

一种超宽带系统中的多天线加权预处理方案

廖学文, 董可, 高贞贞, 朱世华

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对高传输速率超宽带系统中的符号间干扰问题, 提出一种新的多天线加权预处理方案. 当发射端已知所有子信道的信道状态信息时, 通过信道系数翻转即可以获得每个子信道的预处理抽头系数及等效信道. 采用基于广义瑞利商方法求得的最优天线加权系数, 能够使得在接收端采样处的信干噪比最大化. 采用该发射方案, 接收端仅需单天线即可实现捕获多径能量和抑制符号间干扰的折中. 仿真结果表明: 相对简单的天线合并方案, 所提方案在 4 发射天线能够下能够获得至少 2 dB 的误码性能提升.

关键词: 超宽带; 多天线; 时间反转; 干扰抑制

中图分类号: TN914.3 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2012)08-0082-05

A Pre-Processing Scheme with Multiple-Antenna Weighting in Ultra-Wideband System

LIAO Xuewen, DONG Ke, GAO Zhenzhen, ZHU Shihua

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: A new multiple-antenna weighting scheme is proposed to improve the problem of inter-symbol-interference suppression in high data-rate UWB systems. When the transmitter knows the full channel state information of each sub-channel, the coefficients of the pre-processing fingers of each antenna and equivalent channel responses are obtained through channel coefficients reversal. Therefore, the final equivalent channel impulse response at the receiver is determined by the multiple-antenna weighting coefficients. The ratio of the received signal to interference-noise can be maximized in the sampled peak using the generalized Rayleigh quotient method. When the proposed scheme is used, only one antenna is needed at the receiver to obtain a trade-off between the multi-path energy capture and the ISI suppression. Simulation results and comparisons with the simple antenna combining scheme show that the proposed scheme achieves at least 2 dB BER performance improvement in a system with four transmit antennas.

Keywords: ultra-wideband; multiple antennas; time reversal, interference suppression

超宽带传输方案具有低功耗、高速率、无需分配专用频段等优点, 其作为低速传感器网络、高速家庭网络的物理层备选方案一直为研究者所关注. 为了降低接收机复杂度, 可采用发射参考技术, 但其频谱效率会受到明显的损失^[1-2]. 在以消费电子设备为核心的现代家庭或办公室环境下, 由于终端数量比接

入点 (access point, AP) 要多, 因此在接入点端进行预处理可降低系统的整体成本. 早在直接序列-码分多址 (DS-CDMA) 系统的研究中, Esmalzaideh 等人首先提出了一种预处理结构, 使得在接收端只需要对主径进行门限检测, 即可达到和 RAKE 接收相同的性能^[3-4]. 在超宽带系统中, 有研究者证明在

收稿日期: 2011-10-11. 作者简介: 廖学文(1980-), 男, 博士, 讲师. 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60902043); 教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20090201120029); 西安市科技计划资助项目(CXY1119①).

网络出版时间: 2012-06-15

网络出版地址: <http://www.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20120615.1044.003.html>

UWB 强弥散信道下,发射端预处理方案可在接收端获得很好的多径能量聚集效果,采用接收端单抽头判决也能获得较好性能^[5].

在高速通信环境中,因为符号间隔远小于信道的时延扩展,使得符号间干扰 (ISI) 成为接收端检测性能的决定性因素. 有研究者提出采用预均衡级联 Pre-RAKE 方案^[6-7],此类方案固然可以改善 ISI,但由于在长时延扩展下附加预均衡器的引入,其抽头系数求解及增加的卷积过程将大大增加发射机的复杂度. 另有研究者提出,若在发射端采用多根天线预处理方案可有效提高接收端信干比^[8]. 由于 UWB 信道具有密集多径的特点,因此单天线下采用合适的发射端预处理方式可使得接收端的多径能量在时间上产生汇聚效应而抑制符号间干扰. 如果利用多个发送天线可使得多径能量的汇聚效应更加显著,从而可以进一步抑制符号间干扰. 已有的研究^[6-8]采用多个天线等增益发送或者按照信道衰落进行功率分配的方式,并没有完全利用全部信道信息. 由于在高速通信环境下性能主要取决于信噪比,因此本文提出了一种多天线下的预处理加权方案 (M-SINR),在发射端更全面地利用已知的信道状态信息进行天线加权处理,使得接收端在主径处采样的信干噪比最大化.

