

文章编号:1671-6833(2013)01-0112-04

克服剩余码相位偏移效应的扩频捕获新算法的研究

王志杨¹, 杨继龙²

(1. 安徽电子信息职业技术学院 信息工程系, 安徽 蚌埠 233030; 2. 中兴通讯股份有限公司, 广东 深圳 518057)

摘要: 分析并仿真了传统的非相干同步系统的相关性能. 针对剩余码相位偏移效应对捕获性能造成的不良影响, 证明了在 $1/\Delta$ 为整数的前提下, 利用前后两个码位相关值相加可以克服该效应. 基于该想法并在传统设计的基础上提出了非相干同步扩频捕获新算法. 通过对新算法进行的仿真和分析, 发现新算法的捕获性能确实比传统的捕获算法更好.

关键词: 扩频通信; 非相干同步; 剩余码相位偏移效应; 伪码捕获; 匹配滤波器

中图分类号: TN914.3

文献标志码: A

doi:10.3969/j.issn.1671-6833.2013.01.027

0 引言

随着扩频通信技术的广泛运用, 伪码的捕获问题成为扩频通信系统中最重要和最关键的研究课题之一^[1]. 目前采用非相干匹配滤波器的码捕获判决是基于在相应的匹配滤波器输出检验样本和门限之间进行比较^[2-3]. 当发生剩余码相位偏移时, 其输出值将变得较小, 检测概率降低. 如何克服剩余码相位偏移效应是直扩捕获中应该解决的问题. 笔者提出了一种新颖的算法, 该算法的设计思想是利用前后两个码位相关值相加来克服剩余码相位偏移效应, 从而提高了系统的捕获性能.

1 克服剩余码相位偏移效应的 PN 码捕获新算法

1.1 PN 码捕获中的剩余码相位偏移效应

在加性高斯白噪声里 (AWGN), 考虑一个 DS-CDMA 系统, 其接收信号可表示为

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2S} d_k(t) c_k(t + \tau_k T_c) \cdot \cos(\omega_0 t + \omega_d t + \theta_k) + n(t). \quad (1)$$

式中: k 为用户总数; S 为传输信号功率; $d_k(t)$ 为第 k 个用户数据序列波形; $c_k(t)$ 为第 k 个用户的码序列波形; τ_k 为第 k 个用户的时延; T_c 是码片的间隔周期; ω_0 是载波角频率; ω_d 是多普勒角频率; θ_k 是第 k 个用户的随机相位; $n(t)$ 表示单边功率

谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声. 下面的讨论中, 将不考虑数据调制和多普勒偏移效应, 即 $d_k(t) = 1$ 和 $\omega_d = 0$.

假设接收机试图跟第一个用户码序列波形 $c_1(t)$ 进行捕获同步, 并表示为

$$c_1(t) = \sum_i c_{1,i} p_{T_c}(t - iT_c). \quad (2)$$

式中: $c_{1,i} \in \{-1, +1\}$ 是第一个用户的周期等于 L 的 PN 码序列的第 i 个码片; $p_{T_c}(t)$ 是定义在区间 $[0, T_c]$ 上的一个单位矩形脉冲的 PN 码波形^[4-5].

一个传统的非相干匹配滤波接收机的结构如图 1 所示, 接收信号 $r(t)$ 首先下变频至基带 I, Q 分量. 于是, 匹配滤波器由本地产生的 PN 码序列和 MT_c 长度的 I, Q 信号之间完成相关运算, 其中 M 称为相关长度. 然后, 这两个匹配滤波器的输出进行平方以及求和运算, 并产生一个匹配滤波接收机的检验样本信号, 并在每隔 ΔT_c 秒就要获得一个检验样本. 这里的 Δ 被称为超前步长的大小. 如果检验样本超过门限 η , 同步过程就转移到码跟踪^[6].

假设有两个状态 H_0, H_1 , 并分别定义为 $H_0: \tau_1^n - \tau'_1 \geq \Delta$ 和 $H_1: |\tau_1^n - \tau'_1| < \Delta$, 其中, n 表示瞬时采样; $\tau_1^n = \tau_1 + n\Delta \in [0, L]$, τ'_1 是第一个用户本地产生 PN 码序列的时延; $\tau_1^n - \tau'_1$ 是码片周期的归一化码相位偏移. 于是, 可以重写 $\tau_1^n - \tau'_1 = \Delta p + \delta$, 其中, p 为整数, δ 为剩余码相位偏移, $\delta \in$

收稿日期: 2012-11-10; 修订日期: 2012-12-13

基金项目: 安徽电子信息职业技术学院基金资助项目 (ADZX1007)

作者简介: 王志杨 (1982-), 男, 安徽蚌埠人, 安徽电子信息职业技术学院讲师, 主要从事 OFDM、扩频通信、信道建模研究, E-mail: zhiyangwang82@yahoo.com.cn.

