

多径环境下直扩信号 PN 码捕获性能分析*

杜晓华, 张天骐, 庞 统, 高永升

(重庆邮电大学 信号与信息处理重庆市重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 针对多径环境下极微弱动态长周期伪码直扩(DS-SS)信号的捕获问题, 拓展了单径环境下基于部分相关值与功率谱累积平均相结合的捕获算法, 提出了多径环境下直扩信号的伪码捕获算法。该算法通过部分相关, 得到了反映多普勒频偏的正弦信号, 然后将部分相关值的功率谱累积平均, 从而达到在多径环境下检测微弱信号的目的。给出了基于该算法的多径直扩信号模型, 分析了该算法在多径环境下的捕获性能, 通过计算机仿真验证了多径环境下该算法的可行性, 并对比了多径和单径环境下的捕获效果。

关键词: 多径环境; 直扩信号; 捕获; 部分相关; 功率谱累积

中图分类号: TN967 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2010)08-2913-05

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2010.08.027

Analysis on PN code acquisition performance in DS-SS over multipath environment

DU Xiao-hua, ZHANG Tian-qi, PANG Tong, GAO Yong-sheng

(Chongqing Key Lab of Signal & Information Processing, Chongqing University of Posts & Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: For the problem of long PN code acquisition in weak multipath DS-SS communications, this paper proposed a capture algorithm, which developed the previous capture algorithm that was the combination of partial correlation and cumulative power spectrum based on the single path environment. It carried out the fast two-dimensional parallel search of PN phase delay and Doppler shift. Through partial correlation, it could get a sinusoidal signal, which reflected the Doppler shift, by an average of the cumulative power spectrum, it could achieve the purpose of weak signal detection in multipath environment. This paper gave the multipath DS-SS signal model. At the same time, analyzed acquisition performance over multipath environment. Finally, this paper presented the computer simulation results, which proved the feasibility of the algorithm and compared the acquisition performance in multipath and single path environment.

Key words: multipath environment; DS-SS signal; acquisition; partial correlation; cumulative power spectrum

0 引言

由于扩频通信具有抗干扰、低截获、多址通信等优点, 故其应用越来越广泛。在所有的扩频通信系统中, 精确的同步是其优越性体现的基本前提。码同步过程一般包括捕获和跟踪两个阶段。捕获是粗同步, 使本地伪码与发送端伪码的相位差减小到一个码片之内; 跟踪是精确同步, 最大限度减小本地伪码与发送端伪码之间的相位差, 并使本地码元跟踪发送端码元的变化。通常, 跟踪比较容易实现, 而捕获才是 PN 码是否同步的关键, 因此, PN 码的直接捕获一直是研究的重点。

在实际的扩频通信系统中, 信号都是在极其复杂的多径环境下传输的, 因此有必要对多径环境下的 PN 码捕获进行研究。文献[1]针对多径环境采用滑动相关法进行了 PN 码的捕获, 滑动相关法工作频率高, PN 码长几乎不受限制, 但其 PN 码捕获时间很长, 噪声和干扰对捕获性能的影响较为严重。文

献[2]采用匹配滤波器法对多径环境下的 PN 码捕获性能进行了分析, 该方法具有捕获时间短和容易实现的特点, 但其实现起来却要占用大量的硬件资源。

本文针对多径环境, 采用部分相关值与功率谱累积平均相结合的方法, 实现了极微弱动态长周期伪码直接序列扩频(DS-SS)信号的捕获。该方法使用部分相关器完成 PN 码的部分相关, 对相关结果进行 FFT 运算, 计算功率谱密度的最大值, 从而既完成了 PN 码的快速捕获, 也得到了多普勒频偏的近似值。本文给出了多径环境下的 DS-SS 信号模型, 利用二元假设推导了一组理论表达式, 并通过计算机仿真分析了该算法在多径环境下累加次数对其捕获性能的影响, 比较了多径和单径环境下的捕获效果。

1 多径直扩(DS-SS)信号模型

在多径环境下, 接收端接收到的直接序列扩频信号为

收稿日期: 2010-01-20; **修回日期:** 2010-02-26 **基金项目:** 国家自然科学基金—中物院 NSAF 联合基金资助项目(10776040); 国家自然科学基金资助项目(60602057); 教育部新世纪优秀人才支持计划(NCET-10-0927); 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(CSTC, 2009CA2003); 重庆市委自然科学基金资助项目(CSTC, 2009BB2287); 重庆市教委自然科学基金资助项目(KJ080517, KJ060509); 重庆邮电大学自然科学基金资助项目(A2009-65, A2006-86, A2006-04)

