

# IEEE 802.15.3a信道中 DS-UWB的多径干扰分析

杨莘元, 殷潜, 李一兵, 毕晓艳  
(哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:** UWB主要应用于密集多径室内信道中, 多径干扰 (MPI)是系统的主要干扰来源之一。分析了 IEEE 802.15.3a信道中直接序列 UWB (DS-UWB)多径干扰的性质。通过精确考虑每条多径带来的干扰, 提出了多径干扰呈高斯分布的假设, 并根据信道模型的特性给出了一种简单的估算多径干扰方差的方法。在此基础上计算了匹配滤波器接收机的错误概率并与计算机仿真值做了对比, 结果表明二者较为吻合。

**关键词:** DS-UWB; 多径干扰; IEEE 802.15.3a信道; 误符号率  
**中图分类号:** TP914.42   **文献标识码:** A   **文章编号:** 1001-7011(2007)01-0006-04

## 1 引言

超宽带 (UWB)作为一种具有良好应用前景的高速室内无线接入技术广泛地受到人们的关注。由于 UWB工作在密集多径信道中, 多径干扰 (MPI)成为影响系统性能的主要因素。传统窄带 DS-CDMA 系统通过利用扩频码良好的自相关特性抑制多径干扰, 当多径分量相对延时大于或等于码片周期时, 接收机能很好地分离出各多径分量。对于 DS-UWB系统, 为支持高数据速率必须使用低扩频增益, 这使扩频码的良好自相关特性消失, 从而增强了多径干扰。目前对多径干扰的研究主要集中在多径条件下的多址干扰, 而通常采用增大脉冲周期的方法忽略用户自身由于多径效应产生的码间干扰<sup>[1]</sup>。

本文从精确分析每条多径带来的干扰入手, 分析了多径干扰的概率密度分布, 提出并验证了多径干扰呈高斯分布的假设; 结合 IEEE802.15.3a信道模型的特性给出了一种估算多径干扰方差的简单方法。最后, 在以上分析的基础上, 给出了匹配滤波器接收机错误概率的计算结果, 并用蒙特卡罗方法得到的结果验证了其正确性。

## 2 信号模型

讨论单用户 DS-UWB系统, 数据与扩频调制方式都使用 BPSK, 则传输信号可表示为<sup>[2]</sup>:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n c_n p(t - nT_c) \tag{1}$$

$p(t)$ 为归一化脉冲波形, 持续时间为  $T_s$ ;  $c_n$ 是周期为  $G$ 的扩频码; 符号周期  $T_s = GT_c$ , 因此扩频增益为  $G$ 。

由 IEEE802.15.3a给出的信道模型为<sup>[3]</sup>

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_{kl} (t - T_l - \tau_{kl}) \tag{2}$$

其中  $L$ 为簇的个数,  $K$ 为簇内射线的个数。  $\alpha_{kl}$ 是多径增益,  $T_l$ 是第  $l$ 簇的延时,  $\tau_{kl}$ 是第  $l$ 簇内第  $k$ 条射线的相对延时; 为方便下面的推导, 可以采用式 (2)的简化形式

$$h(t) = \sum_{l'=0}^{KL-1} \alpha_{l'} \delta(t - \tau_{l'}) \tag{3}$$

容易看出  $l' = K + k$ ,  $\alpha_{l'} = \alpha_k$ ,  $\tau_{l'} = T_l + \tau_{kl}$ 。

接收信号为

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) = \sum_{l=0}^{KL-1} \alpha_{l'} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d\left[\frac{n}{G}\right] c_n p(t - \tau_{l'} - nT_c) + n(t) \quad (4)$$

$n(t)$  是零均值双边功率谱密度为  $N_0/2$  的加性高斯白噪声。

### 3 多径干扰分析及其方差的一种简单估算方法

将接收信号通过码片匹配滤波器

$$y(t) = \sum_{l=0}^{KL-1} \alpha_{l'} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d\left[\frac{n}{G}\right] c_n R_p(t - \tau_{l'} - nT_c) + w(t) \quad (5)$$

