

# 扩频系统中自适应窄带干扰抑制滤波器对 PN 码捕获性能的影响

李峥嵘, 桑怀胜, 王飞雪, 雍少为

(国防科技大学 ATR 国防重点实验室, 湖南长沙 410073)

**摘 要:** 本文通过详细的理论推导, 分析了扩频系统中自适应窄带干扰抑制滤波器对 PN 码捕获性能的影响; 并根据滤波器理论, 给出了自适应窄带干扰抑制滤波器的幅频响应、群延迟响应和相应的仿真结果. 理论分析与仿真结果表明, 自适应窄带干扰抑制滤波器在抑制窄带干扰的同时, 也抑制了部分扩频信号, 从而形成较大的相关旁瓣, 对 PN 码捕获性能产生严重的影响.

**关键词:** 扩频系统; 自适应窄带干扰抑制滤波器; PN 码捕获

**中图分类号:** TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2002)12-1768-04

## PN Code Acquisition Performance Effects of Adaptive Narrow-Band Interference Suppression Filters in Spread-Spectrum Systems

LI Zheng-rong, SANG Huai-sheng, WANG Fei-xue, YONG Shao-wei

(ATR National Defence Key Lab, National Univ. of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

**Abstract:** This paper has analyzed the PN code acquisition performance effects of adaptive narrow-band interference suppression filters in spread-spectrum systems based on detailed theoretical derivation. And complied with the theory of filters, the amplitude frequency responses and group delay responses of adaptive narrow-band interference suppression filters, as well as the simulated results, are presented. These theoretical and simulated results show that because of narrow-band interferences and part of spread-spectrum signal being rejected by the adaptive interference suppression filter in the same time, large side-lobes will be formed in the output of correlator and the performance of PN code acquisition will be seriously affected.

**Key words:** spread-spectrum systems; adaptive narrow-band interference suppression filters; PN code acquisition

### 1 引言

由于扩频技术具有较强的抗干扰能力、低捕获概率和测时测距能力等特点, 被广泛应用于军事通信系统、导航与定位系统、测速雷达系统和 CDMA 通信系统领域. 在扩频系统中, PN 码同步就是使本地参考信号与接收信号实现的码相位与载波频率一致, 是信号解扩、伪码测时测距的关键. PN 码同步通常包括两个步骤, 第一步是 PN 码捕获, 使本地参考 PN 码与接收信号 PN 码的相位差(即延迟)小于一个码元间隔; 第二步是 PN 码跟踪, 就是在 PN 码捕获的基础上, 使本地参考 PN 码尽可能地精确跟踪接收信号 PN 码的相位变化<sup>[1]</sup>.

自适应干扰抑制滤波具有跟踪干扰变化的能力, 是较常用的窄带干扰抑制方法, 它能有效地抑制单音连续波干扰、多音连续波干扰和窄带干扰等干扰样式<sup>[2-5]</sup>. 通常, 在自适应干扰抑制滤波器的性能分析中, 主要从干扰抑制角度来讨论 PN 码同步时的相关输出性能. 但是, 在采用自适应干扰抑制算法的抗干扰导航定位系统、CDMA 系统和测速雷达系统中, PN 码同

步与否的相关输出值分别对应相关峰值与相关旁瓣, 相关峰值与相关旁瓣的大小对 PN 码捕获与跟踪性能具有较大影响. 当相关输出峰值远大于相关输出旁瓣时, 产生的旁瓣虚警较小; 相反, 当相关峰值小于相关旁瓣时, 产生的旁瓣虚警较大. 因此, 关于自适应干扰抑制滤波器对 PN 码捕获与跟踪性能的影响分析, 对扩频系统抗干扰具有现实的指导意义. 本文主要讨论自适应干扰抑制滤波器对 PN 码捕获性能的影响.

本文首先通过详细的理论推导, 分析了不同 PN 码延迟下线性预测和线性插值自适应干扰抑制滤波器的相关输出性能及对 PN 码捕获性能的影响. 并根据滤波器理论<sup>[6,7]</sup>, 讨论在自适应干扰抑制滤波器相关输出端产生较大相关旁瓣的原因. 最后进行仿真分析, 给出仿真数据结果及相应的结论.

