

调制跳变系统同步捕获方法及性能分析

邰能建, 吴德伟, 吴杰, 李哲, 刘艇

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要:调制跳变技术是一种以伪随机方式控制调制方式跳变,通过缩短每种调制方式持续时间对抗调制识别的新型抗截获技术。为实现调制跳变信号有效、快速捕获,提出了匹配相关双驻留并行捕获方法,并对其性能进行了分析。该方法通过对调制标识码进行匹配相关实现调制识别,采用双驻留并行方式进行同步捕获,确保了低信噪比、小样本数据条件下的捕获性能。分析结果表明:AWGN信道下该方法具有较好的信号识别性能以及较短的平均捕获时间,但瑞利衰落信道下性能相对较差,此时采用基于RAKE接收的匹配相关法将有效改善双驻留并行捕获的性能。

关键词:抗截获通信;调制跳变;同步;捕获

DOI:10.3969/j.issn.1009-3516.2010.03.013

中图分类号: TN918 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-3516(2010)03-0058-05

调制跳变技术在传输数据时,数字基带调制方式按伪随机方式进行跳变,合法接收方按约定的调制方式对接收到的数据进行解调。将该技术应用于通信导航系统中,可显著增加截获方识别调制方式和破译传输信息难度,提高信息传输的安全性。从公开发表的文献看,没有发现国外研究调制跳变技术的相关报道,国内四川大学对该技术进行了研究,并已申请了2项专利^[1-2];吉林大学马卓等人给出了一种调制跳变算法^[3];此外,本文作者给出了一种基于时间信息TOD的宽间隔混沌调制跳变图案设计方法^[4]。但以上方法都没有涉及同步。

在调制跳变技术实现以及应用过程中,收发双方同步是关键,主要包括调制跳变图案同步以及信息解调同步,其中调制跳变图案同步为关键环节。调制跳变图案同步过程又可分为捕获阶段以及保持阶段,其中捕获性能直接决定了同步性能。由于调制跳变图案^[4]实质是由多元跳变序列控制调制信号的幅度、相位、频率等参数跳变,接收端无法通过固定的调制参数进行识别捕获。笔者在文献[5]中针对调制跳变图案同步的特点,将调制域的调制参数映射到固定域进行处理,设计了一种调制跳变图案同步方案,并且验证了该方案具有很好的性能。本文在该同步方案基础上,提出利用匹配相关双驻留并行方法捕获调制跳变信号,并对其性能进行了对比分析。

1 匹配相关双驻留并行捕获

1.1 捕获原理

为实现调制跳变图案快速、有效同步,可采用短码引导长码同步方案^[5]:由短码控制产生用于传输同步信息的同步跳,调制跳变图案同步单元通过捕获同步跳,提取TOD信息,调整本地时钟,进而利用长码产生算法便可实现调制跳变图案快速同步。在捕获同步跳过程中,首先需要识别调制方式。目前存在多种调制

收稿日期:2009-10-15

基金项目:国防科技重点实验室基金资助项目(9140c860302);电讯工程学院博士启动基金资助项目(KDYBSJJ08605)

作者简介:邰能建(1983-),男,江苏连云港人,博士生,主要从事新型智能导航系统及其抗干扰、抗截获新技术研究;
E-mail:tainengjian@yahoo.com.cn

吴德伟(1963-),男,吉林省吉林人,教授,博士生导师,主要从事空天军事导航定位理论、技术、应用研究。

方式盲识别算法^[6-9],但适合低信噪比、小样本数据条件下的通用调制识别算法少,难以满足调制跳变系统需求。因此,可采用匹配相关调制识别方法,通过对各种调制方式上传的调制标识码进行匹配相关实现调制识别。由于调制跳变系统传送的同步信息比特数往往大于跳驻留时间内的传输容量^[5],需将同步信息分组,每组信息由1个短码控制传输。鉴于短码具有周期短、元数小等特点,可采用双驻留并行方式对其捕获。

