

## 存在自干扰码时的短周期伪码截获技术\*

朱祥维,王梦丽,王飞雪,庄钊文

(国防科技大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

**摘要** 针对伪码截获这一无线电侦察和导航战中的难题,从模式识别的角度研究存在自干扰码时的伪码截获问题。通过对干扰码的载波频率、相位等参数的估计和补偿,将自干扰码下的伪码截获问题转换为模式识别问题。结合伪码的周期性,采用二进制积累的方法大大降低了判决前所要求的信噪比,使得对扩频信号直接解调以截获伪码成为可能,改变了过去依靠大口径天线提高信噪比的方法。

**关键词** 扩频;伪码截获;二进制积累;模式识别;导航战

**中图分类号** :TN914.42 **文献标识码** :A

## Short Period PN Code Capture Technique with Self-jamming Code

ZHU Xiang-wei, WANG Meng-li, WANG Fei-xue, ZHUANG Zhao-wen

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract** PN code capture is a difficult problem in radio reconnaissance and navigation warfare. The PN code capture under self-jamming code was studied from the point view of pattern recognition theory. The carrier frequency and phase of self-jamming code were estimated and compensated firstly. Thus the PN code capture was converted into pattern recognition problem. Combined with the periodicity of the short PN code, binary integration was introduced to reduce the SNR before decision, which made the direct demodulation of spread spectrum signals feasible without large diameter antenna.

**Key words** spread spectrum; PN code capture; binary integration; pattern recognition; navigation warfare

扩频通信和卫星导航系统中使用伪随机码(简称伪码)进行扩频。为了破译对方的通信内容或者对其进行欺骗式干扰,需要破译和截获对方的扩频码。伪码截获可归为无线电侦察中的数字通信调制码反演范畴,其理论与技术尚待完善<sup>[1]</sup>,而且由于伪码速率远高于一般的通信调制码,致使单比特信号能量大大降低,信号通常掩埋在噪声之下 20dB(以载噪比 45dBHz,伪码速率 10.23Mbps 为例)左右,直接截获难度非常大。虽然已有不少检测扩频信号并进行简单参数估计(比如估计伪码速率、周期等)的方法<sup>[2]</sup>,但是对于伪码截获一直没有很好的方法,几乎没有见诸文献的研究和介绍。工程实践中通常采用大口径天线来截获信号以提高信噪比,然后通过模拟或数字处理方法破译出伪码。模拟处理方法采用示波器或逻辑分析仪直接观察低中频信号,数字处理方法将伪码视为调制码,通过解调方法得到伪码信息。

为了降低接收机伪码捕获和同步的难度,发送方通常采用短周期伪码(简称短码)行扩频。但是,短码易于被截获,抗干扰和抗破译能力差。为了保护短码,敌方会采取多种方式隐藏,添加自干扰码是一种比较常见的做法。自干扰码也是一种短周期伪码,其调制载波与扩频码的载波有一定频偏。以 QPSK 接收信号相干解调后的  $I$  支路为例,未添加自干扰码时如图 1 所示,添加自干扰码后如图 2 所示。其中伪码速率  $R_c = 10.23\text{Mbps}$ ,周期长度  $L = 2046$ ,信噪比  $\text{SNR} = 20\text{dB}$ ,伪码和自干扰码功率比为 1:4,自干扰码载波频偏为 21kHz。可见,对于存在自干扰码的信号,通过传统的模拟和数字处理方法,都难以截获隐藏的伪码。

\* 收稿日期 2006-06-16  
基金项目 国家部委资助项目(106010304);新世纪优秀人才支持计划项目  
作者简介 朱祥维(1980—),男,博士生。