### 2 自适应干扰抑制滤波器及其模型

自适应干扰抑制滤波器结构如图 1 所示, 图中  $r(k)$  是接收信号以 PN 码率取样的样本序列:

收稿日期: 2001-06-01; 修订日期: 2002-07-12

基金项目: 国防科技预研项目资助(No. D99-21)

$$r(k) = Adp(k) + n(k) + j(k) \quad (1)$$

其中  $p(k)$  为等概取值  $\pm 1$  的 PN 码序列, PN 码的长度等于  $L$ 、自相关序列等于  $R_{pp}(\tau)$ ;  $j(k)$  为干扰信号的样本序列, 自相关序列等于  $R_{jj}(\tau)$ ;  $n(k)$  是均值为零、方差为  $\sigma_n^2$  高斯白噪声序列;  $A$  为信号幅度,  $d$  为取值为  $\pm 1$  的信息比特。

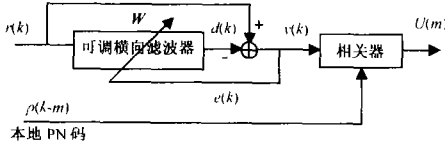


图 1 自适应干扰抑制滤波器结构

图 1 中,  $W$  为可调横向滤波器加权系数矢量,  $y(k)$  为自适应干扰抑制滤波器输出,  $p(k-m)$  为延迟等于  $m$  个码元间隔的本地 PN 码,  $U(m)$  是 PN 码延迟等于  $m$  个码元间隔的对应的相关输出。在自适应干扰抑制线性预测滤波器中, 加权系数矢量  $W = [w(1), w(2), \dots, w(K)]^T$ ; 在自适应干扰抑制线性插值滤波器中, 加权系数矢量  $W = [w(-K), \dots, w(-1), w(1), \dots, w(K)]^T$ 。对应的自适应干扰抑制滤波器单位脉冲响应为

$$h(l) = \begin{cases} 1 & , l=0 \\ -w(l) & , l \neq 0 \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中, 对线性预测滤波器有  $l = [0, 1, \dots, K]^T$ , 对线性插值滤波器有  $l = [-K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K]^T$ 。

### 3 性能分析

#### 3.1 线性预测滤波器

设线性预测滤波器长度为  $K+1$ , 滤波器系数  $h(l)$ ,  $l = 0, 1, \dots, K$ , 其中  $h(0) = 1$ 。接收信号  $r(k) = Adp(k) + n(k) + j(k)$ ,  $k = 0, 1, \dots$ 。

一个 PN 码周期内的滤波器输出

$$y(k) = \sum_{l=0}^K h(l)r(k-l), k = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (3)$$

本地参考 PN 码与接收信号 PN 码存在  $m$  个码元间隔的延迟, 则相关输出为

$$\begin{aligned} U(m) &= \sum_{k=0}^{L-1} y(k)p(k-m) = \sum_{k=0}^{L-1} p(k-m) \sum_{l=0}^K h(l)r(k-l) \\ &= Ad \sum_{k=0}^{L-1} h(l) \sum_{l=0}^K p(k-m)p(k-l) \\ &\quad + \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{l=0}^K h(l)p(k-m)n(k-l) \\ &\quad + \sum_{k=0}^{L-1} \sum_{l=0}^K h(l)p(k-m)j(k-l) \end{aligned} \quad (4)$$