作者简介: 杜晓华(1984-), 河北邯郸人, 在读研究生, 主要研究方向为多径信号的盲处理(duxiaohua-1@163.com); 张天骐(1971-), 男, 四川眉山人, 教授, 博士后, 主要研究方向为扩频信号盲处理; 庞统(1984-), 男, 河南许昌人, 在读研究生, 主要研究方向为信号谱估计; 高永升(1985-), 男, 河南郑州人, 在读研究生, 主要研究方向为超宽带信号处理。

$$x(t) = Ad(t)c(t) \exp[j(2\pi f_d t + \varphi)] \otimes h(\tau, t) + n_0(t) \quad (1)$$

其中: A 代表信号的幅度, 设为 1; $c(t)$ 为扩频码, $c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i q(t - iT_c)$, $c_i \in \{+1, -1\}$, T_c 为一个码元宽度; $d(t)$ 为待调制信息码, $d(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j q(t - jT_0)$, $d_j \in \{+1, -1\}$, 且有 $T_0 = NT_c$, N 为 PN 码长度, T_0 为扩频码周期; f_d 为多普勒频偏; φ 为初始相位; \otimes 表示卷积运算; $n_0(t)$ 是均值为零、方差为 σ_0^2 的高斯白噪声。

$$h(\tau, t) = \sum_{m=1}^M a_m(t) \delta[t - \tau_m(t)] \quad (2)$$

其中: $a_m(t)$ 和 $\tau_m(t)$ 表示 t 时刻第 m 条路径的幅度衰减和传播延迟; $\delta(t)$ 表示单位冲激响应; $h(\tau, t)$ 表征了一个时变信道模型。

通常情况下, 信道的变化速率与脉冲速率相比很慢, 多径信道可以认为是稳定的, 称这样的多径环境为静态多径。此时, 式(2)等效为

$$h(t) = h(\tau, t) = \sum_{m=1}^M a_m \delta(t - \tau_m) \quad (3)$$

现对式(3)以 T_p 为抽样间隔得到其离散等效模型为

$$h(t) = \sum_{m=1}^M a_m \delta(t - i_m T_p) \quad (4)$$

其中: i_m 为第 m 个多径分量的时延系数, 且 $i_m \in Z$ 。

若接收信号是各路径的大量散射分量之和, 由中心极限定理可知, $h(t)$ 表示为时间的复高斯过程, 假定其方差为 $2\sigma_h^2$ 。如果 $h(t)$ 具有零均值, 则包络 $R = |h(t)|$ 服从瑞利分布; 如果 $h(t)$ 具有非零均值, 则意味着有视距分量存在, 包络 $R = |h(t)|$ 服从莱斯分布^[3]。定义莱斯因子 $K = a_{\text{LOS}}^2 / \sum_{m=1}^{M-1} a_m^2$, 则 K 描述了视距分量的功率和所有散射波功率总和的比率, 当 $K \rightarrow 0$ 时, 信道的衰减包络从莱斯分布变为瑞利分布。

2 多径环境下扩频码捕获原理

对接收到的直接序列扩频信号作下变频处理, 然后进行模数转换, 采样速率等于伪码速率, 即 $f_s = \frac{1}{T_c}$, 接收的信号模型变为带有多普勒频偏的数字复正弦信号

$$x(iT_c) = d(iT_c)c(iT_c) \exp[j(2\pi f_d iT_c + \varphi)] \otimes h(iT_c) + n_0(iT_c) \quad (5)$$

为方便分析, 用 i 代表 iT_c , 从而使式(5)变为

$$x(i) = d(i)c(i) \exp[j(2\pi f_d i + \varphi)] \otimes h(i) + n_0(i) \quad (6)$$

其中: $d(i), c(i) \in \{\pm 1\}$, $h(i) = \sum_{m=1}^M a_m \delta(i - i_m T_p)$, 其他符号与式(1)中所定义的相同。

2.1 部分相关过程

将接收到的多径信号 $x(i)$ 与本地伪码 $c(i+i')$ 通过部分相关器进行分段并行相关, i' 为本地伪码与接收信号中的伪码之间的延时, 部分相关器组的总运算长度为 L , 设每个部分相关器的长度为 P , 共有 R 个部分相关器, $L = PR$, 同步伪码的捕获是通过 R 个长度为 P 的部分相关器进行的。为了便于分析, 本文假设: a) 进行部分相关的过程中不发生信息位 $d(i)$ 的变化; b) 不考虑信道中多普勒效应引起的频谱扩展; c) 多径信

