DS/FH 混合扩频系统快速捕获新算法

文霄杰 张彦仲 邵定蓉 李署坚

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 针对 DS/FH (Direct Sequence/ Frequency Hopping)混合扩频系统捕获时间长的难题,提出了一种基于可变跳频速率的捕获算法. 对搜索过程中频率未对准状态进行快速出局处理,降低平均捕获时间;对准状态则通过较长时间来验证以降低虚警概率. 通过状态流图,导出了新算法在高斯白噪声信道和典型干扰环境下的平均捕获时间计算公式、检测概率、漏警概率和虚警概率. 仿真结果表明,在高斯白噪声环境下,选取合适的门限,平均捕获时间可减少为传统快速扫描法的 1/4;在干扰环境下,新算法鲁棒性优于后者.

关 键 词: DS/FH; 扩频通信; 捕获; 频率识别

中图分类号: TN 914.4

文献标识码: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2011)12-1504-06

Novel rapid acquisition algorithm for hybrid DS/FH spread spectrum systems

Wen Xiaojie Zhang Yanzhong Shao Dingrong Li Shujian

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: To improve the mean acquisition time performance of hybrid DS/FH spread spectrum systems, a rapid acquisition algorithm based on alterable frequency hopping rate was proposed. The unaligned states frequencies were excluded to fast decrease mean acquisition time, while the acquisition was declared after adequate verification to decrease false alarm probability. The closed form expression of the mean acquisition time was obtained with the state diagram in additive Gaussian noise channel and typical jamming environment, and the probabilities of detection, missing, and false alarm were derived. The simulation results show that, in the circumstance of additive Gaussian noise channel, the mean acquisition time with the optimal threshold is decreased almost 1/4 of the one using the tradition fast scanning method and the new algorithm is more robust under jamming.

Key words: direct sequence/frequency hopping (DS/FH); spread spectrum communication; acquisition; frequency identification

直接序列扩频(DSSS, Direct Sequence Spread Spectrum)和跳频扩频(FHSS, Frequency Hopping Spread Spectrum)结合而成的 DS/FH 混合扩频系统,综合了抗截获、抗多径、抗干扰和抗远近效应等优点,得到广泛的研究和应用[1-3]. 系统稳定工作的前提是准确快速地同步. 特别是在军事通信中通常采用突发方式,通信实时性至关重要. 对于 DS/FH 混合扩频系统来说,实现同步的典型做法是在传信息前先发送几个周期的同步跳频码,接收端必须在此期间完成同步,否则后面的信息就要丢失,因此同步的时间要尽量短. 同步由捕获和跟踪两部分组成,其中捕获尤为关键,包括跳频频率捕获[4-6]和直扩相位捕获两个过程[1-3,7-8].

美军的联合战术信息分发系统(JTIDS, Joint Tactical Information Distribution System)成功应用了 DS/FH 技术,但其关键技术中的捕获技术依然

收稿日期: 2010-07-21; **网络出版时间**: 2011-12-21 09:57; **DOI**: CNKI:11-2625/V.20111221.0957.016

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.2625.V.20111221.0957.016.html

作者简介: 文霄杰(1983 -),女,湖北天门人,博士生,wenxiaojie@ee.buaa.edu.cn.

是不公开的. 目前研究算法主要有等待搜索同步法[2-3,7]和快速扫描同步法[1,8]. 前者捕获时本地频率综合器等待在某个频率点上,一旦直扩捕获相关值超出门限则给出捕获成功指示,此种方法实现电路简单,捕获时间与跳频伪码周期成正比,周期越长则捕获时间越长;后者在捕获阶段使用快速频率扫描,本地频率综合器的跳频速率为发射端的 $H(H>1)$ 倍,当直扩捕获相关值超过门限,捕获宣告成功,此算法比前者捕获耗时要少,H 的取值受信噪比影响,当信噪比较高可取值大,反之则较小,实际应用中需要折衷考虑.

为进一步减少捕获时间,下文提出了一种基于可变跳频速率的捕获方法:本地频率综合器的跳频速率由捕获逻辑控制,当与接收信号频率未对准时,采用高跳频速率扫描,进行快速出局处理;频率对准时,频率扫描速率低,留时间作验证从而减少虚警概率. 与快速扫描方法相比,新方法减少了频率未对准时的扫描时间. 通过状态流图推导了其检测概率和平均捕获时间,仿真结果表明,新算法可以显著地减少平均捕获时间.

