

PN 码同步和 BER 对 DS/CDMA 移动 Ad hoc 网络 最佳传输范围的影响

王祖良, 丁 宏, 袁继兵, 郑林华

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 研究了非理想 PN 码同步和 BER 共同影响下, 基于 DS/CDMA 的移动 Ad hoc 网络传输范围. 提出一种非理想 PN 码同步下每时隙期望前进距离 EFP, EFP 为本地吞吐量与链路距离的乘积, 通过最大化 EFP 可以获得节点最佳传输范围. 数值结果表明非理想 PN 码同步降低了 EFP 的值, 并且每个节点平均发送数据包的最佳概率也不同于目前已有的研究结果.

关键词: 移动自组织网络; 直扩码分多址; PN 码捕获; 期望前进距离

中图分类号: TP393 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 06-1357-05

Effect of PN Code Synchronization and BER on Optimum Transmission Ranges in DS/CDMA Mobile Ad Hoc Networks

WANG Zu-liang, DING Hong, YUAN Ji-bin, ZHENG Lin-hua

(College of Electrical Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: The effect of PN code synchronization and BER together on transmission ranges in DS/CDMA Mobile Ad hoc networks (MANET) is studied. The expected forward progress per slot that is a product of local throughput and link distance is put forward. The optimum transmission ranges can be obtained by maximizing expected forward progress. The results show that the probability of PN synchronization decreases the expected forward progress per slot compared with previous results. The results also show that the optimum probability p of each terminal transmitting a packet is different from previous results.

Key words: ad hoc; DS/CDMA; PN code synchronization; expected progress per hop

1 引言

在移动 Ad hoc 网络 (MANET) 中, 每个节点既充当源/目的终端又能为其它节点转发分组 (相当于路由器的功能), 网络综合吞吐量性能不仅取决于每个节点的本地吞吐量性能, 还取决于从源端到目的端所经过的“跳数”. 这个问题得到了研究人员极大的关注^[1~4], 文献 [1] 研究了窄带 (非扩频) Ad hoc 网络的传输性能, 文献 [2~4] 针对直扩 CDMA 方式 Ad hoc 网络传输规模的最优化进行了研究.

基于直扩 CDMA 技术的 Ad hoc 网络充分利用了扩频通信的优点, 多个终端可以同时发射信号, 接收端利用不同的扩频码序列互相关特性区别不同终端. 文献 [2~5] 利用门限模型分析 DS/CDMA Ad hoc 的性能, 门限模型假定接收端信干噪比 (SINR, signal to interferers and noise ratio) 大于某一门限则分组能够正确传输. 在文献

[2, 3] 中作者研究发现最大化期望前进距离可以得到最佳传输范围. 通过将网络终端建模为一个干扰环境下的随机泊松流, Sousa 和 Silvester^[2] 指出最佳邻居数为 CK^α 形式, 其中 C 为常数, K 为处理增益、背景噪声以及所用纠错编码长度的函数, α 为相对功率衰减律. Zorzi 和 Pupolin^[3] 在考虑了阴影和衰落情况的更为复杂的信道模型下, 推广了文献 [2] 的结论. Chandra 和 Hughes^[4] 利用一种新的性能测量量, 信息效率 (IE) 分析网络性能, 得出对于低代价移动包交换网络通过参数优化可以使信息效率改善近 20 倍. 在文献 [5] 里, 作者分析了多径分离对 CDMA Ad hoc 网络性能的影响, 利用每时隙期望前进距离作为所用网络模型容量的性能准则, 采用 RAKE 分集接收技术增强网络性能和降低信道衰落的负面影响.

但是所有这些研究均假设了理想的伪码同步, 而在实际通信系统中这一假设并不成立. 在直扩 CDMA 系统

中伪码同步必不可少的, 并对系统性能有着重要的影响^[6,7], 获得与接收码同步的本地参考码是对期望信号实现解扩和对干扰信号扩谱的关键, 伪码同步性能对网络吞吐量的影响包括两个方面: (1) 同步数据段的开销; (2) 同步失败对分组传输成功率的影响. 本文针对第 2 个方面同步对分组传输成功率的影响, 提出一种新的伪码同步通过概率和解调误比特率综合影响下的 DS/CDMA ad hoc 最佳传输范围的分析方法, 并通过仿真对影响吞吐量的重要参数进行优化配置.

