

多径环境下脉冲超宽带系统的传输性能分析

林 迪, 沙学军, 吴宣利, 张乃通

(哈尔滨工业大学通信技术研究所, 哈尔滨 150001)

[摘要] 为分析多径环境下脉冲超宽带跳时多址系统的传输性能,通过研究 IEEE 802.15.3a 工作组给出的多径信道参考模型,提出了一个同时存在符号间干扰、符号内多径干扰和多用户干扰的跳时超宽带系统相干解调的性能分析模型,分别得到了符号内多径干扰、符号间干扰和多用户干扰的方差,且推导得到了系统的误比特率计算公式,并用计算机仿真验证了公式的有效性。通过计算相邻多径的平均间隔,论证了符号内脉冲自身多径的干扰是不可忽略的。在不同的信道环境下,以一定误码率要求作为衡量标准,比较了单用户系统中仅考虑符号间干扰和同时考虑符号内多径干扰及符号间干扰的用户最高传输速率,并分析了多用户系统中接入不同用户数时对应的平均传输速率的上限。

[关键词] 超宽带;符号内多径干扰;符号间干扰;多用户干扰;传输性能分析模型

[中图分类号] TN914 **[文献标识码]** A **[文章编号]** 1009-1742(2009)02-0075-07

1 前言

超宽带 (ultra-wideband, UWB) 系统包括窄脉冲和调制载波两种形式,文章以下部分所提超宽带均指采用窄脉冲的脉冲超宽带。超宽带系统有其独特的多径传输特性,在多径信道模型的早期研究中,人们始终没有统一的标准。直到 2003 年 7 月,IEEE 802.15.3a 研究小组信道模型分委会发布了 UWB 室内多径信道模型的最终报告^[1],报告中考虑了之前各个方面在该领域的研究成果,推荐了 SV/IEEE 802.15.3a 模型作为研究多径信道的模型,并详细地给出了 4 种信道模型 (CM1~CM4) 以及建议的相关参数。在 IEEE 802.15.3a 最终报告提出以后,SV/IEEE 802.15.3a 成为公认的超宽带多径信道模型,人们对于多径环境下的系统性能的深入研究也逐渐开始出现。

文献[2]分析了单用户系统在多径环境下的系统误码率及系统容量,文献[3]和[4]采用高斯近似假设,分析了多用户和多径环境下系统误码性能。然而,只有当用户数足够多时,高斯近似才能够比较精确地描述系统误码性能,因而高斯近似方法具有

一定的局限性。文献[5]和[6]结合具体的信道模型给出了超宽带系统多径多用户环境下信干噪比 (signal to interference and noise ratio, SINR) 的分析,考虑了符号间干扰对系统信干噪比的影响。文献[7]和[8]分析了符号间干扰对系统误码性能的影响,并给出单用户系统中用户传输速率的上限。上述文献中对于多径干扰的分析都仅考虑了符号间干扰一种情况,然而,超宽带系统中的多径干扰不仅仅包括由多径时延扩展引起的符号间干扰,还包括符号内脉冲同其自身多径混叠产生的干扰,在下文中称之为符号内多径干扰。文献[2~8]均假设脉冲同其自身多径间是可以分辨的,即认为符号内多径干扰是可以忽略的,同时,在分析符号间干扰时同样假设多径可以分辨,忽略了干扰脉冲及其多径叠加后共同对接收脉冲的影响。此外,在跳时多址系统中,还要考虑跳时多用户干扰对系统性能产生的影响。

因此,为了更加精确分析多径环境下脉冲超宽带跳时多址系统的传输性能,即一定误码率要求下系统中用户的最大传输速率,首先通过分析符号间干扰、符号内多径干扰和多用户干扰的方差,推导得到了系统的误比特率计算公式,并利用计算机仿真

[收稿日期] 2008-07-20; **修回日期** 2008-09-28

[基金项目] 国家自然科学基金重点资助项目(60432040)

[作者简介] 张乃通(1934-),男,江苏扬州市人,中国工程院院士,研究方向为 C4ISR 通信系统、空间通信系统,专用集群移动通信系统、超宽带无线电技术;E-mail: nztzhang@hit.edu.cn