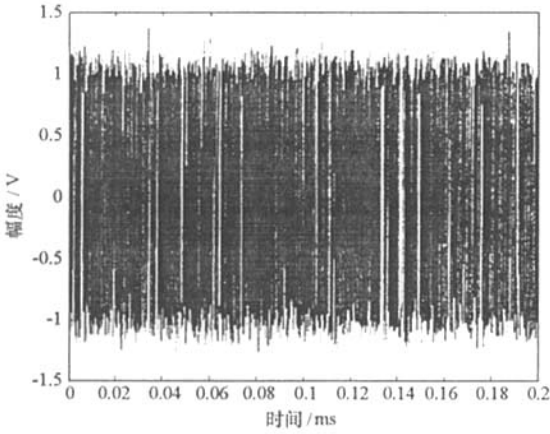


图1 未添加自干扰码的伪码波形

Fig.1 Spread spectrum signal without self-jamming code

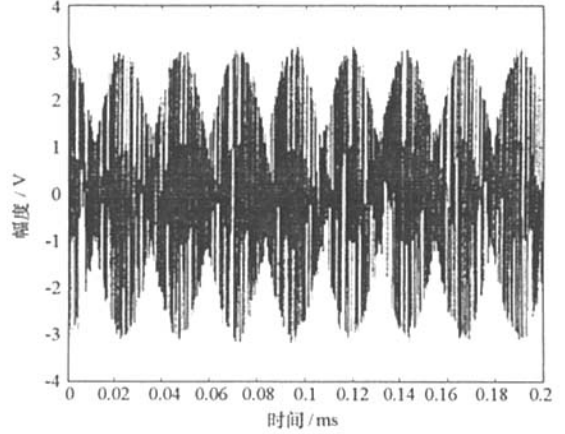


图2 添加1个干扰码之后的伪码

Fig.2 Spread spectrum signal with self-jamming code

## 1 截获方法的原理

### 1.1 信号模型

分析一个自干扰码情况下的伪码截获方法 接收信号模型如下所示：

$$r(t) = A_i I(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0) + A_q Q(t) \sin(\omega_0 t + \theta_0) + A_j J(t) \cos[(\omega_0 + \omega_j)t + \theta_j] + n(t) \quad (1)$$

其中  $I(t)$ 、 $Q(t)$  和  $J(t)$  分别为  $I$  路伪码、 $Q$  路伪码和干扰码； $A_i$ 、 $A_q$  和  $A_j$  分别为相应的信号幅度； $\omega_0$  和  $\theta_0$  为伪码的载波频率和相位； $\omega_j$  和  $\theta_j$  分别为干扰码的载波频偏和相位； $n(t)$  为单边带功率谱密度为  $N_0$  的高斯白噪声。

采用无码接收技术 经过一次平方可以得到单载波项  $1/2 \times A_j^2 \cos[2(\omega_0 + \omega_j)t + 2\theta_j]$  直流项和其他仍被伪码扩频的交叉项 以载噪比 45dBHz、伪码速率 10.23Mbps、干扰码载波频偏 21kHz 为例，平方律检波前信噪比为  $SNR_i = -25\text{dB}$  平方律检波后信噪比  $SNR_0 = 1/2 \times SNR_i^2 = -53\text{dB}^{[3]}$  经过周期  $T$  (取为 0.1s) 的积分后，交叉项近似为零，单载波项可以达到的信噪比  $SNR$  约为 7dB，同时利用锁相环可以获得带宽极窄的环路滤波器 进一步滤掉交叉项和直流项 得到 VCO 输出  $(\omega_0 + \omega_j)t + \theta_j$  如图 3 所示。

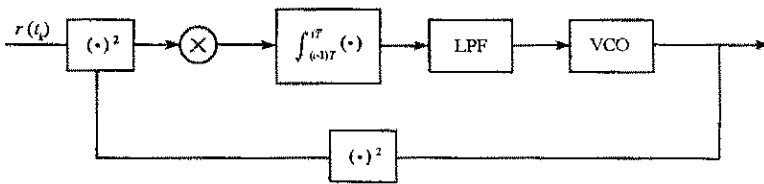


图3 利用平方环进行载波恢复

Fig.3 Carrier recovery with squared waveform and PLL (phase locked loop)