$U(m)$  的均值与方差为

$$\mu(m) = E(U(m)) =$$

$$\begin{cases} LAdh(m) - Ad \sum_{l \neq m}^K h(l)R_{pp}(l-m) & , 0 \leq m \leq K \\ -Ad \sum_{l=0}^K h(l)R_{pp}(l-m) & , m > K \end{cases} \quad (5)$$

$$\sigma^2(m) = E[U(m)]^2 - (E[U(m)])^2$$

$$\begin{aligned} &= LA^2 \sum_{k=-L+1}^{L-1} (1-|k|/L)R_{pp}(k) \times \left\{ R_{pp}(k) \sum_{l=0}^K h^2(l) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{l=1}^K [R_{pp}(k-l) + R_{pp}(k+l)] \sum_{l'=0}^{K-l} h(l')h(l'+l) \right\} \\ &\quad + LA^2 \sum_{k=-L+1}^{L-1} (1-|k|/L) \left[ \sum_{l=0}^K h(l)R_{pp}(l-m+k) \right] \\ &\quad \cdot \left[ \sum_{l=0}^K h(l)R_{pp}(l-m-k) \right] + L\sigma_n^2 \left[ \sum_{l=0}^K h^2(l) \right] \\ &\quad + 2 \sum_{k=1}^K (1-k/L)R_{pp}(k) \sum_{l=0}^{K-k} h(l)h(l+k) \\ &\quad + L\sigma_j^2 + 2 \sum_{k=1}^{L-1} (1-k/L)R_{pp}(k)R_{e_j}(k) \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} R_{e_j}(\tau) &= E[e_j(k)e_j(k-\tau)] \\ &= \sum_{l_1=0}^K \sum_{l_2=0}^K h(l_1)h(l_2)R_j(\tau-l_1+l_2) \end{aligned}$$

为残余干扰信号

$$e_j(k) = \sum_{l=0}^K h(l)j(k-l)$$

的自相关函数, 且  $\sigma_j^2 = R_{e_j}(0)$ 。

当  $L \gg 1$ , 且  $R_{pp}(\tau) \ll 1$  ( $\tau > 0$ ) 时, 可得

$$\mu(m) \approx \begin{cases} LAdh(m) & , 0 \leq m \leq K \\ 0 & , m > K \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \sigma^2(m) &\approx LA^2 \sum_{l=0}^K h^2(l) + L\sigma_n^2 \sum_{l=0}^K h^2(l) \\ &\quad + L \sum_{l_1=0}^K \sum_{l_2=0}^K h(l_1)h(l_2)R_j(l_1-l_2) \end{aligned} \quad (8)$$

#### 3.2 线性插值滤波器

设线性插值滤波器长度为  $2K+1$ , 滤波器系数  $h(l)$ ,  $l = -K, \dots, -1, 0, 1, \dots, K$ , 其中  $h(0) = 1$ 。接收信号  $r(k) = Adp(k) + n(k) + j(k)$ ,  $k = \dots, -1, 0, 1, \dots$ 。

一个 PN 码周期内的滤波器输出

$$y(k) = \sum_{l=-K}^K h(l)r(k-l), k = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (9)$$

本地参考 PN 码与接收信号 PN 码存在  $m$  个码元间隔的延迟, 则相关输出为

$$\begin{aligned} U(m) &= \sum_{k=1}^L y(k)p(k-m) \\ &= \sum_{k=1}^L p(k-m) \sum_{l=-K}^K h(l)r(k-l) \end{aligned} \quad (10)$$