$[0, \Delta]$. 下面我们将考虑两种情况:以 $\Delta = 1$ 及 $\Delta = 1/2$ 来示例说明.

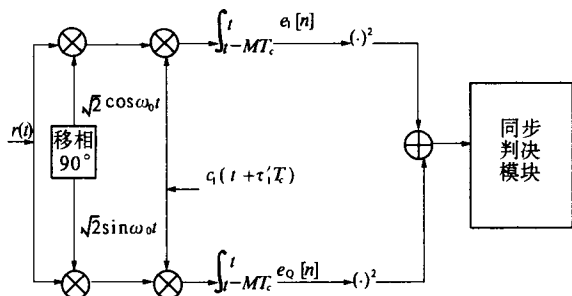


图1 传统的非相干匹配滤波器接收机

Fig.1 Conventional noncoherent matched filter receiver

非相干匹配滤波器的 I 和 Q 分支的第 n 次输出分别为

$$e_I[n] = Y[n] \cos \theta_1 + I_I[n] + N_I[n]; \quad (3)$$

$$e_Q[n] = Y[n] \sin \theta_1 + I_Q[n] + N_Q[n]. \quad (4)$$

式中: $Y[n]$ 为所期望的分量; $I_I[n]$ 和 $I_Q[n]$ 为多址干扰 (MAI) 分量; $N_I[n]$ 和 $N_Q[n]$ 表示均值为零、方差 $\sigma_n^2 = N_0 MT_c / 2$ 的独立且服从同一分布的高斯随机变量. 为了更直接理解所期望的分量和多址干扰分量, 当 $n = 0, 1, 2, \dots$ 时, 它们可以分别表示为

$$Y[n] = \sqrt{S} \int_{(n-M)T_c}^{nT_c} c_1(t + \tau_1^n T_c) c_1(t + \tau_1' T_c) dt; \quad (5)$$

$$I_I[n] = \sum_{k=2}^K \sqrt{S} \cos \theta_k \int_{(n-M)T_c}^{nT_c} c_k(t + \tau_k^n T_c) c_1(t + \tau_1' T_c) dt; \quad (6)$$

$$I_Q[n] = \sum_{k=2}^K \sqrt{S} \sin \theta_k \int_{(n-M)T_c}^{nT_c} c_k(t + \tau_k^n T_c) c_1(t + \tau_1' T_c) dt. \quad (7)$$

很显然, 非相干匹配滤波器的输出是在两个 PN 码序列之间的相关运算, 所以当多址干扰或噪声都不存在时, 非相干匹配滤波器的输出 $Y[n] = \text{sqrt}(e_I^2[n] + e_Q^2[n])$ 如图 2 所示^[7].

举 $\Delta = 1$ 为例来说, 在图 2 中, 箭头表示瞬时采样. 注意, 即使当前检验单元为 H_1 , 如果剩余码相位偏移 δ 接近 1, 匹配滤波器的输出将会是一个比较小的值.

正如上面所述, 采用非相干匹配滤波器的码捕获判决是基于在相应的匹配滤波器输出检验样本和门限之间进行比较. 因此, 如果其输出值在状态 H_1 下面变得较小, 那么检测概率降低. 这就是很特别的剩余码相位偏移效应 (effect of residual code phase offset, ERCPO).

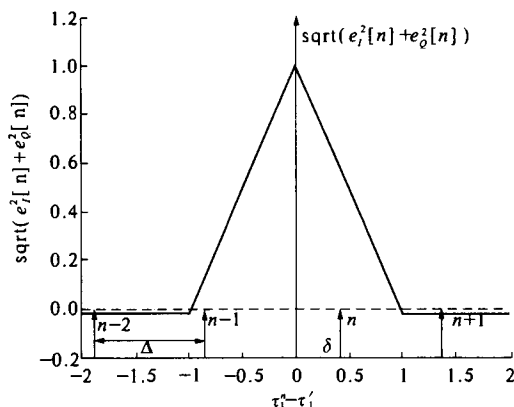
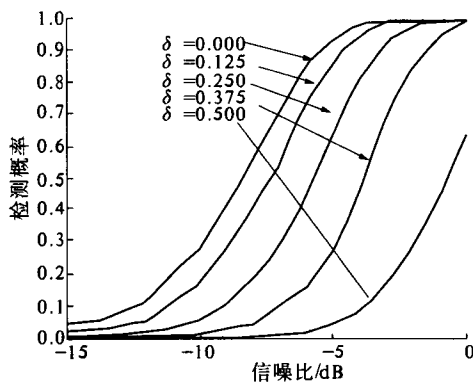