其中  $R_p(t)$  是发射脉冲的自相关函数,  $w(t) = n(t) * p(-t)$ 。不失一般地, 设第 0 个符号是要接收的符号并且接收机已实现了与第  $m$  条路径同步, 以码片速率对匹配滤波器输出信号采样可得

$$\begin{aligned} y(iT_c + \tau_m) &= \sum_{l=0}^{KL-1} \alpha_{l'} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d\left[\frac{n}{G}\right] c_n R_p((i - n - \tilde{\tau}_{l',m})T_c) + w(iT_c + \tau_m) \\ &= \alpha_m d_0 c_i + \sum_{\substack{l'=0 \\ l' \neq m}}^{KL-1} \alpha_{l'} \sum_{n=-\infty}^{\infty} d\left[\frac{n}{G}\right] c_n R_p((i - n - \tilde{\tau}_{l',m})T_c) + w(iT_c + \tau_m) \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $\tilde{\tau}_{l',m} = \frac{\tau_{l'} - \tau_m}{T_c}$ 。

若多径分量的延迟是码片周期的整数倍, 则当且仅当  $n = i - \tilde{\tau}_{l',m}$  时  $R_p(t)$  不为 0 上式变为

$$y(iT_c + \tau_m) = \alpha_m d_0 c_i + \sum_{\substack{l'=0 \\ l' \neq m}}^{KL-1} \alpha_{l'} d\left[\frac{i - \tilde{\tau}_{l',m}}{G}\right] c_i - \tilde{\tau}_{l',m} + w(iT_c + \tau_m) \quad (7)$$

将采样信号与本地同步扩频码相关可得判决量:

$$\begin{aligned} z_{m,0} &= \frac{1}{G} \sum_{i=0}^{G-1} c_i y(iT_c + \tau_m) = \alpha_m d_0 + \sum_{\substack{l'=0 \\ l' \neq m}}^{KL-1} \frac{\alpha_{l'}}{G} \sum_{i=0}^{G-1} d\left[\frac{i - \tilde{\tau}_{l',m}}{G}\right] c_i - \tilde{\tau}_{l',m} c_i + \frac{1}{G} \sum_{i=0}^{G-1} c_i w(iT_c + \tau_m) \\ &= \alpha_m d_0 + \sum_{\substack{l'=0 \\ l' \neq m}}^{KL-1} \frac{\alpha_{l'}}{G} \left[ d\left[\frac{-\tilde{\tau}_{l',m}}{G}\right] R_c(t - \tau_{l',m}) + d\left[\frac{-\tilde{\tau}_{l',m}}{G} + 1\right] R_c(-\tilde{\tau}_{l',m}) \right] + \frac{1}{G} \sum_{i=0}^{G-1} c_i w(iT_c + \tau_m) \end{aligned} \quad (8)$$

其中,  $R_c(\tau)$  为扩频码的自相关函数,  $\hat{R}_c(\tau) = R_c(T_s - \tau)$ 。式中第二项即为多径干扰, 它与数据符号、扩频码自相关函数以及多径增益有关。可以看出多径干扰由各多径分量带来的干扰之和组成, 每个多径分量带来的干扰分为两项, 根据多径分量与多径分量  $m$  间的相对延时分为以下三种情况:

(1)、当相对延时小于符号周期  $T_s$  时, 多径干扰由待接收符号自身干扰及与其相邻的符号带来的符号间干扰组成; (2)、当相对延时大于符号周期时, 多径干扰由两个相邻符号带来的符号间干扰组成; (3)、当相对延时等于符号周期的整数倍时, 多径干扰为某个符号带来的符号间干扰。