号中存在一个比较强的分量; d) 接收信号中伪码与本地伪码没有对齐的情况下, 相关器输出为零; e) 部分相关器足够长。将第 $r(0 \leq r \leq R-1)$ 个部分相关器的输出 $y(r)$ 写为

$$y(r) = s(r) + n(r) = C(r) + F(r) + n(r) \quad (7)$$

其中: $s(r) = C(r) + F(r)$, $C(r)$ 表示多径信号中较强分量所对应的部分相关器输出, $F(r)$ 表示多径信号中其他散射分量所对应的部分相关器输出; $n(r)$ 表示噪声部分。

$$y(r) = \sum_{i=rP+1}^{(r+1)P} x(i) \cdot c(i+i') = \sum_{i=rP+1}^{(r+1)P} \{c(i) \exp[j(2\pi f_d i + \varphi)]\} \otimes \sum_{m=1}^M a_m \delta(i - i_m T_p) \cdot c(i+i') + \sum_{i=rP+1}^{(r+1)P} n_0(i) \cdot c(i+i') = \sum_{i=rP+1}^{(r+1)P} \sum_{m=1}^M a_m c(i - i_m T_p) \exp[j(2\pi f_d (i - i_m T_p) + \varphi)] \cdot c(i+i') + \sum_{i=rP+1}^{(r+1)P} n_0(i) \cdot c(i+i') \quad (8)$$

首先考虑式(8)中的第一部分, 其可以等效为

$$\sum_{m=1}^M a_m \sum_{i=rP+1}^{(r+1)P} \exp[j(2\pi f_d i + \varphi)] \exp(-j2\pi f_d i_m T_p) c(i - i_m T_p) \cdot c(i+i') = \frac{1 - \exp(j2\pi f_d P)}{1 - \exp(j2\pi f_d)} \exp[j(2\pi f_d + \varphi)] \exp(j2\pi f_d rP) \sum_{m=1}^M a_m R(i' - i_m T_p) \exp(-j2\pi f_d i_m T_p) = a_1 R(i' - i_1 T_p) \exp(-j2\pi f_d i_1 T_p) \frac{1 - \exp(j2\pi f_d P)}{1 - \exp(j2\pi f_d)} \exp[j(2\pi f_d + \varphi)] \exp(j2\pi f_d rP) + \sum_{m=1}^{M-1} a_m R(i' - i_m T_p) \exp(-j2\pi f_d i_m T_p) \frac{1 - \exp(j2\pi f_d P)}{1 - \exp(j2\pi f_d)} \exp[j(2\pi f_d + \varphi)] \exp(j2\pi f_d rP) \quad (9)$$

其中: a_1, i_1 分别为多径信号中较强分量的幅度和时间延迟; $R(i' - i_m T_p)$ 是部分相关运算后伪码的相关值。由式(7)(9)可得

$$C(r) = a_1 R(i' - i_1 T_p) \exp(-j2\pi f_d i_1 T_p) \frac{1 - \exp(j2\pi f_d P)}{1 - \exp(j2\pi f_d)} \exp[j(2\pi f_d + \varphi)] \exp(j2\pi f_d rP) = C(0) \exp(j2\pi f_d rP) \quad (10)$$

$$F(r) = \sum_{m=1}^{M-1} a_m R(i' - i_m T_p) \exp(-j2\pi f_d i_m T_p) \frac{1 - \exp(j2\pi f_d P)}{1 - \exp(j2\pi f_d)} \exp[j(2\pi f_d + \varphi)] \exp(j2\pi f_d rP) = F(0) \exp(j2\pi f_d rP) \quad (11)$$

其中:

$$C(0) = a_1 R(i' - i_1 T_p) \exp(-j2\pi f_d i_1 T_p) \frac{1 - \exp(j2\pi f_d P)}{1 - \exp(j2\pi f_d)} \exp[j(2\pi f_d + \varphi)] \quad (12)$$

$$F(0) = \sum_{m=1}^{M-1} a_m R(i' - i_m T_p) \exp(-j2\pi f_d i_m T_p) \frac{1 - \exp(j2\pi f_d P)}{1 - \exp(j2\pi f_d)} \exp[j(2\pi f_d + \varphi)] \quad (13)$$

