使得前后两个信息码各取一部分。由于数据的随机性，因此，截取时所跨过的这两个信息码就有可能出现四种情况：“00”，“01”，“10”，“11”。因而截取码与信号的相关输出  $c(k)$  就有四种情况。根据伪随机序列的相关特性，信号中只有与截取码码型一致时才会产生最大相关峰值。而由于截取码跨过两个信息码交替处，信息码的出现又是随机的，所以信号中与截取码码型一致的机率为二分之一。在码型一致的信号段内与截取码作相关运算可以产生最大相关峰： $c(k) = \pm 1$ ，这种情况在信号中出现的概率为二分之一。而信号中与截取码不匹配的信号段产生的相关峰值较小甚至可能为零。这是因为相关长度内前后两段的相关值符号相反，相关值为前后两部分相关值之和，从而相互抵消一部分，甚至全部抵消为零。这种情况在信号中出现的概率也为二分之一。

第一段相关长度为： $L_a = T - p$ ，相关值为： $C_a = \pm(1 - p/T)$ ；

第二段相关长度为： $L_b = p$ ，相关值为： $C_b = \mp p/T$ ；

总相关值为： $c(k) = C_a + C_b = \pm(1 - 2p/T)$ ；

出现概率为： $Pb(c(k) = \pm(1 - 2p/T)) = 1/2$ 。

比如，当截取码正好处于“1”，“0”交替处时，由“1”所对应的扩频信号的后半段和“0”所对应的前半段组成。当信号中同样出现“1”，“0”交替时，则出现最大相关峰，出现“0”，“1”交替时也出现最大相关峰，只不过符号相反。而当信号中出现的是“1”，“1”交替时，前半部分“1”所对应的码序列与截取码相同，相关运算得到正的值，而后半部分“1”所对应的码序列与截取码相反，相关运算得到负的值。而相关时间为整个扩频周期，会出现正负抵消从而使整个相关值为零，相关峰将不出现。这样，表现在整个信号相关输出中，相关峰的间隔会不同。当截取码不是正好在一个信息码之内，但也不是正好前后各半时，虽然不会有抵消为零的情况，但是仍然会出现部分抵消从而使峰值减小的情况。

图 5.2.4 所示为截取位置偏离时的相关输出的结果，可以看到有些位置没有相关峰出现，与所分析的一致。

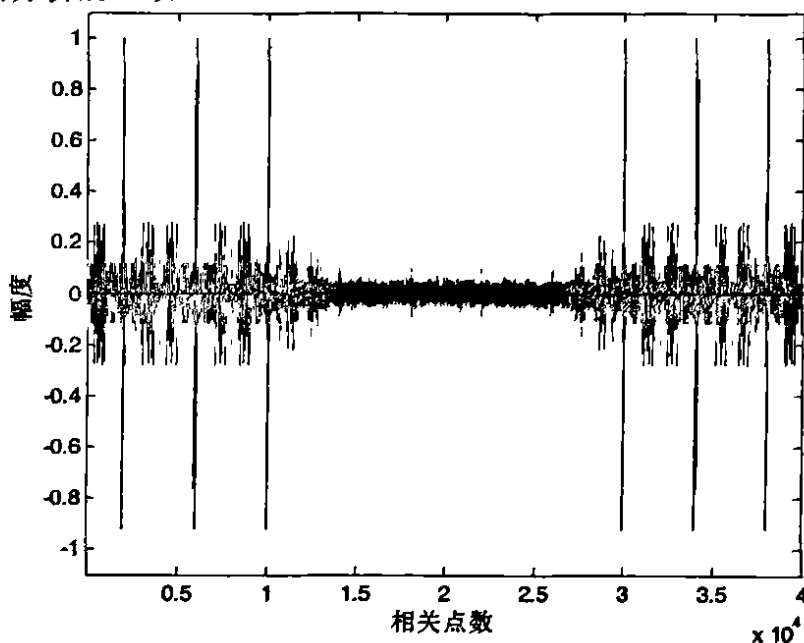


图 5.2.4 截取位置偏离时的相关输出

### 5.3 搜索截取位置的方法

由以上分析结果看到，相关输出的峰值的大小及分布和扩频信号截取位置密切相关，这就使得可以从相关输出结果分析截取位置是否正确。因此，可以直接从相关图上进行分析判断。此外，由于相关峰值的大小及出现的多少可以转化为它的功率来表示，因此接下来研究了选用相关后输出的功率作为判断截取位置是否正确的根据<sup>[40]</sup>。

#### 1. 算法推导

设  $c(k)$  为相关输出序列，其功率为：

$$P_c = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n c^2(k)$$

(1)当截取位置正确时

此时，由式(5.5)，相关输出序列  $c(k) = \pm 1$ ，所以功率取到最大值：

$$P_c = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n c^2(k) = 1$$

(2)当截取位置偏离起始位置时

在计算相关输出功率时，为了使推导过程简洁明了暂时未考虑噪声在内。

➤ 当相关值  $c(k)$  以  $1/2$  的概率取到  $c(k) = \pm 1$  时，即：  $Pb(c(k) = \pm 1) = 1/2$

则这部分信号的平均输出功率为：

$$p_1 = Pb(c(k) = \pm 1) \times c^2(k) = 1/2$$

➤ 当相关值  $c(k)$  以  $1/2$  的概率取到  $c(k) = \pm(1-2p/T)$  时，即：

$$Pb(c(k) = \pm(1-2p/T)) = 1/2$$

则这部分信号的平均输出功率为：

$$p_2 = Pb(c(k) = \pm(1-2p/T)) \times c^2(k) = 1/2 \times (1-2p/T)^2$$

那么，相关输出信号总功率为：

$$P_c = p_1 + p_2 = 1/2 + 1/2 \times (1-2p/T)^2$$

上式是关于  $p$  的二次曲线，当  $p = T/2$  时取到最小值， $p = 0$  时取到最大值。

当考虑噪声时，接收扩频信号为  $s_n(t) = s(t) + n(t)$ ，截取信号为  $v_n(t) = v(t) + n_0(t)$ ，相关输出信号序列  $c(k)$  为：

$$\begin{aligned} c(k) &= \int_{kT+p}^{T+kT+p} s_n(\tau)v_n(\tau)d\tau && 1 \leq k \leq n \\ &= \int_{kT+p}^{T+kT+p} s(\tau)v(\tau)d\tau + \int_{kT+p}^{T+kT+p} s(\tau)n_0(\tau)d\tau + \int_{kT+p}^{T+kT+p} n(\tau)v(\tau)d\tau + \int_{kT+p}^{T+kT+p} n(\tau)n_0(\tau)d\tau \end{aligned}$$

上式中后三项均含有噪声，必然会对单个相关值产生影响，但由于噪声项的值是基本固定的，它的存在只会对相关功率有一个增加值，但对相关功率曲线的形式以及曲线的单调性不会产生影响。

根据相关输出功率曲线的单调性，可以得到一种判断正确截取位置的方法。即用一个窗来截取接收信号，窗的长度等于扩频周期长度，以此窗口内的信号作为截取码解扩，得到一个相关输出功率。然后，让这个窗口逐点滑动，直到滑过  $T/2$ ，每个位置得到一个相关输出功率，比较得到最大功率，此时对应的截取码即为截取位置正确的扩频码。