2 系统模型

我们假定了多跳包交换网络模型, 系统划分为时隙, 每个终端在给定时间隙按照概率 p 发送一个数据分组. 我们将节点位置建模为一个单位面积分布参数为 λ 的平面泊松点过程. 在半径为 R 的平面区域 A 内, 存在 k 个节点的概率为^[5]

$$P[k \text{ in } R] = \frac{e^{-\lambda(A)} (\lambda A)^k}{k!} \quad (1)$$

与文献[5]研究方法相同, 本文假定在每个时隙内, 网络拓扑保持恒定, 并且在一个数据分组发送时间内, 干扰电平也保持恒定值, 并假设节点为半双工通信收发信机, 即节点处于发送状态时不能同时接收数据分组, 处于接收状态时不能发送分组. 在一定信号-干扰噪声比 (SINR, signal-to-interference plus noise ratio) 条件下, 网络成功传输分组的概率为

$$P[\text{packet success}/\text{SINR}] = P[\text{pair up}] \cdot P[\text{packet success}] \quad (2)$$

其中 $P[\text{pair up}]$ 代表接收节点和发送节点成功配对的概率, 即发送节点处于发送状态并且接收节点处于接收状态 (不在发送状态) 的概率. $P[\text{packet success}]$ 表示在成功配对的前提下一个分组成功传输的概率. 根据上面的假设, 在一个时序内某一终端处于发射状态的概率为 p , 处于接收的概率即为 $1-p$, 从而得成功配对的概率为

$$P[\text{pair up}] = p(1-p) \quad (3)$$

成功传输一个分组需要满足: (1) 在同步阶段正确实现同步; (2) 正确解调和解码, 并且这两个事件是独立的. 所以分组成功传输的概率为:

$$P[\text{packet success}] = P[\text{synchronization passes}] \cdot P[\text{SINR} > \text{SINR}_{th}] \quad (4)$$

这里 $P[\text{synchronization passes}]$ 代表正确同步的概率, $P[\text{SINR} > \text{SINR}_{th}]$ 表示在特定调制和纠错编码方式下, 解调并译码出一个分组里错误比特个数小于编码纠错能力的概率, 这里利用门限模型. 对于门限模型, 当 SINR 大于给定门限时, 一个数据分组能够成功传输^[8].

假设采用二进制相位键控直接序列扩频方式 (DS/

BPSK), 则符号错误概率为^[2]

$$P_e(\text{SINR}) = Q(\sqrt{2 \cdot \text{SINR}}) \quad (5)$$

$$\text{其中 } Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{t^2}{2}} dt.$$

假设分组长度为 n , 纠错编码纠错能力为 t , 则对任意 $i \in [0, t]$, n bits 数据发生 i bits 错误的概率属于发生 i 次错误事件的 n 重伯努利实验问题, 其概率为二项式分布, 从而有

$$s(\text{SINR}) = P[\text{SINR} > \text{SINR}_0] = \sum_{i=0}^t \binom{n}{i} (Q(\sqrt{2\text{SINR}}))^i (1 - Q(\sqrt{2\text{SINR}}))^{n-i} \quad (6)$$

假设期望信号功率为 P_ξ 并且干扰用户的功率为 P_1, P_2, \dots, P_I , 并假定脉冲成形采用矩形脉冲, 则可以得到 DS/BPSK 检测器输入端 SINR 为^[2]

$$\text{SINR} = \frac{E_b}{N_{\text{off}}} = \left[\frac{2Y}{3S_f P_\xi} + \frac{1}{\text{SINR}_0} \right]^{-1} \quad (7)$$

其中 S_f 为扩频增益, I 为干扰节点数量, $N_{\text{off}}/2$ 为检测器端等效高斯白噪声功率谱密度, $Y = \sum_{i=1}^I P_i$, $\text{SINR}_0 = E_b/N_0$, SINR_0 表示没有干扰情况下检测器端信噪比.

3 伪码成功同步概率

为方便后面的推导, 假设每个终端的信号功率相等, 即 $P_\xi = P_1 = P_2 = \dots = P_I = s$, 则接收信号为:

$$r(t) = \sqrt{2} \sum_{i=1}^{L+1} \sqrt{s} c_i(t - \tau) \cos(\omega_c t + \varphi) + n(t) \quad (8)$$

这里 c_i 为第 i 个终端的 PN 码序列, $t - \tau$ 为时间延迟, ω_c, φ 为载波频率和相位, $n(t)$ 是双边功率谱密度为 $N_0/2$ (dB/Hz) 的加性高斯白噪声 AWGN.