从式(11)可以看出, 部分相关器输出中 $F(r)$ 因受多径影响而与信道的冲激响应 $h(t)$ 同分布, 也服从复高斯分布, 假定其方差为 $2P\sigma_F^2$ 。

现在再来考虑式(8)中的第二项, 结合式(7)可得

$$n(r) = \sum_{i=rP+1}^{(r+1)P} n_0(i) \cdot c(i+i') \quad (14)$$

将上式展开得

$$n(r) = n_0(rP+1)c(rP+1+i') + n_0(rP+2)c(rP+2+i') + \dots + n_0(rP+P)c(rP+P+i') \quad (15)$$

显然,由于接收的多径信号中噪声 $n_0(i)$ 符合均值为零、方差为 σ_0^2 的高斯分布,根据中心极限定理及假设 e) 可知,相关器的输出噪声同样也为高斯分布,而且输出互不相关。这里部分相关器的长度为 P ,那么其输出噪声均值为零、方差为 $P\sigma_0^2$,即 $n(r) \sim (0, P\sigma_0^2)$ 。

为了方便论述,以下采用向量的形式来表达,经过部分相关器组运算后,输出信号表示为

$$y = C + F + n \quad (16)$$

其中: $y = [x(0), x(1), \dots, x(R-1)]^T \quad (17)$

$$C = [C(0), C(1), \dots, C(R-1)]^T \quad (18)$$

$$F = [F(0), F(1), \dots, F(R-1)]^T \quad (19)$$

$$n = [n(0), n(1), \dots, n(R-1)]^T \quad (20)$$

这里 T 表示转置。

由以上分析可得:在接收信号中伪码与本地伪码没有对齐的情况下,第 r 个部分相关器的输出中 $C(r) = 0, F(r)$ 服从均值为零、方差为 $2P\sigma_F^2$ 的复高斯分布,即 $F(r) \sim (0, 2P\sigma_F^2)$, $n(r) \sim (0, P\sigma_0^2)$ 。若接收信号中伪码与本地伪码相位对齐了,则第 r 个部分相关器的输出中 $C(r)$ 就是一个确定的值, $F(r) \sim (0, 2P\sigma_F^2), n(r) \sim (0, P\sigma_0^2)$ 。因此,第 r 个部分相关器的输出服从以下分布:

$$y(r) \sim \begin{cases} (C(r), 2P\sigma_F^2 + P\sigma_0^2) & \text{伪码相位对齐} \\ (0, 2P\sigma_F^2 + P\sigma_0^2) & \text{伪码相位没有对齐} \end{cases} \quad (21)$$

2.2 功率谱累积平均

通常使用周期图法进行功率谱估计,但是通过周期图法得到的谱估计不仅有偏差,而且不是一致估计,其估计值围绕真实的功率谱上下波动,即使样本长度增加到无限长,方差也不为零。同时,在低信噪比下对多径信号进行捕获更是难以达到令人满意的效果。因此,使用功率谱累积平均的方法,可以降低其估计方差,也达到了检测微弱信号的目的。

该方法描述如下:

a) 对部分相关器组的输出序列 $y(r) (0 \leq r \leq R-1)$ 作 R 点的 FFT 运算,得到其功率谱估计,于是 R 个离散的功率谱输出值构成的向量表示为

$$Y = [Y(0), Y(1), \dots, Y(R-1)] \quad (22)$$

$Y(r)$ 表示作 FFT 后第 r 点的功率谱,即

$$Y(r) = \left| \frac{1}{\sqrt{R}} \sum_{n=0}^{R-1} y(n) \exp(-j \frac{2\pi}{R} nr) \right|^2 \quad (23)$$

b) 在接收端顺序取接收信号和本地伪码 L 点,作 P 点的部分相关,得到 R 个部分相关值,重复步骤 a) Q 次,于是得到 Q 个功率谱输出向量

$$Y_i = [Y_i(0), Y_i(1), \dots, Y_i(R-1)], 1 \leq i \leq Q \quad (24)$$

$Y_i(r)$ 表示第 i 次第 r 点的功率谱。

c) 将 Q 个功率谱累积平均,平均累积量为

$$A = [A(0), A(1), \dots, A(R-1)] \quad (25)$$

其中: $A(r) = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q Y_i(r) \quad (26)$