## 2. 仿真验证

下面的仿真实验验证了上述算法的正确性和有效性，可以在较低的信噪比下用来找到正确的截取位置，实现直扩信号的正确截取。实现截取的原理如前所述，但具体软件实现上有所变化<sup>[41]</sup>，即滑动的实现由本地码相位的步进变为接收信号相位的步进调整。实验中，截取一个扩频码周期长度的接收信号，以该截取码与接收信号作相关

运算。第一次截取按照正确起始位置截取，算出解扩信号的功率。然后让接收到的信号左移一个点，再与本地码求相关解扩，并得到输出信号功率。接收信号每次左移一个点作解扩得到输出功率，这样，让接收信号滑过每一个点，以接收信号相对正确起始位置偏移为横坐标，以解扩输出功率为纵坐标，逐点连接得到功率曲线。

实验一：采样率  $f_s = 100\text{MHz}$ ，伪码速率  $R_c = 12\text{MHz}$ ，码长  $L = 31$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$ ，信息码速率  $R_b = 300\text{KHz}$ 。

根据 4.3.1 节式(4.4)可得：
$$T_N = \frac{f_s}{R_c} L = \frac{100}{12} \times 31 \approx 250$$

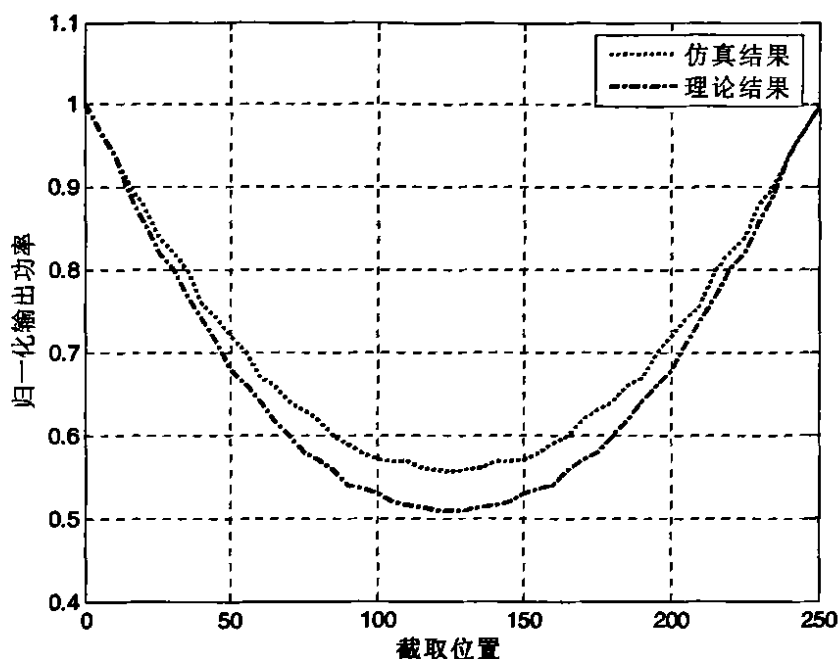


图 5.3.1 无噪声时的相关输出功率

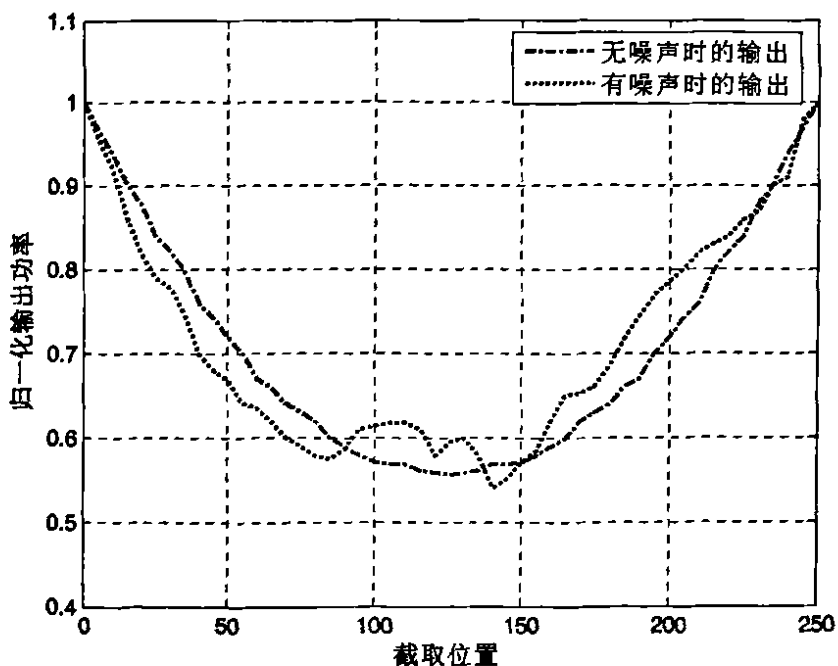


图 5.3.2 有噪声时的相关输出功率

图 5.3.1 所示为无噪声情况下信号的相关输出功率，实线为实际计算所得，虚线为理论功率公式所得。从图中可以看到，两条曲线单调性规律相同，曲线也基本吻合。当截取位置正确，即为一个完整码时，输出功率最大。当相对位置偏移时，功率逐渐变小。直到滑过大约为 126 个点的时候输出功率才逐渐增大，这个点就是  $T/2$  点。

图 5.3.2 所示为实际计算相关功率曲线，可以看出在有噪声（信噪比为-3dB）的情况下虽然功率曲线有些起伏，但基本的单调性规律并未改变。因此，在有噪声干扰的情况下仍然可以采用相关输出功率判别的方法来搜索正确的截取位置。

实验二：采样率  $f_s=100MHz$ ，伪码速率  $R_c=25MHz$ ，码长  $L=127$ ，载频  $f_0=20MHz$ ，信息码速率  $R_i=300KHz$ 。

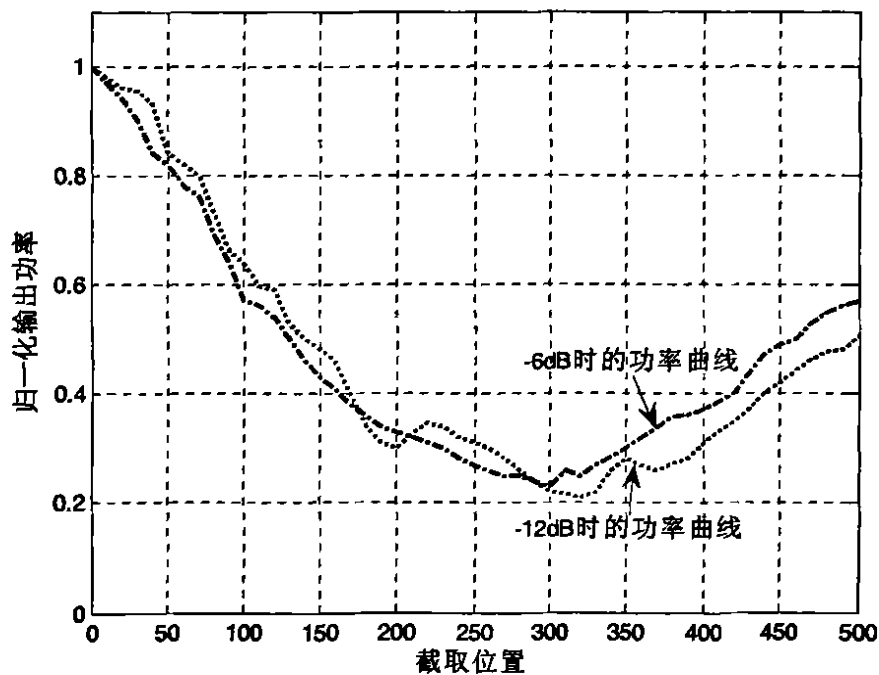


图 5.3.3 -6dB 和-12dB 时功率曲线

结论：

图 5.3.3 所示为信噪比为-6dB 和-12dB 时的相关输出功率，可见在有噪声的情况下，功率曲线波动虽然比较大，但并未改变曲线基本的单调性规律，仍然是截取位置偏差为零时相关功率最大。