对于长度为 N 、元数为 M 的短码,匹配相关双驻留并行捕获基本原理如下:输入信号经 M 个匹配相关单元对调制方式上传的标识码进行匹配相关,由判决单元根据预置门限判决相关峰是否存在,若不存在,则继续捕获;若存在,表明已识别调制方式,完成初始捕获,进入验证阶段:若验证不正确,表明虚检,回到搜索状态;若验证正确,则判决单元输出高电平作为调制识别指示,用于控制调制解调单元,提取该调制方式上传的同步信息。同时,输出的高电平由电平保持单元保持 N 个跳变时隙,求和单元用于对保持的 N 路电平求和,结果与本地门限比较,判决是否捕获。若捕获,则输出的捕获指示用于控制调制跳变序列发生器以及调制解调单元进行同步信息提取。下文将通过捕获流程,阐述搜索过程。

对于长度为 L 、符号持续时间为 T_s 的调制标识码,捕获搜索过程中每次码状态转移时间为 $T_s/2$, S_1, S_2, \dots, S_{2L} 表示存在的 $2L$ 个码状态; M_1, M_2, \dots, M_N 表示 N 个调制状态; P_{d_1}, P_{fa_1} 及 P_{d_2}, P_{fa_2} 分别表示驻留初始捕获阶段和驻留验证阶段的检测概率以及虚警概率。捕获开始时,假定本地调制方式状态为 M_1 ,且接收到的调制方式也为 M_1 ,则以概率 $P_{M_1} = 1/N$ 进入码状态 S_1 进行捕捉,即进入码状态 S_1 的支路增益是 $P_{M_1}z$,此时:

1) 若 S_1 为同步态,则发生概率为 $P_{S_1} = 1/2L$,即以支路增益 $P_{S_1}z$ 进入初始捕获搜索阶段:

a. 若驻留初始捕获阶段没有发生漏检,则以支路增益 $P_{d_1}z$ 进入驻留验证阶段:

① 验证时没有发生漏检,且连续 A 个码状态检测出不少于 B 个相关峰,则以支路增益 $P_{d_2}z^{A+1}$ 进入捕获态,其中 $P_{d_2} = \sum_{n=B}^A C_A^n P_{d_1}^n (1 - P_{d_1})^{A-n}$; ② 验证时发生漏检,则以 $(1 - P_{d_2})z$ 进入 S_2 。由于 S_2 不是同步态,需要继续向 S_3 转移。若初始捕获没有出现虚警,则以 $(1 - P_{fa_1})z$ 转到 S_3 ; 若初始捕获出现虚警,且验证连续 A 个码状态检测出不少于 B 次相关峰,则以 $P_{fa_1}P_{fa_2}z^{1+A}$ 进入虚警态,其中 $P_{fa_2} = \sum_{n=B}^A C_A^n P_{fa_1}^n (1 - P_{fa_1})^{A-n}$ 。进入虚警态时,同步接收的数据连续 K 符号出现检测错误则重新进入搜索状态,因此向 S_3 转移的支路增益为 z^K ; 若初始捕获出现虚警,且验证连续 A 个码状态检测出少于 B 次相关峰,则以 $P_{fa_1}(1 - P_{fa_2})z^{1+A}$ 转移到 S_3 。

可见,由 S_2 向 S_3 转移的支路增益总和 $A(z) = P_{fa_1}P_{fa_2}z^{1+A+K} + (1 - P_{fa_1})z + P_{fa_1}(1 - P_{fa_2})z^{1+A}$ 。同理,状态 S_3 以 $A(z)$ 增益向 S_4 转移,直至 S_{2L} 转移到状态 S_1 。

b. 若驻留初始捕获阶段发生漏检,则以支路增益 $(1 - P_{d_1})z$ 转到下一个码状态 S_2 。同样, S_2 不是同步态,需要继续向 S_3 转移,该过程与上述②过程相同,即以 $A(z)$ 向状态 S_3 转移,依次类推,直至 S_{2L} 转移到 S_1 。

2) 若 S_1 并非同步态,则以 $(1 - P_{S_1})zA(z)$ 转移到状态 S_2 ,在 S_2 处,执行类似1)的搜索过程。在码状态转移过程中,各状态为同步态的概率为 $P_{S_i} = 1/(2L - i + 1), i = 1, 2, \dots, 2L$ 。

再者,当本地调制方式状态为 M_1 ,但接收的调制方式不为 M_1 时,则以 $(1 - P_{M_1})z$ 转到 S_1 。由于调制方式不相同,任意码状态 S_i 都不可能为同步态,因此 S_i 始终以 $A(z)$ 转向 S_{i+1} ,在进行 g 次码状态转移后,调制状态 M_l 转向 $M_{l+1} (l = 1, 2, \dots, N - 1)$ 。

