

NLOS 环境下低复杂度的 UWB-SRAKE 接收机性能分析

肖竹^① 向新^{①②} 于全^{①③} 易克初^①

^①(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室 西安 710071)

^②(空军工程大学工程学院 西安 710038)

^③(中国电子设备系统工程公司研究所 北京 100039)

摘要: 该文提出一种适用于 NLOS 环境 UWB 多径信道下低复杂度的选择性 RAKE 接收机(RC-SRAKE), 通过本地参考波形与接收信号的卷积抽样来确定 SRAKE 的 Finger 参数, 不需要已知信道信息或信道估计过程, 降低了复杂度。给出了 RC-SRAKE 误码率的表达式, 分析了 Finger 数目和信道噪声对 RC-SRAKE 性能的影响。通过对 IEEE.802.15.4a 中 NLOS 信道的仿真实验表明, 与能获得准确信道信息的理想 SRAKE 相比, 在 Finger 数目较少的情况下 RC-SRAKE 能达到与之相近的性能。

关键词: 超宽带通信; SRAKE; NLOS 信道; 性能分析

中图分类号: TN914

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)04-0874-04

Performance Analysis on Reduced-Complexity UWB SRAKE Receiver under NLOS Environment

Xiao Zhu^① Xiang Xin^{①②} Yu Quan^{①③} Yi Ke-chu^①

^①(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(Air Force Engineering University, Xi'an 710083, China)

^③(Institute of China Electronics System Engineering Corporation, Beijing 100039, China)

Abstract: In this paper, a Reduced-Complexity Selective RAKE (RC-SRAKE) receiver scheme is proposed, which can be adopted in ultra-wideband multipath channel under NLOS environment. It employs a convolution based finger selection algorithm, which has low complexity because it does not require precise channel information or channel estimation. A closed-form expression for symbol error probability of the proposed RC-SRAKE is derived in term of the combined fingers and impulse noise. The derived expressions are evaluated numerically with IEEE 802.15.4a NLOS channel models. It is demonstrated that RC-SRAKE can achieve the approximate performance as to ideal SRAKE with a fewer fingers.

Key words: UWB communication; SRAKE; NLOS channel; Performance analysis

1 引言

超宽带(Ultra-Wide Band, UWB)通信技术由于其特有的性质在近年来得到了广泛的研究, 随着 FCC 对超宽带信号的重新定义, 并发布了 UWB 功率辐射标准, 使得 UWB 信号可以包括任何使用超宽带频谱的通信方式^[1]。冲激无线电超宽带(Impulse-Radio UWB)采用功率谱密度极低和脉冲宽度极窄的基带脉冲来传递信息, 能获得极大的信号带宽, 具有功耗小、时间分辨率高以及良好的抗衰落特性^[2]。对于 UWB 通信系统中的多径传播特性, IEEE.802.15.3a 成立一个任务小组并发布了信道模型报告^[3], 不久, IEEE.802.15.4a 针对高精度定位应用给出了低速率短距离的信道模型^[4]。

IR-UWB 系统中, 传输带宽可以达到 7.5GHz, 利用其良好的多径分辨率能获得较大的分集增益^[5]。为有效地进行判决检测, RAKE 接收机常用来收集多径信号能量以及对抗多径衰落^[6-8]。通常, 利用 L_A 个 Finger, 合并所有可分的多径分量称之为 ARAKE(All-RAKE), 选择 L_S 个最强的多径分量合并称之为 SRAKE(Selective RAKE), 最简单的 RAKE 接收机是 PRAKE(Partial RAKE), 合并接收信号中最先到达的 L_P 个多径分量。其中, ARAKE 能获得最优的接收性能, 但是需要完整信道信息, 而合并所有多径分量其复杂度也是最高的, 在实际应用中难以承受; SRAKE 的复杂度较之 ARAKE 要低, 能获得系统性能和复杂度的折衷, 但 Finger 参数的选择需要已知信道信息; PRAKE 完全不依赖信道信息, 在 LOS 环境下能获得较好的性能。但对于 NLOS 环境, 因为最先到达的路径往往不是最强的^[7,8], 故而性能的提高需要大量 Finger, 因而又导致接收机复杂程度的增加。