如此一来 利用 1s 积累后的数据估计  $\omega_0 + \omega_j$ 、 $\theta_j$  时间间隔  $T$  为 0.1s，采样点数  $N$  为 10，以对频率的估计为例，可以达到的精度为  $1/\{2\pi \cdot SNR \cdot [T^2 N(N^2 - 1)]^{1/2}\} = 0.02\text{Hz}^{[4]}$ 。类似地，经过两次平方 结合锁相环可以精确估计出  $\omega_0$ 、 $\theta_0$ ；同时可以估计出信号幅度  $A_i$ 、 $A_q$  和  $A_j^{[5]}$ 。由于估计过程没有实时性要求，可以达到很高的精度<sup>[6]</sup>。

这样一来 经过相干解调后得到  $I$ 、 $Q$  支路信号如式 (2) 所示，其中噪声项  $n_i(t_k)$  和  $n_q(t_k)$  为均值为零、方差为  $N_0/(4R_c)$  的高斯白噪声序列<sup>[7]</sup>。

$$\begin{cases} r_i(t_k) = s_i(t_k) + n_i(t_k) = A_i I(t_k) + A_j J(t_k) \cos(\omega_j t_k + \theta_j - \theta_0) + n_i(t_k) \\ r_q(t_k) = s_q(t_k) + n_q(t_k) = A_q Q(t_k) + A_j J(t_k) \sin(\omega_j t_k + \theta_j - \theta_0) + n_q(t_k) \end{cases} \quad (2)$$

由此可以得到

$$[s_i(t_k) - A_i I(t_k)]^2 + [s_q(t_k) - A_q Q(t_k)]^2 = A_j^2 \quad (3)$$

如果三个信号功率相等, 即  $A_i:A_q:A_j=1:1:1$  则其星座图如图 4 所示。显然, 这种情况下仍然可以正确判决出伪码, 也就是说, 干扰码没起作用。为了“隐藏”伪码, 需要增大图 4 中圆的半径, 使之重叠, 也就是要增大干扰码的功率。如果三个信号功率比为  $1:1:4$ , 即  $A_i:A_q:A_j=1:1:2$ , 则星座图如图 5 所示。对于图 5 所示情况, 通过简单门限判决的方法难以准确识别伪码, 从而在一定程度上“隐藏”了伪码。

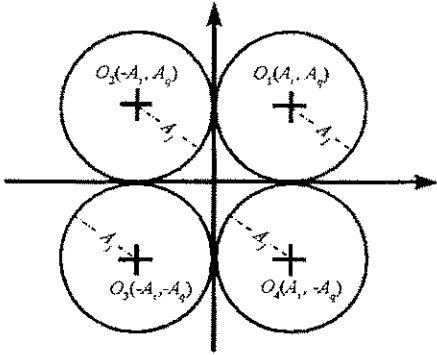


图 4 星座图 ( $A_i:A_q:A_j=1:1:1$ )

Fig.4 Constellation ( $A_i:A_q:A_j=1:1:1$ )

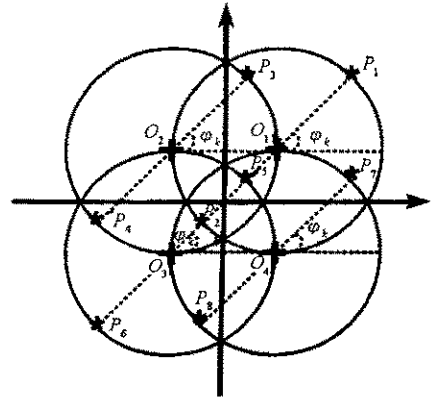


图 5 星座图 ( $A_i:A_q:A_j=1:1:2$ )

Fig.5 Constellation ( $A_i:A_q:A_j=1:1:2$ )