由于各多径相互独立, 对要接收的多径  $m$  的干扰也是相互独立的, 因此当  $KL$  很大时根据中心极限定理可以将多径干扰建模为零均值高斯白噪声, 多径干扰的方差为:

$$\sigma_{MP I}^2 = \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{KL-1} E \left[ \frac{\alpha_{l'}^2}{G^2} \left( d\left[\frac{-\tilde{\tau}_{l',m}}{G}\right] R_c(-\tilde{\tau}_{l',m}) + d\left[\frac{-\tilde{\tau}_{l',m}}{G} + 1\right] \hat{R}_c(-\tilde{\tau}_{l',m}) \right)^2 \right] \quad (9)$$

假设数据符号均值为零, 且数据符号间不相关, 则

$$\sigma_{MP I}^2 = \frac{1}{G^2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{KL-1} E \left[ \alpha_{l'}^2 (R_c^2(-\tilde{\tau}_{l',m}) + \hat{R}_c^2(-\tilde{\tau}_{l',m})) \right] \quad (10)$$

对于某一特定信道, 一旦  $l, m$  确定了  $R_c^2(-\tilde{\tau}_{l',m}) + \hat{R}_c^2(-\tilde{\tau}_{l',m})$  的值就确定了, 则:

$$\sigma_{MP I}^2 = \frac{1}{G^2} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq m}}^{KL-1} E \left[ \alpha_{l'}^2 \right] (R_c^2(-\tilde{\tau}_{l',m}) + \hat{R}_c^2(-\tilde{\tau}_{l',m})) \quad (11)$$

对多次信道实现计算 (11) 并取平均即可得多径干扰的方差。

考虑式 (2), 根据 IEEE 802.15.3a 信道模型的定义, 各多径分量的能量是按照指数率衰减的<sup>[3]</sup>, 即

$$E[\alpha_{k,l}^2] = \Omega_0 e^{-\gamma_l} / \Gamma e^{-\gamma_k l / \Gamma} \quad (12)$$

$\Gamma$  和  $\gamma$  分别是簇和簇内射线的衰减因子;  $\Omega_0$  是第一簇第一条射线的平均能量, 通常设  $\Omega_0 = 1$ , 然后用整个信道实现的能量将其归一化。IEEE 802.15.3a 信道模型产生簇延时  $T_l < 10\Gamma$  和簇内射线延时  $\tau_k, l < 10\gamma$  的多

径分量,  $T \geq 10\Gamma$  和  $\tau_k \geq 10\gamma$  的多径分量由于幅度很小而被忽略, 这样可以得到一种 MPI 方差的简单估算方法。假设每一个时间仓内, 即每隔  $\Delta\tau$  (这里  $\Delta\tau = T_c$ ) 时刻都有多径分量出现, 式 (12) 可以写成

$$E[\alpha_{kl}^2] = e^{-M\Delta\tau/\Gamma} e^{-k\Delta\tau/\gamma} \quad (13)$$

其中  $M = \left\lfloor \frac{10\gamma}{\Delta\tau} \right\rfloor$  为每一簇内的射线个数, 根据上式, 式 (11) 可以写成

$$\sigma_{MPI}^2 = \frac{1}{G^2} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{\substack{k=0 \\ M+k \neq m}}^{M-1} e^{-M\Delta\tau/\Gamma} e^{-k\Delta\tau/\gamma} (R_c^2(m-M-k) + R_c^2(m-M-k)) \quad (14)$$

其中  $N = \left\lfloor \frac{10\Gamma}{M\Delta\tau} \right\rfloor$ , 为簇的个数。

最后, 根据 BPSK 误码率公式可以得到与第  $m$  条多径同步的匹配滤波器接收机的错误概率

$$P_e = Q \left[ \sqrt{\frac{2E_m}{N\sigma_M^2 P I^2 + N_0}} \right] \quad (15)$$

$E_m$  为第  $m$  条多径每个符号的接收能量。

#### 4 仿真结果

根据式 (8) 中的第二项, 分别计算了 10000 次信道实现的多径干扰, 扩频码为  $\{c_j\} = \{-1, +1, +1, -1, +1, +1, -1, -1\}$ 。不同信道下的直方图由图 1~图 4 给出, 可以看出多径干扰满足中心极限定理确为高斯分布, 而信道色散程度增加, 多径干扰的方差也随之增加。