2008-04-07 收到, 2008-09-23 改回

国家自然科学基金(60572148, 60702060)和高等学校学科创新引智计划(B08038)资助课题

相比而言, SRAKE 能获得次最优的性能, 但需要已知信道信息, 这在某些实际应用场合不易获得^[7]。

本文提出一种降低复杂度的 RC-SRAKE(Reduced Complexity-SRAKE)接收机, 利用接收端参考波形和接收信号的卷积, 并以多径间隔对卷积输出抽样来选取 Finger 参数(幅度和时延), 参考波形又能根据 Finger 参数来确定 RAKE 相关接收时的匹配模板信号, 因此不需要已知信道信息, 也避免了复杂的信道估计过程^[9]。文中推导了 RC-SRAKE 误码率性能的表达式, 分析了信道噪声和 Finger 数目对 RC-SRAKE 性能的影响。实验中选用 IEEE.802.15.4a 中的 NLOS 信道 CM2 和 CM4 进行仿真, 与能获得准确信道信息的理想 SRAKE 相比, RC-SRAKE 在 Finger 数目较小的情况下也能达到与之非常接近的性能。

2 UWB 信号多径特性

在 IR-UWB 系统中, 符号周期为 T_s 的信息码元通常包含 N_f 帧, 设帧长为 T_f 。为简单起见, 文中仅考虑单用户情形, 经脉冲幅度调制(PAM)的发射信号可以表示为^[10]

$$s(t) = \sqrt{E_b} \sum_{k=0}^{+\infty} b(k) p(t - kT_s) \quad (1)$$

这里 E_b 表示每个符号的能量, 发送第 k 个信息 $b(k) \in \{+1, -1\}$, 满足归一化条件 $E[b^2(k)] = 1$, $p(t)$ 表示传输符号波形:

$$p(t) = \sum_{n=0}^{N_f-1} g(t - nT_f - c(n)T_c) \quad (2)$$

其中包含单位能量脉冲 $g(t)$, 脉冲宽度满足 $T_p \ll T_f$ 。 $c(n)$ 表示跳时码(TH Code), T_c 为跳时码调制时移, 符号速率 R_s 满足: $R_s = 1/T_s = 1/(N_f T_f)$ 。

多径信道通过抽头延迟模型建模, 设总的抽头数目为 L , 则信道冲激响应为

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

这里 $\{\alpha_l\}_{l=0}^L$, $\{\tau_l\}_{l=0}^L$ 表示幅度和时延, 满足 $\tau_0 = 0, \tau_l < \tau_{l+1}$ 。发射信号通过信道 $h(t)$, 接收信号 $r(t)$ 可表示如下:

$$r(t) = s(t) \otimes h(t) + n(t) \\ = \sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \sum_{k=0}^{+\infty} b(k) p(t - kT_s - \tau_l) + n(t) \quad (4)$$

$n(t)$ 为带通零均值加性高斯白噪声, 双边功率谱密度为 $N_0/2$ 。

RAKE 接收机能具有较高的分集增益, 其中 SRAKE 能获得次最优的性能, 图 1 中给出理想的 I-SRAKE(Ideal SRAKE)接收机的简单示意图^[8], 其中信道参数 $\{\alpha_l, \tau_l\}$ 由信道信息得到。根据信道参数 $\{\alpha_l, \tau_l\}$, 接收端参考波形 $v(t)$ 通过时延模块得到 I-SRAKE 的模板信号 $w(t)$, 然后与 $r(t)$ 经由 SRAKE 合并器相关输出 Y_{SRAKE} 。

3 RC-SRAKE 结构及性能分析

3.1 RC-SRAKE 结构

本节提出了一种低复杂度的 RC-SRAKE 接收机结构,

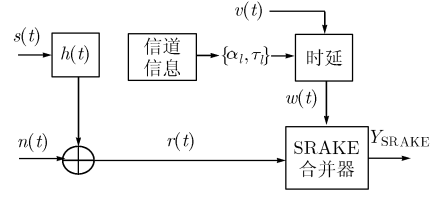


图1 I-SRAKE 接收机示意图

利用接收端参考波形 $v(t)$ 来估计选取的 Finger 参数, 并根据这些参数确定 RC-SRAKE 做相关运算时的模板信号, 因此不需要信道估计过程, SRAKE 接收机复杂度大为降低。Finger 参数选择通过卷积操作来确定, 实现较为简单。图 2 是本文 RC-SRAKE 的结构示意图, 其中 $\downarrow t_{\text{MPC}}$ 表示以多径间隔 t_{MPC} 进行下采样操作。RC-SRAKE 接收过程可分为以下步骤:

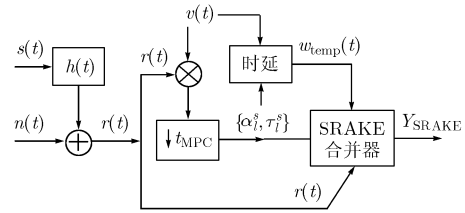


图2 RC-SRAKE 接收机示意图

(1)参考式(1)-式(4)得到接收 $r(t)$, 分为上下两路进行处理;

(2)将参考波形 $v(t) := \sum_{i=0}^{N_f-1} g(t - iT_f)$ 与上一路的接收信号 $r(t)$ 进行卷积操作;

(3)对步骤(2)中的卷积输出以多径间隔 t_{MPC} 进行下采样, 并选择 Finger 参数 $\{\alpha_l^s, \tau_l^s\}$;

(4)将 $v(t)$ 和 $\{\alpha_l^s, \tau_l^s\}$ 作为时延模块的输入, 得到 RC-SRAKE 接收机的模板信号: $w_{\text{temp}}(t) := \sqrt{E_b} \cdot \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_l^s g(t - \tau_l^s)$;

(5)将下一路的 $r(t)$ 和 $w_{\text{temp}}(t)$ 输入至 RC-SRAKE 合并器, 定义输出为 Y_{SRAKE} 。

RC-SRAKE 合并器中进行 $r(t)$ 和 $w_{\text{temp}}(t)$ 的相关运算并合并输出^[8], 设 RC-SRAKE 从所有 L_A 条可分多径中选择 L_S 条多径来搜集能量, 即 Finger 数目为 L_S , 则 RC-SRAKE 输出可以表示为

$$Y_{\text{SRAKE}} = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) w_{\text{temp}}(t) dt \\ = \sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L_S-1} \alpha_l^s \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) g(t - \tau_l^s) dt \quad (5)$$

3.2 RC-SRAKE 性能分析

与图 1 中 I-SRAKE 相比, RC-SRAKE 利用参考波形来获得信道信息, 接收端不需要已知信道信息。本小节对 3.1 节中步骤加以说明, 通过理论推导来分析 RC-SRAKE 的误码性能, 并与 I-SRAKE 进行比较。根据接收端参考波形

$v(t)$, $x_C(t)$ 表示步骤(2)中的卷积输出:

$$\begin{aligned} x_C(t) &= r(t) \otimes v(t) \\ &= \sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_l \sum_{k=0}^{+\infty} b(k) R(t - kT_s - \tau_l) + n_v(t) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $R(\tau) := \int g(t)g(t-\tau)dt$, 表示脉冲波形的自相关函数, 且 $R(\tau) = 0$ 当 $\tau \leq -T_p$ 或 $\tau \geq T_p$, 式中 $n_v(t)$ 表示受噪声干扰项: $n_v(t) = \int n(t)v(t)dt$.

根据步骤(3)中的采样操作, 令 $\{X_j\}$ 表示对 $x_C(t)$ 按照 t_{MPC} 为间隔的采样输出. 假定不存在帧间干扰, 即满足: $T_f > \tau_{\text{max}} + T_p$, $t_{\text{MPC}} \geq T_p$, 这里 τ_{max} 表示信道最大时延扩展. 则 $\{X_j\}$ 可以写成:

$$\{X_j\} = \{x_C(jt_{\text{MPC}})\}_{j=1}^J, \quad J = \lfloor T_f / t_{\text{MPC}} \rfloor \quad (7)$$

从采样输出序列 $\{X_j, jt_{\text{MPC}}\}_{j=0}^J$ 中依照幅度值大小选择 L_s 个 Finger, 其参数为 $\{\alpha_l^s, \tau_l^s\}_{l=0}^{L_s-1}$. 观察上文中式(6), 式(7), $n_v(t)$ 的影响使得 Finger 参数 $\{\alpha_l^s, \tau_l^s\}_{l=0}^{L_s-1}$ 存在误差, 令 $\{\alpha_l, \tau_l\}$ 为准确的信道参数, 则幅度和时延的误差分别为: $\check{\alpha}_l = \alpha_l^s - \alpha_l$, $\check{\tau}_l = \tau_l^s - \tau_l$, 则步骤(4)中的模板信号 $w_{\text{temp}}(t)$ 可写为如下形式:

$$\begin{aligned} w_{\text{temp}}(t) &= \sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_l^s g(t - \tau_l^s) \\ &= \sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_l g(t - \tau_l) + e_{\text{temp}}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