1 系统模型

对于单天线系统,发射信号可以表示为

$$s(t) = (E_b)^{1/2} \sum_{i=0}^{+\infty} b_i \left(\frac{1}{U} \right)^{1/2} \sum_{k=0}^{K-1} c_k p(t - iT_b - kT_c) \quad (1)$$

式中: $p(t) = (1 - 4\pi t^2 / \tau^2) \exp[-2\pi(t/\tau)^2]$ 为高斯二阶 UWB 脉冲函数, τ 设为 0.287 7 ns; 每发送比特采用 K 个脉冲表示; c_k 为第 k 个抽头的预处理系数; T_c 为 chip 宽度,令其等于脉冲宽度 T_p ; $T_b = N_p T_c$ 为符号长度,在高数据速率时, $N_p \ll K$; b_i 为比特信息,假设取值为 ± 1 . 多径信道经 chip 速率采样后的系数向量假设为 $\mathbf{h}$, 长度为 L , 则预处理系数向量 $\mathbf{c}$ 与 $\mathbf{h}$ 卷积后形成的等效信道系数向量为 $\mathbf{g} = \mathbf{c} * \mathbf{h}$, 其长度为 $K + L - 1$. UWB 脉冲具有宽带特性,多径分辨率很高,故经信道传播后具有大量可分辨多径信号^[9],而符号间隔 T_b 远小于信道的最大时延扩展. 在 UWB 信号的传播过程中,本文假设收发机周围散射环境发射表面为理想反射,收发机距离满足远场通信条件,经不同多径到达接收机的脉冲时间无重叠且脉冲波形不发生明显畸变. 接收信

号可表示为

$$r(t) = \left(\frac{E_b}{U} \right)^{1/2} \sum_{i=0}^{+\infty} b_i \sum_{k=0}^{K+L-2} g_k p(t - iT_b - kT_c) + \omega(t) \quad (2)$$

本文方案假设采样率足够高,可达到对超宽带系统的采样要求且能同步至接收信号的主峰值,那么以 chip 速率采样得到的离散时间信号模型可表示为

$$r_n = \left(\frac{E_b}{U} \right)^{1/2} \sum_{i=0}^{+\infty} b_i \sum_{k=0}^{K+L-2} g_k \delta(n - iN_p - k) + \omega_n \quad (3)$$

式中: $\delta(n)$ 为单位脉冲函数. 因为高速传输时 $N_p \ll K + L - 1$, 因此经过多径信道弥散后将产生严重的符号间干扰. 对于发射信号预处理系数 c_k 的选择, 由于 UWB 多径数较大且各径衰落之间具有良好的独立性, 则信道系数向量类似于一个天然的随机长码, 其自相关函数必然有很强的主瓣和较低的旁瓣. 当发射端的预编码系数取为翻转后的信道系数向量, 即 $\mathbf{c}_k = \mathbf{h}_{L-k-1}$ 时, 接收机收到的等效信道响应为实际多径信道响应的自相关函数, 其主径正对应其自相关函数峰值. 图 1 给出了单输入单输出天线 (SISO) 的等效信道响应, 可以看出, 接收机在峰值处进行采样判决可获得最大的信噪比^[10]. 虽然此预处理方案远比信道求逆的预均衡方案简单, 但当传输速率很高时, 由于符号间隔较小, 主径处受到前后符号旁瓣的干扰, 此时 ISI 成为影响检测性能的最主要因素.

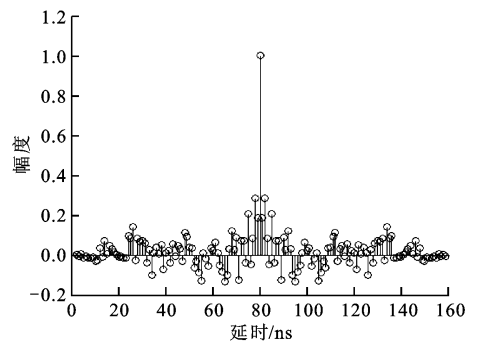


图 1 SISO 信道下的等效信道响应示意图

信道多径系数形成的相关矩阵可表示为

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} h_0 h_0 & h_0 h_1 & \cdots & h_0 h_{L-1} \\ h_1 h_0 & h_1 h_1 & \cdots & h_1 h_{L-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ h_{L-1} h_0 & h_{L-1} h_1 & \cdots & h_{L-1} h_{L-1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$\mathbf{R}$ 的各对角线元素之和即为等效信道响应的各多径

系数,其中主对角线元素和次对角线元素分别对应等效信道响应的主瓣以及各旁瓣的幅值.由于各多径之间的独立性及其均值为0,因此相关矩阵的元素满足

$$\left. \begin{aligned} E[\mathbf{\Gamma}_{i,j}] &= 0, i \neq j \\ E[\mathbf{\Gamma}_{i,j}] &> 0, i = j \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

由于主对角线各元素恒为正,则 $\mathbf{\Gamma}_{hh}$ 的迹也为正,意味着等效信道的主径幅值最大且恒为正.