以往文献资料所用的实验数据条件是一个信息码恰好包含一个或者几个完整的伪码长度，在上述实验中所用数据没有这个限制，从而增加了信号搜索的难度和广度。

#### 5.4 搜索截取位置的改进方法

在运用 5.3 节提到的方法进行截取位置的搜索时发现，当扩频周期很长时，这种逐点滑动计算相关功率的方法需要花费大量的时间，不适合工程实用。为此，研究了一种跳跃式搜索的方法。它同样是依据输出功率曲线的单调性，但不需要逐点滑动，

因而大大加快了搜索速度。其算法步骤如下：

第一步，第一次截取时，由前所述方法得到一个输出功率值；

第二步，由上次截取起始点起向前、向后移动  $T/2$  重新截取，得到两个截取码。以前述方法相关运算，分别得到两个输出功率值。与上次功率值一起比较，取其中最大的功率值所对应的截取点为当前截取位置；

第三步，再由上次截取起始点起向前、向后移动  $T/4$  重新截取，得到两个截取码。同前述方法分别得到两个输出功率值。与上次取的截取位置对应的功率一起比较，取其中最大的功率值所对应的截取点为当前截取位置；

第四步，重复上述功率比较移动截取点的过程，移动步进量按指数规律依次减小，分别为  $T/8, T/16, T/32 \dots$ ，直到移动步进量为一个采样点；

第五步，上述步骤完成后，即可确定截取起始点，从而获得完整扩频码。

采用这种快速搜索方案，计算量将大大减小，且伪码长度越长，计算量减小的越显著。例如，当伪码长度为 1024 个点时，仅需要计算 20 次左右，为逐点搜索的 1/50 左右，大大加快了搜索速度，便于工程实现。

## 5.5 影响搜索的各种因素及消除方法

### 5.5.1 扩频周期估计误差的影响及消除方法

上面提到的扩频信号截取过程都是以周期  $T_N$  的估计为基础。实际中周期  $T_N$  的估计总是有误差的。如果不采取措施，那么，随着相关信号长度的增加，积累误差将越来越大，以至于使得上述方法失效。

根据第四章扩频信号参数估计的水平，扩频周期估计的精度可以达到周期  $T_N$  的  $3 \times 10^{-3}$ ，即最大误差不会超过  $T_N$  的  $3 \times 10^{-3}$ 。根据此最大误差值，作相关运算时可将截取码前后移动最大误差值，即让截取码滑动扫过可能的误差范围，每次移动时计算相关值和输出功率，取其中功率最大者作为当前输出功率并确定此时位置为信号段起始位置。下段信号依次类推进行相关运算。

以上是理论上对误差消除算法的定性分析，下面进行仿真验证。图 5.5.1.1 是当信息码长估计有误差时实际计算相关功率曲线。对扩频码周期为 255 的扩频信号进行仿真，码长误差取信息码长的 1%。可以看到，功率曲线与未考虑码长误差时基本相同，即使扩频周期估计值有小的误差，只要能得到类似形式和单调性的截取位置偏差一相关输出功率曲线，就说明此方法是适用的，仍然可以成功地确定截取码起始位置。



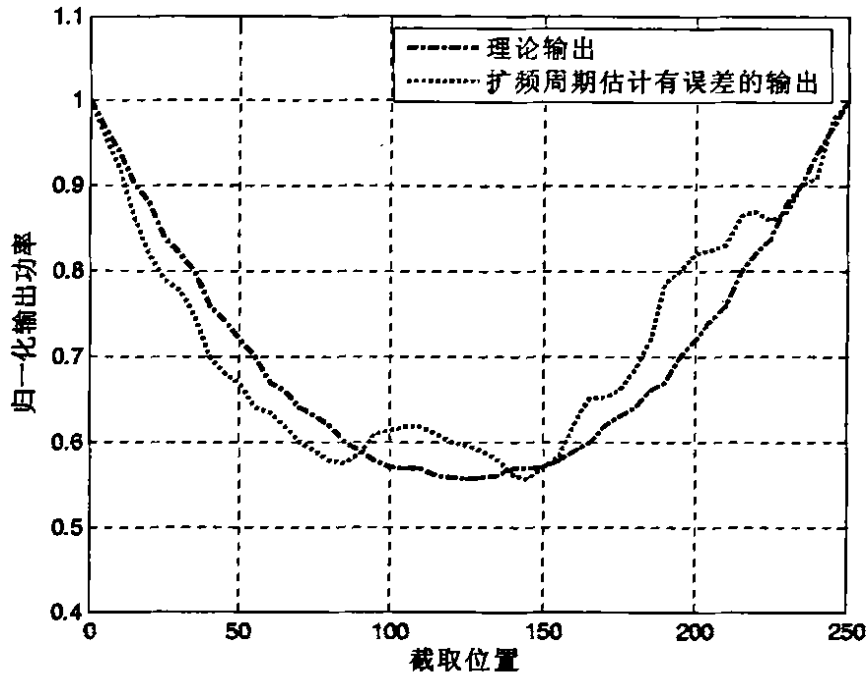


图 5.5.1.1 扩频周期估计有误差时的相关输出功率

### 5.5.2 本地参考信号信噪比的提高

通过以上所描述的算法，正确判断截取位置，从而获得一段完整的扩频信号，可以用它来作为本地参考信号。但是，由于扩频信号本身信噪比通常较低，所以截取信号信噪比也较低，含有很大的噪声。如果直接用于解扩，由于噪声的影响，很可能达不到误码率的要求。为了达到较好的误码率性能，必须提高截取码的信噪比。为此，采用了一种多段迭加提高信噪比的方法。

在确定了截取位置后，以截取码对信号作相关运算，相关值为正的说明此段信号与截取码同相，相关值为负的说明此段信号与截取码反相。将同相的信号段与截取码叠加，反相的信号段取反再叠加。由于信号是同相叠加，信号幅度与叠加次数成线性正比增长，信号功率随叠加次数成平方增长。而噪声的叠加是随机的，噪声功率的增长仅与叠加次数成线性正比增长。这样，经过多次叠加后截取信号的信噪比将得到提高。

设截取码为： $i(t) = s(t) + n(t)$ ，信噪比为： $SNR = \frac{S}{N}$ ；

经过迭加  $k$  次后，设信号为  $i_k(t)$ ： $i_k(t) = ks(t) + \sum_{j=1}^k n_j(t)$ ；

信号功率为： $S_k = k^2 S$ ，噪声功率为： $N_k = kN$ ；

信噪比为： $SNR_k = \frac{S_k}{N_k} = k \frac{S}{N} = k \cdot SNR$ ；

例如，扩频信号的信噪比为-12dB，则经过 32 次迭加后，信噪比提高 3dB。

理论上经过  $k$  次迭加后，信噪比也增加  $k$  倍。实际中，由于信号段的相位可能有误，以及噪声并不是完全独立的，信噪比的增长会低于理论值。为尽量防止信号段发生反相迭加，可以采用设定门限的方法，如设为最大值的  $1/2$ ，只有相关值高过此门限的信号段才用于信号的迭加。这样，可减少反相迭加的可能。