假定伪码捕获采用数字匹配滤波器 (DMF) 结构, 并假设 PN 序列采用 m 序列, 则 DMF 的同相、正交两路输出为

$$y_I = R_{\xi\xi}(\tau) \cos(\varphi) + \sum_{i=1}^I R_{i\xi}(\tau) + \sum_{i=1}^{S_f} n_q(i) c_{I+i} \quad (9a)$$

$$y_Q = R_{\xi\xi}(\tau) \sin(\varphi) + \sum_{i=1}^I R_{i\xi}(\tau) + \sum_{i=1}^{S_f} n_q(i) c_{Q+i} \quad (9b)$$

上面两式等号右边第一项为本地 PN 码与接收 PN 码完全对齐时期望信号采样值, 第二项为其它 I 个终端对期望终端多址干扰产生的输出, 第三项是噪声引起的输出. $R_{\xi\xi}(\tau)$ 表示期望信号的 PN 码自相关值, 下标 ξ 表示期望信号, $R_{i\xi}(\tau)$ 表示第 i 个终端对应的信号与期望信号的 PN 码的互相关值. 由于 PN 码为 m 序列, m 序列具有很好的相关特性, 即 $R_{\xi\xi}(\tau), R_{i\xi}(\tau)$ 满足下式

$$R_{\xi\xi}(\tau) = \begin{cases} S_F, \tau = 0 \\ -1, \tau \neq 0 \end{cases}, R_{i\xi} = -1, i = 1, 2, \dots, I \quad (10)$$

假设 $S_F \gg 1$, 则 $n_i(i)$ 、 $n_Q(i)$ 是相互独立的高斯噪声, 则 $E[n_i(i)] = E[n_Q(i)] = 0$, $E[n_i^2(i)] = E[n_Q^2(i)] = T_c N_0/2$, $E[n_i(i)n_i(j)] = E[n_Q(i)n_Q(j)] = 0$, ($i \neq j$). 于是式(9)中第三项噪声引起的 DMF 输出为独立同分布 (i, i, d) 零均值高斯随机变量, 其方差为 $\sigma_n^2 = N_0 S_F T_c/2$, T_c 为码片持续时间, S_F 为扩频增益. 从而式(9)可近似表示为:

$$y_\psi = \begin{cases} \sqrt{sT_c} S_F - \sqrt{sT_c} I, H_1 \\ -(I+1)\sqrt{sT_c}, H_0 \end{cases}, \quad \psi = I, Q \quad (11)$$

这里 H_1 表示同步态, 即本地参考 PN 码与接收 PN 码完全对齐的状态, H_0 表示失步态. 对于 H_1 事件, 检测变量的概率密度函数 $z = \sqrt{y_I^2 + y_Q^2}$ 为莱斯分布

$$f_{H_1}(x) = \frac{x}{\sigma_n^2} \exp\left\{-\frac{x^2 + \left(\sqrt{sT_c} S_F - \sqrt{sT_c} I\right)^2}{2\sigma_n^2}\right\} \cdot I_0\left\{\frac{x\left(\sqrt{sT_c} S_F - \sqrt{sT_c} I\right)}{\sigma_n^2}\right\}, x \geq 0 \quad (12)$$

其中 $I_0(\cdot)$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数^[9].

假设伪码捕获采用数字匹配滤波器捕获方式, 捕获门限为 V_{th} , 则捕获概率为:

$$P_{Acq} = \int_{V_{th}}^{\infty} f_{H_1}(x) dx = Q\left[\sqrt{\frac{2E_c(S_F - I)^2}{N_0 S_F}}, \sqrt{V_{th0}}\right] \quad (13)$$

其中 $Q(a, b)$ 为广义 Marcum 函数, V_{th0} 为归一化捕获门限, $V_{th0} = V_{th}/\sigma_n^2$, E_c 为每码片能量 $E_c = sT_c$.

由前面所有终端功率相等的假设可将式(7)改写如下:

$$\text{SINR} = \frac{3S_F \text{SINR}_0}{2I \cdot \text{SINR}_0 + 3S_F^2} \text{ or } E_c = \frac{3N_0 \text{SINR}}{3S_F - 2I \cdot \text{SINR}} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13)可以得到捕获概率为:

$$P_{Acq} = Q\left[\sqrt{\frac{6\text{SINR}(S_F - I)^2}{(3S_F - 2I \cdot \text{SINR}) S_F}}, \sqrt{V_{th0}}\right] \quad (15)$$

利用同样的方法可以得虚警概率:

$$P_{FA} = \int_{V_{th}}^{\infty} f_{H_0}(x) dx = Q\left[\sqrt{\frac{6\text{SINR}(I+1)^2}{(3S_F - 2I \cdot \text{SINR}) S_F}}, \sqrt{V_{th0}}\right] \quad (16)$$

至此可以得到检测概率(伪码同步通过概率) $P_D = P[\text{synchronization passes}] = P_{Acq} - P_{FA}$ 的闭合公式.