$U(m)$  的均值与方差为

$$\begin{aligned} \mu(m) &= E(U(m)) = Ad \sum_{k=1}^L \sum_{l=-K}^K h(l)E[p(k-m)p(k-l)] \\ &= \begin{cases} LAdh(m) - Ad \sum_{l \neq m}^K h(l)R_{pp}(l-m) & , -K \leq m \leq K \\ -Ad \sum_{l=-K}^K h(l)R_{pp}(l-m) & , |m| > K \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 \sigma^2(m) &= E[U(m)]^2 - (E[U(m)])^2 \\
 &= LA^2 \sum_{k=-L+1}^{L-1} (1 - |k|/L) R_{pp}(k) \left\{ R_{pp}(k) \sum_{l=-k}^k h^2(l) \right. \\
 &+ \sum_{l=1}^k [ R_{pp}(k-1) \sum_{l'=-k}^{k-1} h(l')h(l'+1) + R_{pp}(k+L) \\
 &\cdot \sum_{l'=-k}^{k-1} h(-l')h(-l'-L) ] \left. \right\} + LA^2 \sum_{k=-L+1}^{L-1} (1 - |k|/L) \\
 &\left[ \sum_{l=-k}^k h(l)R_{pp}(l-m+k) \right] \left[ \sum_{l=-k}^k h(l)R_{pp}(l-m-k) \right] \\
 &+ L\sigma_n^2 \left\{ \sum_{l=-k}^k h^2(l) + \sum_{k=1}^k (1 - k/L) R_{pp}(k) \right. \\
 &\cdot \sum_{l=-k}^{k-1} [ h(l)h(l+k) + h(-l)h(-l-k) ] \left. \right\} \\
 &+ L\sigma_{e_j}^2 + 2 \sum_{k=1}^{L-1} (1 - k/L) R_{pp}(k) R_{e_{jj}}(k) \quad (12)
 \end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
 R_{e_{jj}}(\tau) &= E[e_j(k)e_j(k-\tau)] \\
 &= \sum_{l_1=-k}^k \sum_{l_2=-k}^k h(l_1)h(l_2)R_{jj}(\tau - l_1 + l_2)
 \end{aligned}$$

为残余干扰信号

$$e_j(k) = \sum_{l=-k}^k h(l)j(k-l)$$

的自相关函数,且  $\sigma_{e_j}^2 = R_{e_{jj}}(0)$ .

当  $L \gg 1$ ,且  $R_{pp}(\tau) \ll 1$  ( $|\tau| > 0$ )时,可得

$$\mu(m) \approx \begin{cases} LA^2 h(m), & -K \leq m \leq K \\ 0, & |m| > K \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{aligned}
 \sigma^2(m) &\approx LA^2 \sum_{l=-k}^k h^2(l) + L\sigma_n^2 \sum_{l=-k}^k h^2(l) \\
 &+ L \sum_{l_1=-k}^k \sum_{l_2=-k}^k h(l_1)h(l_2)R_{jj}(l_1 - l_2) \quad (14)
 \end{aligned}$$

### 3.3 讨论

对线性预测滤波器,由式(7)可以看出,当本地参考 PN 码与接收信号的 PN 码存在  $m$  ( $0 \leq m \leq K$ ) 个码元间隔的延迟时,相关输出  $U(m)$  的幅度(不考虑信息调制,即  $d=1$ )与 PN 码长度  $L$ 、PN 码幅度  $A$  以及  $m$  时刻的滤波器系数  $h(m)$  成正比,相关输出幅度较大;而当  $m > K$  时,相关输出  $U(m)$  的幅度约等于零.在进行码捕获时,在  $0 \leq m \leq K$  的范围内将形成较大的相关输出值;因此,当  $1 \leq m \leq K$  时,  $U(m)$  也可能超过码捕获门限,从而产生旁瓣虚警.

对线性插值滤波器,由式(13)可以看出,当本地参考 PN 码与接收信号的 PN 码存在  $m$  ( $-K \leq m \leq K$ ) 个码元间隔的延迟时,相关输出  $U(m)$  的幅度与 PN 码长度  $L$ 、PN 码幅度  $A$  以及  $m$  时刻的滤波器系数  $h(m)$  成正比,相关输出幅度较大;而当  $|m| > K$  时,相关输出  $U(m)$  的幅度约等于零.在进行码捕获时,在  $-K \leq m \leq K$  的范围内将形成较大的相关输出值;因此,当  $1 \leq |m| \leq K$  时,  $U(m)$  也可能超过码捕获门限,从而产生旁瓣虚警.

在式(8)和式(14)中,右边第三项为残余干扰项,相关输出  $U(m)$  的方差由信号、噪声和残余干扰决定.当自适应干扰

抑制滤波器收敛后,干扰信号几乎完全被抑制掉.在信噪比较小、且干扰抑制效果很好的情况下,方差基本不随 PN 码的延迟变化而改变.另外,在实际的自适应干扰抑制滤波过程中,滤波器单位脉冲响应  $h(m)$  是一直随加权系数的改变而改变,相关输出  $U(m)$  是不同的单位脉冲响应共同作用的结果.