实际中，采用直接多段迭加，有可能需要迭加的次数很多，使计算量加大。为此，可采用多步累加的方法。其算法步骤如下：

第一步，直接迭加  $k$  次，这样信噪比有所提高；

第二步，将上一步得到的码再与信号做相关，迭加  $k$  次，由于相关运算所用的参考码信噪比有所提高，所以相关结果的准确性提高，这样减小了误判反相迭加的概率；

第三步，重复第二步。这种做法，作为直接多段迭加的一种改进，可以减少计算量，较快地得到较高信噪比的信号。这一点从 5.6 节对解扩性能分析中可以看到。

### 5.6 仿真验证与性能分析

前面章节所用的方法是利用相关功率作为判据，来确定截取位置正确与否，从而获得截取码对接收到的直扩信号进行解扩。为了验证该算法的性能，作者在不同的信噪比条件下对各种不同参数的直扩信号进行了扩频码截取的仿真实验。

实验数据：

采样率  $f_s = 100\text{MHz}$ ，信码速率  $R_c = 10\text{KHz}$ ，载频  $f_0 = 20\text{MHz}$ ，伪码速率  $R_c = 2\text{MHz}$ 。

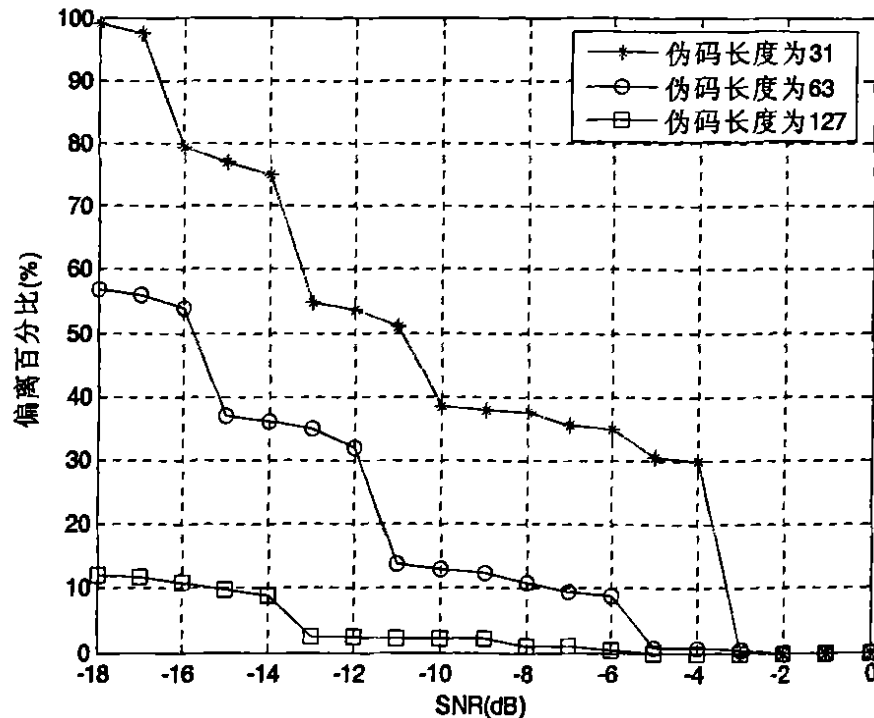


图 5.6.1 不同信噪比条件下的偏离百分比

在采样速率和伪码速率保持不变,伪码长度分别取为 31、63、127,信噪比从-18dB 到 0dB 的条件下,分别进行截取实验。如图 5.6.1 所示,可以看到对伪码长度为 31 的直扩信号,当信噪比大于-3dB 时,截取偏离很小,在一个采样点之内,偏差仅为 0.5%;而当信噪比小于-3dB 时,截取偏离迅速变大,已经不能正确截取。对伪码长度为 31 的直扩信号来说,扩频增益为 15dB, -3dB 只是略大于正常通信中的最低信噪比,对于扩频侦察来说,已经足够了<sup>[42]</sup>;对于伪码长度为 63 的直扩信号,扩频增益为 18dB,-5dB 的信噪比完全可以达到系统要求;对于伪码长度为 127 的直扩信号当信噪比大于-13dB 时,截取偏离很小,偏差不超过码长的 3%。对于伪码长度为 127 的直扩信号来说,扩频增益为 21dB,在-13dB 已经接近正常通信中的最低信噪比,此时,能准确地截取到信号,说明该算法是可行的。

由图 5.6.1 可看出,在采样速率和伪码速率保持不变的前提下,直扩系统中所采用的伪码长度越大,在相同信噪比的条件下,截取产生的误差越小,越是能在低信噪比的条件下进行准确的截取。因此,在反侦察中,可以采用周期较小的伪码,这样会减小敌方正确解扩的概率。但由 4.2.3 节讨论可知,伪码周期的增加导致了计算长度的增加,要达到近似相同的性能,必然会增加计算量。所以从直扩信号检测的角度来看,采用周期较大的伪码,可以增大敌方检测的复杂度。因此,在实际电子对抗中,应该根据具体的情况合理选择伪码周期的大小。

接收到的直扩信号在与本地参考信号求完相关后,便完成了直扩信号的解扩。利用前面估计出来的载波频率,对解扩后的信号,即对经过 BPSK 调制后的信号进行相干解调,然后对解调后的序列进行硬判决(小于零的数值判为-1,大于零的数值判为 1),从而得到发端信源所发送的数据信号的估计序列,将该估计序列与信源发送的序列相比较,如果不一致,则产生一个误码,并计算误码数,从而得到误码率。这种方法也就是蒙特卡罗方法,可以表示为:

$$ber = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e_i$$

$ber$  为误码率  $BER$  的估计值,  $K$  为抽样总数,  $\{e_i\}$  表示为如果有误码产生,则  $e_i=1$ , 否则  $e_i=0$ 。蒙特卡罗方法是一种无偏估计,由贝努利大数定理可知,当  $K \rightarrow \infty$  时,  $ber$  收敛于  $BER$ <sup>[43]</sup>。

部分程序代码如下:

```

...
% CORRELATING WITH THE PN SEQUENCE
% DESPREADING THE RECEIVED SIGNAL
j=1;
for i = 1:data_length

```

```
msg_demod(j:(j+f_chip-1))=
xor(msg_demod(j:(j+f_chip-1)),PN_sequence(1:f_chip));
j = f_chip*i+1;
end;
% DEMODULATING THE SIGNAL
len=length(msg_demod);
t=[1/fsc:1/fsc:len/fsc];
msg_demod = msg_demod.*cos(2*pi*fc*t);
% MAKING DECISION
j=1;
for i = 1:data_length
    sum=0;
    for k = j:j+f_chip
        sum=sum+msg_demod(k);
    end;
    if (sum >=0)
        msg_demod_rec(i)=1;
    else
        msg_demod_rec(i)=-1;
    end;
    j = f_chip*i+1;
end;
% CALCULATION OF ERRORS
for i=1:data_length;
    if (msg_demod_rec(1,i)== msg_unspread(i,1))
        matches=matches+1;
    else
        errors=errors+1;
    end;
end;
BER_awgn(count)=errors/data_length;
% BER_theo(count) = q(sqrt(2*L1*10.^(SNR/10)));
% BER_theo(count) = q(sqrt(8/3*L2*(10.^(SNR/10)).^2));
count=count+1;
```

```

errors=0;
end;
...