验证了公式的有效性。然后先通过计算相邻多径的平均间隔,再对理论计算与计算机仿真结果进行对比,分别从理论和仿真两方面验证了符号内多径干扰不可忽略的这一结论。最后,在不同的信道环境下,以一定误码率要求作为衡量标准,分析了单用户系统中仅考虑符号间干扰和同时考虑符号内多径干扰及符号间干扰的用户最高传输速率;同时,为了衡量用户数对于系统性能的影响,又分析了多用户系统中当系统接入不同用户数时对应的平均传输速率的上限。

2 多用户多径信道系统建模

2.1 多径信道模型分析

超宽带系统所处的信道环境具有密集多径特性,并且多径成簇到达,簇的幅度和簇内射线幅度均服从指数衰减。IEEE 推荐使用的信道模型可以表示为^[1]

$$h(t) = X \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \alpha_{l,k} \delta(t - T_l - \tau_{l,k}) \quad (1)$$

其中, X 是对数正态随机变量,代表信道幅度增益; L 是观测到的簇的数目; K 是各簇内接收到的平均多径数目; $\alpha_{l,k}$ 是第 l 簇中第 k 条路径的幅度衰减系数; T_l 是第 l 簇到达时间; $\tau_{l,k}$ 是第 l 簇内第 k 条路径的时延。

同时,根据 IEEE 给出的信道模型, T_l 是一个参数为 Λ 的泊松到达过程,满足:

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (2)$$

其中, Λ 为簇到达速率。

类似地, $\tau_{l,k}$ 是一个参数为 λ 的泊松到达过程,满足:

$$p(\tau_{l,k} | \tau_{l,k-1}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{l,k} - \tau_{l,k-1})} \quad (3)$$

其中, λ 为径到达速率。

根据簇和簇内多径到达时间、衰减程度的不同,IEEE 给出了 4 种信道模型,分别为 CM1(视距 0~4 m),CM2(非视距 0~4 m),CM3(非视距 4~10 m)和 CM4(极限非视距信道),对应的信道参数见表 1。其中, T 为簇衰减因子; γ 为径衰减因子。

表 1 IEEE 802.15.3a 信道参数

Table 1 IEEE802.15.3a channel parameters

	$\Lambda/(\text{ns}^{-1})$	λ/ns^{-1}	T/ns	γ/ns
CM1	0.023 3	2.5	7.1	4.3
CM2	0.4	0.5	5.5	6.7
CM3	0.066 7	2.1	14	7.9
CM4	0.066 7	2.1	24	12

2.2 系统建模

第 n 个用户发射端第 i 比特的信号为

$$s^{(n,i)}(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} d^{(n,i)} p(t - jT_f - C_{i,j}^{(n)} T_c) \quad (4)$$

其中, $p(t)$ 是能量归一化的脉冲波形,文章中采用高斯二阶导函数脉冲; N_s 是每比特中含有的帧的个数; T_f 是每帧的持续时间,即脉冲重复周期; $\{C_{i,j}^{(n)}\}$ 是第 n 个用户的第 i 个比特的跳时(time hopping, TH)码, T_c 是 TH 码片时间; $d^{(n,i)} \in \{-1, 1\}$, 是第 n 个用户的第 i 个比特的二进制信息序列。

到达接收端时的信号可以表示为

$$r(t) = \sum_{n=1}^{N_u} \sum_{i=1}^{N_I} s^{(n,i)}(t - \tau^{(n)} + iT_f) \cdot h(t) + n(t) \quad (5)$$

其中, $n(t)$ 代表加性高斯白噪声; $\tau^{(n)}$ 代表第 n 个用户信号的发射时刻较起始时刻的延时,假设 $\tau^{(1)} = 0$; N_I 代表干扰到接收帧脉冲的符号数, $N_I = \lceil \tau_{\max}/T_f \rceil = \lceil \tau_{\max} R_b N_s \rceil$; R_b 为传输比特率; τ_{\max} 为最大的多径时延; $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。

不失一般性,设第 1 个用户的第 1 簇第 1 条径为想要接收的径,其能量为 Ω 。且设第 $n(n=2, 3, \dots)$ 个用户发射时间以及与接收机的距离不同造成的时延差为 $t_u^{(n)} = \tau^{(n)} - \tau^{(1)}$, 同一用户发射信号的第 $l(l=2, 3, \dots)$ 簇与第 1 簇的时延差 $t_c^{(l)} = T_l - T_1$, 同一用户同一簇内第 k 条径与第 1 条径之间的时延差 $t_p^{(k)} = \tau_{l,k} - \tau_{l,1}$ 。 $\tau_{\text{code}(i)}^{(n)} = C_{i,j}^{(n)} - C_{0,j}^{(n)}$ 为第 n 个用户的第 i 个干扰帧与接收脉冲帧的 TH 码的间隔。