1　基于可变跳频速率的捕获算法

新捕获算法原理框图如图 1 所示. 本地频率综合器在捕获过程有快慢两种跳频速率 f_{FH1} 和 $f_{\mathrm{FH2}}(f_{\mathrm{FH1}}>f_{\mathrm{FH2}})$,对应的跳频时间间隔分别记为 T_{FH1} 和 T_{FH2},其状态由捕获控制逻辑控制. 发射端跳频频点集记为 $\{f_1,f_2,f_3,\cdots,f_N\}$,本地频率综合器的频点集为 $\{f'_1,f'_2,f'_3,\cdots,f'_N\}$,其中 N 为跳频频点总数,且有 $f_i-f'_i=f_0,i=1,2,\cdots,N$,即收发对应频点相差固定频率 f_0. 捕获时对接收信号进行频率识别,设接收信号频率为 f_i,当频率综合器频率 $f'_j,j=1,2,\cdots,N$ 与接收信号频率一致时(即 $f'_j=f'_i$),经过中频滤波后得到中频信号,送入直扩捕获电路;频率不一致时(即 $f'_j\neq f'_i$)则只有噪声输出. 若直扩初捕和验证皆成功,频率识别完成,否则控制频率综合器换为下一个频率.

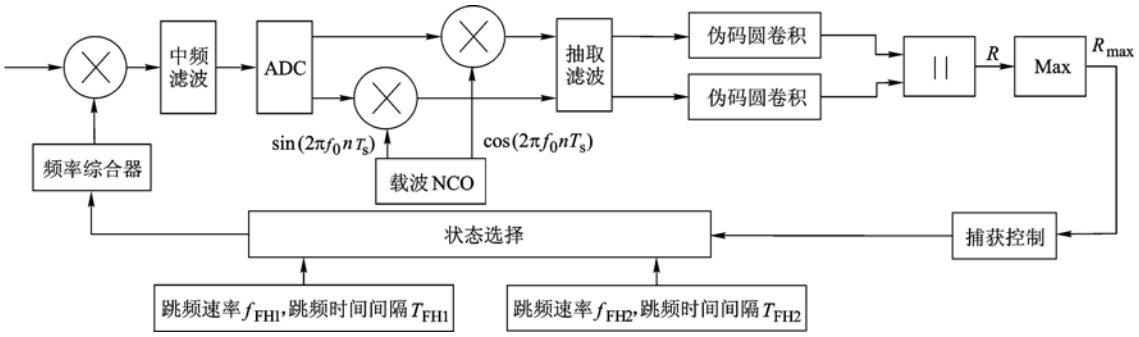


图 1　基于可变跳频速率的捕获算法原理框图

算法的具体步骤如下:

1) 设置频率综合器频点 $f'_j=f'_1$.

2) 在此频点上逗留 T_{FH1} 秒,对下变频和抽取滤波后的数据进行伪码解扩处理,得到相关值,取绝对值后选出最大相关值 $R_{\max}$.

3) 如果 $R_{\max}$ 大于门限 η,记录峰值对应相位值 φ,进入步骤 4)(捕获验证阶段);否则进入步骤 5).

4) 逗留 AT_{h1} 同步骤 2)进行相关值计算验证(A 为计算次数),若 φ 对应相关值不少于 B 次大于其它相关值,判定捕获成功,否则进入步骤 5).

5) 捕获不成功时,如果 $j<N$,则 $j=j+1$,转入步骤 2);若 $j=N$,则回到步骤 1).

可以看出,算法对频率未对准时的频点进行快速出局处理,当步骤 3)初捕判定不成功时,跳频时间间隔为 T_{FH1},对应高跳频扫描速率 f_{FH1},反之,跳频时间间隔为 $T_{\mathrm{FH2}}(T_{\mathrm{FH2}}=(1+A)T_{\mathrm{FH1}})$,对应低跳频扫描速率 f_{FH2}.

2　算法性能分析

平均捕获时间是衡量捕获系统性能的重要参量,采用 Holmes J K 的状态流图方法[9]来计算平均捕获时间. 不失一般性,设抽取滤波后的数据速率等于直扩伪码速率.

