

UWB 信号的同步算法

塞西莉亚·卡博内利, 会员, IEEE, 和翁贝托·蒙加利, 终身研究员, IEEE

摘要—本文关注在密集多径环境中运行的超宽带通信系统的时序恢复。提出了两种定时算法, 它们利用接收信号的样本来估计各个帧相对于接收器时钟的开始(帧定时)和每个符号中第一帧的位置(符号定时)。信道估计作为副产品出现, 可用于相干匹配滤波器检测。所提出的算法需要脉冲持续时间的倒数数量级的采样率。通过模拟相干和差分检测器的操作来评估它们的性能。讨论了它们对采样率的敏感性, 并评估了多址干扰的影响。

索引词——信道估计、相关接收器、同步、超宽带 (UWB) 通信。

一、我简介

我 S 规则制定提案 [1] 2002 年 4 月, 美国联邦通信委员会 (FCC) 将超宽带 (UWB) 技术定义为任何占用部分带宽的无线传输方案

$W/f_c \geq 20\%$, 在哪里 f_c 是乐队中心频率或超过 500 MHz 的绝对带宽。在传统的 UWB 系统 (也称为脉冲无线电) 中, 如此大的带宽是通过发射功率谱密度极低和持续时间超短的脉冲序列来实现的 [2]-[4]。对 UWB 的兴趣源于几个特性, 包括: 准确的分辨率能力、低拦截和检测概率、增强的穿透障碍物的能力、潜在的高用户容量以及对多路径的鲁棒性 [3]、[5]、[6]。由于这些原因, UWB 技术适用于具有高数据速率无线连接的短距离室内通信 [6]-[8], 并在高分辨率测距 [9] 中提供了潜在应用。

然而, 为了充分利用这些优势, 需要准确估计信道参数。在室内环境中, 每个脉冲会产生数百个回波 [6], 原则上, 这些回波可以在 Rake 接收器 [3]、[5]、[10] 中解析和组合, 以利用多径信道的丰富多样性。不幸的是, Rake 的实现很复杂, 因为捕获重要部分需要大量的手指

论文由 IEEE 通信协会均衡和多样性编辑 MZ Win 批准。手稿于 2004 年 4 月 23 日收到。这项工作得到了意大利教育部在 2001 年 FIRB 项目 PRIMO 框架内的支持。本文在 2003 年 12 月在加利福尼亚州旧金山举行的 IEEE Globecom 会议上部分发表, 并在 2004 年 12 月在德克萨斯州达拉斯举行的 IEEE Globecom 会议上的一部分。

C. Carbonelli 就职于南加州大学通信科学研究所, 洛杉矶, CA 90089 USA (电子邮件: carbonel@usc.edu)。

U. Mengali 在比萨大学信息工程系工作, 56100 Pisa, 意大利 (电子邮件: umberto.mengali@iet.unipi.it)。

数字对象标识符 10.1109/TCOMM.2005.863728

估计路径的增益和延迟所涉及的信号能量和计算负载 [11]。由于传播效应 (例如, 来自周围物体的反射、衍射和散射 [6]、[12]、[13]) 导致的脉冲失真进一步加剧了该问题。考虑到这种失真将需要估计各个回波的形状。

作为 Rake 的替代方案, 可以使用匹配滤波器接收器, 其中输入波形与信道响应的估计相关。在理想估计的情况下, 这个接收器相当于一个具有无限指和完全了解信道增益和延迟的 Rake。与 Rake 相比, 它的优势在于脉冲失真无关紧要, 因为所需的唯一信息是整个通道响应的形状, 而不是单个回波的形状。

差分检测 (DD) [14]、[15] 和传输参考 (TR) 方案 [16]-[19] 更易于实现, 因为它们不需要信道估计。假设 DD 系统中的脉冲幅度调制 (PAM), 符号被差分编码, 并且每个接收到的数据脉冲与前一个相关。每个脉冲用作下一个脉冲的模板。相反, 在 TR 方案中, 在每个数据脉冲之前发送一个参考脉冲, 并且利用对前者的信道响应作为后者的模板。该机制可以通过平均来自几个参考脉冲的通道响应来改进 [14]、[16]、[19]。

