

一种新的基于特征向量合并的超宽带系统分集方案

张新跃^① 陶小峰^② 张平^② 沈树群^①

^①(北京邮电大学电子工程学院 北京 100876)

^②(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

摘要 针对超宽带系统在室内环境中面临严重的多径衰落问题,通常在接收端需使用RAKE接收机来收集多径能量改善性能。该文提出了一种新的分集方案,在发送端信号进行预处理,在接收端使用RAKE合并收集多径能量,同时给出了基于信道矩阵特征值估计的最佳合并权重和时延参数估计算法。理论分析和仿真结果都表明,该算法得到的输出信噪比总是大于传统的RAKE接收机输出信噪比。

关键词 无线通信,超宽带,预RAKE,特征值,瑞利熵

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)06-1073-04

A Novel Based on Eigenvector Combine Transmission Diversity Scheme for Ultra-wideband Communication System

Zhang Xin-yue^① Tao Xiao-feng^② Zhang Ping^② Shen Shu-qun^①

^①(Department of Electronic Engineering, Beijing University of Posts & Telecommunications, Beijing 100876, China)

^②(Department of Telecommunication, Beijing University of Posts & Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract Ultra-WideBand (UWB) signal faced badly multi-path fading in indoor environment, RAKE receiver usually is adopted to gather multi-path energy and improve performance. A new diversity scheme is proposed in this paper, which implemented pretreatment in transmitter and RAKE combine in receiver respectively, and then a based on channel matrix eigen-value SVD algorithm is presented to estimated optimal parameter of delay time and combine weight. Both theoretic analysis and simulation show, the algorithm always gains maximized output SNR than conventional RAKE receiver.

Key words Wireless communication, UWB, Pre-RAKE, Eigenvalue, Rayleigh-entropy

1 引言

超宽带(Ultra-Wideband, UWB)技术是一种新兴的无线通信技术,被认为是未来5年内电信热门技术之一^[1]。脉冲超宽带(IR-UWB)系统使用纳秒甚至皮秒级脉宽的脉冲进行通信,具有很强的多径分辨能力,此特点使得其可以通过在接收端使用RAKE分集合并来捕获尽可能多的多径能量,改善接收性能^[2]。

传统的RAKE合并都是在接收端实现,同时也可以是在发送端实现,此种实现方式称之为预RAKE(Pre-RAKE),Pre-RAKE曾经在TDD-CDMA系统中使用过^[3]。它在发送端根据信道状态信息对信号作预先延时合并处理,延时合并系数等于信道衰落因子的共轭^[3]。前提是信道为时慢变信道,上行信道参数估计值可用于下行信道。Pre-RAKE处理过的信号经过信道后,在接收端不需要再进行合并,而是直接对最大径做采样判决即可。Pre-RAKE处理实际是一种分集技术,可以达到与RAKE接收相近的性能,优点是降低了接收端的复杂度。

借鉴如上分集与合并的思想,本文提出了一种新的分集结构,首先对信号做预处理,处理后的信号经过多径信道后

在接收端做RAKE合并,与Pre-RAKE不同,本分集结构可以灵活调整预处理的分支数目,得到一个复杂度与性能的折中。为了使得接收端的输出信噪比最大,文中通过理论分析得出了基于信道矩阵特征向量的预处理分集与RAKE合并权重参数估计方法。分析结果表明,此分集合并方法得到的输出信噪比总是要大于传统的RAKE接收机信噪比。而且,通过矩阵特征值估计圆盘定理,本文提出了最佳的预处理时延参数估计方法。通过最后的仿真结果表明,采用此算法系统的误码率性能较之传统的RAKE接收有较大的改善,仿真结果还给出了选择预处理分支数的依据。