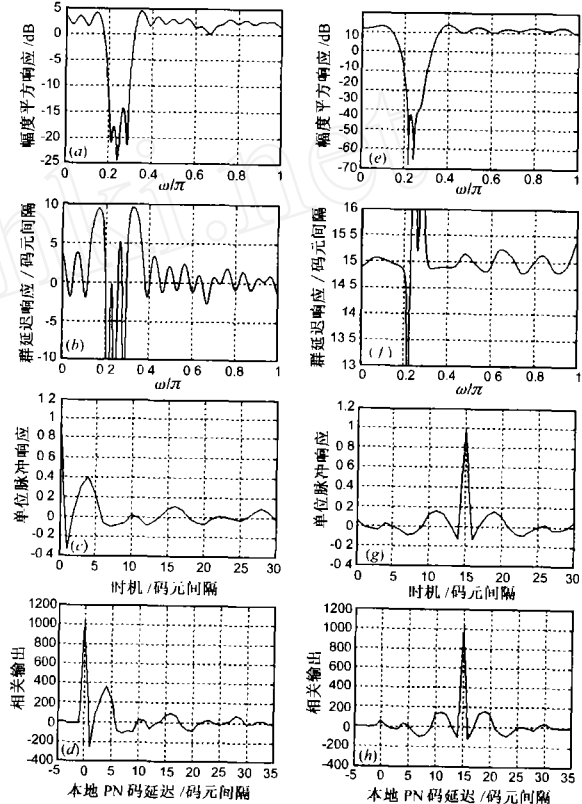


图2 自适应干扰抑制滤波器幅频响应、群延迟响应、单位脉冲响应、相关输出与 PN 码延迟的关系

(图2(a)、(b)、(c)、(d)和(e)、(f)、(g)、(h)分别为收敛后自适应线性预测滤波器和自适应线性插值滤波器的幅频响应、群延迟响应、单位脉冲响应、相关输出与 PN 码延迟的关系)

由上面分析可知,自适应干扰抑制滤波器单位脉冲响应决定了相关输出的大小.因此,为了减小旁瓣虚警,必须使自适应干扰抑制滤波器单位脉冲响应  $h(m)$  在  $m=0$  时尽可能大,而  $m \neq 0$  时尽可能小.但是,在自适应干扰抑制滤波器中,窄带干扰被抑制的同时,扩频信号也被部分抑制,从而形成较大的相关旁瓣,对 PN 码捕获性能产生严重的影响.另外,由滤波器理论知道,当宽带扩频信号通过线性相位滤波器后,信号的所有频率分量被延迟相同时间,解扩后信号能量集中在相关峰值上.在自适应干扰抑制滤波器中,滤波器线性相位特性较好时,相关旁瓣较小;相反,相关旁瓣较大.因此,在自适应干扰抑制滤波器设计中,必须综合考虑滤波器的幅频响应特性与线性相位特性.

### 4 仿真结果

图2(a)、(b)、(c)、(d)和(e)、(f)、(g)、(h)分别给出了收敛后自适应线性预测滤波器和自适应线性插值滤波器的幅

频响应、群延迟响应、单位脉冲响应以及相关输出与 PN 码延迟的关系曲线。基本参数为可调横向滤波器阶数等于 30,步长等于 0.01;噪声序列方差  $\sigma_n^2 = 1$ ,信号幅度  $A = 1$ ,干扰信号为窄带高斯干扰,输入干噪比 20dB,干扰频带[0.2, 0.3];PN 码采用长度为 1023 的 m 序列。仿真时,相关输出长度为 PN 码周期图,图 2(f)和 2(h)中的相关输出是 20 次相关输出的平均。在自适应线性预测滤波器中,输入数据先进行了 15 个码元间隔的延迟。