假设各用户发射的信号经过的多径信道是同一类的,且不同簇内径到达的时间分布也是相同的,则 $t_c^{(l)}$ 是一个参数为 Λ 的泊松过程的到达时间,根据式(2),其服从一个参数为 Λ 和 l 的 Γ 分布,概率密度函数为^[9]

$$f_c(x) = \Lambda e^{-\Lambda x} \frac{(\Lambda x)^{l-2}}{(l-2)!} \quad (6)$$

类似的, $t_p^{(k)}$ 是一个参数为 λ 的泊松过程的到达时间,根据式(3),其服从一个参数为 λ 和 k 的 Γ 分布,因此其概率密度函数为

$$f_p(x) = \lambda e^{-\lambda x} \frac{(\lambda x)^{k-2}}{(k-2)!} \quad (7)$$

TH 码的间隔 $\tau_{\text{code}(i)}^{(n)}$ 的概率密度函数为^[8]

$$f_{\text{code}}(x) = \begin{cases} 1/2 T_s & x \in [-T_s, T_s] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

其中, T_s 为跳时码的最大跳时位置, $T_s \leq T_f$ 。

接收端的模板为

$$v(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} p(t - jT_f - C_j^{(1)} T_c - T_l - \tau_{l,1}) \quad (9)$$

采用相干接收第 i ($i=1, 2, \dots$) 个比特信息时, 由式(1)、式(5)和式(9)可得, 接收机的判决输出包括 5 个部分:

$$Z = \int_{iT_f}^{(i+1)T_f} r(t) v(t) dt = Z_u + Z_n + Z_{mpi} + Z_{ISI} + Z_{mni} \quad (10)$$

其中, 有用信号部分 $Z_u = \int_{iT_f}^{(i+1)T_f} X \alpha_{i,1} s^{(1,1)}(t - T_l - \tau_{l,1}) v(t) dt$; 加性高斯白噪声部分 $Z_n = \int_{iT_f}^{(i+1)T_f} n(t) v(t) dt$; 同一用户符号内脉冲多径干扰部分 $Z_{mpi} = \int_{iT_f}^{(i+1)T_f} [X \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \alpha_{k,l} s^{(1,1)}(t - T_l - \tau_{l,1}) - X \alpha_{i,1} s^{(1,1)}(t - T_l - \tau_{l,1})] v(t) dt$; 同一用户符号间干扰部分 $Z_{ISI} = \int_{iT_f}^{(i+1)T_f} X \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \alpha_{k,l} s^{(1,i)}(t - T_l - \tau_{l,i} + iT_f) v(t) dt$; 多用户干扰部分 $Z_{mni} = \int_{iT_f}^{(i+1)T_f} X \sum_{n=2}^{N_u} \sum_{i=0}^{N_1} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \alpha_{k,l} s^{(n,i)}(t - T_l - \tau_{l,i} + iT_f - \tau^{(n)}) v(t) dt$ 。

3 干扰理论分析及其方差的计算

有用信号部分的能量 E_b 和加性高斯白噪声部分的能量 σ_n^2 在文献[10]和[11]中已有介绍, 分别为

$$E_b = E(Z_u)^2 = \Omega N_s^2 E[X^2] \quad (11)$$

$$\sigma_n^2 = E(Z_n)^2 = N_s N_0 / 2 \quad (12)$$

以往的文献中, 分析多径干扰时, 主要把重点放在了符号间干扰上^[3~8], 而忽略了符号内多径间干扰。其主要原因是由于脉冲超宽带是采用脉冲体制的通信系统, 且脉冲持续时间只是纳秒级的, 因而人们认为脉冲及其多径应该是可分离的。但是, 由于脉冲超宽带系统是工作在密集多径环境中的, 不再像以往通信系统所处的室外环境, 因而, 即使在脉冲持续的数纳秒时间内, 仍然会有多径叠加到信号脉冲上, 因而脉冲自身多径的影响是不可以忽略的。此外, 由于脉冲同其自身多径是不可分辨的, 分析符号间干扰和多用户干扰时也需要考虑干扰脉冲及其多径对接收脉冲的影响。以下首先从理论推导证明