2 系统结构

新的分集结构包括一个Pre-RAKE发送预处理和一个RAKE接收机,其结构如图1所示。

在IR-UWB系统中,信号采用DS-BPSK调制方式,其发送信号可表示为

$$s_i(t) = \sqrt{P} \sum_{i=0}^{\infty} b_i w(t - iT_s) \quad (1)$$

$$w(t) = \sum_{n=0}^{N_s-1} c_n g(t - nT_c) \quad (2)$$

其中 $b_i \in \{-1, +1\}$ 表示调制的二进制信息, c_n 为扩频码, P 为发送信号能量,一个符号信息由 N_s 个脉冲组成,为了满足

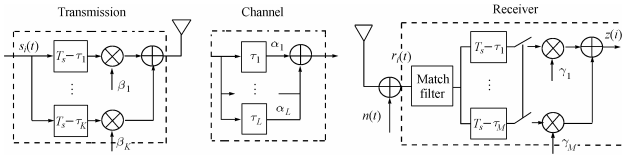


图1 系统收发结构图

Fig.1 System transceiver structure

FCC关于UWB信号的定义, 波形函数 $g(t)$ 使用5阶高斯函数^[3]:

$$g(t) = K_2 \left[-15 \frac{t}{\sigma} + 10 \frac{t^3}{\sigma^3} - \frac{t^5}{\sigma^5} \right] e^{\frac{t^2}{2\sigma^2}} \quad (3)$$

如图1所示, 发送信号 $s_i(t)$ 首先经过预处理分支, 分支时延为 $T_s - \tau_k$, ($\tau_k \leq T_s$), $\tau_k = N_k T_m$, T_m 表示最小的路径分辨时间, N_k 为整数。设合并向量为 $\mathbf{B} = [\beta_K, \dots, \beta_1]^T$, 为了保持归一化, 要求 $\|\mathbf{B}\|^2 = 1$ 。UWB信号在室内传输面临严重的多径衰落, UWB信道模型不同于瑞利信道模型和莱斯信道模型, 根据IEEE 802.15.3 TG3A工作组关于UWB信道模型的最新描述^[4], UWB室内信道模型可用抽头延迟线结构的脉冲冲击响应来描述:

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - lT_m) \quad (4)$$

这里, α_l 表示第 l 径的路径衰落参数, α_l 为实数, $\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 = 1$, τ_l 表示信号时延, L 为多径信道中的多径数目, 信号时延按簇和径来区分, 分别具有各自独立的分布函数^[2]。实际仿真中, 常采用4种信道模型CM1, CM2, CM3, CM4来代表不同的信道环境^[4]。

信号经过多径信道, 在接收端的接收信号为

$$\begin{aligned} r_i(t) &= \sqrt{P} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \beta_k \alpha_l b_i w(t + \tau_k - \tau_l + T_s) + n(t) \\ &= \sqrt{P} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K v_k \alpha_l b_i w(t + (N_k - l)T_m + T_s) + n(t) \end{aligned} \quad (5)$$

其中 $n(t)$ 为高斯白噪声, $w(t + \tau_k - \tau_l + T_s)$ 第 k 个预处理分支经过第 l 径时延的脉冲波形, 使用脉冲匹配滤波器对接收信号 $r_i(t)$ 作相关和解扩处理, 得输出

$$y_m(i) = \int_{(i)T_s}^{(i+1)T_s} r(t - \tau_m) w(t) dt \quad (6)$$

对匹配滤波后的信号作延时采样, 采样率为 $R = 1/T_m$, 各分支时延为 $T_s - \tau_m$, 在 $2T_s$ 周期内输出包括 $2M$ 个值 $y_m(i)$ 。信号处理的示意图如图2所示: 采样输出信号 $y_m(i)$ 中包括自干扰项和噪声项, 在这里, 假设 T_s 足够大, 在 $2T_s$ 周期内, 卷积的信号彼此不交叠, 不存在符号间干扰 ISI, 即图2中一个接收符号的能量能保持在一个符号周期内。假定扩频码有很好的自相关特性, 忽略自干扰项带来的噪声干扰, 只考虑高斯白噪声项。则合并前各分支的采样输出值用向量表示为 $\mathbf{Y} = [y_1(i), \dots, y_M(i)]^T = \mathbf{A} \mathbf{b}_i \mathbf{H} \mathbf{B} + \mathbf{N}$ 。其中

$$\mathbf{H} = [\tilde{\mathbf{h}}_K, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_2, \tilde{\mathbf{h}}_1] \quad (7)$$