### 1.2 特征提取和分类器设计

当星座图上的四个圆重叠时, 利用门限判决方法, 难以准确识别伪码。但是, 由于信号幅度 ( $A_i, A_q$ ), 载波频率 ( $\omega_0$ ) 和相位 ( $\theta_0$ ) 以及干扰信号幅度 ( $A_j$ ), 频偏 ( $\omega_j$ ) 和相位 ( $\theta_j$ ) 已估计得到, 对于某个采样时刻  $t_k$  的接收信号来说, 经相干解调后的  $I, Q$  支路的信号项  $s_i(2), s_q(2)$  只有 8 种可能的取值, 对应于图 5 中 8 个用“\*”标出的点  $P_l (s_{ik}, s_{qk}) (l=1, 2, \dots, 8)$ 。令  $\varphi_k = \omega_j t_k + \theta_j - \theta_0$ , 则  $P_l$  的坐标为:

$$\begin{aligned}
 P_1 & (A_i + A_j \cos(\varphi_k), A_q + A_j \sin(\varphi_k)); & P_2 & (A_i - A_j \cos(\varphi_k), A_q - A_j \sin(\varphi_k)) \\
 P_3 & (-A_i + A_j \cos(\varphi_k), A_q + A_j \sin(\varphi_k)); & P_4 & (-A_i - A_j \cos(\varphi_k), A_q - A_j \sin(\varphi_k)) \\
 P_5 & (-A_i + A_j \cos(\varphi_k), -A_q + A_j \sin(\varphi_k)); & P_6 & (-A_i - A_j \cos(\varphi_k), -A_q - A_j \sin(\varphi_k)) \\
 P_7 & (A_i + A_j \cos(\varphi_k), -A_q + A_j \sin(\varphi_k)); & P_8 & (A_i - A_j \cos(\varphi_k), -A_q - A_j \sin(\varphi_k))
 \end{aligned}$$

上述 8 个点  $P_l$  对应于  $I$  路伪码、 $Q$  路伪码和干扰的 8 种组合模式  $\Omega_l (l=1, 2, \dots, 8)$  如表 1 所示。

表 1 8 种模式对应的伪码

Tab.1 Eight patterns and the corresponding PN codes

$\Omega_l$	$P_1$	$P_2$	$P_3$	$P_4$	$P_5$	$P_6$	$P_7$	$P_8$
$I(t)$	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
$Q(t)$	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
$J(t)$	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1

采用模式识别中的聚类分析法, 定义欧氏距离作为模式相似性测度<sup>[8]</sup>。考察接收信号 ( $r_i(t_k), r_q(t_k)$ ) 与  $P_l (j=1, 2, \dots, 8)$  之间的欧氏距离  $d_l$ , 取  $d_l$  最小者对应的  $\Omega_l$ , 即可获得相应的伪码  $I(t), Q(t)$  和干扰码  $J(t)$ 。  $d_l$  的表达式为

$$d_l = \| (r_i(t_k), r_q(t_k)) - P_l(s_{ik}, s_{qk}) \| \quad (4)$$

对于伪随机码来说, 8 种模式的先验概率密度  $P(H_l)$  相同, 即  $P(H_l) = 1/8 (l=1, 2, \dots, 8)$ 。总错误概率 (误码率) 公式为:

$$P_{eS} = \sum_{i=1}^8 \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq i}}^8 P(D_i | H_l) P(H_l) = 1 - (1 - P_{eI}) \cdot (1 - P_{eQ}) \cdot (1 - P_{eJ}) \quad (5)$$

其中  $P_{eI}, P_{eQ}$  和  $P_{eJ}$  分别表示  $I(t), Q(t)$  和  $J(t)$  的错误概率 (误码率)。

## 2 截获性能仿真分析

下面的仿真中将研究不同信噪比下的伪码截获性能,检验本文提出的伪码截获方法。仿真条件如表2所示。

表2 仿真条件

Tab.2 Simulation condition

幅度	码速率	采样率	信噪比	数据长度	仿真次数	干扰码载波频偏
$A_i:A_q:A_j=1:1:2$	10.23Mbps	20.46MHz	-30~20dB	2046bits	2 046 000	21kHz