2.1　平均捕获时间

先不考虑多普勒频率的影响,捕获过程可以用图 2 所示的状态流图来表示,其中,状态 S_N 为跳频频率对准的状态,此状态可转移到捕获状态 ACQ(Acquisition);$S_i(i=1,2,\cdots,N-1)$ 对应跳频频率未对准状态,虚警状态 FA(False Alarm)为过渡态. 总的状态数为 $N+2$,在 S_N 状态下能完成捕获.

在图 2 中,$H_{\mathrm{D}}(z)$ 是从 S_N 到 ACQ 状态的增益;$H_{\mathrm{M}}(z)$ 是从 S_N 到 S_1 的增益;从 S_i 到 S_{i+1} 有两条路径,一条是没有虚警情况下的直通路径,另一条路径发生虚警,但经过一段时间后转移到 S_{i+1}

状态,两条路径的联合增益为 $H_0(z)$.

捕获过程的生成函数为[10]

$$P_{\mathrm{ACQ}}(z) = \frac{H_{\mathrm{D}}(z)[1 - H_0^N(z)]}{N[1 - H_{\mathrm{M}}(z)H_0^{N-1}(z)][1 - H_0(z)]} \tag{1}$$

平均捕获时间由下式计算:

$$E(T_{\mathrm{ACQ}}) = \left.\frac{\mathrm{d}P_{\mathrm{ACQ}}(z)}{\mathrm{d}z}\right|_{z=1} = \frac{1}{H_{\mathrm{D}}(1)}[H'_{\mathrm{D}}(1) + H'_{\mathrm{M}}(1) + (N-1)H'_0(1)(1 - H_{\mathrm{D}}(1)/2)] \tag{2}$$

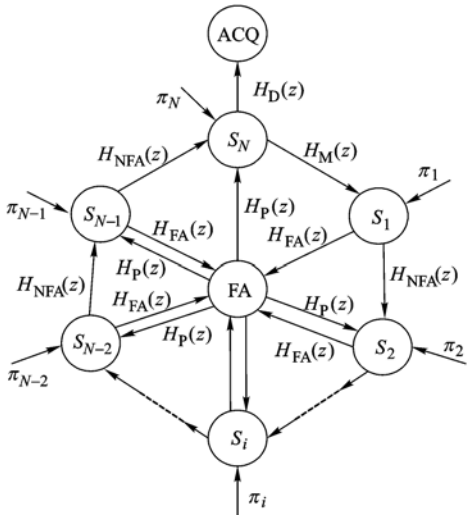


图 2 捕获过程状态流图

基于可变跳频速率捕获算法的流程如图 3 所示,其中 P 为虚警惩罚因子. 图 3a 为频率对准状态捕获细节图,$(P_{\mathrm{d1}}, P_{\mathrm{m1}}, P_{\mathrm{fa1}})$ 对应初捕阶段的检测概率,漏警概率和虚警概率,$(P_{\mathrm{d2}}, P_{\mathrm{fa2}})$ 为验证阶段的检测概率和虚警概率,$(P_{\mathrm{tfa}}, P_{\mathrm{tnfa}})$ 为初捕发生虚警后验证阶段的虚警概率和非虚警概率. 图 3b 为频率未对准状态捕获细节图,P_{nfa0} 和 P_{nfa1} 为初捕和验证阶段的非虚警概率. 由图 3 可知:

$$H_D(z) = P_{\mathrm{d1}}z^{T_{\mathrm{FH1}}}P_{\mathrm{d2}}z^{AT_{\mathrm{FH1}}}$$

$$H_M(z) = P_{\mathrm{m1}}z^{T_{\mathrm{FH1}}} + P_{\mathrm{d1}}z^{T_{\mathrm{FH1}}}P_{\mathrm{fa2}}z^{AT_{\mathrm{FH1}}} + P_{\mathrm{fa1}}z^{T_{\mathrm{FH1}}}(P_{\mathrm{tnfa}}z^{AT_{\mathrm{FH1}}} + P_{\mathrm{tfa}}z^{AT_{\mathrm{FH1}}}z^{PT_{\mathrm{FH1}}})$$

$$H_0(z) = P_{\mathrm{nfa0}}z^{T_{\mathrm{FH1}}} + (1 - P_{\mathrm{nfa0}})z^{T_{\mathrm{FH1}}} \cdot [P_{\mathrm{nfa1}}z^{AT_{\mathrm{FH1}}} + (1 - P_{\mathrm{nfa1}})z^{(A+P)T_{\mathrm{FH1}}}]$$