1.2 平均捕获时间

捕获流程可简化为如图1的形式,其中 $U_{i,j} = P_{S_i}P_{M_j}P_{d_1}P_{d_2}z^{A+1}/(1 - B(z)); B(z) = [(1 - P_{d_1})z + P_{d_1}z(1 - P_{d_2})z^A][A(z)]^{2L-1}, i = 1, 2, \dots, 2L, j = 1, 2, \dots, N; D_i = (1 - P_{S_i})A(z); E_j = (1 - P_{M_j})[A(z)]^g$ 。

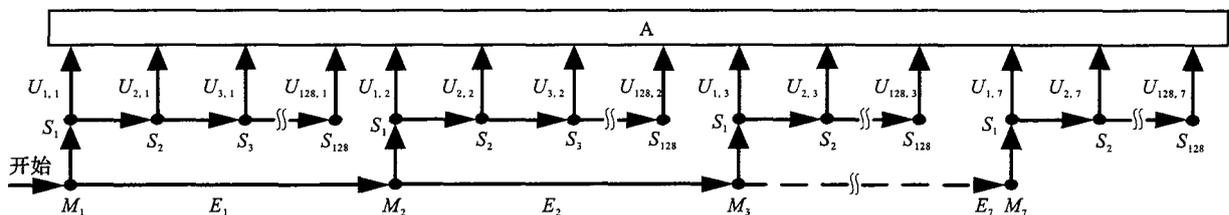


图1 简化形式

Fig.1 Simplified form

图1可用转移函数表示为:

$$u(z) = U_{1,1} + D_1 U_{2,1} + D_1 D_2 U_{3,1} + \dots + D_1 D_2 \dots D_{2L-1} U_{2L,1} + E_1 (U_{1,2} + D_1 U_{2,2} + D_1 D_2 U_{3,2} + \dots + D_1 D_2 \dots D_{2L-1} U_{2L,2}) + E_1 E_2 (U_{1,3} + D_1 U_{2,3} + D_1 D_2 U_{3,3} + \dots + D_1 D_2 \dots D_{2L-1} U_{2L,3}) + \dots + E_1 E_2 \dots E_{N-1} (U_{1,N} + D_1 U_{2,N} + D_1 D_2 U_{3,N} + \dots + D_1 D_2 \dots D_{2L-1} U_{2L,N}) \quad (1)$$

经推导,可得平均捕获时间:

$$\bar{T}_{acq} = \left. \frac{\partial u(z)}{\partial z} \right|_{z=1} T_s / 2 = \frac{[2 + 2AP_{d_1} + (2L-1)(2 - P_{d_1}P_{d_2})(KP_{fa_1}P_{fa_2} + AP_{fa_1} + 1)]T_s}{4P_{d_1}P_{d_2}} + \frac{(N-1)g(KP_{fa_1}P_{fa_2} + AP_{fa_1} + 1)T_s}{4} \quad (2)$$

为分析 g 与跳变时隙 T_h 间关系,定义 $T'_h(z) = [A(z)]^g$,则在搜索时,调制方式两两之间转移的平均时间 $T'_h = g(KP_{fa_1}P_{fa_2} + AP_{fa_1} + 1)T_s/2$ 。若用 T_h 归一化,则存在归一化参数 $H = T'_h/T_h$,带入式(2)得到:

$$\bar{T}_{acq} = [2 + 2AP_{d_1} + (2L-1)(2 - P_{d_1}P_{d_2})(KP_{fa_1}P_{fa_2} + AP_{fa_1} + 1)]T_s/4P_{d_1}P_{d_2} + (N-1)HT_h/2 \quad (3)$$

式(3)的实质是等待搜索式双驻留捕获的平均捕获时间。双驻留需要一种调制方式连续传输至少 2 次标识码,因此等待搜索式存在 $H_{max} = 2L/N_{cap}$, N_{cap} 为跳驻留时间内的传输容量。若令 $N=1$,则对应双驻留并行捕获的平均捕获时间为:

$$\bar{T}_{acq并行} = [2 + 2AP_{d_1} + (2L-1)(2 - P_{d_1}P_{d_2})(KP_{fa_1}P_{fa_2} + AP_{fa_1} + 1)]T_s/4P_{d_1}P_{d_2} \quad (4)$$