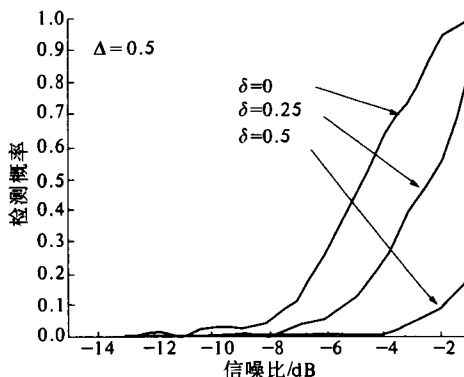
图2 多址干扰和噪声都不存在时, $\Delta = 1$ 的非相干匹配滤波器的输出

Fig.2 Output of noncoherent matched filter ($\Delta = 1$, without MAI or noise)

图 3 对剩余码相位偏移效应进行了仿真. 当 $M = 63$ 时, 固定门限 $\eta = 50$ 和 $\Delta = 1, 1/2$ 时, 剩余码相位偏移发生不同的改变, 检测概率跟每个码片中的信噪比 (SNR/Chip) 的关系如图 3(a), (b) 所示. 例如, 当 $\delta = 0$ 时, 检测概率比较高, 而当 δ 接近 Δ , 检测概率就比较低, 从图中还可以清楚地看到, 当剩余码相位偏移发生改变时, 此检测概率下降很显著^[8].



(a) $M=63, \eta=50, \Delta=1$



(b) $M=63, \eta=50, \Delta=0.5$

图3 剩余码相位偏移值发生变化时的检测概率

Fig.3 Detection probability when residual code phase offset value is changed

1.2 利用前后两个码位相关值相加来克服剩余码相位偏移效应

下面将证明在 $-\Delta < \tau_1^n - \tau_1' < \Delta$ 状态下对两次连续的输出进行求和将是一个跟 δ 无关的值. 图 1 中相关器的输出为 y .

$$\begin{aligned} y &= \sqrt{S} \int_{(n-M)T_c}^{nT_c} c_1(t + \tau_1^n T_c) c_1(t + \tau_1' T_c) dt \\ &= \sqrt{S} \int_0^{MT_c} c_1[t + (\tau_1^n - \tau_1') T_c] c_1(t) dt \\ &= \sqrt{S} \int_0^{MT_c} c_1[t + (\Delta p + \delta) T_c] c_1(t) dt \\ &= \sqrt{S} \int_0^{MT_c} c_1[t + \delta T_c] c_1(t) dt. \end{aligned} \quad (8)$$

利用 $c_1(t) = \sum_i c_{1,i} p_{T_c}(t - iT_c)$, 在积分时间段 $[0, MT_c]$ 内, 将积分区间划分成时间宽度为 ΔT_c 的小段进行累加, 得到:

$$y = \sqrt{S} \sum_{i=0}^{M/\Delta-1} [d_{1,i} d_{1,i+1} \delta + d_{1,i} d_{1,i} (\Delta - \delta)] T_c. \quad (9)$$

步长为 $\Delta = 1/n$, n 为整数. $d_{1,i} = c_{1,x}$, x 表示 $i\Delta$.

证明:

$$\begin{aligned} E(y(n)) + E(y(n-1)) &= \\ E\sqrt{S} \left(\sum_{i=0}^{M/\Delta-1} [d_{1,i} d_{1,i+1} \delta + d_{1,i} d_{1,i} (\Delta - \delta)] T_c + \right. \\ &\quad \left. [d_{1,i} d_{1,i} \delta + d_{1,i} d_{1,i-1} (\Delta - \delta)] T_c \right) = \\ E\sqrt{S} T_c \left(\sum_{i=0}^{nM-1} [d_{1,i} d_{1,i+1} - d_{1,i} d_{1,i} + d_{1,i} d_{1,i} - \right. \\ &\quad \left. d_{1,i} d_{1,i-1}] \delta \right) + \beta = \\ E\sqrt{S} T_c \sum_{i=0}^{nM-1} [d_{1,i} d_{1,i+1} - d_{1,i} d_{1,i-1}] \delta + \beta = \\ E\sqrt{S} T_c \sum_{i=0}^{M-1} [(d_{1,ni} d_{1,ni+1} - d_{1,ni} d_{1,ni-1}) + \\ &\quad (d_{1,ni+1} d_{1,ni+2} - d_{1,ni+1} d_{1,ni}) + (d_{1,ni+2} d_{1,ni+3} - \\ &\quad d_{1,ni+2} d_{1,ni+1}) + \dots + \\ &\quad (d_{1,ni+n-1} d_{1,ni+n} - d_{1,ni+n-1} d_{1,ni+n-2})] \delta + \beta = \\ \sqrt{S} T_c E \sum_{i=0}^{M-1} (d_{1,ni+n-1} d_{1,ni+n} - d_{1,ni} d_{1,ni-1}) \delta + \beta = \\ \sqrt{S} T_c E \sum_{i=0}^{M-1} (d_{1,ni+n-1} d_{1,ni+n} - d_{1,ni-1} d_{1,ni}) \delta + \beta = \\ \sqrt{S} T_c E \sum_{i=0}^{M-1} (d_{1,ni-1} - \frac{T_c}{\Delta T_c} d_{1,ni} + \frac{T_c}{\Delta T_c} d_{1,ni+1} - d_{1,ni-1} d_{1,ni}) \delta + \beta = \\ \begin{cases} \sqrt{S} T_c E \sum_{i=0}^{M-1} (-1^2 + 1^2) \delta + \beta = \beta, \text{ 相反;} \\ \sqrt{S} T_c E \sum_{i=0}^{M-1} (1^2 - 1^2) \delta + \beta = \beta, \text{ 相同.} \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

上面证明要用到下面这些已知条件 $n = T_c/(\Delta T_c)$, $d_{1,ni-1+T_c/\Delta T_c} = d_{1,ni+T_c/\Delta T_c}$ 和 $d_{1,ni-1} d_{1,ni}$ 相差

一个码片 T_c . 由 PN 序列性质知 $d_{1,ni-1}$ 和 $d_{1,ni}$ 符号相同或相反.

可推出下列条件:

- (1) $d_{1,ni-1}$ 和 $d_{1,ni}$ 符号相同时, $d_{1,ni-1+n}$ 和 $d_{1,ni+n}$ 符号相同;
- (2) $d_{1,ni-1}$ 和 $d_{1,ni}$ 符号相反时, $d_{1,ni-1+n}$ 和 $d_{1,ni+n}$ 符号相反;

$$\beta = \sqrt{S} T_c \sum_{i=0}^{M/\Delta-1} [d_{1,i} d_{1,i} \Delta + d_{1,i} d_{1,i-1} \Delta]. \quad (11)$$

1.3 新捕获算法方案

由以上结论可得, 如果在 H_1 状态下对两次连续的输出进行求和, 结果为 β , 跟 δ 无关, 可以基于此克服剩余码相位偏移效应. 根据上述结论设计新的捕获方法, 见图 4.

$$\begin{aligned} u_1[n] &= (e_l[n-1] + e_l[n])^2 + \\ &\quad (e_q[n-1] + e_q[n])^2 = \\ &\quad (Y[n-1] + Y[n])^2 + W_1[n]. \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} u_2[n] &= e_l[n]^2 + e_q[n]^2 \\ &= Y^2[n] + W_2[n]. \end{aligned} \quad (13)$$

$W_1(n)$ 和 $W_2(n)$ 代表 $u_1[n]$ 和 $u_2[n]$ 中的包含多址干扰和加性噪声的联合干扰^[9].

显然, 变量 $u_1[n]$ 包含了先前的和当前的所期望的采样值之和, 正如上面所证明, 由于去掉了剩余码相位偏移效应, 它将被期望为一个系统性能最好的结果. 利用检验变量 $u_1[n]$ 来判断是否至少有当前和先前采样值中的一个在状态 H_1 下. 如果 $u_1[n]$ 比门限大, 就可以判断先前或当前的采样值在 H_1 下. 这时, 可以选择 $\arg\max(u_2[n], u_2[n-1])$ 作为估计值. $\arg\max(\cdot)$ 表示选取幅度最大值. 从图 2 中很容易理解要在判决中采用变量 $\arg\max(u_2[n], u_2[n-1])$ 的理由. 图 2 中, 瞬时采样 $n-2$ 和 $n+1$ 的样值是在 H_0 下, $n-1$ 和 n 在 H_1 下. 这样, 在 H_1 下来进行判断(也就是说, 当 $u_1[n]$ 比门限大), 选择 $\arg\max(u_2[n], u_2[n-1])$ 比仅选择 $u_2[n]$ 作为估计值将有更多的捕获成功机会.