2.3 算法流程

部分相关值与功率谱累积平均相结合的捕获算法结构如图 1 所示。

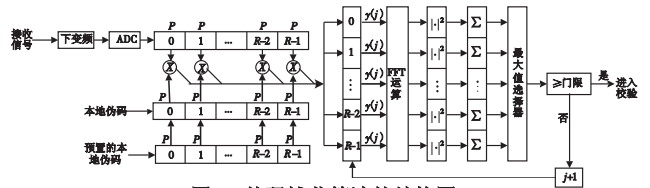


图1 伪码捕获算法的结构图

该算法归纳如下:

a) 将接收信号模拟下变频以后,以伪码速率进行采样,按顺序取 L 点,每 P 点为一段,顺序取 R 段。同时,以随机初始相位生成本地伪码序列,也是每 P 点一段,共 R 段。

b) 将每一段中的接收信号与本地伪码序列作 P 点的相关运算,依次完成 R 段。将得到新的每段 P 点共 R 段的 L 个数据组成相关矩阵 y_{PR_1} 。其中:下标 1 表示第一次迭代,矩阵元素 $y_{PR_1}(i, j)$ 中, i 表示相关器的编号, j 表示相关器中的第 j 个存储值,每列表示在 R 个相关器存储值中取下标相同的数据。

c) 对矩阵 y_{PR_1} 按列作 R 点 FFT 运算,并取模平方,将结果存储在相应的累加器中,共 PR 个累加器。

d) 在接收端再顺序取 L 点,同时将本地伪码顺序延迟 L 个码片,按步骤 b) 取得另一矩阵 y_{PR_2} ,重复步骤 c)。将此过程执行 Q 次,在 PR 个累加器中进行 Q 次非相干累加,将 Q 次非相干累加结果按列计算,将其中的最大值与门限值进行比较,若超过预设的门限值,则认为本地伪码序列与接收信号中的伪码相位对齐,反之,认为本地伪码序列与接收端信号中的伪码相位没有对齐。将列数加 1 再比较。

e) 若进行完上述过程后仍没有超过门限的值出现,则将已经生成的 R 段本地扩频码中的第一段数据舍去,其余 $R-1$ 段数据依次前移,在其后顺序补上一段 P 点的伪码数据。重复步骤 a) ~ d),直到伪码相位对齐为止。

3 捕获性能分析

对于一个完整的捕获过程,通常用 H_0 表示接收信号中伪码与本地伪码不同步,没有检测到有用信号, H_1 表示同步情况下有用信号出现。当检测器检测到输出值超过预设门限值 V_T 时,捕获指示输出为 D_1 ,否则输出 D_0 。在多径环境下,使用部分相关与功率谱累积平均相结合的捕获结构,能更好地实现对接收的多径信号的捕获。以下分别对检测概率、虚警概率以及平均捕获时间进行分析。

3.1 检测概率

由上文叙述可知,各个部分相关器输出的等效噪声服从均值为零、方差为 $2P\sigma_F^2 + P\sigma_0^2$ 的高斯分布; R 点 FFT 运算后,输出的等效噪声仍服从均值为零、方差为 $2P\sigma_F^2 + P\sigma_0^2$ 的高斯分布;功率谱累积平均后,输出方差为 $\sigma^2 = (2P\sigma_F^2 + P\sigma_0^2)/Q$,均值为零。在 H_1 假设情况下,检测统计量如式(26)所示,检测概率 p_d 为捕获指示输出端判决为 D_1 时的概率。这时,第 r 个累加器输出端幅度的概率分布为具有 $2Q$ 个自由度的非中心 χ^2 分布,即

$$p_{\chi^2}[A(r) | H_1] =$$

$$\frac{1}{2\sigma^2} \left[\frac{A(r)}{\lambda(r)} \right]^{\frac{Q-1}{2}} \exp \left[-\frac{\lambda(r) + A(r)}{2\sigma^2} \right] \cdot I_{Q-1} \left\{ \frac{[A(r) \cdot \lambda(r)]^{\frac{1}{2}}}{\sigma^2} \right\}, A(r) \geq 0 \quad (27)$$

其中: $\lambda(r) = \sum_{i=1}^Q [S_i(r)]^2$ 称为非中心参量, $S_i(r)$ 是部分相关器输出中 $C_i(r)$ 的 FFT 输出值, 由式(22)表示; $I_n(\cdot)$ 为第一类 n 阶修正贝塞尔函数。