```

图 5.6.2 为用于蒙特卡罗仿真的直扩系统模型。

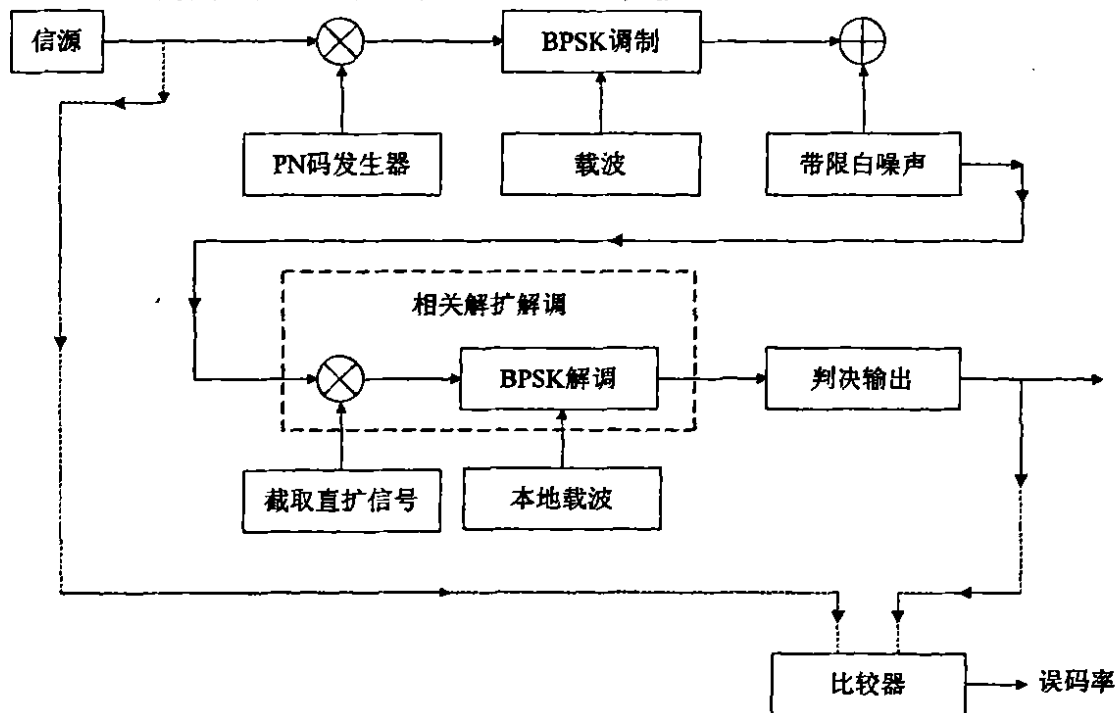


图 5.6.2 直扩系统误码率计算框图

有码解扩时误码率公式<sup>[44]</sup>:

$$P_e = Q \left[ \sqrt{2L \frac{S}{N}} \right] \quad (5.6)$$

由文献[18]可知, 单段截取法盲码解扩时误码率公式:

$$P_e = Q \left[ \sqrt{\frac{8}{3} \cdot L \cdot \left( \frac{S}{N} \right)^2} \right] \quad (5.7)$$

$L$ : 伪码周期长度;  $\frac{S}{N}$ : 输入信噪比;  $Q$  函数为:  $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy$ .

为了全面模拟在实际中可能出现的情况和所能达到的性能, 在仿真中对各种算法所获得的截取码能达到的误码率性能做了比较。同时对正常有码解扩的误码率性能进行了仿真, 作为参考对比分析盲码解扩方案的实用性。作者利用实验数据, 在信噪比为-2dB~20dB 和-4dB~15dB 各处作 100 次蒙特卡罗仿真。

实验数据:

采样率  $f_s = 100\text{MHz}$ , 信码速率  $R_b = 10\text{KHz}$ , 码长  $L = 31$ , 载频  $f_0 = 20\text{MHz}$ , 伪码速率  $R_c = 2\text{MHz}$ 。

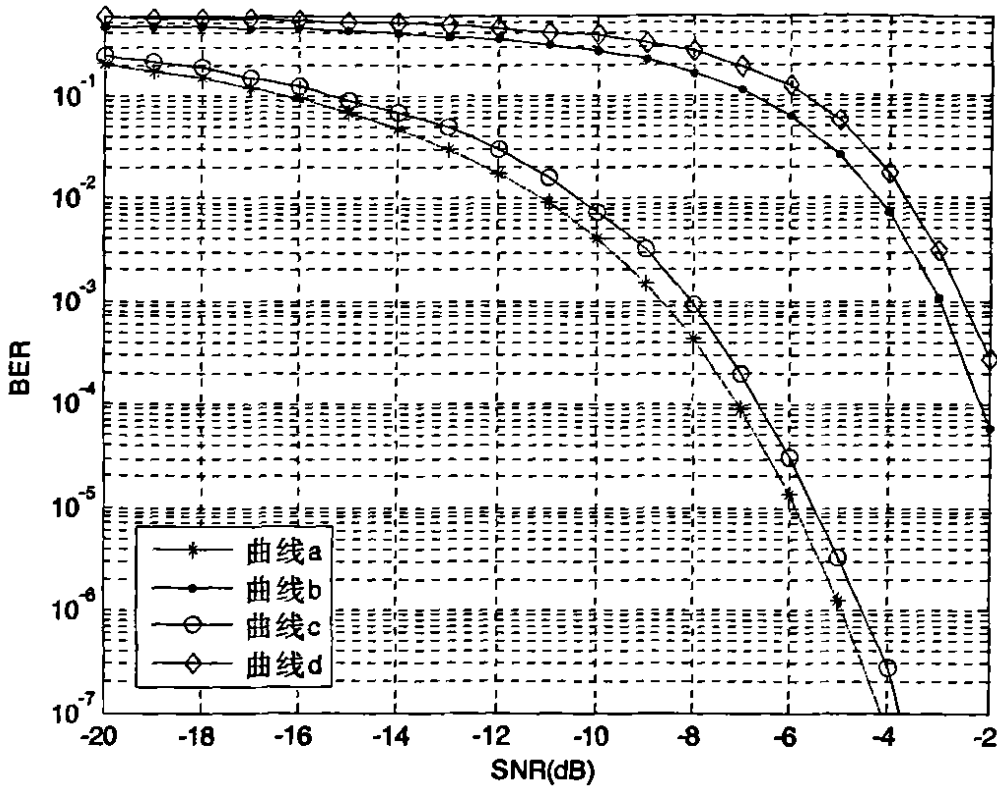


图 5.6.3 有码解扩和盲码解扩误码率比较

如图 5.6.3 所示, 曲线 b 为在盲码解扩的时候由公式(5.7)计算的理论值, 曲线 d 为利用单段截取码解扩时的仿真结果。从图上可以看出二者基本一致。作为对比, 理论计算并仿真了正常有码解扩的误码率, 并与无码解扩的情况绘于一图中。曲线 a 即为有码解扩理论伪码率曲线, 由式(5.6)计算得到, 曲线 c 为有码解扩仿真结果, 两条曲线十分接近。