当发射端存在 Q 根发射天线时,假设各天线到接收端的子信道已知,对各天线根据各自子信道同时采用预处理方案,则第 q 根天线发送信号为

$$s_q(t) = A_q(E_b)^{1/2} \sum_{i=0}^{+\infty} b_i \left(\frac{1}{U}\right)^{1/2} \cdot \sum_{k=0}^{L-1} c_{q,k} p(t - iT_b - kT_c) \quad (6)$$

式中: A_q 为第 q 根发送天线的加权.接收天线按chip速率采样的离散信号可以表示为

$$r_n = \sum_{q=1}^Q A_q \left(\frac{E_b}{U}\right)^{1/2} \sum_{i=0}^{+\infty} b_i \sum_{k=0}^{2L-2} g_{q,k} \delta(n - iN_p - k) + \omega_n \quad (7)$$

采用前文所述预处理方案使得等效信道响应的峰值恒为正,而旁瓣的极性是随机的,当各发射天线加权系数为正时,可使得主径处的接收信号为同相叠加,合并后的等效信道响应的特征使得能量向主瓣集中,而旁瓣则相对受到抑制.采用4发1收天线的接收等效信道响应如图2所示,比较图1可知,增加发射天线有助于提高主径的接收信号能量,相对抑制了旁瓣的干扰功率.文献[6-8]均采用发射端天线为等增益加权或是按各子信道功率进行加权,等增益加权时加权系数为

$$A_q = (1/Q)^{1/2}, \quad q = 1, \dots, Q \quad (8)$$

按照子信道功率加权时

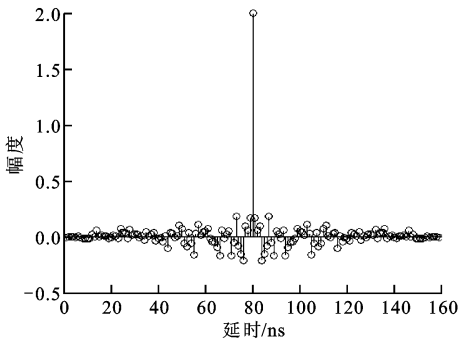


图2 采用4发1收天线时的接收等效信道响应

$$A_q = \left(\frac{\|\mathbf{h}_q\|^2}{\sum_{q=1}^Q \|\mathbf{h}_q\|^2} \right)^{1/2}, \quad q = 1, \dots, Q \quad (9)$$

由于AP端天线不可能放置得相距很远,而UWB信道小尺度衰落比窄带系统要小,因此各个子信道的总能量通常是较为接近的^[11],此时式(9)退化为式(8),即等增益加权与功率最大比加权趋于一致.

2 多天线加权方案

天线间等功率分配的处理虽然简单,但没有考虑到发射端在由信道系数翻转方案确定各天线的预处理系数之后,可容易地通过信道自相关获得各个子信道的等效信道响应.等增益加权或者功率加权方案并未利用全部的已知信息.由于已有文献仅考虑了接收端的符号判决量的信号功率最大化,并没有考虑在高速通信的环境中决定系统性能的是判决统计量的信干噪比,因此本文应该尽量减小采样点处的符号间干扰.

在接收端按符号间隔 $N_p T_c$ 采样获得的第 i 个符号的判决统计量为

$$z_i = \sum_{q=1}^Q A_q \left(\frac{E_b}{U}\right)^{1/2} \sum_{k=-M}^M b_{i+k} g_{q,L-1+k} N_p + \omega_i = \left(\frac{E_b}{U}\right)^{1/2} \left(\sum_{q=1}^Q A_q g_{q,L-1} b_i + \sum_{k=-M, k \neq 0}^M b_{i+k} \cdot \sum_{q=1}^Q A_q g_{q,L-1+k} N_p \right) + \omega_i \quad (10)$$