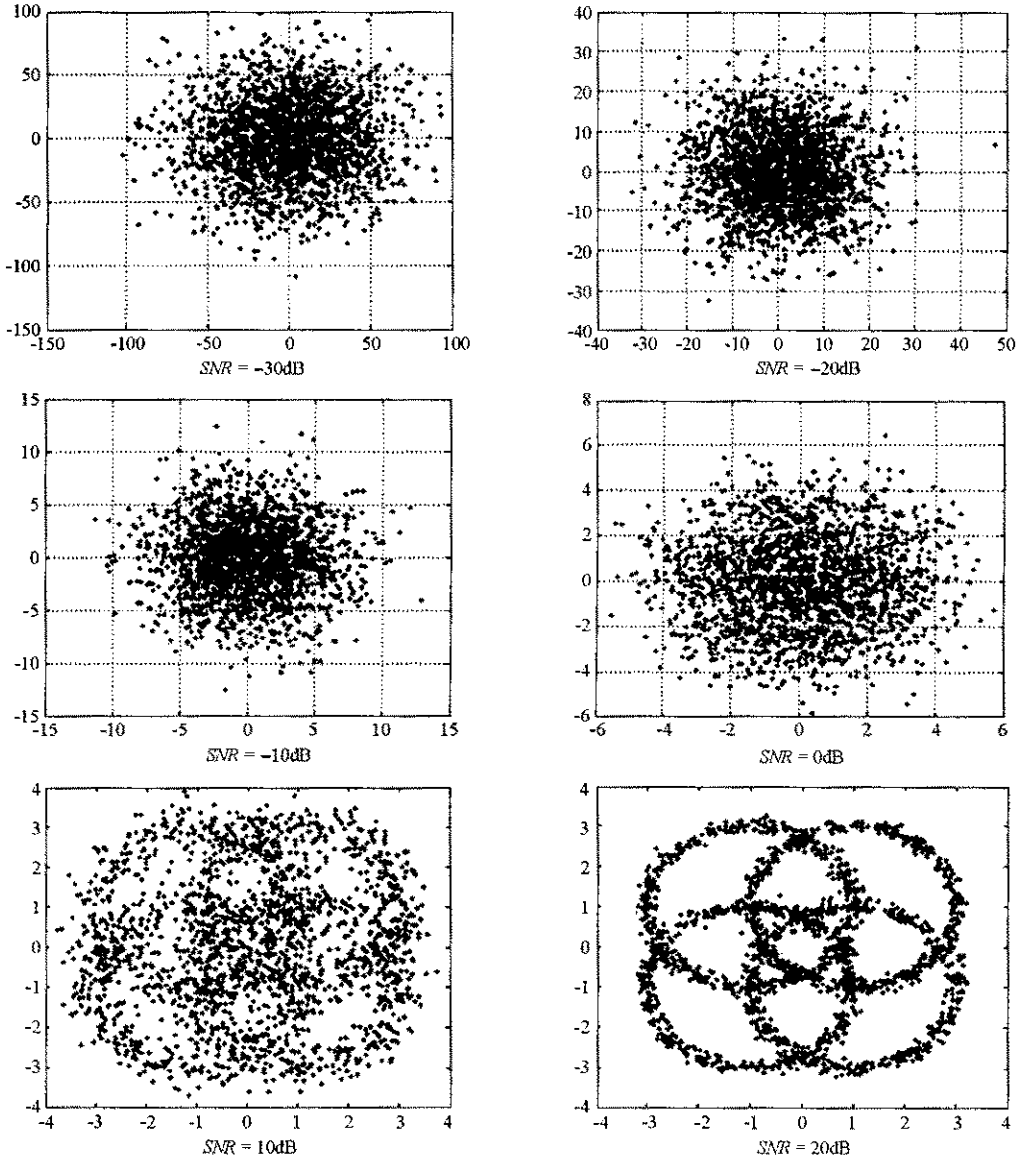


图6 不同信噪比下的星座图

Fig.6 Constellation with different SNR

当信噪比  $SNR$  取  $10n\text{dB}$  ( $n = -3, -2, \dots, 2$ ) 时,接收信号星座图如图6所示。可见当信噪比  $SNR$  低于  $10\text{dB}$  时,星座图中4个圆环逐步混叠在一起,这会导致判决误码率高。以  $I$  支路伪码为例,采用1.2节中介绍的方法,通过仿真得到不同信噪比下的误码率  $C_1BER\_Jam$  结果如表3所示。此外,通过理论计算得到无干扰信号时,不同信噪比下的误码率  $C_1BER\_NoJam$ <sup>[9]</sup>。作为对比,其结果也在表3中给出。表3中的信噪比  $SNR$  定义在相干解调之后,对于  $I$  支路而言,  $SNR = [A_i^2/\sigma_n^2] = [E_b/N_0]$