脉冲自身多径的影响是不可忽略的, 进而对符号内干扰方差进行计算。同时, 在分析符号间和多用户干扰时, 仍然考虑了脉冲自身多径的影响, 即考虑了若干个符号和用户的脉冲及其多径叠加后对预接收脉冲的影响, 并分别计算得到了符号间和多用户干扰的方差。

3.1 符号内多径干扰

首先通过数学推导来论证符号内多径干扰不能忽略。根据 IEEE 给出的多径信道模型, 可得同一簇内多径时延之间的间隔和簇之间间隔的均值。由式可得, 同一簇内两个相邻径的间隔 Δ_l 的期望值为

$$E[\Delta_l] = \int_0^{+\infty} \Delta_l \lambda e^{-\lambda \Delta_l} d\Delta_l = \frac{1}{\lambda} \quad (13)$$

依据表 1 中给出的信道参数, 不失一般性, 以 CM1 信道为例, $\lambda = 2.5(1/\text{ns})$, 根据式(13)计算可得此时两径之间间隔的均值为 0.4 ns, 而目前提出的应用于超宽带系统的脉冲波形宽度一般都为 0.5~2 ns^[10~14], 脉冲宽度大于相邻两多径之间的间隔, 这说明脉冲及其多径可能会迭加在一起, 即符号内多径干扰是不可忽略的。

同时, 根据式(2), 相邻两簇的间隔 Δ 的期望值为

$$E[\Delta] = \int_0^{+\infty} \Delta A e^{-A\Delta} d\Delta = \frac{1}{A} \quad (14)$$

同样以 CM1 为例, $A = 0.0233(1/\text{ns})$, 根据式(14)计算可得此时两簇之间间隔的均值为 42.9 ns。而且这种干扰主要来自于第一簇, 其他簇的干扰相比接收信号的到达时刻大于脉冲持续时间, 可以忽略。因而, 在下面对于符号内多径干扰的分析中, 假设只有一簇内的多径能影响到信号脉冲。

文献[6]指出, 当取第 1 个簇的第 1 条径的到达时间作为起始时刻时, 多径信道幅度的衰减系数满足下面的关系:

$$E[\alpha_{k,l} \alpha_{k_1,l_1}] = \begin{cases} \Omega e^{-T_l/T} e^{-\tau_{k,l} \tau_{k_1,l_1}} & k = k_1 \text{ 且 } l = l_1 \\ 0 & k \neq k_1 \text{ 或 } l \neq l_1 \end{cases} \quad (15)$$

由式(10)得, 同一用户的符号内多径干扰方差 σ_{mpi}^2 为

$$\begin{aligned} \sigma_{mpi}^2 &= E(Z_{mpi})^2 \\ &= N_s \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K E[X^2] E[\alpha_{k,l}^2] E(R^2(\tau_{k,l} - \tau_{l,1})) \\ &\quad + N_s \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{l_1=1}^L \sum_{k_1=1}^K E[X^2] E[\alpha_{k,l} \alpha_{k_1,l_1}] \end{aligned}$$

$$\times E(R(\tilde{\tau}_{k,l} - \tilde{\tau}_{l,1})R(\tilde{\tau}_{k_1,l_1} - \tilde{\tau}_{l,1})) \quad (16)$$

其中 $\tilde{\tau}_{k,l} = T_l + \tau_{k,l}$, 且 k 与 l 不能同时为 1, k_1 与 k, l_1 与 l 不全相等。

根据式(6), 式(7), 式(15)和式(16), $\sigma_{\text{mp}i}^2$ 可进一步简化为

$$\sigma_{\text{mp}i}^2 = N_s \sum_{k=2}^K E[X^2] \int_0^{T_m} \Omega e^{-\gamma l} f_p(\gamma) R^2(\gamma) d\gamma \quad (17)$$

3.2 符号间干扰

由于每个符号可由多帧表示, 对于每次接收的脉冲, 符号内其他帧的多径对于接收脉冲的影响可归为符号间干扰考虑, 从而, 干扰符号数等效成为 $N_l N_s$ 。相比于符号内多径干扰, 符号间干扰只需将接收信号的位置向后平移符号持续时间的整数倍, 平移几个周期就对应来自前几个符号的干扰。同时, 由于泊松过程具有无记忆性, 即从任何时刻开始依然保持泊松过程, 符号间干扰可以用类似符号内多径干扰的方法来分析, 只是干扰首径的能量改变了。因而, 只需把上面符号内多径干扰的首径能量 Ω 换为 Ω_s , Ω_s 为所有干扰符号的多径中首径的平均能量之和。由于不同用户采用性质相同的跳时码, $\tau_{\text{code}(i)}^{(n)}$ 对不同的 i 和 n 来说是同分布的, 统一用积分变量 τ_{code} 表示。