$\tilde{\mathbf{h}}_k$ 为向量, $\tilde{\mathbf{h}}_k = [0, 0, \dots, 0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L, 0, \dots, 0]^T$ 。在接收端对信号做合并, 分支合并权重用向量表示 $\mathbf{W} = [\gamma_1, \dots, \gamma_M]^T$, 合并后的信号表示为

$$z(i) = \mathbf{W}^T \mathbf{Y} = \mathbf{A} \mathbf{b}_i \mathbf{W}^T \mathbf{H} \mathbf{B} + \mathbf{W}^T \mathbf{N} \quad (8)$$

下面通过理论分析来得到最佳的参数估计算法。

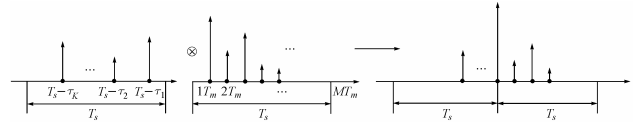


图2 信号处理示意

Fig.2 Signal process

3 最优分集合并算法

由式(8)可知, 输出信噪比 $\text{SNR} = P_0 (|\mathbf{W}^T \mathbf{H} \mathbf{B}|^2 / |\mathbf{W}^T|^2)$, 其中, $P_0 = PN_s / \sigma^2$, σ^2 为噪声方差。求最佳参数估计值问题就转变为: 求最佳的参数 $\mathbf{B} = [\beta_K, \dots, \beta_1]^T$, $\mathbf{W} = [\gamma_1, \dots, \gamma_M]^T$ 和 $\mathbf{T} = [\tau_K, \dots, \tau_1]$, 使得输出信噪比最大。在估计中, 先假设 $|\mathbf{W}^T|^2$ 和 $\mathbf{T} = [\tau_K, \dots, \tau_1]$ 即 $\mathbf{H}^T$ 固定, 求最佳向量 $\mathbf{B}$, 由于 $\|\mathbf{B}\|^2 = 1$, 所以, 当根据柯西不等式^[5]:

$$\text{SNR} = P_0 \frac{|\mathbf{W}^T \mathbf{H} \mathbf{B}|^2}{|\mathbf{W}^T|^2} \leq P_0 \frac{|\mathbf{W}^T \mathbf{H} \mathbf{H}^T \mathbf{W}|}{|\mathbf{W}^T|^2} \quad (9)$$

当 $\mathbf{B} = \frac{\mathbf{H}^T \mathbf{W}}{\|\mathbf{H}^T \mathbf{W}\|}$ 时不等式(9)取等号, 此时输出信噪比最大

$$\text{SNR} = P_0 \frac{\mathbf{W}^T \mathbf{H} \mathbf{H}^T \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \mathbf{W}}. \text{再求最佳的 } \mathbf{W} \text{ 参数估计值, 最佳参}$$

数 $\mathbf{W}$ 由下式决定:

$$\tilde{\mathbf{W}} = \arg \max \left\{ \frac{\mathbf{W}^T \mathbf{H} \mathbf{H}^T \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \mathbf{W}} \right\} \quad (10)$$

由式(7), 式(10)可以看出, 矩阵 $\mathbf{D} = \mathbf{H} \mathbf{H}^T$ 为 $2M$ 阶正定厄密特矩阵, 而 SNR / P_0 实际上为矩阵 $\mathbf{D}$ 的瑞利熵^[5]。根据瑞利

熵特征值最大值定理^[5], $\lambda_m \leq \frac{\mathbf{W}^T \mathbf{H} \mathbf{H}^T \mathbf{W}}{\mathbf{W}^T \mathbf{W}} \leq \lambda_1$, 其中 $\lambda_1 \geq \lambda_2$