1.4 新捕获算法检测概率仿真分析

笔者对传统设计方法的性能和新设计方法性能进行对比来分析捕获性能. 为了评估新设计方法的性能, 采用下列参数:

- (1) PN 序列长度为 63;
- (2) 匹配滤波器的长度为 63;
- (3) 步长为 $\Delta = 1$ 和 $\Delta = 1/2$ 两种情况;
- (4) 虚警概率 P_f 接近 0.01. 门限值由捕获时间和剩余码相位偏移决定^[10].

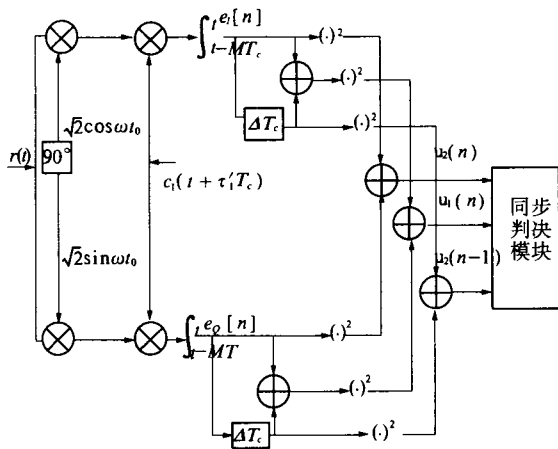


图 4 新算法的码捕获方案的系统结构图

Fig. 4 Block diagram of the new algorithm of PN code acquisition

当 $M = 63$, $PF = 0.01$, $\Delta = 1$ 和 $\Delta = 1/2$, 在图 5 对比了传统的捕获方法和新捕获方法最好和最坏情况下的检测性能。跟预期设想的一样, 当发生剩余码相位偏移效应时, 传统设计方法下的捕获性能对此非常敏感, 检测概率急剧下降。而新的捕获算法对此不是很敏感, 检测概率下降比传统方法要缓慢很多。也就是说采用新的捕获算法, 系统性能得到提高。

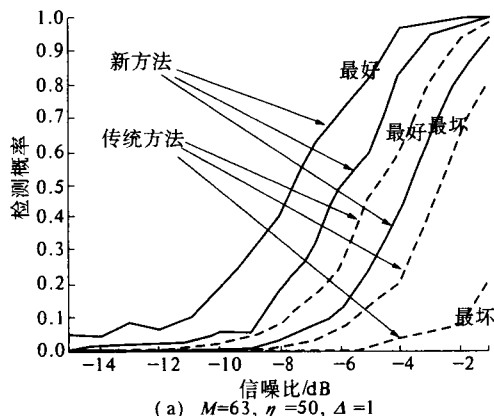
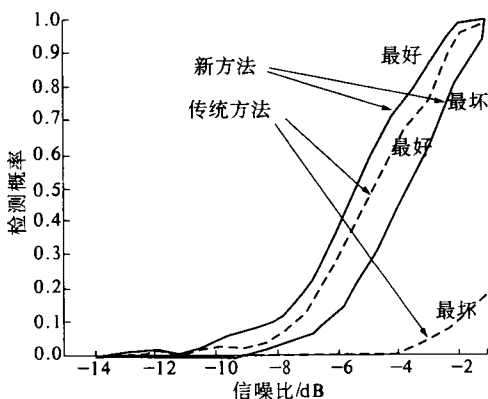
(a) $M=63, \eta=50, \Delta=1$ (b) $M=63, \eta=50, \Delta=1/2$

图 5 新旧算法检测概率对比图

Fig. 5 Detection probability comparison between proposed and conventional algorithm

2 结论

笔者先分析了传统非相干同步捕获的基本原理, 并分析了剩余码相位偏移效应对传统捕获算法带来的弊端。证明了在 $1/\Delta$ 为整数的前提下, 利用前后两个码位相关值相加可以克服剩余码相位偏移效应, 并提出了克服剩余码相位偏移效应的非相干并行同步系统的设计方案。通过对新算法进行了性能仿真和分析, 发现新算法的捕获性能确实比传统的设计更好。相信该算法可以服务于直接序列扩频捕获系统中。