因此, 同一用户的符号间干扰方差 σ_{si}^2 可以表示为

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{si}}^2 &= (Z_{\text{isi}})^2 \\ &= N_s \sum_{k=2}^K E[X^2] \int_{-T_m}^{T_m} \Omega_s e^{-\gamma l} f_p(\gamma) R^2(\gamma) d\gamma \end{aligned} \quad (18)$$

其中, Ω_s 可表示为

$$\begin{aligned} \Omega_s &= \sum_{s=1}^{N_l N_s - 1} E[\Omega] \\ &= \frac{1}{2T_s} \sum_{l=1}^{L_{\text{total}}} \sum_{s=1}^{N_l N_s - 1} \int_{-T_s}^{T_s} \int_0^{T_l + \tau_{\text{code}}} \int_{sT_l + \tau_{\text{code}}}^{\tau_{\text{max}}} \Omega e^{-\tau_l/T} \\ &\quad \times e^{-(sT_l + \tau_{\text{code}} - T_l)/r} f_c(\tau_{l+1}) f_c(\tau_l) d\tau_{l+1} d\tau_l d\tau_{\text{code}} \end{aligned} \quad (19)$$

其中, L_{total} 为多径信道中簇的总数; Ω 为第 s 帧干扰径中首径的能量。

3.3 多用户干扰

不同用户之间干扰的分析过程与同一用户的多径干扰类似, 只是相应的延时需要再加上 t_u 这部分, 即其他用户相对预接收用户的信号到达时延。

设 $N_u + 1$ 是系统内总的用户数, 则多用户干扰方差 σ_{mui}^2 为

$$\begin{aligned} \sigma_{\text{mui}}^2 &= (Z_{\text{mui}})^2 \\ &= R_b N_s^2 N_u \sum_{k=2}^K E[X^2] \int_{-T_l/2}^{T_l/2} \int_{-z}^{T_m - z} \Omega e^{-\gamma l} \\ &\quad \times f_p(\gamma) R^2(\gamma + z) d\gamma dz \\ &\quad + R_b N_s^2 N_u \sum_{k=2}^K E[X^2] \int_{-T_l/2}^{T_l/2} \int_{-T_l - z}^{T_m - z} \Omega_s \\ &\quad \times e^{-\gamma l} f_p(\gamma) R^2(\gamma + z) d\gamma dz \end{aligned} \quad (20)$$

其中, Ω_s 如式(9)所示。

4 系统误码性能分析与仿真

4.1 系统误码率计算公式

系统的信干噪比 SINR 可以表示为

$$\text{SINR} = \frac{E_b}{\alpha_n^2 + \sigma_{\text{mp}i}^2 + \sigma_{\text{si}}^2 + \sigma_{\text{mui}}^2} \quad (21)$$

其中, E_b , α_n^2 , $\sigma_{\text{mp}i}^2$, σ_{si}^2 和 σ_{mui}^2 分别由式(11), 式(12), 式(17), 式(18)和式(20)表示。

由于采用的是 BPSK 的调制方式, 因此系统的误码率 P_b 为

$$P_b = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\sqrt{\frac{\text{SINR}}{2}} \right] \quad (22)$$

4.2 公式有效性的验证

信号选用高斯二阶导函数脉冲, 其脉冲持续时间 $T_m = 0.5$ ns, 为计算方便但不失一般性, 令 $N_s = 1$ 。同时, 最大跳时位置 $N_b = 16$, 跳时码片长 $T_c = T_m$ 。信道参数取值见表 1。根据式(21)和式(22), 在 CM1 到 CM4 4 种信道下, 图 1 和图 2 分别给出了单用户传输速率 15 M bps 和 3 用户、传输速率 100 M bps 时对应的理论和仿真曲线。由图 1 和图 2 可得, 在不同参数情况下, 理论与仿真曲线都非常接近, 从而验证了性能分析模型及所得计算公式的有效性。