4 非理想 PN 码捕获下最优传输范围

对于基于 CDMA 的移动 Ad hoc 网络, 有以下几种扩频码分配方式^[10]: 基于公共扩频码分配方式(CBC), 所

有节点共用一个单一的扩频码; 基于接收节点的扩频码分配方式(RBC), 每个节点分配一个单独的接收扩频码, 当一个节点需要发送数据分组时, 首先查找目的节点的接收扩频码, 然后用此扩频码对数据分组进行扩频并发送, 在接收端接收节点始终利用接收扩频码监听信道; 基于发送节点的扩频码分配方式(TBC), 每个节点分配一个单独的发送扩频码, 当节点需要发送数据时利用发送节点自己的扩频码对数据分组进行扩频, 由于发送节点使用的扩频码各不相同, 所以这种方式不会产生碰撞. 本文采用 TBC 方式, 并假定接收节点可以通过其它方式准确获知其对应的发送节点, 以便将利用相应发送节点扩频码监听, 多址干扰是由于扩频码之间的非理想正交性所致.

在移动 Ad hoc 网络中, 一个数据分组从发送直接节点到接收节点需要经过多跳转发实现, 经历的跳数对给定网络的性能产生关键的影响. 移动 Ad hoc 网络的综合传输性能与本地终端吞吐量与链路距离的乘积有关. 根据文献[2], 每时隙期望前进距离 Z 由本地吞吐量 ζ 和链路距离 R 定义为:

$$Z = \zeta \cdot R \quad (17)$$

由于发送概率为 p , 干扰节点数为 I , 则节点总数为 I/p , 则以 I/p 代替文献[2]中的节点总数从而得归一化 EFP 为

$$\sqrt{Z} = \sqrt{I/(p\pi)} (1-p)(1-e^{-p})(P_{Acq} - P_{FA}) \cdot \int_0^{\text{SINR}_0} \text{erfc}\left[\frac{I}{2} \sqrt{\frac{\pi}{K(\text{SINR})}}\right] s'(\text{SINR}) d\text{SINR} \quad (18)$$

其中, $\lambda = I/(p\pi R^2)$. 在门限模型的假设下, 当信噪比大于某一门限 SINR_{th} 时能够正确译码. 所以函数 $s'(\cdot)$ 为 SINR_{th} 处的 δ 函数, 这样, 很容易计算式(18), 式(18)可以表示为:

$$\sqrt{Z} = \sqrt{I/(p\pi)} (1-p)(1-e^{-p})(P_{Acq} - P_{FA}) \cdot \text{erfc}\left[\frac{I}{2} \sqrt{\frac{\pi}{K(\text{SINR}_{th})}}\right] \quad (19)$$

其中, $K(\text{SINR}_{th}) = \frac{3S_F}{2} \left(\frac{1}{\text{SINR}} - \frac{1}{\text{SINR}_0} \right)$.

5 数值结果

图 1 显示了伪码成功同步概率数值结果, 扩频因子 S_F 为 255. 左边为成功同步概率与归一化门限 V_{th0} 的关系, 参变量为码片信噪比 E_c/N_0 , 干扰用户数量为 10; 右边为成功同步概率与用户数 I 的关系, 参变量为归一化门限 V_{th0} , 取值从 1 到 11 间隔为 2 信噪比为 12dB, 即码片信噪比 E_c/N_0 为 $12 - 10\log 255 \approx -12\text{dB}$. 从左图可以看出, 在低信噪比下正确同步概率与检测门限的设置关系密切, 而高信噪比下正确同步概率对检测门限值不太敏感. 右图显示, 同步概率随着干扰数的增加而单调减

小, 检测门限对应不同的干扰数量存在相应的最佳值, 当干扰数量在 1~15 之间时, 最佳门限为 $V_{Th0}=9$, 当干扰数在 15~20 之间时最佳门限为 $V_{Th0}=7$, 当干扰数大于 20 则 $V_{Th0}=5$ 是最佳值。后面针对最佳传输范围的仿真, 当不将捕获门限作参变量时均取最佳捕获门限。