由图 2(a)和图 2(e)可看出,自适应线性预测滤波器和自适应线性插值滤波器在收敛后形成了一个针对干扰的陷波器,可对干扰进行有效抑制;并且,在相同滤波器阶数下,自适应线性插值滤波器比自适应线性预测滤波器陷波深度深。由图 2(b)和图 2(f)可看出,陷波器在通带内的群延迟是不恒定的,出现较大的波动,并且自适应线性插值滤波器比自适应线性预测滤波器波动幅度小。

从图 2(c)、(d)和(g)、(h)可以看出,PN 码延迟在[0, 30] (实际上自适应线性插值滤波器中对应的 PN 码延迟在[-15, 15])范围内时,自适应干扰抑制滤波器相关输出基本上与收敛后的滤波器单位脉冲响应成正比,结论与式(7)和(13)的理论推导结果相符。并且,PN 码延迟在[0, 30]内对应的相关输出幅度较大;相反,PN 码延迟在[0, 30]外对应的相关输出幅度较小。比较图 2(b)、(f)和(g)、(h)可以发现,自适应线性预测滤波器群延迟在通带内的波动大于自适应线性插值滤波器在通带内的波动,对应自适应线性预测滤波器相关输出旁瓣大于自适应线性插值滤波器相关输出旁瓣。因此,从干扰抑制、相关输出与 PN 码捕获性能上来看,自适应线性插值滤波器优于自适应线性预测滤波器。

## 5 结束语

通过详细的理论推导与仿真分析,清楚描述了自适应线性预测滤波器和自适应线性插值滤波器相关输出与单位脉冲响应的关系。理论分析与仿真结果表明,自适应干扰抑制滤波器在对干扰进行有效抑制的同时,也部分抑制了扩频信号,从而形成较大的相关旁瓣,对 PN 码捕获性能产生较大影响。并从滤波器理论出发,得出了在自适应干扰抑制滤波器设计中必须综合考虑滤波器的幅频响应特性与线性相位特性的结论。因此,本文关于自适应干扰抑制滤波器对 PN 码捕获性能

的影响分析,对扩频系统抗干扰研究具有现实的指导意义。

## 参考文献:

- [1] 魏允春. 扩谱技术[M]. 北京:国防工业出版社,1995,7.
- [2] Ketchum, J W, Prokis, J G. Adaptive algorithms for estimating and suppressing narrow-band interference in PN spread spectrum systems [J]. IEEE Trans on Comm, May 1982, COM-30(5):13-24.
- [3] Masry E. Closed-form analytical results for the rejection of narrow-band interference in PN spread spectrum systems-part I: Linear prediction filter[J]. IEEE Trans on Comm, August 1984, COM-32(3): 888-896.
- [4] Masry E. Closed-form analytical results for the rejection of narrow-band interference in PN spread spectrum systems-Part II: Linear interpolation filters[J]. IEEE Trans on Comm, Jan 1985, COM-33(1): 10-19.
- [5] [美] Haykin S. 自适应滤波原理(第三版)[M]. 北京:电子工业出版社,1998,10.
- [6] [美] Ingle V K, Proakis John G. 数字信号处理及其 MATLAB 实现[M]. 北京:电子工业出版社,1998.
- [7] Bose N K. Digital Filters Theory and Applications [M]. UK: Elsevier Science Publishing Co Inc, 1985.

## 作者简介:



**李峥嵘** 男,1970年7月出生于湖南湘潭,国防科技大学电子科学与工程学院博士生,主要从事扩频通信、通信抗干扰、信号处理、导航通信等方面的研究工作。

**桑怀胜** 男,1970年10月出生于山东茌平,国防科技大学博士生,主要研究方向为智能天线、卫星导航定位系统的抗干扰。

**王飞雷** 男,1971年生于福建,博士,副教授,IEEE会员,目前从事卫星导航定位、扩频信号处理、全数字接收机领域的研究。已发表国内外期刊论文10余篇,获部委级科技进步一等奖2项,二等奖1项。

**雍少为** 男,1964年生于重庆,博士,副教授,目前主要从事定位与制导、扩频通信等领域的研究工作。