式中: $M = \lfloor (L-1)/N_p \rfloor$;符号级信道弥散的长度为 $2M+1$;第一个求和项表示有用信号项;第2个求和项为干扰项.当符号间隔较小时, M 值较大,因而决定系统性能的是有用信号功率与干扰及噪声功率和的比值.由于每个天线的预处理系数由子信道的信道响应确定,则各子信道上的等效信道响应 g_q 可以由预RAKE抽头系数与子信道响应卷积得到.此时需要确定最优的参数 $\mathbf{A} = [A_1, A_2, \dots, A_Q]$,使得 z_i 的信干噪比最大化.为了与单天线方案进行公平比较,需要对参数 $\mathbf{A}$ 进行归一化.若接收端噪声方差在发射端未知,则令接收端信干比最大的天线加权系数为

$$\mathbf{A}_{op} = \arg \max_{\mathbf{A}} R_{SIR} = \arg \max_{\mathbf{A}} \frac{\|\mathbf{A} \mathbf{E}_C\|^2}{\|\mathbf{A} \mathbf{G}\|^2} \quad \text{s. t. } \|\mathbf{A}\|^2 = 1 \quad (11)$$

式中: R_{SIR} 为信干比; $\mathbf{E}_C$ 为 Q 个子信道多径信道范数组成的矩阵,即 $E_{C,q} = \|\mathbf{h}_q\|^2 = g_{q,L}$;矩阵 $\mathbf{G}$ 为各子信道等效信道响应对当前符号产生干扰的径系数

组成,其与系统的符号间隔有关, $\mathbf{G}$ 的第 q 行可表示为 $\mathbf{G}_q = [g_{q,L-MN_p}, g_{q,L-(N-1)N_p}, \dots, g_{q,L-N_p}, g_{q,L+N_p}, \dots, g_{q,L+MN_p}]$.

假设接收端能够通过上行信道将其噪声方差反馈至 AP 端,则令接收端信干噪比最大的最优天线加权系数为

$$\mathbf{A}_{\text{op}} = \arg \max_{\mathbf{A}} R_{\text{SINR}} = \arg \max_{\mathbf{A}} \frac{\|\mathbf{A}\mathbf{E}_C\|^2}{\|\mathbf{A}\mathbf{G}\|^2 + \sigma^2} \quad \text{s. t. } \|\mathbf{A}\|^2 = 1 \quad (12)$$

式中: σ^2 为接收端的噪声方差.

对式(12)展开,最优的系数 $\mathbf{A}_{\text{op}}$ 可以表示为

$$\mathbf{A}_{\text{op}} = \arg \max_{\mathbf{A}} \frac{\mathbf{A}\mathbf{R}_E\mathbf{A}^T}{\mathbf{A}\mathbf{R}_G\mathbf{A}^T + \sigma^2\mathbf{A}\mathbf{A}^T} = \arg \max_{\mathbf{A}} \frac{\mathbf{A}\mathbf{R}_E\mathbf{A}^T}{\mathbf{A}(\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})\mathbf{A}^T} \quad (13)$$

式中: $\mathbf{R}_E = \mathbf{E}_C\mathbf{E}_C^T$, $\mathbf{R}_G = \mathbf{G}\mathbf{G}^T$,两者都为 $Q \times Q$ 维的对称矩阵.由广义 Rayleigh 商理论,通过对分母进行平方根分解,定义一个新变量 $\tilde{\mathbf{A}} = (\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{1/2}\mathbf{A}$,代入(13)式,可以得到

$$\Phi_{\tilde{\mathbf{A}}} = \frac{\tilde{\mathbf{A}}(\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1/2}\mathbf{R}_E((\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1/2})^T\tilde{\mathbf{A}}^T}{\tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{A}}^T} \quad (14)$$

对于式(14),由 Rayleigh-Ritz 定理知,为了使比值 $\Phi_{\tilde{\mathbf{A}}}$ 最大,系数向量 $\tilde{\mathbf{A}}$ 应为矩阵 $(\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1/2}\mathbf{R}_E((\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1/2})^T$ 最大特征值所对应的特征向量.由于 $(\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1/2}$ 和 $(\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{1/2}$ 具有相同的特征向量和互为倒数的特征值,所以

$$(\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{1/2} = ((\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1/2})^T \quad (15)$$

因此易得矩阵乘积 $(\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1/2}\mathbf{R}_E((\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1/2})^T$ 的特征值分解与 $(\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{R}_E$ 的特征值分解等价,那么最优的 $\mathbf{A}$ 也是 $(\mathbf{R}_G + \sigma^2\mathbf{I})^{-1}\mathbf{R}_E$ 最大特征值对应的特征向量.通过特征值分解之后求得的加权系数分别与各天线的预处理向量相乘,则在接收端各符号的主径处采样得到判决统计量的信干噪比可被最大化,符号间干扰受到抑制.