$\geq \dots \geq \lambda_m$ 为矩阵 $\mathbf{D} = \mathbf{H} \mathbf{H}^T$ 的特征值, 当 $\mathbf{W}$ 为矩阵 $\mathbf{D}$ 最大特征值对应的特征向量时, SNR / P_0 最大, 即: $\text{SNR}_{\max} = P_0 \lambda_1$ 。因此, 此参数估计算法也称为最大特征值合并算法。

在分析最佳 $\mathbf{T} = [\tau_K, \dots, \tau_1]$ 之前, 先来分析一个极端情况下的信噪比: 当 $K=1$ 时, 此时没有预处理分支, 即 $\mathbf{B} = \mathbf{1}$, 由式(7), 式(9), 式(10)得 $\mathbf{W} = [\alpha_1, \dots, \alpha_L]^T$, 这正好是最大比率合并RAKE接收机的最佳合并参数, 此时输出信噪比

$$\text{SNR}_{\text{rake}} = P_0 \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 = P_0.$$

而当 $\mathbf{B} = [\alpha_L, \dots, \alpha_1]^T$, $\mathbf{W} = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T$ 时, 此方式为Pre-RAKE分集方式, 在Pre-RAKE分集方式下输出的信噪比 $\text{SNR}_{\text{pre}} = P_0 \sum_{l=1}^L \alpha_l^2 = P_0$ 。由此看出Pre-RAKE分集的性能等于RAKE接收性能。

再分析 $K>1$ 的情况, 由式(7)易知, $\text{rank}(\mathbf{H}\mathbf{H}^T) = K$, 因为 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_m$, 所以

$$K\lambda_1 \geq \sum_{i=1}^K \lambda_i = K \sum_{i=1}^L |\alpha_i|^2 = K \quad (11)$$

从式(11)中看出, 当 $K>1$ 时, 基于最大特征向量合并方法得到的输出信噪比总是大于传统的RAKE接收机性能, 也就是其输出信噪比的下界是传统的最大比率合并RAKE接收机输出信噪比。显然, 输出信噪比即矩阵 $\mathbf{D} = \mathbf{H}\mathbf{H}^T$ 的最大特征值 $\|\mathbf{D}\|$ 存在一个上界, 那么其上界是多少呢? 现在通过矩阵特征值估计理论来分析 $\|\mathbf{D}\|$ 的上界。

由式(7)可知, 矩阵 $\mathbf{H}$ 不同的排列顺序带来 $\mathbf{D} = \mathbf{H}\mathbf{H}^T$ 最大特征值 $\|\mathbf{D}\|$ 变化。那么最佳的时延参数估计值 $\mathbf{T} = [\tau_K, \dots, \tau_1]$ 由下式决定:

$$\tilde{\mathbf{T}} = \arg \max \{\|\mathbf{D}\|\} \quad (12)$$

关于求解 $\mathbf{T} = [\tau_K, \dots, \tau_1]$ 最佳的参数估计值可以通过复杂的奇异值分解算法来搜索得到。下面给出了一个较为简单的估计方法。根据UWB信道特点 $\mathbf{D}$ 为稀疏矩阵, 且 $\|\mathbf{D}\| \geq 1$ 。根据图特征值估计和圆盘定理^[5]: $\|\mathbf{D}\|$ 的值落在如图3所示阴影部分区域:

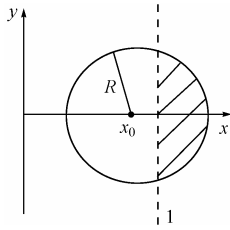


图3 最大特征值估计

Fig. 3 Max eigenvalue estimation

图3中, 圆的半径 $R'_i(A) = \sum_{j=1, j \neq i}^n |d_{i,j}|$, $1 \leq i \leq n$, $d_{i,j}$ 为矩阵 $\mathbf{D}$ 第 i 行 j 列的值。由式(7)容易得到, 圆心 $d_{i,i}$ 始终小于1, 而且因为最大特征值为实数, 而且根据式(11), $\|\mathbf{D}\|$ 始终大于1, 所以, $\|\mathbf{D}\|$ 落在如下范围:

$$1 \leq \|\mathbf{D}\| \leq \arg \max \{d_{i,i} + R'_i(A)\} \quad (13)$$

其中根据UWB信道特点, $\mathbf{D}$ 为稀疏矩阵, $R'_i(A)$ 基本保持不变, 因此最佳 $\mathbf{T} = [\tau_K, \dots, \tau_1]$ 参数的一个必要条件是:

$$\arg \max \{d_{i,i}\} = \sum_{i=1}^K \bar{\alpha}_i^2 \quad (14)$$

其中 $\bar{\alpha}_i$ 表示 $\{\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L\}$ 中 K 个绝对值最大且互不相同的数。要满足此条件, 要求式(7)中矩阵 $\mathbf{H}$ 在某一列 $N < 2M$, 列向量包含这 K 个绝对值最大的 $\bar{\alpha}_i$, 而此时的 $\tilde{\mathbf{T}} = [\tilde{\tau}_K, \dots, \tilde{\tau}_1]$ 恰好是信道中 K 个最强径的时延, 即得到一个简单的 $\mathbf{T} = [\tau_K, \dots, \tau_1]$ 参数估计方法。

至此, 最佳的合并和时延参数 $\mathbf{B} = [\beta_K, \dots, \beta_1]^T$, $\mathbf{W} = [\gamma_1, \dots, \gamma_M]^T$ 和 $\mathbf{T} = [\tau_K, \dots, \tau_1]$ 估计方法中得到, 可以简单

归纳如下几个步骤:

(1) 接收端通过信道估计得到信道信息, 找出 K 条最强径的时延, 参数 $\tilde{\mathbf{T}} = [\tilde{\tau}_K, \dots, \tilde{\tau}_1]$ 。

(2) 根据式(7), 式(10)对矩阵 $\mathbf{D} = \mathbf{H}\mathbf{H}^T$ 做奇异值分解得到最大特征值对应的特征向量即最佳的参数估计值 $\tilde{\mathbf{W}} = [\tilde{\gamma}_1, \dots, \tilde{\gamma}_M]^T$ 。

(3) 根据 $\mathbf{B} = (\mathbf{W}^T \mathbf{H})^T$ 计算 $\mathbf{B}$ 出最佳的估计值 $\tilde{\mathbf{B}} = [\tilde{\beta}_K, \dots, \tilde{\beta}_1]^T$ 。并将估计参数 $\tilde{\mathbf{B}} = [\tilde{\beta}_K, \dots, \tilde{\beta}_1]^T$ 和 $\tilde{\mathbf{T}} = [\tilde{\tau}_K, \dots, \tilde{\tau}_1]$ 传给发送端做延时合并预处理。

(4) 接收端根据时延参数 $\tilde{\mathbf{T}} = [\tilde{\tau}_K, \dots, \tilde{\tau}_1]$ 结合信道估计参数得到延时参数, 通过权重系数 $\tilde{\mathbf{W}} = [\tilde{\gamma}_1, \dots, \tilde{\gamma}_M]^T$ 合并得到最终的输出。

4 仿真及结果分析

仿真采用 IEEE 802.15.3 TG3A 工作组提供的具有典型代表意义的信道模型 CM1, CM2, CM3, CM4。脉冲函数见式(2)。脉宽 0.5ns, 扩频因子 $N_s = 8$, 图4给出了符号周期 $T_s = 100\text{ns}$ 、不加编码条件下不同预处理分支数 $K=1, K=2, K=7$ 的误码率性能比较。

其中 $K=1$ 为 MRC ARAKE 接收机性能。从仿真结果可以看出, 当 K 增大时, 系统输出的误码率性能提高。 K 越大, 性能越好, 这正好验证了理论分析的结果。