+3dB,其中 $\sigma_n^2$ 为加性高斯白噪声的平均功率;无自干扰信号时的误码率与信噪比的关系为 $P_e = Q[(2E_b/N_0)^{1/2}] = 1/2 \cdot \text{erfc}[(E_b/N_0)^{1/2}]$ 。

由表3可知,在低信噪比(-30~-10dB)时,两种情况下误码率均很高,差异很小;随着信噪比提高(0~10dB),两者的误码率均降低,而且自干扰码下误码率略高于无干扰的情况;当信噪比很高时(20dB),两种情况下误码率均很小,趋于一致。综上可见,采用本文给出的伪码截获方法时,自干扰码下的伪码截获性能接近无自干扰码时的截获性能,基本消除了自干扰码的影响。

表3 不同信噪比下的误码率

Tab.3 Bit error rate under different SNR

信噪比 SNR(dB)	误码率 $C_i\text{BER\_Jam}$	误码率 $C_i\text{BER\_NoJam}$
-30	4.88e-1	4.87e-1
-20	4.62e-1	4.60e-1
-10	3.94e-1	3.76e-1
0	2.08e-1	1.58e-1
10	3.19e-3	7.73e-4
20	0	0

### 3 二进制积累

以某L波段卫星通信系统为例,全向天线接收的典型信号电平为-160dBW,噪声功率谱密度为-205.2dBW/Hz,对应的载噪比为45.2dBHz,伪码速率为10.23Mbps,对应的信噪比为-24.9dB。通过表1可以发现,当信噪比SNR达到20dB以上时,判决误码率的结果才趋于零。为了提高信噪比,通常采用大口径抛物面天线截获信号。抛物面天线增益根据公式 $G = (\pi D/\lambda)^2 \cdot \zeta^{10}$ ,式中 $D$ 表示接收天线直径, $\lambda$ 表示接收信号的波长, $\zeta$ 表示天线效率,此处取为0.6。对于该L波段卫通系统来说,信号载波频率为1.5GHz,要使得判决前信噪比为20dB,需要天线增益为44.9dB,对应的天线口径为14.4m左右。随着通信、导航对抗的发展,需要截获和破译信号电平更低、速率更高的伪码,如果单纯依靠大口径天线提高信噪比的话,可能需要口径为几十米的大型抛物面天线,导致成本提高、灵活性和可靠性降低。

由于干扰码的存在,其符号的变化会影响判决前积累。为了进一步降低误码率,对于短周期伪码,可以借鉴雷达目标检测中的二进制积累<sup>[11]</sup>(判决后积累)方法。假设短周期伪码速率 $R_c$ (10.23Mbps)和周期 $T_c$ (0.2ms)已经估计得到<sup>[2]</sup>,则一个周期内的码片数目 $L = T_c \times R_c = 2046$ 。二进制积累是对判决后得到的“-1”和“1”两种符号的积累,以 $I$ 支路为例, $m$ 个周期的积累过程如下式所示:

$$I_s(k) = \sum_{i=0}^{m-1} I(k+iL), k=1, 2, \dots, L \quad (6)$$

二进制积累相当于量化后的视频积累,相对于视频积累引入的损耗小于1.5dB。假定原来的判决门限为 $\eta_1$ ,进行 $m$ 次二进制积累后,最优判决门限约为 $1.5m^{1/2}\eta_1^{[11]}$ 。

下面以信噪比SNR=-20dB为例说明后积累的效果,表4给出了不同积累时间下对应的误码率。可见,当信噪比SNR=-20dB时,只要后积累时间达到2s左右,即可几乎无误码地截获伪码。如果依靠抛物面天线提高信噪比的话,需要天线增益为40dB,对于上文提到的L波段卫通系统来说,需要口径大小为8.2m左右的抛物面天线。