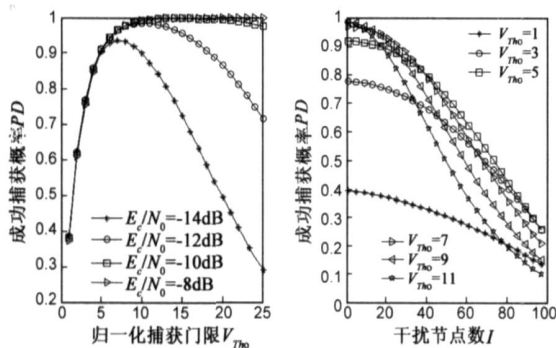


图1 成功同步概率数值结果($S_F=255$)

图2给出了归一化每跳期望前进距离(NEFP)与干扰用户数 I 的关系, 归一化门限作为参变量, 扩频增益 S_F 为 255, 信噪比为 12dB, 按照文献[2]得出的结论, 传输概率 $p=0.271$ 。由图2可知, 随着干扰节点个数增加到 100, 各种捕获门限下归一化每跳期望前进距离均减小到最大值的十分之一以下; 在每种捕获门限下存在一个最佳的干扰节点数使得归一化期望每跳前进距离达到最大, 在各种门限情况这个最佳干扰数在 20 到 35 之间, 当 $V_{Th0}=7$ 时干扰数 $I=29$ 处取得最大值。

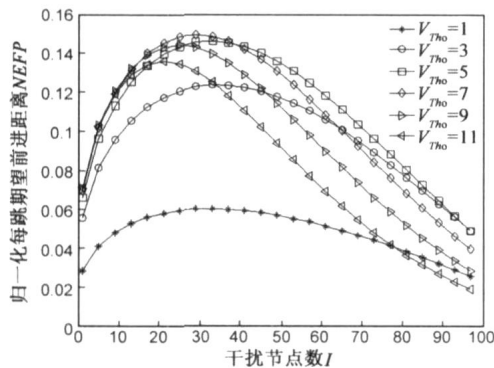


图2 归一化每跳期望前进距离与传输概率的关系 ($S_F=255, p=0.271, \text{SINR}_0=12\text{dB}$)

图3给出了归一化每跳期望前进距离与传输概率之间的关系曲线, 干扰节点数为参变量。从图中可以看出在每种给定干扰数的情况下存在一个最佳的传输概率 p 使得 NEFP 达到最大, 当干扰数为 5 发送概率为 0.3 时 NEFP 取得最大值。这里得出的最佳传输概率比文献[3]得出的 0.271 的结论要大, 这正是由于本文提出的分析方法考虑了非理想伪码捕获的原因, 伪码同步失败会使网络中实际传输的分组减少, 因此, 要达到最佳的传输吞吐量, 需要适当增加每个终端的发送概率。

图4给出了归一化每跳期望前进距离与传输概率

的关系, 分别固定捕获门限 $V_{Th0}=5$ 和 $V_{Th0}=7$, 改变干扰数为 10, 29, 39 几种情况分别组合, 以寻求最佳组合参数配置。由图看出, 当 $V_{Th0}=5$ 并且 $I=29$ 时归一化每跳期望前进距离达到全局最大值。

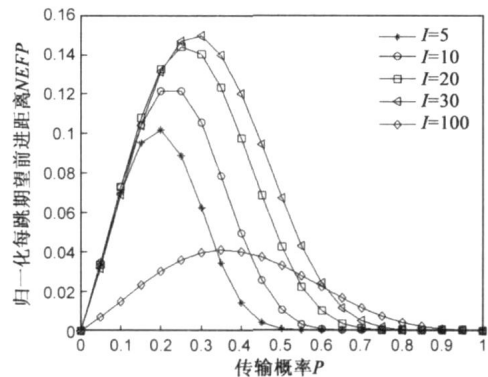


图3 归一化每跳期望前进距离与传输概率的关系 ($S_F=255, V_{Th0}=9, \text{SINR}_0=12\text{dB}$)