可以看出有码解扩与盲码解扩实际仿真所得到的误码率曲线与理论公式得到的计算结果非常接近, 但同时可以发现盲码解扩时的曲线与有码解扩时的曲线相差较远, 盲码解扩的性能远低于有码解扩时的性能。造成这种现象的原因正如前面提到的, 是由于噪声很大的缘故, 并且解扩时输出信噪比与输入信噪比的平方成正比。所以, 在实际中, 单段截取码用做本地参考信号的性能并不理想, 为此采用了前面提到的多段迭加的方法。

为了便于分析比较, 我们将有码解扩和盲码解扩各种情况下的曲线画在同一张图上。如图 5.6.4 所示, 曲线 a 为有码解扩时的误码率, 曲线 b 为单段截取码解扩时的误码率, 曲线 e 和曲线 c 分别为截取码叠加 20 次和 60 次时的误码率曲线, 曲线 d 为采用前面提到的多步叠加法得到的本地解扩码的误码率曲线。在此分两步: 第一步, 截取叠加 20 次; 第二步, 以第一步所得码对信号作相关运算, 叠加 20 次。

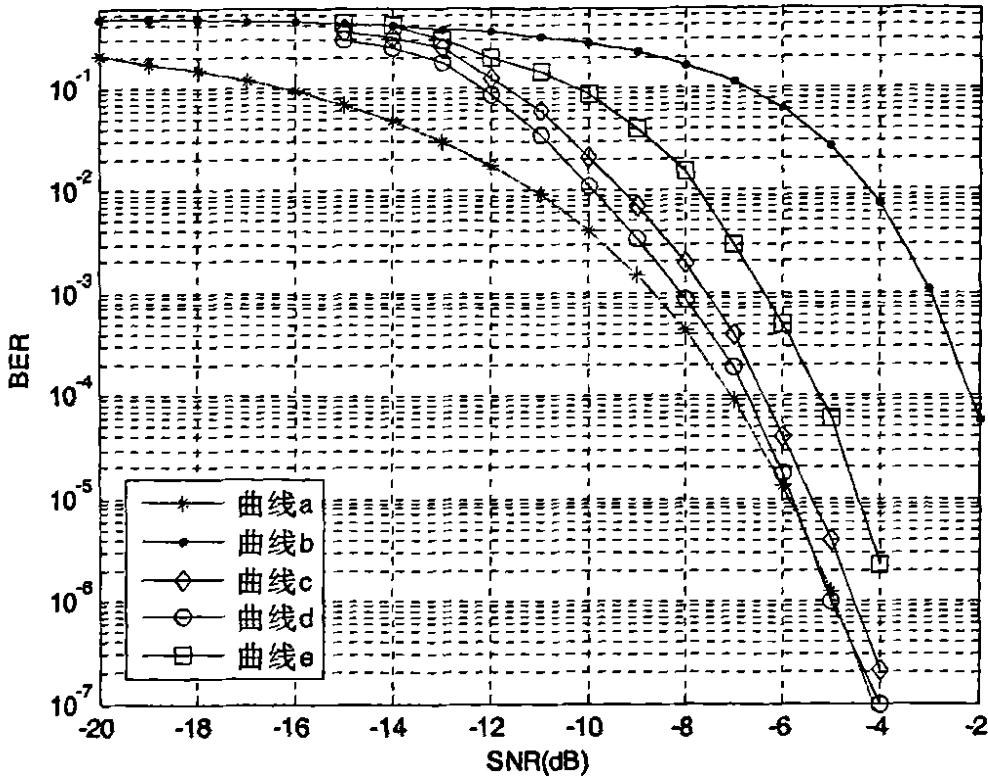


图 5.6.4 改进迭加算法的误码率

可以看出，采用了分段迭加方法后，盲码解扩的性能得到了很大的改善。而且随着迭加次数的增多，盲码解扩的误码率曲线就越接近有码解扩时的理论曲线，例如采用 60 次叠加时，误码率性能和有码解扩时的性能接近，采用多步叠加法时，分两步共叠加 40 次，叠加次数较前者（60 次）少，节省了运算时间，但在性能上二者却非常接近。同时可以看出，采用盲码解扩得到的曲线与所期望得到的曲线 a 之间还是有一定的偏离的。出现这种情况的原因是：在做 BPSK 相干解调的时候，要用到本地载波。不可避免的，载频估计值与真实值会存在一定的偏差，如果利用此估值来去载波，将信号解调到基带上处理，那么载频估计的误差必定会引入到基带来；此外，算法本身可能也存在需要改进的地方。

以上仿真计算并未考虑截取位置偏差和伪码周期估计误差对解扩性能的影响，图 5.6.5 所示为当截取码位置和伪码周期有估计误差时的解扩性能。本地解扩码以直接迭加 60 次为例。图中各曲线为误差大小不同时的误码率。其中，曲线 a 和曲线 b 分别为正常有码解扩时和单段截取码时的误码率曲线，以作为参照比较。曲线 d 为截取码位置和伪码周期均正确无误差时的解扩误码率曲线，曲线 f 为解扩码的截取位置距离起始点的偏差为伪码长度的 1% 时，伪码周期误差也为 1% 时的误码率曲线。曲线 c 为解扩码的截取位置距离起始点的偏差为伪码周期的 2% 时，伪码周期误差也为 2% 时的误码率曲线。曲线 e 为解扩码的截取位置距离起始点的偏差为伪码周期的 5% 时，伪码周期误差也为 5% 时的误码率曲线。曲线 g 为解扩码的截取位置距离起始点的偏

差为伪码周期的 6% 时，伪码周期误差也为 6% 时的误码率曲线。

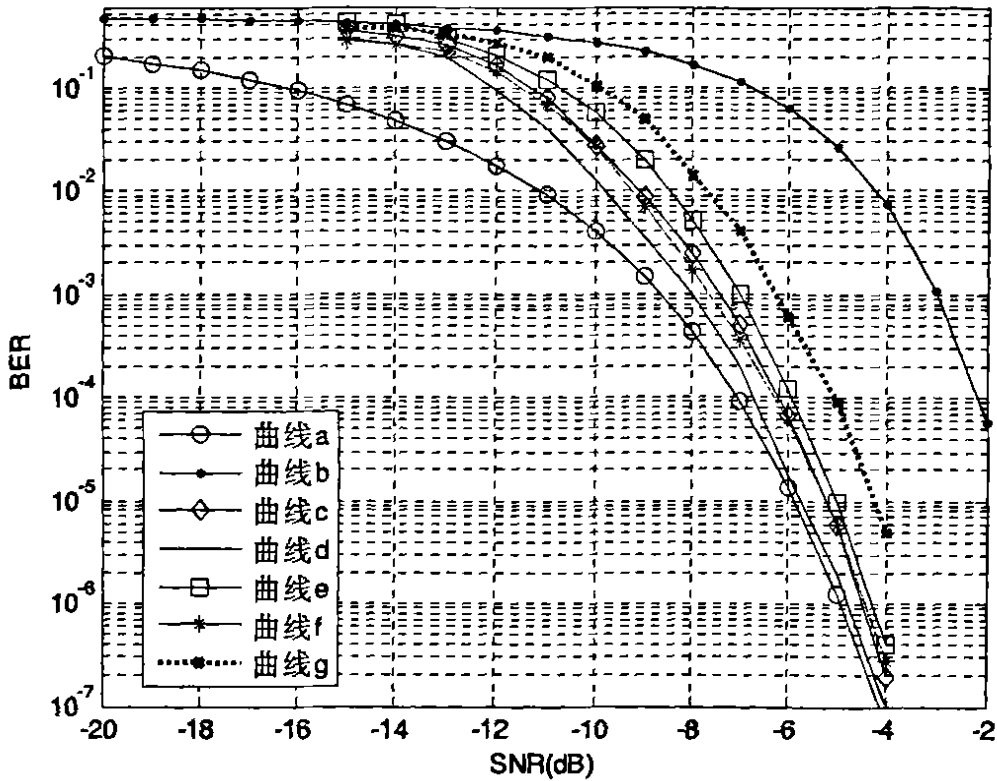


图 5.6.5 截取偏差和伪码周期估计误差对性能的影响

从图 5.6.5 中可以看到，当扩频序列截取误差和伪码周期估计误差不超过 5% 时，曲线几乎集中到一起，截取码的解扩性能与无误差时差别不大。由当前的参数估计技术水平，伪码周期的误差精度已经可以达到 0.3%，小于仿真实验中所考虑的最大误差。也就是说，截取位置误差和伪码周期估计误差在已能达到的精度和准确度之内时，其对解扩误码率的影响是不大的，可以不予考虑，因此该盲码解扩的方案是可行的。