代入式(2)可得平均捕获时间为

$$E(T_{\mathrm{ACQ}}) = \frac{T_{\mathrm{FH1}}}{P_{\mathrm{d1}}P_{\mathrm{d2}}}\left\{1 + A(P_{\mathrm{d1}} + P_{\mathrm{fa1}}) + PP_{\mathrm{fa1}}P_{\mathrm{tfa}} + \frac{(N-1)}{2}[1 + A(1 - P_{\mathrm{nfa0}}) + P(1 - P_{\mathrm{nfa0}})(1 - P_{\mathrm{nfa1}})](2 - P_{\mathrm{d1}}P_{\mathrm{d2}})\right\} \tag{3}$$

用理想情况作验算,即在捕获和验证阶段检测概率 $P_{\mathrm{d1}} = 1, P_{\mathrm{d2}} = 1$,虚警概率 $P_{\mathrm{fa1}} = 0, P_{\mathrm{tfa}} = 0$,非虚警概率 $P_{\mathrm{nfa0}} = 1, P_{\mathrm{nfa1}} = 1$,此时 $E(T_{\mathrm{ACQ}}) = T_{\mathrm{FH1}}[A + (N+1)/2]$,与直接推导相符.

上述推导可推广至需要搜索多普勒频率的情况下,设接收信号的频率$[f_i - f_{\mathrm{dmax}}, f_i + f_{\mathrm{dmax}}]$,$f_{\mathrm{dmax}}$ 为最大多普勒频移,频率搜索步长 f_{step},此时在每个跳频频点上需搜索 N_{d}($N_{\mathrm{d}} = 2f_{\mathrm{dmax}}/f_{\mathrm{step}}$)个频点,搜索总频点数为 $N' = N_{\mathrm{d}}N$,以此代替式(3)中 N 即得搜索多普勒频率下的平均捕获时间.

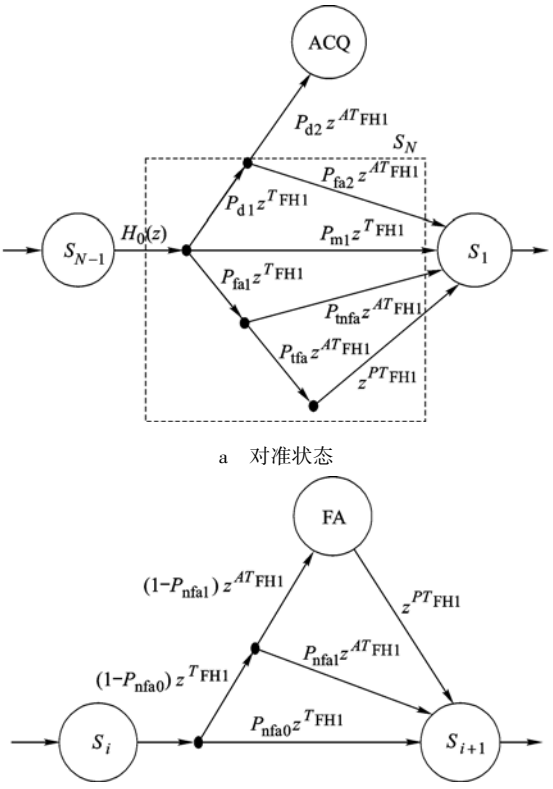


图 3 S_N 和 S_i 的细节图

2.2 检测概率、虚警概率和漏警概率

在 2 种典型的通信环境,即无干扰和存在部分频带噪声干扰的 AWGN(Additive White Gaussian Noise)信道下,分析新算法的性能.

2.2.1 无干扰

设定 H_1 为本地频率综合器与接收信号频率对准,且直扩伪码偏差小于一个码片时的情况,H_0 为两者未对准时的情况,设高跳频扫描速率频点驻留时间为一个伪码周期,即 $T_{\mathrm{FH1}} = MT_{\mathrm{C}}$,$M$ 和 T_{C} 为伪码长度和码片宽度.

在 AWGN 信号模型下,相关值包络 R 的概率密度服从莱斯分布[11]:

$$f(x \mid H_i) = \frac{x}{\sigma_n^2}\exp\left(-\frac{x^2 + \mu_i^2}{2\sigma_n^2}\right)I_0\left(\frac{x\mu_i}{\sigma_n^2}\right) \tag{4}$$

其中,$x \geqslant 0$,$i = 0, 1$,μ_i($i = 0, 1$)和 σ_n^2 分别为 H_1 和 H_0 情况下包络的均值和方差.