2 低信噪比、小样本数据条件下的捕获性能

理想情形下,调制标识码的相关结果 $R(t-\tau)$ 在 $t=\tau$ 时取最大值 $R(0) = \sum_{k=0}^{L-1} c_k c_k^*$; $t \neq \tau$ 时, $R(t-\tau) = 0$ 。因此,各种序列的匹配输出性能相同。AWGN 信道下,长度为 L 的标识码检测概率及虚警概率^[10] 分别为 $P_d = Q[\sqrt{2E_s/LN_0}, \sqrt{V_n}]$, $P_{fa} = \exp[-V_n/2]$, 式中 E_s 为符号能量; T_s 为符号周期; N_0 为噪声单边功率谱密度; V_T 为判决门限; $\sigma_n^2 = N_0LT_s/2$; $V_n = V_T^2/\sigma_n^2 = 2V_T^2/N_0T_sL$ 为归一化门限。

为便于分析验证性能,设定信息速率 $F_b = 28$ kbps; 调制后符号速率(信道比特率) $F_c = 32$ kbps; 调制方式跳变速率为 125 hops/s; 跳变时隙 $T_h = 8$ ms; 跳驻留时间为 7.5 ms; 调制标识码长度 $L = 64$; $A = 64$, $B = 50$, $K = 32$, $H = \frac{8}{15}$, $N = 7$ 。

图 2 给出了归一化门限 V_n 为 20、40、60 时检测概率随符号信噪比 E_s/N_0 的变化关系以及虚警概率随归一化门限的变化关系。对于检测概率 P_d ,随着 V_n 降低,检测性能越好,则调制识别率越高;然而,随着 V_n 降低,虚警概率越大。为保证 $L=64$ 的标识码在低信噪比、小样本数据条件下具有较好的匹配性能,要求归一化门限 $V_n \geq 15$ 。图 3 给出了 2 种捕获方式的平均捕获时间 \bar{T}_{acq}/T_s 随归一化门限 V_n 的变化关系,两者相同点是,归一化门限在一定范围内取值稳定且较小,即存在最佳门限范围,随着信噪比增加,该范围增大;不同的是,并行捕获的平均捕获时间远小于等待搜索式。可见,匹配相关双驻留并行捕获在低信噪比、小样本数据条件下具有很好的性能。

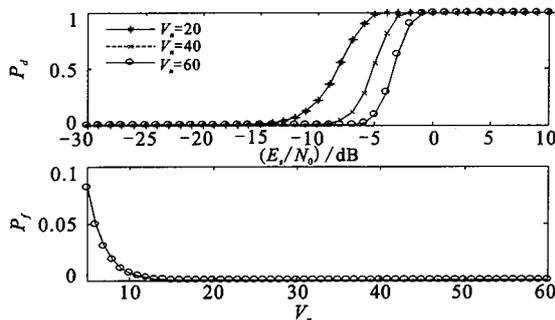


图 2 AWGN 信道下匹配单元性能
Fig. 2 Performance under AWGN channel of matching part

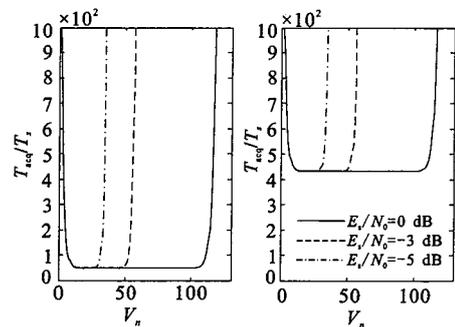


图 3 AWGN 信道下平均捕获时间对比
Fig. 3 Average acquisition time comparison under AWGN channel