### 5.7 小结

本章从理论方面证明了利用截取信号作为本地参考信号来进行盲码解扩的可行性，分析了截取信号与直扩信号的相关运算的特点。研究了利用相关功率判别的方法来确定接收信号的截取位置，并讨论了一种快速搜索的算法。对由截取算法得到的各种本地码的性能进行了计算机仿真验证。



## 结 论

作者通过查阅大量的科技文献, 经过计算机仿真和分析, 主要做了以下工作:

1. 针对受强高斯白噪声污染的 DSSS/BPSK 中频信号的检测和参数估计, 研究了一种改进的时域自相关方法, 该方法在传统的自相关检测的基础上进行了改进, 将传统时域自相关法与相关域迭加平均技术相结合, 经过有限次数的迭加平均后有效的平滑噪声并使得在各延迟时间为码周期整数倍处均出现相关峰, 将可用相关峰数目达到最大。仿真结果表明, 改进法有效地降低了传统方法的信噪比容限, 能够较好的检测出低信噪比条件下的 DSSS/BPSK 中频信号, 并对其参数进行较为准确的估计。可以发现, 这种方法估计出的参数精度很高, 一般只有几  $KHz$  的误差, 性能比较稳定。但该方法同时也存在着自身的缺点, 比如当扩频码周期比较大时, 即该方法在相关时延选取较大时, 运算速度明显较慢, 时效性较差。

2. 从理论上详细分析研究了高阶统计量在直扩信号参数估计方面的运用。可以发现高阶统计量具有两个显著的优点: 一是能够完全抑制任何高斯噪声; 二是比二阶统计量蕴涵更丰富的信息。为了便于工程实现, 采用了四阶累积量 2-D 切片法对直扩信号的伪码周期和载波频率做出估计, 由于该方法兼顾了时域相关法和平方倍频法的优点, 且能够很好的抑制高斯白噪声, 所以与改进的时域自相关法相比, 在性能上二者相差不大, 都能够较好的完成信号参数的估计。

3. 对 DSSS/BPSK 中频信号的解扩进行了初步研究, 利用从接收到的直扩信号中截取一段信号, 作为本地参考信号来实现盲码解扩, 这种方法是在不知道扩频码的情况下, 利用扩频信号自身的相关特性进行解扩。并且对可能产生的误差影响进行了分析, 对该方案的误码率性能作了计算机仿真。仿真结果表明, 多步截取迭加法盲码解扩充分利用了信号的相关性, 提高了本地解扩信号的信噪比, 具有优良的性能。在解扩过程中, 由于时间的关系, 主要研究了截取码作为本地参考信号的这种方法的性能, 在仿真过程中假设接收到的信号与本地参考信号已经同步, 所以并没有对同步过程进行深入研究。但作者对码同步方面已经开始了初步的探索。

现实中 DSSS/QPSK 信号应用较 DSSS/BPSK 信号更加广泛, 因此针对 DSSS/QPSK 信号的对抗技术同样也具有较大的研究意义。在此, 作者就 DSSS/QPSK 信号的参数估计问题作了初步的研究。

含噪 DSSS/QPSK 信号模型为:

$$x(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_i(t) c_i(t) \cos(\omega t + \varphi) + \frac{A}{\sqrt{2}} d_q(t) c_q(t) \sin(\omega t + \varphi) + n(t)$$

对于 DSSS/QPSK 信号的载频估计, 可以对信号进行两次平方消除  $0$ 、 $\pi/2$ 、 $\pi$  和  $3\pi/2$  相移, 产生四倍载波频率的信号, 然后作频谱分析搜索谱峰, 可估计出原始信号四倍

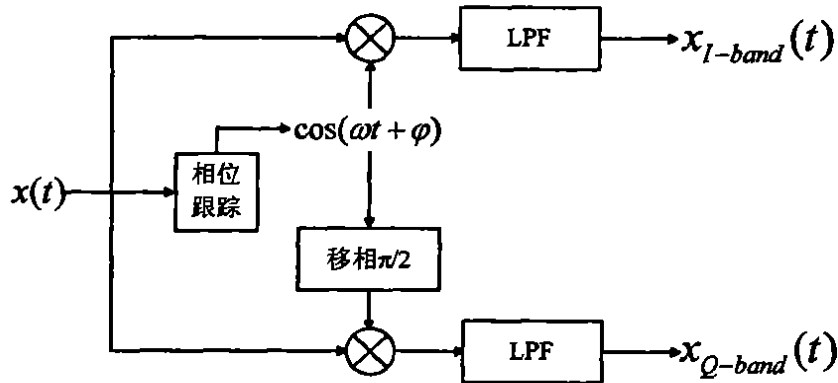
载波频率，再除以 4 即可得到信号中频估计值。

DSSS/QPSK 信号的实质是由 I、Q 两路不相关的 DSSS/BPSK 信号组成，I、Q 两路信号分别为：

$$x_I(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_I(t) c_I(t) \cos(\omega t + \varphi) + n_I(t)$$

$$x_Q(t) = \frac{A}{\sqrt{2}} d_Q(t) c_Q(t) \sin(\omega t + \varphi) + n_Q(t)$$

在有了精确的载频估计后，我们可利用成熟的载波解调技术，对 DSSS/QPSK 信号进行 IQ 分离，将  $x_I(t)$  和  $x_Q(t)$  的基带信号分别提取出来，其处理流程见下图。



在解扩过程中，经过上面的处理，可有效地将 DSSS/QPSK 信号分离为两路正交 DSSS/BPSK 基带信号。利用在 DSSS/BPSK 信号参数估计方面的研究基础，能够有效地估计各单路信号的相应参数。

由于学识有限，论文中还有不少地方尚未深入，作者将在后续工作中作进一步研究。

## 致 谢

在本论文撰写工作结束之际,首先要衷心感谢导师王建新教授。王老师治学严谨、学识渊博。在他的悉心指导之下,我的学术水平以及独立科研能力得到了明显提高。在科研工作中,王老师勤勉的敬业精神和一丝不苟的工作态度成为了我学习的榜样,使我受益匪浅。

衷心感谢蒋立平老师、薛文老师、刘光祖老师、花汉兵老师在科研上给予我的指导和帮助。在几位老师悉心的指导和热情的帮助下,我的学术水平和实践能力都得到了明显的提高。

衷心感谢向国菊、刘壮华两位同学在科研学习中给予我的帮助。同时,衷心感谢杨桐、谭雪霏、刘洋、丁兴文、张俊涛、刘聪等同窗学友。研究生阶段的学习生活将是我人生历程中的一段美好回忆。