4.3 符号内干扰的仿真分析

以上通过数学推导论证了符号内干扰是不可忽略的, 下面从仿真结果来进一步验证符号内干扰是不可以忽略的。不失一般性, 此处用户数为 3, 传输速率为 15 Mbps, 其他参数不变。图 3 给出了信道分别为 CM1 和 CM4 时误码率的曲线, 包括考虑符号内干扰的理论曲线、不考虑符号内干扰的理论曲线以及计算机仿真曲线。

由图 3 可得, 在 CM1 和 CM4 信道下, 考虑符号内干扰时, 计算所得的理论曲线与仿真曲线存在的

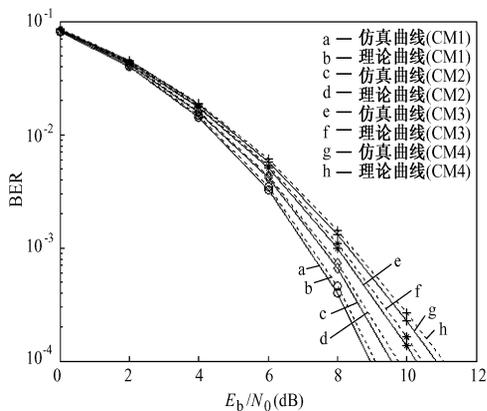


图1 单用户传输速率为 15 Mbps 时理论与仿真误码率的比较

Fig.1 BER comparison between theoretical and simulation results at the transmission data rate of 15 Mbps in the signal user system

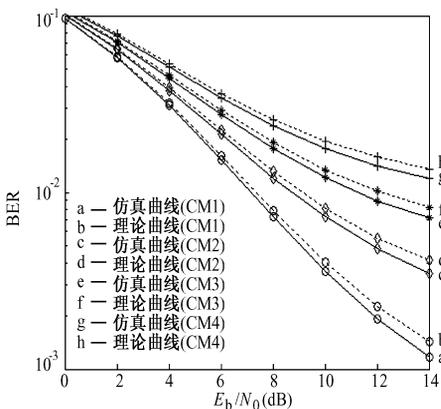


图2 系统用户数为 3 传输速率为 100 Mbps 时理论与仿真误码率比较

Fig.2 BER comparison between theoretical and simulation results at the transmission data rate of 100 Mbps in the three users' system

误差在 1 dB 以内。而不考虑符号内干扰时,以 10^{-4} 误码率为例,计算所得理论曲线与仿真曲线的信噪比误差在 CM1 信道下大约 1.5 dB,而在 CM4 信道下大约 3 dB。由此可见,不考虑符号内干扰的计算公式与实际情况存在着比较大的误差,在 CM4 信道下,两者的误差会更大。这主要是因为 CM4 信道下收发双方距离较 CM1 更远,故在接收端存在更多的多径干扰。因而,为更精确地分析系统的误码性能,符号内多径干扰的影响是不可以忽略的。

5 系统中用户传输速率的分析

由图 1 和图 2 可得,在给定发射脉冲和信道参

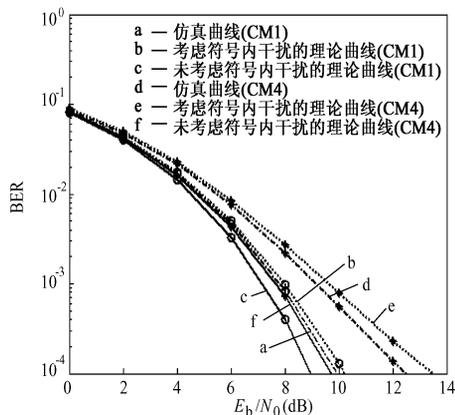


图3 考虑和不考虑符号内干扰的误码率比较

Fig.3 BER comparison when considering and neglecting intra-symbol interference

数的情况下,无论单用户还是多用户系统,误码性能都随着传输速率的增大而变差。从而,在一定的误码率要求的情况下,由于码间干扰和用户间干扰的限制,传输速率并不能无限制的增加,因而有必要分析对应于不同信道及用户数情况的用户传输速率上限。作为分析用户传输速率的衡量标准,这里要求系统误码率不低于 10^{-3} 。