由式(4)得累积概率分布:

$$F(x \mid H_i) = \begin{cases} 1 - Q_1\left(\dfrac{\mu_1}{\sigma_n}, \dfrac{x}{\sigma_n}\right) & i = 1 \\ 1 - \exp\left(-\dfrac{x^2}{2\sigma_n^2}\right) & i = 0 \end{cases} \tag{5}$$

其中 Q_1 为 Marcum Q 函数.

先考虑 S_N 状态下,各检测概率的计算.

在捕获阶段,检测概率 P_{d1} 为伪码对准相位相关值大于其它 $M-1$ 个相位相关值,且大于门限 η 的概率:

$$P_{\mathrm{d1}} = \int_{\eta}^{\infty} f(x \mid H_1)[F(x \mid H_0)]^{M-1}\mathrm{d}x \tag{6}$$

漏警概率 P_{m1} 为所有相关值皆低于门限 η 的概率:

$$P_{\mathrm{m1}} = F(\eta \mid H_1)[F(\eta \mid H_0)]^{M-1}$$

虚警概率 P_{fa1} 为伪码非对准相位相关值过门限的概率,可由下式计算:

$$P_{\mathrm{fa1}} = 1 - P_{\mathrm{d1}} - P_{\mathrm{m1}} \tag{7}$$

验证阶段,检测概率 P_{d2} 和虚警概率 P_{tfa}:

$$P_{\mathrm{d2}} = \sum_{n=B}^{A}\binom{A}{n}P_{\mathrm{d}}^{n}(1 - P_{\mathrm{d}})^{A-n} \tag{8}$$

$$P_{\mathrm{tfa}} = \sum_{n=B}^{A}\binom{A}{n}P_{\mathrm{fa}}^{n}(1 - P_{\mathrm{fa}})^{A-n} \tag{9}$$

其中,P_{d} 和 P_{fa} 计算如下:

$$P_{\mathrm{d}} = \int_{0}^{\infty} f(x \mid H_1)[F(x \mid H_0)]^{M-1}\mathrm{d}x$$

$$P_{\mathrm{fa}} = \int_{0}^{\infty} f(x \mid H_0)[F(x \mid H_1)][F(x \mid H_0)]^{M-2}\mathrm{d}x$$

跳频频率未对准,$S_i, i = 1,2,\cdots,N-1$ 情况下,各概率的计算如下文.

初捕时,非虚警概率 P_{nfa0},即没有相关值超过门限的概率:

$$P_{\mathrm{nfa0}} = F(\eta \mid H_0)^{M} \tag{10}$$

验证时,非虚警概率为

$$P_{\mathrm{nfa1}} = 1 - \sum_{n=B}^{A}\binom{A}{n}P_{\mathrm{fa0}}^{n}(1 - P_{\mathrm{fa0}})^{A-n} \tag{11}$$

其中

$$P_{\mathrm{fa0}} = \int_{0}^{\infty} f(x \mid H_0)[F(x \mid H_0)]^{M-1}\mathrm{d}x$$

当加大高跳频扫描速率频点逗留时间,检测 C 个伪码周期时,对应初捕阶段的捕获概率、虚警概率、漏警概率($P'_{\mathrm{d1}}, P'_{\mathrm{m1}}, P'_{\mathrm{fa1}}$)分别由下式计算:

$$P'_{\mathrm{d1}} = P_{\mathrm{d1}}\sum_{c=0}^{C-1}P_{\mathrm{m1}}^{c}$$

$$P'_{\mathrm{m1}} = P_{\mathrm{m1}}^{C}$$

$$P'_{\mathrm{fa1}} = 1 - P'_{\mathrm{d1}} - P'_{\mathrm{m1}}$$

代入式(3)可得平均捕获时间.

2.2.2　有 干 扰

单频干扰和多频干扰对扩频系统很有效,其中 DS 系统常受到前者干扰,FH 或 DS/FH 系统常受到后者的干扰. S. W. Houston 在 1975 年证明了在跳频频率间隔等于扩频带宽,且每个频隙间至多出现一个频率的干扰信号时部分带宽干扰和部分多频干扰等效. 下文分析部分带宽噪声干扰对同步性能的影响.