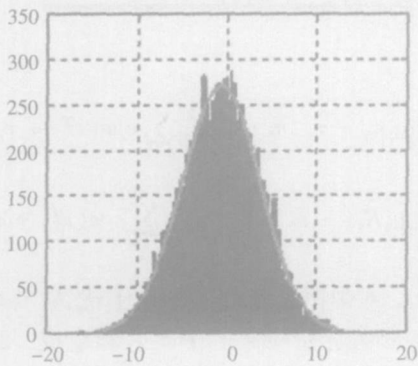


图 1 CM1 信道下 MPI 的直方图

Fig.1 Histogram of MPI for the CM1 channel

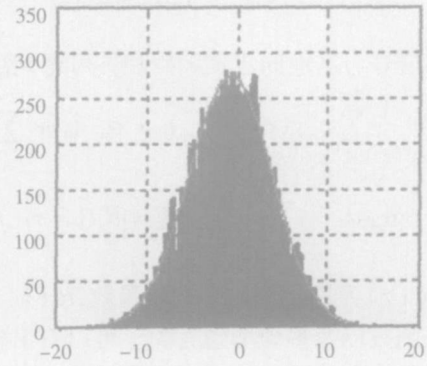


图 2 CM2 信道下 MPI 的直方图

Fig.2 Histogram of MPI for the CM2 channel

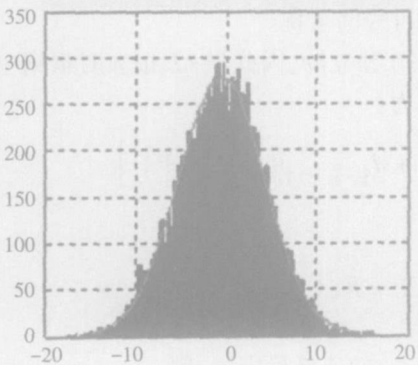


图 3 CM3 信道下 MPI 的直方图

Fig.3 Histogram of MPI for the CM3 channel

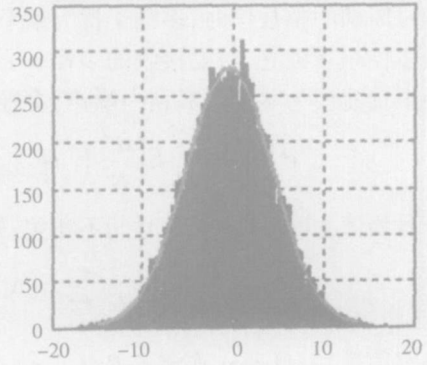


图 4 CM4 信道下 MPI 的直方图

Fig.4 Histogram of MPI for the CM4 channel

通过蒙特卡罗仿真验证 (14) 的正确性较为困难, 因为式 (14) 是对数据符号取均值后得出的结果, 这要求不但要对多次信道实现做平均, 还要对不同的数据符号做平均, 运算量极大。为降低运算量, 这里通过计算数据符号全为 1 时多径干扰的方差来间接地验证式 (14) 的正确性。当数据符号全为 1 时式 (11) 变为

$$\sigma_{MPI}^2 = \frac{1}{G^2} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{\substack{k=0 \\ M+k \neq m}}^{M-1} E[\alpha_{kl}^2] (R_c(m-M-k) + R_c(m-M-k))^2 \quad (16)$$

式 (14)变为

$$\sigma_{MPI}^2 = \frac{1}{G} \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{\substack{k=0 \\ M+k \neq m}}^{M-1} e^{-M\Delta\tau\Gamma} e^{-k\Delta\tau\Gamma} (R_c(m-M-k) + R_c^*(m-M-k))^2$$

(17)

表 1 中第一行根据式 (16)对 10000 次信道实现取平均得出,第二行根据式 (17)计算得到,二者之间最大误差约为 5%,可见式 (17)能较好地近似式 (16),也间接地验证了式 (14)的正确性。