最后感谢我的父母和家人,正是你们默默的支持才使我能顺利的完成学业。

## 参考文献

- 1 查光明,熊贤祚. 扩频通信. 西安:西安电子科技大学出版社, 1990
- 2 R. C. Dixon. Spread Spectrum Systems (second edition). London: JOHN WILEY & SONS, 1984
- 3 袁孝康. 扩频与电子对抗. 航天电子对抗. 1995(3):31-38
- 4 熊群力. 通信对抗的未来发展. 通信对抗. 1996(2):29-32
- 5 李承恕,赵荣黎. 扩展频谱通信. 北京:人民邮电出版社, 1993
- 6 朱晓霞,陆明泉,肖先赐. 通信信号细微特征分析. 电子对抗. 1995(3):2-11
- 7 H. Urkowitz. Energy Detection of Unknown Deterministic Signal. IEEE Proc. 1967(55):523-531
- 8 Save Glisic, Branka Vucetic. Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communication. Boston. London: Artech House, Inc., 1997
- 9 W. A. Gardner. Measurement of Spectral Correlation. IEEE Trans. on ASSP. 1986, 34(5):1111-1123
- 10 W. A. Gardner, C. M. Spooner. Signal Interception: Performance Advantages of Cyclic-Feature Detectors. IEEE Trans. on Communications. 1992, 40(1):149-159
- 11 季蓉. 用倒谱技术实现直接序列扩频信号检测的研究. 电子技术参考. 2000(4):45-49
- 12 D. A. Hill, J. B. Bodie. Carrier detection of unbalanced QPSK direct sequence signals. MILCOM 1999. 1999(1):437-441
- 13 Douglas A. Hill, John B. Bodie. Carrier detection of PSK signals. IEEE Trans. on Communications. 2001, 49(3):487-496
- 14 Zhenhui Shen, Bin Tang. Multiple parameters estimation simultaneously for DS-SS-BPSK signal based on fourth-order cumulate 2D slice. Communications, Circuits and Systems, 2004. ICCAS 2004. 2004 International Conference. 2004(2):867-870
- 15 沈振惠,唐斌. 基于四阶统计 2-D 切片的直扩信号多参数估计. 信号处理. 2005(3):304-306
- 16 徐穆洵. 直扩通信解扩侦收. 现代通信对抗研究. 信息产业部电子第 36 所通信对抗编辑部. 1995:17-25
- 17 曾一凡,李晖. 扩频通信原理. 北京:机械工业出版社, 2005

- 18 Gilles Burel, Celine Boudier. Blind Estimation of the Pseudo-Random Sequence of A Direct Sequence Spectrum Signal. IEEE Trans. on Communications. 2000, 40(3):967-970
- 19 杨超斌, 邱玲, 朱近康. 一种直扩通信信号的快速检测识别方法. 电子学报. 1999(7):81-91
- 20 曾兴雯, 刘乃安, 孙献璞. 扩展频谱通信及其多址技术. 西安:西安电子科技大学出版社, 2004
- 21 苟彦新. 无线电抗干扰通信原理及应用. 西安:西安电子科技大学出版社, 2005
- 22 Kuehls, J.F., Evangelos Geraniotis. Presence Detection of Binary-Phase-Shift-Keyed and Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals Using a Prefilter-Delay-and-Multiply Device. IEEE journal on SAIC. 2000, 8(5):915-933
- 23 肖国镇, 梁传甲, 王育升. 伪随机序列及其应用. 北京:国防工业出版社, 1985
- 24 刘俊. 微弱信号检测技术. 北京:电子工业出版社, 2006
- 25 Polydoros, A., Weber, C.L.. Detection Performance Considerations for Direct-Sequence and Time-Hopping LPI Waveforms. IEEE Journal on SAIC. 1985, 3(5):727-744.
- 26 Burel, Gilles, Boudier, C., Berder, O.. Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge. Conference Record IEEE Global Telecommunications Conference. 2001(1):236-239
- 27 张天骥. DS 及 DS/CDMA 信号的估计方法研究:[博士学位论文]. 成都:电子科技大学, 2002
- 28 栾晓明. 基于计算机的信号处理实践. 北京:电子工业出版社, 2006
- 29 P. C. J. Hill, M. E. Ridley. Blind Estimation of Direct-Sequence Spread Spectrum m-Sequence Chip Codes. IEEE on 6th Int. Symp. On Spread-Spectrum Tech. & Appli., NJIT, New Jersey, USA, 2000:305-309
- 30 张力军, 张宗橙, 郑宝玉. 数字通信(第四版). 北京:电子工业出版社, 2005
- 31 Jerry M. Mendel. Tutorial on Higher-Order Statistics(Spectra) in Signal Processing and System Theory:Theoretical Results and some Applications. Proceedings of the IEEE. 2001, 79(3):276-305
- 32 Mingui Sun, Robert J. Scwabassi, Senior. Characterization of sleep spindles Using higher order statistics and spectra. IEEE Trans. on Communications. 2000, 47(8):997-1009
- 33 沈振惠. 低信噪比 DS-SS/BPSK 信号检测与参数估计技术研究:[硕士学位论文].

- 成都:电子科技大学, 2003
- 34 Adams, E. R. M. Gouda, P. C. J. Hill. Detection & Characteristic of DS/SS Signals Using Higher-Order Correlation. IEEE 4th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications Proceedings. 1996(1): 27-31
- 35 张贤达. 现代信号处理. 北京:清华大学出版社, 2002
- 36 李承恕, 赵荣黎. 扩展频谱通信. 北京:人民邮电出版社, 1993
- 37 沈丽丽. 扩频通信导论. 北京:电子工业出版社, 2006
- 38 曾兴雯, 裴昌幸, 刘乃安. 数字相关器及解扩性能分析[J]. 西安电子科技大学学报. 1997, 24(2):221-224
- 39 C. A. French, W. A. Gardner. Spread-Spectrum Dispersing Without the Code. IEEE Trans. on Communications. 1986, 34(4):404-407
- 40 叶中付, 吴涛, 徐旭. 扩频通信系统的软件无线电实现结构及性能分析. 电子学报. 2001(1):120-123
- 41 W. A. Gardner. Signal Interception: A Unifying Theoretical Framework for Feature Detection. IEEE Trans on Communications. 1988(8):897-905
- 42 H. Vincent Poor, Leslie A. Rusch. Narrowband Interference Suppression in Spread Spectrum CDMA. IEEE Personal Communications Magazine. 2004(4):14-27
- 43 覃团发, 徐娟, 陈光旨. DS/CDMA 多用户通信系统在 AWGN 信道下的仿真. 广西科学. 2000(3):192-195
- 44 刘杰, 李艳斌. 直扩通信最佳干扰形式分析. 无线电通信技术. 2001(6):27-29
- 45 S. Tsai, J. S. Lehnert. Convergence of an Optimal Channel Estimation Algorithm for DS-SS Systems in Time-varying Channels with Strong Interference. MILCOM 2000. 21st Century Military Communications Conference Proceedings. 2000(2):871-875
- 46 S. Hinedi, A. Polydoros. DS/LPI Autocorrelation Detection in Noise Plus Random-Tone Interference. IEEE Trans. on Communications. 1990, 38(6): 178-182