按最严重情况分析,干扰随机分布在整个跳频带宽 $W = NB$ 内,其中 B 为跳频频率间隔,干扰机功率为 J,等效的干扰功率谱密度是 $N_J = J/W$. 设被干扰的频点数为 $q(q = 1,2,\cdots,N)$ 个,则每个频点被干扰的概率 $\alpha = q/N$,干扰功率 $\sigma_J^2 = J/q = N_J NB/q = \alpha^{-1}N_J B$.

噪声和干扰的功率之和为

$$\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_J^2 = N_0 B + \alpha^{-1}N_J B$$

将 σ^2 代替式(5)中 σ_n^2,得干扰情况下相关值包络的概率密度分布.

综合频点受干扰和不受干扰的情况,上节中对应的虚警概率和检测概率分别为

$$P_{\mathrm{d,ALL}} = \alpha P_{\mathrm{d},J} + (1 - \alpha)P_{\mathrm{d},NJ}$$

$$P_{\mathrm{fa,ALL}} = \alpha P_{\mathrm{fa},J} + (1 - \alpha)P_{\mathrm{fa},NJ}$$

其中,$P_{\mathrm{d},J}, P_{\mathrm{fa},J}$ 和 $P_{\mathrm{d},NJ}, P_{\mathrm{fa},NJ}$ 分别为有无干扰下的检测概率和虚警概率.

代入式(3)可得干扰情况下新算法的平均捕获时间.

3　算法仿真结果与分析

本节将比较基于可变跳频速率扫描(以下简称变速率扫描)算法与传统快速扫描算法的检测概率和平均捕获时间性能. 设 DS/FH 混合扩频系统的参数为:跳频速率 $R_{\mathrm{fh}} = 2\,400$ 跳/s,直扩伪码速率 $R_{\mathrm{ds}} = 4.9152$ Mbit/s,虚警惩罚因子 $P = 100$,跳频点数 $N = 20$. 变速率扫描算法初捕积分时间 $T_{\mathrm{FH1}} = MT_{\mathrm{C}}$,验证阶段积分时间设为 3 个伪码周期;快速扫描算法的跳频时间间隔 $T'_{\mathrm{h}} = 4MT_{\mathrm{C}}$. 将变速率扫描算法和快速扫描算法单次频率搜索的虚警概率皆设为 10^{-5},以信噪比 E_{C}/N_0 为参变量,得出检测概率曲线,如图 4 所示,变速率扫描算法的检测概率与快速扫描算法多次判决方式的相同,但此时变速率扫描算法排除频率未对准状态所用的时间 $H'_0(1) \approx T_{\mathrm{FH1}}$,比快速扫描算法所用时间 $H'_0(1) \approx T'_{\mathrm{h}}$ 短,约为后者 1/4,当平均捕获

时间项中 $H_0'(1)$ 为决定因素时,前者捕获时间也约为后者 1/4. 图 5 印证了这一分析.

图 5 为两者的平均捕获时间,取相应 SNR (Signal to Noise Ratio)下的最优门限,得出该点的最优平均捕获时间. 可以看出变速率扫描算法捕获时间明显优于快速扫描算法. 当信噪比较高时,变速率扫描算法的捕获时间约为快速扫描算法的 1/4,即两者性能主要由排除频率未对准状态的速率决定,与上文分析一致.

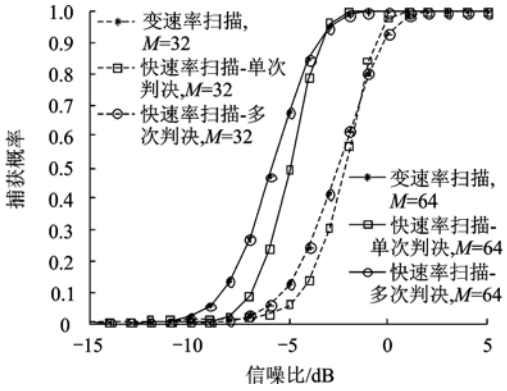
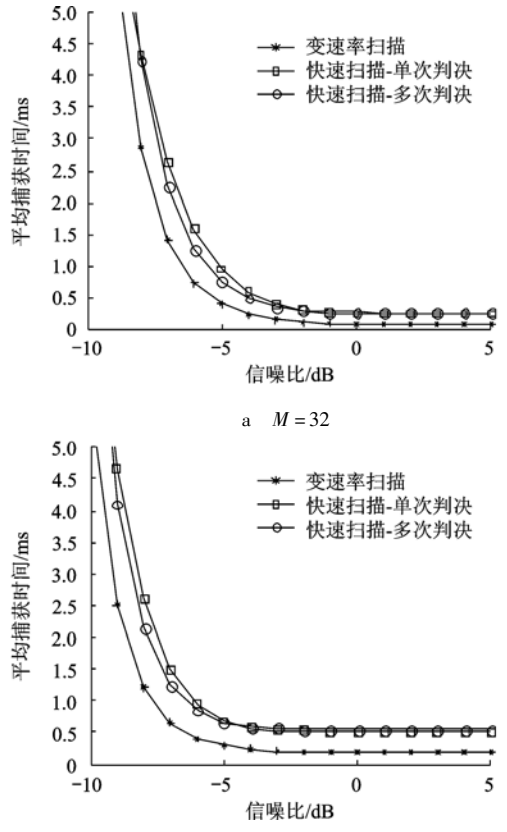