最后,在 CM 1、CM 3 信道下对一个 DS - UW B 系统作了波形级仿真,仿真参数与文献 [4] 中类似,发射脉冲使用高斯 5 阶导数,没有使用分集接收及均衡技术。得到的误码率与式 (14)、(15)的计算结果对比如图 5 所示,二者较为吻合。从图中还可以看出由于多径干扰的影响,误符号率随信噪比增加逐渐出现下限,该下限在 CM 1 信道约为 0.1,在 CM 3 信道约为 0.2 可见多径干扰对系统性能的影响是非常显著的。

5 结 论

对于工作在密集多径信道下的高速 DS - UW B 系统,必须考虑多径干扰给系统性能带来的影响。本文首先研究了多径干扰的统计特性,通过精确分析多径干扰的组成得到了多径干扰呈高斯分布的结论。进而结合 IEEE 802. 15. 3a 信道模型的特性给出了简单估算多径干扰方差的方法,以及匹配滤波器接收机误符号率的计算公式。计算机仿真结果验证了高斯分布的结论、方差估算公式及误符号率公式的正确性。从本文的研究结果可以看出,多径干扰严重影响了系统性能并使误符号率在高信噪比时出现下限。

表 1 MPI 方差仿真结果与估算值对比  
Tab 1 Comparison between the simulated and calculated MPI variance

$\sigma_{MPI}^2$	CM 1	CM 2	CM 3	CM 4
仿真	0. 1130	0. 1360	0. 1465	0. 1605
估算	0. 1189	0. 1396	0. 1406	0. 1593

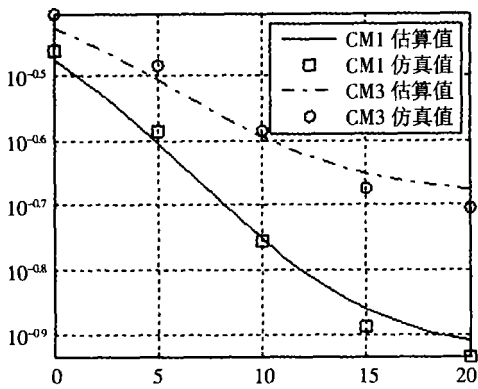


图 5 CM1 与 CM3 信道下误符号率仿真结果与估算值对比  
Fig.5 Comparison between the simulated and calculated symbol error probability in CM1 and CM3 channel

参考文献

[ 1 ] 王辉宇,张钦语,张乃通. TH - UW B 的码间干扰分析[ J]. 南京邮电大学学报(自然科学版), 2006, 26( 2): 26 - 28  
[ 2 ] UNGER C, ILMER R, FETWEIS G P. On interpath interference suppression by MLSE detection in DS-SS system[ A]. IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications[ C]. New York: 2003: 740 - 744  
[ 3 ] FISHER R, KOHNOR, LAUGHLIN M M G, et al. DS - UW B Physical Layer Submission to 802. 15 Task Group 3a[ R]. IEEE P802. 15 Wireless Personal Area Networks. <http://wgrouper.ieee.org>  
[ 4 ] Li Y G, Molisch A F, Zhang J Y. Channel estimation and signal detection for UW B[ A]. Proc of the 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communication[ C]. Kanagawa, Japan: 2003

Multipath interference analysis with IEEE 802. 15. 3a channel model for DS - UW B communication systems

YANG Shen - yuan    YIN Q ian    LI Y i - bing    BIX iao - yan  
( College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

**Abstract** Since UW B system generally operates in dense multipath indoor channel, multipath interference (MPI) becomes one of the main interferences affecting system performance. The properties of MPI for DS - UW B in IEEE 802. 15. 3a channel model are analyzed. By accurately taking the impact brought by each path, the authors proposed the Gaussian approximation for MPI distribution and according to the channel model characteristics, they presented a simple method for MPI variance calculation. The error probability of the matched filter receiver is calculated based on above analysis and it accords with the result determined by simulation.

**Key words** DS - UW B; multipath interference; IEEE 802. 15. 3a channel model; symbol error probability