显然, 上式中 $w_{\text{temp}}(t)$ 并不是一个“干净”的模板^[10], 设因噪声引起的误差项为 $e_{\text{temp}}(t) = \sqrt{E_b} \cdot \sum_{l=0}^{L_s-1} \check{\alpha}_l g(t - \check{\tau}_l)$. 为方便推导, 这里假定时延能准确得到, 即 $\check{\tau}_l = 0$. 设 τ_0 为首径到达时间, 则步骤(5)中 RC-SRAKE 合并器中对应第 k 个接收符号 $r_k(t)$ 的相关输出为

$$\begin{aligned} Y(k) &= \int_{\tau_0+kT_s}^{\tau_0+(k+1)T_s} w_{\text{temp}}(t) r_k(t) dt \\ &= \int_{T_s} \left[\sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_l g(t - \tau_l) + e_{\text{temp}}(t) \right] \\ &\quad \times \left[\sqrt{E_b} \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_l b(k) g(t - kT_s - \tau_l) + n(t) \right] dt \\ &= \int_{T_s} \left[E_b \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_l g(t - \tau_l) \sum_{l=0}^{L_s-1} b(k) g(t - kT_s - \tau_l) \right] dt \\ &\quad + n_1(t) + n_2(t) + n_3(t) \\ &= E_b b(k) \sum_{L_s} \alpha_l^2 R(\tau_l) + [n_1(t) + n_2(t) + n_3(t)] \end{aligned} \quad (9)$$

式中 $n_1(t), n_2(t), n_3(t)$ 可视为相互独立的高斯变量^[11], 分别表示如下:

$$\left. \begin{aligned} n_1(t) &= \int_{T_s} \sqrt{E_b} \sum_{L_s} \alpha_l g(t - \tau_l) n(t) dt \\ n_2(t) &= \int_{T_s} e_{\text{temp}}(t) n(t) dt = \int_{T_s} \sqrt{E_b} \sum_{L_s} \check{\alpha}_l g(t - \tau_l) n(t) dt \\ n_3(t) &= \int_{T_s} \sqrt{E_b} b(k) e_{\text{temp}}(t) \sum_{L_s} \alpha_l g(t - \tau_l) dt \\ &= b(k) E_b \int_{T_s} \sum_{L_s} \check{\alpha}_l g(t - \tau_l) dt \sum_{L_s} \alpha_l g(t - \tau_l) dt \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

定义 $R_l := R(\tau_l)$, $\sigma_{\alpha_l}^2 := \check{\alpha}_l^2$, $n_1(t), n_2(t), n_3(t)$ 的方差分别

为

$$\begin{aligned} \sigma_{n_1}^2 &= \frac{N_0 E_b}{2} \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_l^2 R_l, \quad \sigma_{n_2}^2 = \frac{N_0 E_b}{2} \sum_{l=0}^{L_s-1} \sigma_{\alpha_l}^2 R_l, \\ \sigma_{n_3}^2 &= E_b^2 \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_l^2 \sigma_{\alpha_l}^2 R_l^2 \end{aligned} \quad (11)$$

则 RC-SRAKE 的误符号率 P_e 可表示为

$$\begin{aligned} P_e &= Q \left(\sqrt{\frac{[E\{Y(k)\}]^2}{\text{Var}\{Y(k)\}}} \right) = Q \left(\sqrt{\frac{E_b \left(\sum_{L_s} \alpha_l^2 R_l \right)^2}{\sigma_{n_1}^2 + \sigma_{n_2}^2 + \sigma_{n_3}^2}} \right) \\ &= Q \left(\left[\frac{N_0}{2E_b \sum_{L_s} \alpha_l^2 R_l} + \frac{N_0 \sum_{L_s} \check{\alpha}_l^2 R_l^2}{2E_b \left(\sum_{L_s} \alpha_l^2 R_l \right)^2} + \frac{\sum_{L_s} \check{\alpha}_l^2 R_l^2}{\sum_{L_s} \alpha_l^2 R_l} \right]^{1/2} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