图 4 变速率扫描和快速扫描算法的检测概率



a $M=32$

b $M=64$

图 5 变速率扫描与快速扫描算法的平均捕获时间

比较图 5a 和图 5b,低信噪比下,增大伪码长度 M,频点驻留时间增长,可以提高检测性能,信噪比高时则因检测伪码时间过长而增加平均捕获时间.

图 6 给出改变高跳频扫描速率频点驻留时间 T_{FH1},检测伪码周期数增多时对捕获性能的影响. 增长驻留时间,增大了检测概率,但与增长伪码长度效果类似,导致平均捕获时间变长.

考虑受干扰的情况,设信噪比为 0 dB,伪码长度 M 为 64,图 7 给出了系统受到单频点和 20 个频点干扰的情况. 可以看出变速扫描算法鲁棒性优于快速扫描算法. 当信干比较低时,捕获时间比快速扫描时间短;当信干比较高时,算法性能与无干扰情况相似,捕获时间对信干比不再敏感.

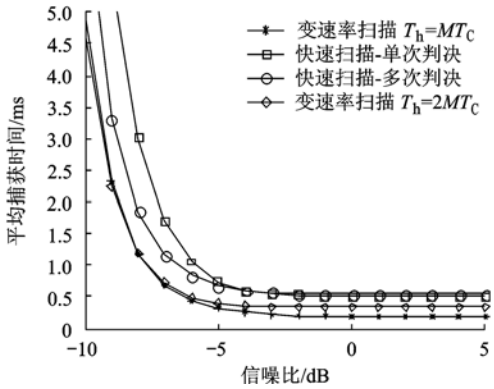


图 6 频率逗留时间对捕获性能的影响

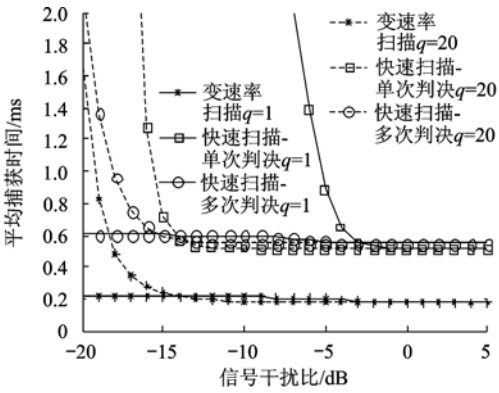


图 7 干扰情况下变速率扫描与快速扫描算法的捕获性能

4 结 论

新算法与传统快速扫描方法相比其特点在于捕获过程采用可变跳频速率扫描,频率未对准状态使用快速出局处理. 仿真结果表明其性能优于快速扫描算法,在信噪比较高时,选取合适的门限,平均捕获时间降为后者的 1/4.

参考文献 (References)

[1] Yang Wenge, Meng Shengyun, Wang Jinbao, et al. Acquisition performance analysis of a synchronization scheme of DS/FH hybrid spread spectrum signals for TT&C[C]//Electronic Measurement & Instruments. Beijing: IEEE Computer Society, 2009: 4395 - 4399

[2] Sourour E, Elezabi A. Robust acquisition of hybrid direct se-

quence-slow frequency hopping spread-spectrum under multitone and Gaussian interference in fading channels[C]//Wireless Communications and Networking Conference. Las Vegas:IEEE,2008:917 - 922

[3] Vanninen T,Saarnisaari H,Raustia M,et al. FH-code phase synchronization in a wireless multi-hop FH/DSSS adhoc network [C]//Military Communications Conference. Washington:IEEE,2006:1 - 7