当采用选择性预 RAKE 或者部分预 RAKE 方案时^[12],只要全部信道冲激响应为发射端已知,那么上面的最优系数求取过程仍然不变,仅仅是式(12)中的 $\mathbf{E}_C$ 和 $\mathbf{G}$ 会根据预处理抽头系数向量的变化而相应变化.

3 仿真结果与分析

仿真中假设 UWB 脉冲采用高斯二阶脉冲波

形,脉冲宽度为 0.5 ns,信道模型采用 IEEE 802.15.3 a 的室内 CM1 信道,信道最大时延扩展为 40 ns.采用全信道系数反转方案进行符号预处理,抽头数为 80,符号间隔分别取为 4、6、8 倍脉宽,对应的传输速率分别为 500 Mb/s、333 Mb/s 和 250 Mb/s.由于各个子信道的信道总增益差异很小,在仿真中对各个子信道的总信道增益设为相同,此时等增益加权方案和最大比合并方案是一致的.另外,假设发送端已知接收端噪声方差信息.对不同天线数采用等增益合并方案(EGC)及本文方案进行时比仿真实验,实验结果如图 3~图 5 所示.由图 3 可见:由于发射端采用 2 根天线时能量更向主径集中,因此提高了门限检测器的信干噪比,性能要明显优于单发射天线时的方案;等增益方案由于没有针对采样点处的干扰进行优化,在高信噪比时会出现比较明显的误码率平台;本文所提的最大化信干噪比加权方案可使得误码平台现象减轻,提供比等增益