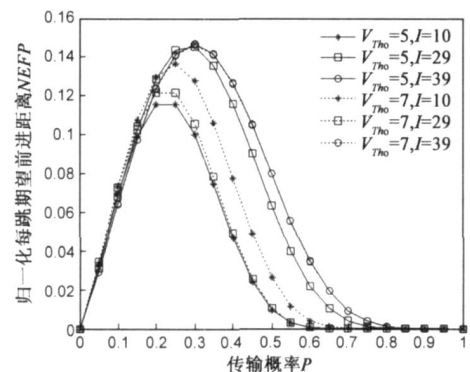


图4 归一化每跳期望前进距离与传输概率的关系 ($S_F=255, \text{SINR}_0=12\text{dB}$)

6 结束语

MANET 由于具有机动灵活的固有特性, 适合于军事用途, 尤其适合远离陆地的海战场移动信息网。研究网络最佳传输范围和参数的优化配置对军事网络的设计具有重要的参考意义。DS/CDMA 技术的引入使 Ad hoc 网络不同终端能够同时发送分组, 提高了网络的整体性能, 但 CDMA 系统是自干扰系统, 同时发送分组的终端数越多这种多址干扰(MAI)越强。MAI 不仅影响分组接收的误码率特性, 也影响 PN 码的捕获性能, 这两个方面共同决定了网络的吞吐量性能。本文研究结果对移动 Ad hoc 网络吞吐量性能的分析 and 网络设计参数优化配置都具有较强的指导意义。设计性能优良的 PN 码捕获算法提高码同步通过率, 可以改善网络吞吐量性能。

本文只考虑了 PN 码采用 m 序列的情况, m 序列相关特性是所有伪随机序列中最好的, 但是在伪码长度受限的情况下, m 序列码集数量很少, 不能适应大规模网络的情况, 下一步将研究采用 M 序列, Gold 序列等情况

下网络的传输规模.

参考文献:

- [1] T C Hou, V O K Li, Transmission ranges for randomly distributed packet radio terminals[J]. IEEE Trans Commun, 1984, 32(4): 246–257.
- [2] E Sousa, J A Silvester. Optimum transmission ranges in a direct sequence spread spectrum multihop packet radio network[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Commun, 1990, 8(7): 762–771.
- [3] M Zorzi, S Pupolin. Optimum transmission ranges in multihop packet radio networks in the presence of fading[J]. IEEE Trans on Commun, 1995, 43(7): 2201–2205.
- [4] Madhavi W Chandra, Brian L Hughes. Optimizing information efficiency in a direct sequence mobile packet radio network[J]. IEEE Trans on Commun, 2003, 51(1): 22–24.
- [5] M Geandre Rêgo, R P Ramos, R Baldini Filho, C de Almeida. CDMA Ad Hoc networks in multipath fading channels[A]. 2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications[C]. Manaus, Brazil: IEEE, 2006. 406–409.
- [6] Justin G R Delva, Ivan Howitt. PN acquisition for DS SS using a preloop parallel binary search phase estimator and a closed loop selective search subsystem[J]. IEEE Trans on WIRELESS COM, 2004, 3(2): 408–417.
- [7] Zeng Xiaoping, Tan Xiaoheng, Liu Jing. PN code acquisition detection for CDMA networks based on wavelet transform and artificial neural network[A]. IEEE Proceedings of ICCT 2003[C]. Beijing: IEEE Press, 2003.
- [8] E S Sousa. The effect of clock and carrier frequency offsets on the performance of a direct sequence spread spectrum multiple access system[J]. IEEE Journal on Selected Areas on Communications, 1990, 8(4): 580–587.
- [9] L L Yang, J Simsa. Performance evaluations spread spectrum code acquisition using four state Markov process[J]. IEEE Proc Commun, 2000, 147(4): 231–238.
- [10] E Sousa, J Silvester. Spreading code protocols for distributed spread spectrum packet radio networks[J]. IEEE Trans Commun, 1988, 36(4): 21–29.

作者简介:

王祖良 男, 1974 年生, 云南曲靖人, 国防科技大学电子科学与工程学院博士研究生, 主要从事无线扩频技术、Ad hoc 等方面的研究.
Email: zhwang@nuct.edu.cn

丁宏女, 1973 年生, 江苏宿迁人, 国防科技大学电子科学与工程学院讲师, 博士生, 主要从事无线通信方面的研究.
Email: lxtdh@sina.com

袁继兵 男, 1976 年生, 湖南常德人, 国防科技大学电子科学与工程学院博士, 主要从事空间通信、扩频通信等方面的研究.

郑林华 男, 1961 年生, 湖南长沙人, 国防科技大学电子科学与工程学院教授, 博士生导师, 主要从事空间通信、无线通信等方面的研究.
Email: lhzhen@nuct.edu.cn