[4] Song M,Wigginton S. Frequency hopping pattern detection in wireless ad hoc networks[C]//Proceedings of the International Conference on Information Technology:Coding and Computing. Las Vegas:IEEE Computer Society,2005:633 - 638

[5] Zhao Minjian,Xu Mingxia,Zhong Jie,et al. Slot synchronization in ad hoc networks based on frequency hopping synchronization [C]//Wireless Communications,Networking and Mobile Computing. Wuhan:IEEE Computer Society,2006:1 - 4

[6] Tabassam A,Heiss S. Bluetooth clock recovery and hop sequence synchronization using software defined radios[C]//Region 5 Conference. Kansas City:IEEE Computer Society,2008:1 - 5

[7] Benvenuto N,Guidotti G,Pupolin S. Performance of a digital acquisition circuit for hybrid FH-DS spread spectrum systems [C]//Military Communications Conference. San Diego:IEEE,1988:971 - 975

[8] 张波,邵定蓉,李署坚. DS/FH 混合系统快速同步的研究[J]. 北京航空航天大学学报,2005,31(11):1226 - 1231
Zhang Bo,Shao Dingrong,Li Shujian. Study on fast synchronization of hybrid DS/FH system[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics,2005,31(11):1226 - 1231(in Chinese)

[9] Holmes J K,Chen Chang C. Acquisition time performance of PN spread spectrum systems[J]. IEEE Transactions on Communications,1977,25(8):778 - 783

[10] Polydoros A,Weber C. A unified approach to serial search spread-spectrum code acquisition—part I:general theory[J]. IEEE Transactions on Communications,1984,32(5):542 - 549

[11] Li Hong,Lu Mingquan,Feng Zhenming. Improved zeropadding method for rapid long PN-Code acquisition[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2008,56(8):3795 - 3799

(编　辑:娄　嘉)

(上接第 1489 页)

参考文献(References)

[1] 王璠,刘人怀. 复合材料层合开顶扁球壳的非线性动态屈曲[J]. 固体力学学报,2001,22(3):309 - 314
Wang Pan,Liu Renhuai. Nonlinear dynamic buckling of symmetrically laminated truncated spherical shell[J]. Acta Solid Mechnica,2001,22(3):309 - 314(in Chinese)

[2] Ben-Haim Y,Elishakoff I. Convex models of unvertainty in applied mechanics[M]. Amsterdam:Elsevier Science Publishers,1990

[3] Lindberg H E. Impact buckling of a thin bar[J]. Journal of Applied Mechanics,1965,32(2):312 - 322

[4] Elishakoff I. Impact buckling of thin bar via Monte Carlo method [J]. Journal of Applied Mechanics,1978,45(3):586 - 590

[5] Malyshev V M. Stability of columns under impact compression [J]. Mech Solids,1966,1(4):86 - 89

[6] Koning C,Taub J. Impact buckling of thin bars in the elastic range hinged at both ends[R]. NACA TM 748,1934

[7] Elishakoff I. Axial impact buckling of a column with random initial imperfections[J]. Journal of Applied Mechanics,1978,45(2):361 - 365

[8] Lindberg H E. Dynamic response and buckling failure measures for structures with bounded and random imperfections[J]. ASME Journal of Applied Mechanics,1991,58(4):1092 - 1095

[9] Qiu Z P,Elishakoff I. Antioptimization of structures with large uncertain-but-non-random parameters via interval analysis[J]. Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering,1998,152(3/4):361 - 372

[10] Qiu Z P,Müller P C,Frommer A. Stability robustness bounds for linear state-space models with structured uncertainty based on ellipsoidal set-theoretic approach[J]. Mathematics and Computers in Simulation,2001,56(1):35 - 53

[11] Qiu Z P,Wang X J. Structural anti-optimization with interval design parameters[J]. Structural and Multidisciplinary Optimization,2010,41(3),397 - 406

[12] Wang X J,Yang H F,Qiu Z P. Interval analysis method for damage identification of structures[J]. AIAA Journal,2010,48(6):1108 - 1116

[13] Rao S S,Berke L. Analysis of uncertain structural systems using interval analysis[J]. AIAA Journal,2007,35(4):727 - 735

[14] Hoff H J. Dynamic stability of structures[M]. New York:Pergamon,1965

(编　辑:李　晶)