5.1 单用户系统用户传输速率分析

这里采用持续时间为 0.5 ns 的高斯二阶导函数脉冲作为信号脉冲。在单用户系统中,对于持续时间为 0.5 ns 的脉冲,如果传输的占空比为 1,对应的用户传输速率应为 2 Gbps。然而,由于存在符号间干扰的影响,发射的信号脉冲间必须存在一定的间隔以降低符号间干扰的影响,故用户传输速率必然会有所下降。此外,由于还存在符号内脉冲自身多径的干扰,信号脉冲的间隔必须进一步加大以降低符号内多径干扰的影响,故用户传输速率必然会进一步下降。同时,用户传输速率还会受到信道环境的影响,不同信道环境下,用户的传输速率也是不同的。表 2 给出了不同信道环境下,仅考虑符号间干扰^[8]和同时考虑符号内及符号间干扰时系统最高的传输速率。

表 2 系统误码率不大于 10^{-3} 时用户传输速率上限(Mbps)

Table 2 The user transmission data rate when the system BER no more than 10^{-3} (Mbps)				
	CM1	CM2	CM3	CM4
仅考虑符号间干扰	328	245	167	124
同时考虑符号间干扰和符号内多径干扰	156	98	64	44

由表 2 可得,在各种信道环境下,当同时考虑符

号内多径和符号间干扰时,在相同的误码率要求下,用户的最高传输速率较仅考虑符号间干扰的情况会急剧下降。同时,从 CM1 到 CM4 信道下,考虑符号内多径干扰后系统传输速率分别是未考虑符号内多径干扰时传输速率的 47.5 %, 40 %, 38.3 % 和 35.4 %,这说明 CM4 信道下,符号内多径干扰较 CM1 信道更为严重。因而,在 CM4 信道下,不考虑符号内干扰会给系统性能的分析带来更大的误差。

5.2 多用户系统用户传输速率分析

当跳时多址系统中接入多个用户时,为达到系统的误码率要求,用户信号的脉冲间隔必须增加,从而用户的传输速率较单用户系统就会降低。同时,用户的传输速率还受到信道环境的影响,不同信道环境下,用户的传输速率也是不同的。图 4 给出了系统接入不同数量的用户时,在各信道参数下用户平均传输速率的上限。由图 4 可得,用户传输速率的上限是随着用户数以及信道环境改变而改变的,在各种信道条件下,系统接入的用户数增大时,传输速率的上限会显著地减小。同时,由图 4 还可以得到,最高传输速率随着用户数的增加,减小的速率是越来越慢的。这主要是因为随着系统中用户数的增加,每一个用户的干扰在总的用户干扰中的比重是逐渐下降的。因而,在系统中用户数较大时,相比系统用户数少的情况,增加同样的用户数带来的额外的干扰对系统性能的影响会降低。从而,系统误码性能随用户数的变化是逐渐变慢的,用户平均传输速率的上限随用户数的变化也是逐渐变慢的。

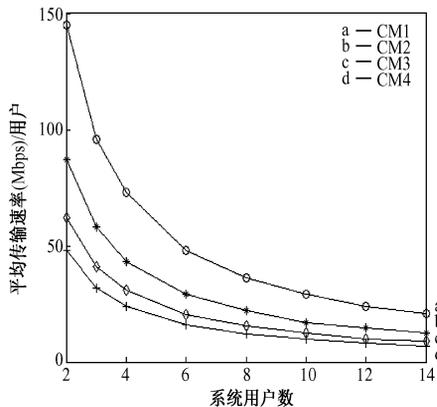


图 4 系统用户数与平均用户最高传输速率的关系

Fig.4 The relationship between system user number and the maximum of average transmission data rate

6 结语

通过研究 IEEE 802.15.3a 工作组给出的多径信

道参考模型,首先提出了一个同时存在符号间干扰、符号内多径干扰和多用户干扰的跳时超宽带系统相干解调的性能分析模型。通过计算符号间干扰、符号内多径干扰和多用户干扰的方差,推导得到了跳时多址系统的误比特率计算公式,并用计算机仿真验证了公式的有效性。然后,推导得到了相邻两多径的平均时延间隔,论证了符号内脉冲自身多径的干扰是不可忽略的,并通过仿真验证了符号内脉冲自身多径的干扰是不可忽略的这一结论。因而,笔者给出的系统模型和误码率计算公式可以更加精确地对系统性能进行分析。利用文中所提的性能分析模型及所得公式,还分析了单用户系统中不同信道环境下考虑符号内干扰和不考虑符号内干扰时系统最高传输速率,结果表明不考虑符号内干扰时会有较大的误差,这一误差在 CM4 信道下体现得更加明显。最后,分析了跳时多址系统中接入不同数量的用户时平均传输速率的上限,结果表明用户平均传输速率的上限随着信道由 CM1 变化到 CM4 而依次降低。