参考文献:

- [1] 查光明. 扩频通信[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2002: 1-27.
- [2] RICK R, MILSTEIN L B. Parallel acquisition in mobile DS-CDMA systems[J]. IEEE Trans Commun, 1997, 45(2): 1466-1476.
- [3] DICARLO D M, WEBER C L. Multiple dwell serial search: performance and application to direct sequence code acquisition[J]. IEEE Trans Commun, 1983, 31(6): 650-659.
- [4] ZARRABIZADEH M H, SOUSA E S. A differentially coherent PN code acquisition receiver for CDMA systems[J]. IEEE Trans Commun, 1997, 45(5): 1456-1465.
- [5] 陈荣, 周旭, 张士强. 扩频信号的捕获与跟踪[J]. 无线电工程, 2010, 12(5): 52-55.
- [6] SOUR E A, GUPTA S C. Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in nonselective and frequency-selective rice fading channels[J]. IEEE Trans Commun, 2002, 10(3): 535-544.
- [7] 程乃平, 任宇飞, 吕金飞. 高动态扩频信号快速捕获技术研究[J]. 国外电子测量技术, 2006, 28(7): 24-26.
- [8] SHEEN W H, TZENG J K, TZOU C K. Effects of cell correlations in a matched-filter PN code acquisition for direct-sequence spread-spectrum system[J]. IEEE Trans Commun, 2008, 48(7): 724-732.
- [9] 曾兴雯, 裴昌辛. 数字相关器及解扩性能分析[J]. 西安电子科技大学学报, 2003, 18(6): 23-25.
- [10] 国世超, 陈安乐, 韩方剑. 基于部分匹配滤波的伪码捕获方法研究[J]. 电子信息对抗技术, 2010, 25(2): 18-20.

(下转第 120 页)

- [6] NA H, KIM S. Optimum number of secondary users in cooperative spectrum sensing using adaptive threshold [C]//IEEE International Conference on Network Infrastructure and Digital Content, 2010: 52–56
- [7] PEH E, LIANG Y C. Optimization for cooperative sensing in cognitive radio networks [C]//IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2007: 27–32.
- [8] CHEN Yun-fei. Optimum number of secondary users in collaborative spectrum sensing considering resources usage efficiency [J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(12): 877–879.
- [9] LIANG Y C, ZANG Y, PEH E C Y, et al. Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1326–1337.
- [10] STOTAS S, NALLANATHAN A. On the throughput and spectrum sensing enhancement of opportunistic spectrum access cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(1): 97–106.

Research of Partner Selection in Cooperative Spectrum Sensing Based on SNR Comparison

YANG Shou-yi, BAI Wen-juan, FU Ya-nan

(School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In a practical circumstance, because the reliability of each cognitive user's local sensing result is different, the detection performance cannot be improved with the increase of the number of participating users. In consideration of the necessity of cooperation and collaboration gain, a new scheme-partner selection in cooperative spectrum sensing based on SNR comparison is proposed. Theoretic analysis and computer simulation show that the proposed scheme improves the detection performance and reduces the number of cognitive users which participate cooperative spectrum sensing at the same time, so this new scheme can improve the efficiency of cooperation.

Key words: cognitive radio; cooperative spectrum sensing; partner selection; signal to noise ratio (SNR)

(上接第 115 页)

Research on a New Algorithm of Spread Spectrum Acquisition to Conquer Effect of Residual Code Phase Offset

WANG Zhi-yang¹, YANG Ji-long²

(1. Department of Information Engineering, Anhui Vocational College of Electronics & Information Technology, Bengbu 233030, China; 2. Zhongxing Telecommunication Equipment Corporation, Shenzhen 518057, China)

Abstract: This paper firstly analyzes and simulates the relational performance of the conventional noncoherent synchronization system. According to the bad impact on acquisition performance by the effect of residual code phase offset, it proves that the sum of the two successive matched filter outputs can conquer the effect if $1/\Delta$ is integral. Based on the scheme and conventional design, it puts forward a new algorithm of noncoherent synchronization spread spectrum acquisition. Many results and simulations are also given to show that the proposed algorithm has better performance than the conventional design.

Key words: spread spectrum communication; noncoherent synchronization; effect of residual code phase offset; PN code acquisition; matched filter