式中 $Q[\bullet]$ 表示误差互补函数, 括号内包括 3 项, 第 1 项反映能量收集程度, 和所选用的 Finger 数目 L_s 有关, 后两项中包括 Finger 参数误差和接收信号中的信道噪声. 假如得到准确的信道信息, 即不存在 $\{\alpha_l^s\}$ 误差: $\check{\alpha}_l = \alpha_l^s - \alpha_l = 0$, 则式(12)可简写为

$$P_{\text{SRAKE}} = Q \left(\left[\frac{N_0}{2E_b \sum_{L_s} \alpha_l^2 R_l} \right]^{-1/2} \right) \quad (13)$$

式(13)反映图 1 中 I-SRAKE 的误码性能, 这与文献[2]中式(27)相同, 只是形式稍有差别. 利用 I-SRAKE 接收时, 所选 Finger 数目越多, 信噪比越大, 则误码率越低, 接收机性能越好. 而对于 RC-SRAKE, 结合对式(8)-式(12)的推导过程, L_s 增多时, 能量收集程度增大, 但所引入的噪声也会增加, 故而在其误码性能和发射端信噪比以及 Finger 数目之间存在折衷.

4 仿真实验及讨论

实验中选取 IEEE.802.15.4a 表中的 NLOS 信道 CM2 和 CM4 来验证第 3 节中对 RC-SRAKE 的性能分析. 设定一个 PAM-UWB 系统, 脉冲采用单位能量的高斯脉冲, 脉冲宽度为 1ns, 帧长为 200ns, $b(k)$ 等概率的取 0 和 1, 一个符号由 5 个脉冲发送, 即 $N_f=5$. 图 3 和图 4 分别给出 CM2 和 CM4 信道下, RC-SRAKE 和理想 I-SRAKE 的误码性能比较, 横轴 E_b/N_0 取 0-12dB, 两种 SRAKE 的 Finger 数分别为 [2, 5, 10, 20], CM2 和 CM4 信道响应中可分的多径分量数目分别为 115 和 100. ARAKE 在分析中常作为性能界, 因此图中也给出了 ARAKE 的误码曲线.

首先观察图 3 和图 4 中 I-SRAKE 性能, 如实线所示, E_b/N_0 越大, 误码率越低; 在同样 E_b/N_0 条件下, 参照式(13), 此时 Finger 参数能准确得到, 则 Finger 数目越大, P_e 越低, 这说明能量收集情况取决于可分多径数目, 且当 Finger 数目为 20 时, SRAKE 误码性能逼近了 ARAKE 性能界, 这说明 CM2 和 CM4 信道较为稀疏^[7], 即 NLOS 环境下, 信号能量分散在少量较强的可分多径中.

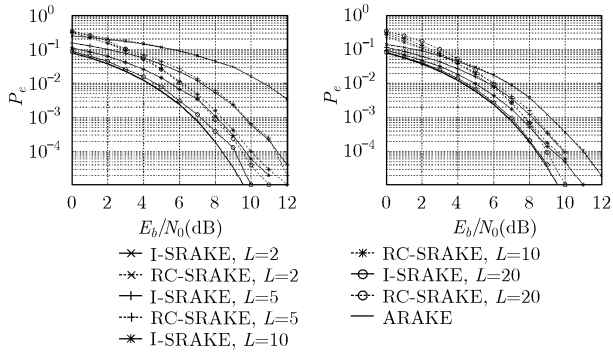


图3 CM2信道RC-SRAKE性能 图4 CM2信道RC-SRAKE性能

对于本文提出的 RC-SRAKE, 图中为虚线所示, 同样 E_b/N_0 越大, 误码性能越好, 且 Finger 数目增大时, P_e 也降低。但性能并不是随着 Finger 数目的增大成线性增长的趋势, 比如当 $L=5$ 与 $L=2$ 时相比误码性能改善明显, 而 $L=10$ 和 $L=20$, 性能曲线相对比较靠近。同时还发现, 在 E_b/N_0 较小时(CM2 中小于 2dB, CM4 中小于 4dB), L 越大, P_e 也越大, 这是因为在 E_b/N_0 较小时噪声对接收性能影响大, 而根据对式(12)的讨论, Finger 数目增大会引入更多的噪声, 故而误码性能越差。