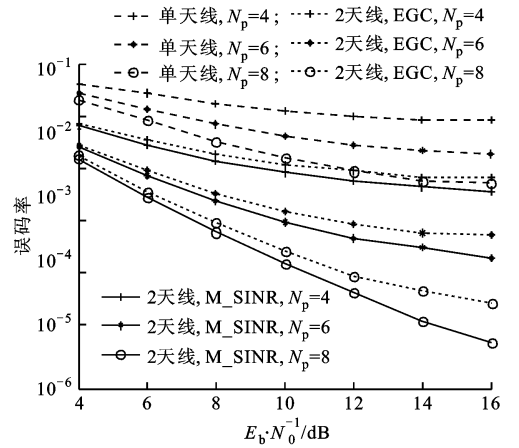


图 3 采用单天线及 2 天线时 2 种方案的性能对比

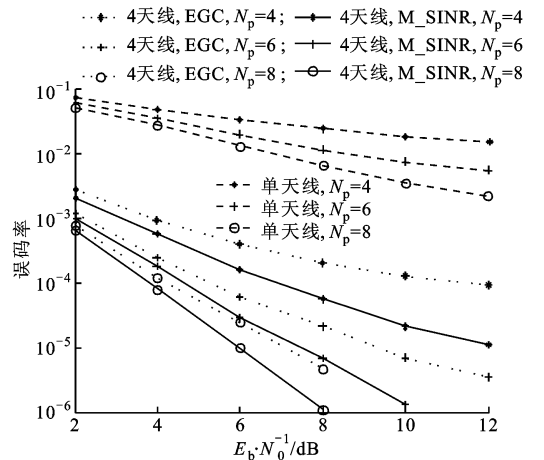


图 4 采用单天线及 4 天线时 2 种方案的性能对比

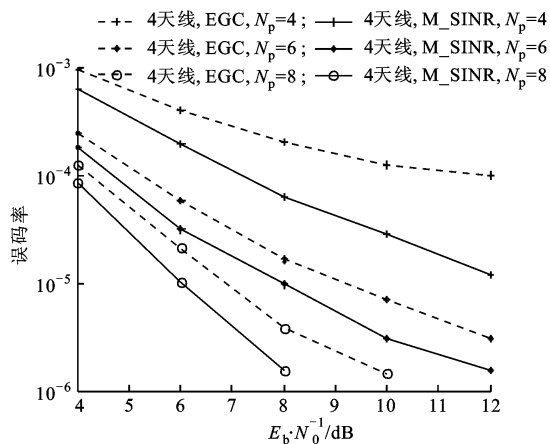


图5 采用S-Pre-RAKE时2种方案性能对比

合并方案更优的性能,当符号间隔较大时,性能的改善尤为明显。

由图4可见:相对于天线数为2,图4中取天线数为4时,M-SINR方案相对等增益合并方案的性能增益更加明显.作为补充,图5给出了天线数为4时,采用选择性Pre-RAKE方案(S-Pre-RAKE)进行预处理时2种方案的性能,图5表明,在大量的多径系数中选择能量最大的部分多径系数的反转作为发射机预处理抽头系数,相比完全时间反转预处理(All-Pre-RAKE)方案去掉了较小能量的多径对应抽头,能减少发射机抽头数,从而比完全预处理方案降低了复杂度^[12].图5中采用天线数为4,可见在选择性预RAKE处理方案下,本文方案相对天线等增益加权方案仍能获得2 dB以上的增益,相对于All-Pre-RAKE方案的性能,在复杂度大大降低的情况下性能并未受到明显的损失。

4 结束语

本文针对受符号间干扰影响的高数据速率超宽带系统,提出了一种发射端空时预处理方案,该方案尽可能利用了发射端已知的信道状态信息,在给定符号间隔获知接收端的ISI干扰模型后,利用广义Rayleigh商理论,求得了一组最优的天线加权系数,使得合并后的采样点信干噪比最大化,相当于将原来信道中弥散的多径能量产生了时间与空间二维上的聚拢效应,在提升主瓣能量的同时抑制了符号间干扰.仿真证明,通过信干噪比最大化的多天线加权方案,误码性能相比单发射天线有显著提高,相对于等增益加权方案,本文的加权方案能够优化接收端的信干噪比,显著地改善检测性能。

参考文献:

- [1] 廖学文,任品毅,朱世华,等. 一种符号间干扰下的超宽带发射参考接收机[J]. 电子与信息学报,2008, 30(4): 805-808.
LIAO Xuewen, REN Pinyi, ZHU Shihua, et al. An ultra-wideband transmitted-reference receiver under inter-symbol Interference [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2008, 30(4): 805-808.
- [2] 张剑,胡捍英,汪涛,等. 有源频谱压缩的正交码发送参考 Chirp 超宽带系统[J]. 北京邮电大学学报,2010, 33(6): 107-111.
ZHANG Jian, HU Hanying, WANG Tao, et al. Code-orthogonalized transmitted-reference chirp ultra-wideband system with active spectrum compressed structure [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2010, 33(6): 107-111.
- [3] ESMAILZADEH R. Pre-RAKE diversity combination for direct sequence spread spectrum mobile communications systems [J]. IEICE Transactions on Communication, 1993, 76(8): 1008-1015.
- [4] ESMAILZADEH R, SOUROUTI E, NAKAGAWA M. PreRAKE diversity combining in time-division duplex CDMA mobile communications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1999, 48(3): 795-801.
- [5] CAO Wei, NALLANATHAN A, CHAI C C. On the tradeoff between data rate and BER performance of Pre-RAKE DS UWB system [C] // Proceedings of IEEE Global Telecommunications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2006: 1-5.
- [6] ELHAM T, JAN M, SCHÖBER R, et al. Pre-equalization for MISO DS-UWB systems with Pre-RAKE combining [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(3): 4861-4866.
- [7] MOHSENIAN-RAD A H, MIEZNER J, SCHÖBER R, et al. Pre-equalization for Pre-RAKE DS-UWB systems with spectral mask constraints [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(3): 780-791.
- [8] MO Shaomin, GUO Nan, ZHANG John, et al. UWB MISO time reversal with energy detector receiver over ISI channels [C] // Proceedings of IEEE Consumer Communications and Networking Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2007: 629-633.
- [9] FOERSTER J. Channel Modeling Sub-Committee report final, IEEE P802. 15-02/368r5-SG3a [R]. Los Alamitos, CA, USA: IEEE P802. 15 Work Group for Wireless Personal Area Networks, 2002.

[10] ZHAO Shiwei, LIU Huaping. Transmitter-side multipath preprocessing for pulsed UWB systems considering pulse overlapping and narrow-band interference [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56 (6): 3502-3510.

[11] BHARADWAJ V, BUEHRER R. An interference suppression scheme for UWB signals using multiple receive antennas [J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9 (6): 529-531.

[12] TRUNG K N, HIEU N, ZHENG Feng, et al. Spatial correlation in SM-MIMO-UWB systems using a pre-equalizer and pre-rake filter [C]// Proceedings of 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband (ICUWB). Piscataway, NJ ,USA: IEEE, 2010: 1-4.

(编辑 刘杨)