3 瑞利慢衰落信道下性能分析

3.1 性能分析

慢衰落信道传递函数为 $h(t) = \alpha \exp[-j\Phi]$, 其中信道相位 Φ 在 $[-\pi, \pi]$ 上均匀分布; 幅度衰减系数 α 是满足瑞利分布的随机向量, 其概率密度为: $p(\alpha) = \alpha/\alpha_0^2 \exp[-j\alpha/2\alpha_0^2]$, 其中 $\alpha_0^2 = E[\alpha^2]/2$ 。由于 α 在一次捕获时间内恒定, 则接收端的信噪比为 $\alpha^2 E_s/N_0$ 。此时匹配相关的检测概率及虚警概率分别为 $P_{f,d} = Q[\sqrt{2\alpha^2 E_s L/N_0}, \sqrt{V_n}]$ 、 $P_{f,d} = \exp[-V_n/2]$ 。若令 $r_c = \alpha^2 E_s/N_0$, 则 r_c 服从具有 2 个自由度的 χ^2 分布, 其概率密度函数(PDF)为: $p(r_c) = \exp[-r_c/\bar{r}_c]/\bar{r}_c, r_c \geq 0$, 其中, $\bar{r}_c = E_s E[\alpha^2]/N_0 = 2E_s \alpha_0^2/N_0$ 。信道的影响使得 $\bar{T}_{f,acq} = \bar{T}_{acq}(P_{f,d} | \alpha) = \bar{T}_{acq}(P_{f,d} | r_c)$, 因此平均捕获时间为 $\bar{T}_{f,acq} = \int_0^\infty \bar{T}_{acq}(P_{f,d} | r_c) p(r_c) dr_c$ 。

经仿真验证可知, 瑞利慢衰落信道下, 识别性能变差约 15 dB; 由于虚警概率仅与归一化门限有关, 因此变化规律与 AWGN 信道相同。衰落信道对平均捕获时间的影响主要表现在 2 个方面: 一是相同信噪比条件下, 最佳门限范围减小; 二是当处于最佳门限范围内时, 平均捕获时间增加。因此, 衰落信道下需增加信噪比才能保证较小的捕获时间。

3.2 性能改进

为增强匹配相关法在衰落信道下的捕获性能, 基于 RAKE 分集接收思想, 将各相关单元的匹配相关器的输出经 L_e 个延迟单元后, 进入各支路经权值相乘后累加输出。在判决输入端, 信号的信噪比变为 $r_s =$

$$E_s \sum_{i=0}^{L_e-1} |\alpha_i|^2 / N_0, \text{ 则 } P_d = Q\left[\sqrt{2E_s \sum_{i=0}^{L_e-1} |\alpha_i|^2 L/N_0}, \sqrt{V_n}\right], P_{f,d} = \exp[-V_n/2]。$$

若平均信噪比 \bar{r}_c 定义为 $\bar{r}_c = E_s E[|\alpha_i|^2] / N_0$, 且由 α_i 服从瑞利分布知 r_s 服从 $2L_e$ 个自由度的 χ^2 分布, 其 PDF 为 $p(r_c) = \frac{r_s^{L_e-1} \exp(-r_s/\bar{r}_c)}{(L_e-1)! \bar{r}_c^{L_e}}, r_c \geq 0$ 。则基于 RAKE 接收匹配相关单元的检测概率以及并行捕获时间分别为

$$\bar{P}_{\text{rake},d} = \int_0^\infty P_d(r_s) p(r_s) dr_s, \bar{T}_{\text{rake},acq} = \int_0^\infty T_{acq}(r_s) p(r_s) dr_s。$$

图 4 给出的是归一化门限 $V_n = 20$ 时基于 RAKE 接收匹配相关单元的检测概率随平均信噪比变化关系, 可以看出在信噪比一定时, 通过 L_e 取 4 至 5 之间的分集接收, 检测性能大大改善。通过图 5 所示的并行捕获时间也可看出, 改进方法可实现更低信噪比条件下的同步捕获。

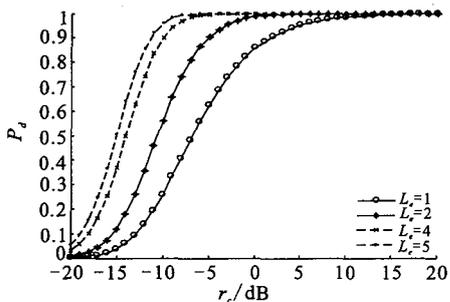


图 4 基于 RAKE 接收的匹配相关检测概率
Fig. 4 Detecting probability of matching part based on RAKE receiving

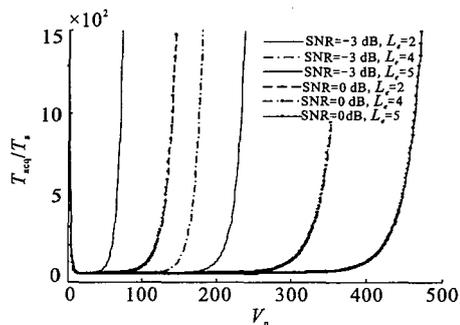


图 5 基于 RAKE 接收的平均捕获时间
Fig. 5 Average parallel acquisition time based on RAKE receiving