表4 处理时间与误码率对应关系

Tab.4 Bit error rate with different integration time

积累次数 $m$	积累时间 $mT_c/\text{ms}$	误码率 $C_i\text{BER\_Jam\_Int}$
1	0.2	4.62e-1
11	2.2	3.95e-1
101	20.2	2.14e-1
1001	200.2	7.26e-3
10 001	2000.2	0

## 4 多个自干扰码时的处理方法

假定存在  $M$  个自干扰码,则接收信号模型如下所示:

$$r(t) = A_i I(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0) + A_q Q(t) \sin(\omega_0 t + \theta_0) + \sum_{k=1}^M A_{jk} J_k(t) \cos[(\omega_0 + \omega_{jk})t + \theta_{jk}] + n(t) \quad (7)$$

对于这种情况,可以利用文献[12-13]的方法估计出扩频码和干扰码的载波频率、相位以及幅度等参数,进行相应补偿后,即转换为  $M+2$  维模式识别问题,可以采用聚类分析、基于最小错误概率的贝叶斯分类器等方法,此处不再详述。

对于更复杂的干扰,可以采用其他模式识别方法,特别是具有学习功能的神经网络和支持向量机(SVM)等方法。可以预见,模式识别思想和技术将会在无线电侦查,特别是信道反演、数字通信调制码反演和信源码反演中得到广泛应用。

## 5 结束语

(1)从模式识别的角度解决了自干扰码下伪码的截获问题。通过对干扰码载波的频率、相位等参数的估计和补偿,将干扰情况下伪码的识别问题转换为模式识别问题,仿真结果表明了本文提出的伪码截获方法的有效性。对于更复杂的干扰样式,也可以考虑从模式识别角度寻找解决方法。

(2)通过采用二进制积累降低了所需的  $E_b/N_0$ ,为采用小口径天线进行伪码截获提供了理论支持。本文的研究表明,短周期伪码的保护作用有限,虽然提高码速率可以起到一定作用,但从保密和抗干扰的角度来说,应该采用长周期伪码,并且长码的捕获不能依赖于短码,应采取长码直捕(direct acquisition)的方法。

本文的研究成果除了可以直接用于分析自干扰码下的伪码截获问题外,也可用于窄带干扰条件下通信误码率的分析。此外,对于GPS、Galileo等同频码分体制的卫星导航系统来说,由于多普勒造成不同卫星信号存在频偏,其效果等同于自干扰码,对其伪码截获的分析也可以采用本文的研究成果。

## 参考文献:

- [1] 罗利春. 无线电侦查信号分析与处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2003.
- [2] 朱庆厚. 无线电监测与通信侦察[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2005.
- [3] 梁泰基. 统计无线电理论[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1988.
- [4] Rife D C, Boorstyn R R. Single-tone Parameter Estimation from Discrete-time Observations[J]. IEEE Trans. Information Theory, 1974, 20(5): 591-598.
- [5] Heinrich M, Marc M, Stefan A F. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing[M]. John Wiley & Sons, 1998.
- [6] Aldo N D, Umberto M. The Modified Cramer-Rao Bound and Its Application to Synchronization Problem[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42: 1391-1399.
- [7] 王飞雪, 郭桂蓉. 二相编码信号分段相关-视频积累的最优中频积累时间[J]. 国防科技大学学报, 1999, 21(1): 71-75.
- [8] 边肇祺, 等. 模式识别[M]. 北京: 清华大学出版社, 1988.
- [9] 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1992.
- [10] 吕海寰, 蔡剑铭, 等. 卫星通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [11] Barton D K. Modern Radar System Analysis[M]. Norwood: Artech House Inc., 1988.
- [12] Lee H B. The Cramer-Rao Bound on Frequency Estimates of Signals Closely Spaced in Frequency[J]. IEEE Trans. Signal Processing, 1992, 40(6): 1508-1517.
- [13] Rife D C, Boorstyn R R. Multiple Tone Parameter Estimation from Discrete Time Observations[J]. Bell System Technical Journal, 1976, 55: 1389-1410.