图5给出了不同预处理分支数下输出信噪比增益与收发复杂度的比较, 从图中可以看出: 随着预处理分支数增加, 复杂度基本成线性变化, 而性能增益变化逐渐平缓, 由图5中看出, 最佳的预处理分支数目 K 应取 4~5 较为合适。

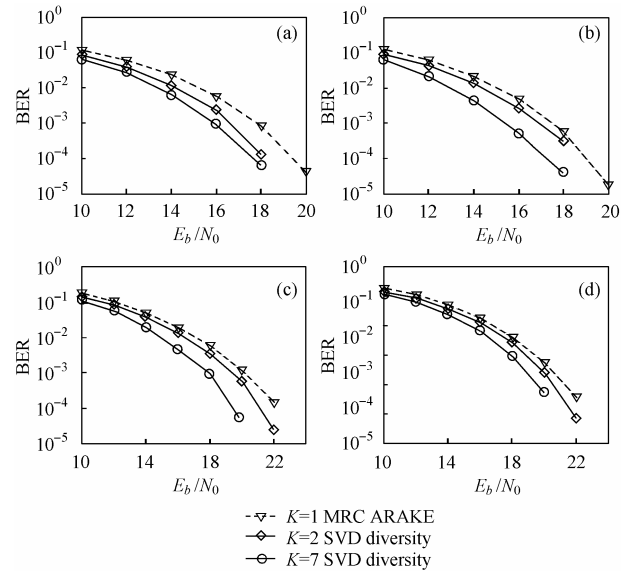


图4 SVD 分集方案与 RAKE 接收机误码率性能比较

(a) CM1 信道性能比较 (b) CM2 信道性能比较

(c) CM3 信道性能比较 (d) CM4 信道性能比较

Fig 4 Performance compare between SVD diversity and RAKE

(a) CM1 BER performance (b) CM2 BER performance

(c) CM3 BER performance (d) CM4 BER performance

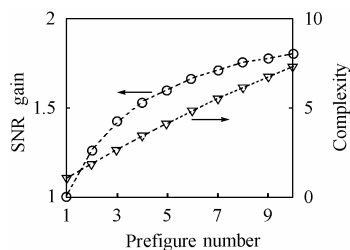


图 5 增益与处理复杂度的比较

Fig. 5 Comparison between from gain and complexity

5 结束语

本文提出了用于IR-UWB系统的新的分集结构,理论和仿真结果都表明,基于最大特征值向量的合并算法能够使输出信噪比最大,大大改善了接收误码率性能,同时可以通过改变预处理分支数目在性能与复杂度之间作个折中。而且本文中所提的结构算法具有一定的通用性,可供其它通信系统借鉴。

参 考 文 献

[1] Win M Z, Scholtz R A. Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple-access communications [J]. *IEEE Trans. Commun.*, 2000, 48(4): 679-689.

[2] Win M Z, Scholtz R A. Characterization of ultra-wide bandwidth wireless indoor channels: A communicationtheoretic view [J]. *IEEE Journal on Select. Areas Commun.*, 2002, 20(9): 1613-1627.

[3] Esmailzadeh R, Sourour E Nakagawa. M. Pre-RAKE diversity combining in time division duplex CDMA mobile communications [J]. *IEEE Trans.on Vehicle Tech.*,1999, 47(2): 795-801.

[4] Foerster J. Channel modeling sub-committee report final [S]. IEEE P802.15 02/490r1 SG3a, Feb 2002.

[5] 柳柏濂. 组合矩阵论[M]. 北京: 科学出版社, 1996.3, 第5.10节.

张新跃: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为 UWB 无线通信系统、信息安全.

陶小峰: 男, 1970年生, 副教授, 主要研究方向为空时码、MIMO.

张 平: 男, 1959年生, 教授, 博士生导师, 中国无线技术标准制订组织 CWTS 的高级顾问, 亚太通讯会议的常务委员, 主要研究方向为移动通信、无线 IP 网络.

沈树群: 男, 1945年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为射频识别、信号与信息处理.