4 结束语

本文提出了匹配相关双驻留并行方法捕获调制跳变信号, 并且分析了该方法的捕获性能。分析结果表明: 匹配相关法在小样本数据、低信噪比条件下具有很好的识别性能; 与等待搜索式相比, 并行捕获的平均捕

获时间较短,并且在低信噪比条件下具有较宽的最佳门限范围。为增强衰落信道下的捕获性能,给出了基于RAKE接收的匹配相关方法,确保了低信噪比条件下的性能。综上所述,匹配相关双驻留并行捕获方法满足调制跳变系统同步需求,是一种有效的调制跳变系统同步捕获方法。

参考文献:

- [1] 高勇. 用于信息安全传输的数字调制解调方法: 中国, CN031358810[P]. 2004-09-08.
GAO Yong. Digital Modulation and Demodulation Method for Information Transmission Security: China, CN03135881.0[P]. 2004-09-08. (in Chinese)
- [2] 高勇. 用于跳频通信的调制跳变技术: 中国, CN200410040127. 2[P]. 2005-03-16.
GAO Yong. Modulation Hopping Technique for Frequency Hopping Communication: China, CN200410040127. 2[P]. 2005-03-16. (in Chinese)
- [3] 马卓. 用于信息传输安全的调制跳变技术研究[D]. 吉林: 吉林大学, 2007.
MA Zhuo. Study on the Modulation Hopping Technique for Information Transmission Security [D]. Jilin: Jilin University, 2007. (in Chinese)
- [4] 邵能建, 吴德伟, 吴杰, 等. TOD宽间隔混沌调制跳变图案设计[J]. 北京邮电大学学报, 2009, 32(6): 83-88.
TAI Nengjian, WU Dewei, WU Jie, et al. Design of Wide-gap Chaos Modulation Hopping Pattern Based on TOD [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2009, 32(6): 83-88. (in Chinese)
- [5] TAI Nengjian, WU Dewei, WU Jie. Research on the Synchronization of Modulation Hopping System: I Synchronization Scheme [J]. China Communications, 2009, 6(4): 148-154.
- [6] Dobre O A, Abdi A, Bar-Ness Y, et al. Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical Approaches and New Trends [J]. IET Communications, 2007, 1(2): 137-156.
- [7] 鲍丹, 王玉军, 杨邵全. 衰落信道中等增益分集用于调制分类[J]. 空军工程大学学报: 自然科学版, 2007, 8(2): 66-70.
BAO Dan, WANG Yujun, YANG Shaoquan. Equal Gain Combining for Modulation Classification in Fading Channel [J]. Journal of Air Force Engineering University: Natural Science Edition, 2007, 8(2): 66-70. (in Chinese)
- [8] Mustafa Hussam, Doroslovaki Milo. Digital Modulation Recognition Using Support Vector Machine Classifier [J]. Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004, 37(2): 2238-2242.
- [9] Dobre O A, Bar-Ness Y, Su W. Higher-order Cyclic Cumulants for High Order Modulation Classification [C]//Military Communications Conference. [S. l.]: IEEE, 2003: 112-117.
- [10] Polydoros A, Weber C L. A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition: Part II A Matched-Filter Receiver [J]. IEEE Transactions on Communication, 1984, 32(5): 550-560.

(编辑: 徐楠楠)

Synchronization Acquisition Approach and Acquisition Performance Analysis of Modulation Hopping System

TAI Neng-jian, WU De-wei, WU Jie, LI Zhe, LIU Ting

(Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: Modulation hopping technique is a new kind of anti-interception technology against modulation recognition by shortening the duration of each modulation and keeping modulation hopping in pseudo-random way. In order to capture modulation-hopping signal effectively and rapidly, a dual-dwell parallel acquisition approach with code matching is proposed, and the acquisition performance is analyzed. This approach is used to realize modulation classification by matching modulation identification code and make synchronization acquisition by dual-dwell parallel approach, and finally ensure good performance on the condition of low SNR and few signal symbols. The analysis results verify that the approach has higher modulation recognition rate and shorter average acquisition time on AWGN channel. However, the performance on Rayleigh fading channel is relatively poor; in such case, the use of an improved RAKE-based method can effectively enhance the performance effectively.

Key words: anti-intercepted communications; modulation hopping; synchronization; acquisition