从 R 个累加器输出结果中取得最大值与预设门限值进行比较, 设判决门限值为 V_T , 则第 r 个累加器输出结果大于门限值 V_T 的检测概率为

$$p_r [A(r) > V_T | H_1] = \int_{V_T}^{\infty} p_{\chi^2} [A(r) | H_1] dA(r), A(r) \geq 0 \quad (28)$$

由于每个累加器输出都具有相同的分布, 且输出值互不相关, 则 R 个累加器输出中, 任何一个大于门限值 V_T 的信号被捕获的概率为

$$p_d = 1 - \prod_{r=0}^{R-1} \{1 - p_r [A(r) > V_T | H_1]\} \quad (29)$$

3.2 虚警概率

捕获过程中, H_1 和 H_0 的分界线取决于虚警概率, 而虚警概率的大小又取决于捕获结构中部分相关器的输出噪声分布和门限值 V_T 的大小。在 H_0 情况下, 虚警概率 p_{fa} 为捕获指示输出端判决为 D_1 时的概率。此时部分相关器输出中 $C_i(r) = 0$, 经过 FFT 运算后, $S_i(r) = 0$, 所以第 r 个累加器输出端幅度的概率分布为具有 $2Q$ 个自由度的 χ^2 分布, 即

$$p_{\chi^2} [A(r) | H_0] = \frac{1}{(2\sigma^2)^Q \Gamma(Q)} \cdot A(r)^{Q-1} \exp \left[-\frac{A(r)}{2\sigma^2} \right], A(r) \geq 0 \quad (30)$$

则第 r 个累加器输出值大于门限值 V_T 的概率为

$$p_r [A(r) > V_T | H_0] = \int_{V_T}^{\infty} p_{\chi^2} [A(r) | H_0] dA(r), A(r) \geq 0 \quad (31)$$

则 R 个累加器输出中任何一个大于门限值的概率为

$$p_{fa} = 1 - \{1 - p_r [A(r) > V_T | H_0]\}^R \quad (32)$$

一旦确定了允许的虚警概率, 就可设定输出中的门限。在判决过程中, 门限值过低时, 噪声分量单独超过门限值的次数可能太频繁, 导致虚警概率过高; 门限值过高时, 又可能导致检测概率降低, 因此, 合理选择门限值是必需的。从式(32)中可以得到门限值的表达式:

$$V_T = \sqrt{-2L \ln [1 - (1 - p_{fa})^{\frac{1}{R}}]} \quad (33)$$

在本文的捕获结构中, 根据 Newman-Pearson 准则^[4], 保持恒虚警, 从而可以根据累加次数的不同, 自适应地设置门限值, 使得检测概率尽量达到最大。

3.3 平均捕获时间

对于一个同步捕获系统来说, 平均捕获时间是其最重要的性能指标。对于单次驻留的伪码捕获方式, 平均捕获时间为^[5]

$$\bar{X}_{acq} = \frac{T_c}{P_d} \left[1 + (R-1) \left(1 - \frac{P_d}{2} \right) (1 + U p_{fa}) \right] \quad (34)$$

其中: U 为虚警判决代价因子, 即当捕获系统出现虚警后, 系统误以为捕获成功便进入跟踪状态, 然后需经过 UT_c 后系统才重新回到捕获状态。

由以上分析可知, 在保持恒虚警和给定虚警判决代价因子

U 的情况下, 直接序列扩频系统伪码捕获的平均捕获时间是检测概率的函数。从式(34)可以看出, 提高检测概率可以有效地减少平均捕获时间, 改善直扩系统的捕获性能。

4 仿真结果与分析

为分析上述算法在多径环境下的捕获性能, 本文对以上各性能指标使用 Monte Carlo 方法进行模拟, 并与单径直达信道下的捕获性能相比较。下列仿真实验中, 信道径数为 5, 输入捕获结构中的数据比特为 10^5 , 噪声是均值为 0、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声, 直扩信号中, 对信息数据进行了长周期伪码调制, 扩频增益 $G = 400$, 扩频码码长为 16 383, 多普勒频偏为 70 kHz, 伪码速率为 10 Mchip/s, 单个部分相关器的长度 $P = 25$, 部分相关器的个数为 R 。

4.1 检测概率

实验 1 在虚警概率 $p_{fa} = 0.045$ 、累加次数 $Q = 5$ 时, 分别选用 $K = 10, K = 0.01$ 的 5 径环境与单径直达信道进行比较, 分析多径衰落信道和单径直达信道下的检测概率, 仿真结果如图 2 所示。