对比 RC-SRAKE 和 I-SRAKE 的性能曲线, 在 $L=2$ 时, 二者的误码性能非常接近, 在 E_b/N_0 大于 2dB(CM2)和大于 4dB(CM4)时几乎重合; 当 $L=5$ 时, 二者的性能差小于 0.5dB, 这说明在 Finger 较少时, RC-SRAKE 可以获得与 I-SRAKE 几乎一致的性能, CM4 中在 E_b/N_0 为 10dB 就能达到低于 10^{-4} 的误码率。当 Finger 数目继续增大至 20, 二者性能差异反而增大, 这同样是因为 RC-SRAKE 随着 Finger 数目增大引入了更多的噪声造成的。另外我们发现图 4 中两种 RAKE 接收机的误码曲线较之图 3 中都更为密集, 即不同 Finger 数时性能差异要小于 CM2 信道, 这说明 CM4 信道的稀疏程度较之 CM2 要高。

5 结束语

NLOS 环境下, UWB 信号中最强的多径分量往往不是最先到达的, 理想的 I-SRAKE 可以根据已知的信道信息来获得 Finger 参数, 只需选择较少的 Finger 数就能取得较大的分集增益, 而实际应用中信道信息通常不易得到。文中提出一种低复杂度的 RC-SRAKE, 利用接收端的参考波形与接收信号进行卷积操作来确定 Finger 参数(本文主要考虑幅度), 该参数和参考波形又可以作为 RC-SRAKE 的模板信号, 故而整个过程不需要已知信道信息, 降低了 SRAKE 的复杂度; 经过理论推导给出了 RC-SRAKE 误码性能的表达式, 式中表明其误码性能取决于 Finger 数目和噪声影响程度。对 IEEE.802.15.4a 中 NLOS 信道 CM2 和 CM4 仿真实验表明, RC-SRAKE 在收集能量的同时引入了噪声, 但在 Finger 数目较少时仍能获得与 I-SRAKE 近似的性能。因此对于 NLOS 环境且不易获得信道信息的情形, 考虑 RAKE 接收机结构

复杂程度, 本文 RC-SRAKE 能作为一种可行的 RAKE 接收方式。

参考文献

- [1] First Report and Order in the Matter of Revision of Part 15 of the Com-mission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, FCC, released, ET Docket 98-153, FCC 02-48[S]. 2002.
- [2] Scholtz R A, Pozar D, and Won N. Ultra-wideband radio [J]. *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, 2005, 3(1): 252-272.
- [3] Roy S, Foerster R J, Somayazulu V S, and Leeper D G. Ultrawideband radio design: The promise of high-speed, short-range wireless connectivity [J]. *Proc. IEEE*, 2004, 92(3): 295-311.
- [4] Molisch A F, Balakrishnan K, and Chong C C. IEEE 802.15.4a channel model-final report[EB/OL].2005.3. <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4a.html>.
- [5] 张新跃, 陶小峰, 张平, 沈树群. 一种新的基于特征向量合并的超宽带系统分集方案[J]. *电子与信息学报*, 2006, 28(6): 1073-1076.
Zhang Xin-yue, Tao Xiao-feng, Zhang Ping, and Shen Shu-qun. A novel based on eigenvector combine transmission diversity scheme for ultra-wideband communication system [J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2006, 28(6): 1073-1076.
- [6] Chang Tsung-Hui and Chi Chong-Yung. Space-time selective RAKE receiver with finger selection strategies for UWB overlay communications [J]. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2006, 54(4): 1731-1744.
- [7] Cassioli D, Win M Z, and Vatalaro F. Low complexity Rake receivers in ultra-wideband channels [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2007, 6(4): 1265-1275.
- [8] Malik W Q, Stevens C J, and Edwards D J. Multipath effects in ultra-wideband Rake reception [J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 2008, 56(2): 507-514.
- [9] Lottici V, Andrea A D, and Mengali U. Channel estimation for ultra-wideband communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2002, 20(9): 1638-1645.
- [10] Yang L Q and Giannakis G B. Timing ultra-wideband signals with dirty templates [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2005, 53(4): 1952-1963.
- [11] 向新, 王勇超, 易克初, 田红心. UWB-TR 接收机性能分析[J]. *通信学报*, 2007, 28(1): 123-126.
Xiang Xin, Wang Yong-chao, Yi Ke-chu, and Tian Hong-xin. Performance analysis of UWB-TR receiver [J]. *Chinese Journal of Communications*, 2007, 28(1): 123-126.

- 肖竹: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为超宽带通信技术、测距与定位技术等。
向新: 男, 1971年生, 副教授, 研究方向为超宽带通信技术。
于全: 男, 1965年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为通信网络仿真技术、软件无线电技术等。
易克初: 男, 1943年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为卫星通信、通信信号处理等。