参考文献

- [1] IEEE 802.15.3G3a Channel modeling sub-committee report final[R]. IEEE document: IEEE P802.15-02/490r1-SG3a, 2003, 2
- [2] Tomaso Erseghe. Capacity of UWB impulse radio with single-user reception in Gaussian noise and dense multipath [J]. IEEE transactions on communications, 2005, 53(8):1257-1262
- [3] 郑霖, 欧阳缙. UWB 信道下的 TH-PPM 多径多址解调性能分析[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 10: 1676-1680
- [4] Zheng Lin, Ouyang Shan. TH-PPM demodulation performance analysis for multipath and multiple access fading in UWB system[J]. Systems Engineering and Electronics, 2005, 10: 1676-1680
- [5] Wu Weide, Lee Chengchia, Wang Chunhsuan, et al. Signal to interference plus noise ratio analysis for direct-sequence ultra-wideband systems in generalized saleh-valenzuela channels[J]. IEEE journal of selected topics in signal processing, 2007, 1(3): 483-497
- [6] Lee Chengchia, Wu Weide, Chao Chichao. Signal to interference plus noise ratio analysis for direct-sequence ultra-wideband systems[A]. WCNC 2007 Proceedings[C]. 2007, 1765-1769
- [7] Wang Huiyu, Zhang Qinyu, Zhang Naitong, et al. Pulse shaping for UWB communications in dense multipath[A]. Innovative Computing, Information and Control[C]. 2006, 2(8): 714-717
- [8] 王辉宇, 张钦宇, 张乃通, 等. 码间干扰效应对 UWB 频谱效率的限制作用[J]. 吉林大学学报工学版, 2007, 37(1): 198-201
- [9] Samuel Karlin, Howard M. Taylor. A First Course in Stochastic Processes[M]. second edition, St. Louis, USA, Academic Press, 2007: 499-508

- [10] Ghavami M, Michael L B, Kohno R. Hermite Function Based Orthogonal Pulses for UWB Communications [M]. Proc Wireless Personal Multimedia Conference, Aalborg; Piscataway, 2001: 437—440
- [11] Sheng H S, Orlik P, Alexander M H, et al. On the spectral and power requirements for ultra-wideband transmission [A]. IEEE International Conference on Communications [C]. Kansas, USA, 2003: 738—742
- [12] Wu Xuanli, Sha Xuejun, Zhang Naitong. Modified hermite function based pulse shaping algorithm for ultra wideband communications [A]. Proceedings in 2007 IEEE Radio and Wireless Symposium [C]. Long Beach, CA, United States, 2007, 395—398
- [13] Kim Y, Jang B, Shin C, et al. Orthonormal pulses for high data rate communications in indoor UWB systems [J]. IEEE Commun Lett, 2005, 9: 405—407
- [14] Wu Xuanli, Sha Xuejun, Zhang Naitong. Pulse shaping method to compensate for antenna distortion in ultra-wideband communication [J]. Science in China Series F—information Sciences, 2007, 50(6): 878—888

Transmission performance analysis of IR-UWB system in multipath environment

Lin Di, Sha Xuejun, Wu Xuanli, Zhang Naitong

(*Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, Haerbin 150001, China*)

[**Abstract**] To analyze the time-hopping (TH) impulse radio Ultra-Wideband (UWB) transmission performance in the presence of multipath, a model for Bit Error Rate (BER) analysis of UWB systems with coherent demodulation in the presence of inter-symbol interference, intra-symbol multipath interference, and multiple access interference is proposed by studying the statistics of multipath channel models, which is defined by the IEEE 802.15.3a Task Group, and then through calculating the variance of intra-symbol interference, inter-symbol interference and multiuser interference, system BER formulation is obtained and verified in comparison with computer simulations. By analyzing the average multipath interval and comparing BERs with and without intra-symbol interference, the results show that intra-symbol interference should not be neglected. Finally, to satisfy BER requirement, in various channel environments, the maximum transmission data rate is analyzed by both considering and neglecting intra-symbol interference in single user system, and the maximum average transmission data rate is analyzed corresponding to different user numbers in multi-user system.

[**Key words**] Ultra-Wideband; intra-symbol multipath interference; inter-symbol interference; multi-user interference; transmission performance analysis model