从仿真结果可以看出:

a) 随着信噪比的增加, 单径环境和多径环境下的检测概率明显增加。

b) 信噪比一定时, 瑞利信道 ($K = 0.01$) 下检测概率最低, 莱斯信道 ($K = 10$) 下检测概率比其有所提高, 单径直达信道中检测概率最高。这是因为信号在瑞利信道传输时信号幅度衰减最大, 使得检测器检测到有用信号的概率变小, 即检测概率较低; 而莱斯信道中存在视距分量, 信号质量有所改善, 所以检测概率大于瑞利信道中的检测概率; 单径直达信道中不存在多径分量的干扰, 检测概率最高。

实验 2 在 $K = 10$ 的 5 径环境下, 对 64 点 FFT, Q 分别等于 5、12、20, 虚警概率 $p_{fa} = 0.01$ 时不同信噪比下的检测概率进行仿真分析, 仿真结果如图 3 所示。从仿真结果可以看出, 随着累加次数的增加, 检测概率随之提高, 也就是说增加累加次数可以提高检测性能。

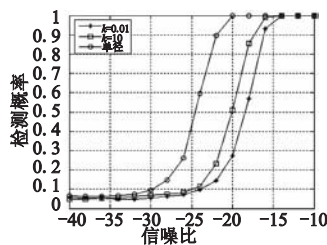


图2 单径环境和5径环境下检测概率的比较

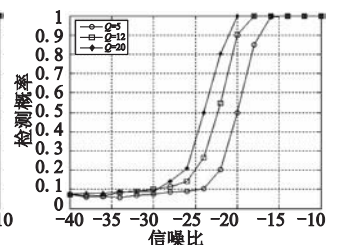


图3 检测概率与累加次数的关系

4.2 虚警概率

FFT 点数为 64, 累加次数 $Q = 10$, 分别在单径环境、 $K = 10$ 和 $K = 0.01$ 的 5 径环境下, 对不同门限值下的虚警概率进行仿真, 仿真结果如图 4 所示。从图中可以看出, 在同一门限值下, $K = 0.01$ 的 5 径环境下虚警概率最大, $K = 10$ 的 5 径环境下次之, 单径环境下最小。这是因为计算虚警概率时所用到的噪声是部分相关器输出的噪声, 其不仅仅包括输入端的白噪声, 还包括因多径效应而产生的等效高斯白噪声, 从而使得发生虚警的概率增大。

4.3 平均捕获时间

实验 3 在 $U = 40$ 、FFT 点数为 64、虚警概率 $p_{fa} = 0.01$ 、 $Q = 5$ 时,将 $K = 0.01$ 、 $K = 10$ 的 5 径环境与单径环境下的平均捕获时间进行比较,仿真实验结果如图 5 所示。可以看出,随着信噪比的增大,平均捕获时间将降低。同时,由于受多径影响,信号的幅度在传输过程中有所衰减,而部分相关器输出的噪声又有所增加,因此在同一信噪比下,多径环境下捕获有用信号所需的时间要大于单径中捕获有用信号所需的时间。

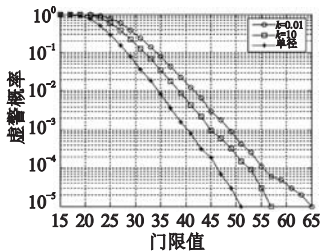


图4 虚警概率与门限值的关系

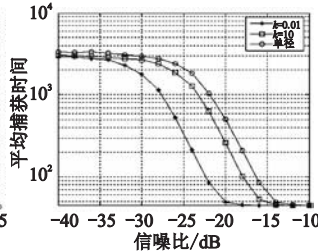


图5 平均捕获时间

实验 4 在 $K = 10$ 的 5 径环境下,分别对累加次数 $Q = 5$ 、12、20 时所需的平均捕获时间进行仿真,其他条件同实验 1,仿真实验结果如图 6 所示。

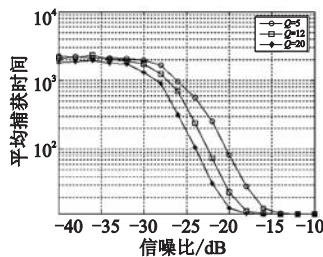


图6 平均捕获时间与累加次数的关系

从图中可以看出,随着累加次数的增加,平均捕获时间有所降低。这是因为在恒虚警条件下,累加次数的增加提高了检测概率,从而降低了捕获时间。

5 结束语

本文采用部分相关与功率谱相结合的伪码捕获方法,实现了多径环境下微弱动态长周期伪码扩频信号的快速捕获,推导

出了在功率谱最大值处,不仅可以捕获到同步伪码,而且可以获得多普勒频偏的近似值。通过功率谱累积平均,降低了功率谱估计的方差,提高了检测概率,降低了捕获时间。仿真实验结果表明,多径环境下直扩系统的捕获性能与单径环境下相比有所恶化。但在多径环境($K = 10$)下,利用功率谱累积平均 20 次,可以在 $SNR = -25$ dB 下检测到微弱动态扩频信号,可见该方法在多径环境下具有良好的捕获效果。鉴于多径信号的衰落特性,可以在接收端使用分集接收的方式来进一步改善直扩系统的伪码捕获性能。

参考文献:

- [1] SOUROUR E. Direct-sequence spread-spectrum serial acquisition in a fading mobile channels[C]//Proc of the 39th IEEE Vehicular Technology Conference. 1989: 774-779.
- [2] SOUROUR E, GUPTA S C. Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in nonselective and frequency-selective rician fading channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1992, 10(3): 535-544.
- [3] PATZOLD M. 移动衰落信道[M]. 陈伟,译. 北京:电子工业出版社,2009:39-41.
- [4] 张明友,吕明. 信号检测与估计[M]. 北京:电子工业出版社,2007:16-19.
- [5] 黄振,陆建华,杨士中. 基于 DMF 直扩系统捕获性能的研究[J]. 电路与系统学报,2002,7(3):91-95.
- [6] 刘燕丽,张天骐,苗圃,等. 部分相关与功率谱相结合的伪码快捕算法[J]. 测控技术,2009,28(11):14-18,31.
- [7] 谭晓衡,杨力生,王韬. 基于 DMF 捕获系统频率选择性信道下捕获性能的分析[J]. 电路与系统学报,2004,9(6):13-18.
- [8] 董绪荣,唐斌,蒋德. 卫星导航软件接收机原理与设计[M]. 北京:国防工业出版社,2008:254-257.
- [9] 秦勇,张邦宁,郭道省,等. 低信噪比高动态条件下 P 码直接捕获技术研究[J]. 宇航学报,2009,30(2):760-764.
- [10] 陈培,王云,陈杰. 短时相关和 FFT 相结合的伪码快速捕获算法[J]. 电子科技大学学报,2009,38(1):59-62.

(上接第 2905 页)与实测数据之间的误差在水文预测规范要求的限度内。在训练过程中,AFSVM 明显快于标准的 SVM,AFSVM 对 1994 年 1 月~2002 年 12 月的实测流量数据训练模型时所需的平均运行时间为 76 s,而标准的 SVM 用同样的数据训练平均所用时间为 150 s,训练速度大约提高了一倍,经多次测试,AFSVM 的训练算法在训练速度上明显优于标准的 SVM 学习算法。

5 结束语

本文采用人工鱼群算法对支持向量机训练算法进行了改进,并提出了基于人工鱼群优化的支持向量机算法,给出了核函数的选择、模型参数选择方法和基于人工鱼群优化的支持向量机的拉萨河水文预测系统模型。通过与标准的支持向量机预测模型进行对比,其结果表明,基于人工鱼群优化的支持向量机训练算法的训练速度优于标准的支持向量机的训练速度,

能够为水文预报提供更快捷的技术支持。

参考文献:

- [1] 包为民,张建新. 水文预报[M]. 北京:中国水利水电出版社,2009:10-20.
- [2] 鹿博,郭生练. 改进的人工神经网络水文预报模型及应用[J]. 武汉大学学报,2007,40(1):33-41.
- [3] 隋彩虹,徐宗学. GABP 模型在渭河下游洪水预报中的应用[J]. 人民黄河,2007,29(4):20-22.
- [4] 郑作伟,李文训. GIS 在水文情报预报中的应用[J]. 山东理工大学学报,2007,21(4):52-55.
- [5] 李晓磊,邵之江,钱积新. 一种基于动物自治体的寻优模式:鱼群算法[J]. 系统工程理论与实践,2002(11):32-38.
- [6] 何晨光,贺思德,董志民. 最小二乘支持向量机在人脸识别中的应用[J]. 云南大学学报,2008,30(3):239-245.
- [7] 张国云,彭仕玉,李宏民,等. 一种新的 Gabor 小波支持向量机人脸识别算法[J]. 海军工程大学学报,2008,20(2):38-42.