无论接收器架构如何, 同步电路都必须提供有关输入脉冲到达时间的准确信息。这是一个关键问题, 对部署 UWB 无线电作为一种可行且具有竞争力的无线技术提出了严峻挑战 [20]-[22]。小到几分之一纳秒的定时误差会严重降低系统性能 [23], [24]。

在 UWB 通信中, 单个数据符号与多个连续脉冲相关联, 每个脉冲位于其自己的帧中。通过根据用户特定的跳时码改变帧内的脉冲位置, 可以实现对通道的多路访问。定时恢复可以方便地视为一个两部分的过程。第一部分包括估计相对于接收器时钟滴答的各个帧的开始。这称为帧定时 (FT)。第二部分包括识别输入帧流中每个符号的第一帧, 称为符号定时 (ST)。以前关于这些主题的工作可以总结如下。

参考文献 [25]-[27] 通过寻找接收波形与本地生成的发射脉冲模板的重复之间的相关峰值来解决 FT 问题。在平均获取时间方面研究和比较了各种搜索策略。其中一些很多

比传统的“线性搜索”更有效, 但仍有很大的改进空间, 因为滑动相关器捕获了单个多径分量。在室内环境中, 这相当于仅利用一小部分接收信号功率。

[28] 中的 ST 方案以非数据辅助 (NDA) 方式运行, 并取决于 UWB 信号的循环平稳特性。它的主要特点是它只需要帧速率采样, 而不是信道估计所需的子脉冲采样。[29] 中的 ST 算法是数据辅助 (DA), 并利用了适当设计的训练序列。它涉及简单的集成和转储操作, 并且与 [28] 相比具有改进的采集速度。[11] 中开发的信道估计方法具有隐式同步能力, 因为它估计各个多径分量相对于接收器时间参考的延迟 (和增益)。换句话说, 它恢复了 FT 和 ST 并提供了信道响应的估计。该解决方案基于最大似然 (ML) 方法并涉及亚脉冲采样 (在千兆赫范围内)。[30] 中采用了近似 ML 技术来解决 ST 问题。它们涉及低采样率 (帧速率的十倍左右), 并且与 [28] 相比表现出更高的性能。最后, [31] 使用基于子空间的方法研究信道估计和 FT 恢复。利用创新率的概念, 通过低通/带通滤波和低于奈奎斯特速率的采样将接收到的信号投影到较低维的子空间。时序估计问题被转换为谐波检索问题, 并通过涉及 Vandermonde 方程组的子空间方法求解。讨论集中在测距问题上, 目标仅限于估计直接路径的传播延迟。将此方法扩展到具有数百条路径的通信应用程序是有问题的, 因此不被追求。人们担心实现的复杂性以及如果延迟间隔太近, Vandermonde 系统就会出现病态的事实。

在这项研究中, 我们调查了 FT 和 ST。信道估计被视为一种副产品, 它可以被利用或不利用, 这取决于检测方案 (相干或差分)。在 1 ns 的脉冲持续时间下, 表明在 1 GHz 左右的采样率下可以实现准确的时序。然而, 需要更高的速率来实现令人满意的信道估计。值得注意的是, 我们的算法恢复了 FT 和 ST, 而 [28]-[30] 中的那些只关注 ST。

我们专注于基于最小二乘 (LS) 方法的两种时序方案。本质上, 他们寻找接收到的样本与其无噪声分量的本地副本之间的欧几里得距离的最小值。在第一个策略中 (取自 [32]), 首先恢复 FT。为此, 使用具有 (帧) 周期的周期性脉冲序列, 并且最小化产生信道响应和每帧开始的联合估计。随后, 传输一个训练序列, 并利用先前的信道和 FT 估计来识别每个符号的第一帧。在第二种策略 [33] 中, 训练序列从头开始传输, 最小化导致信道估计和 FT/ST 恢复。这两种策略具有可比的性能, 但不同

复杂。本研究对它们进行了调查, 因为它们适用于不同的操作环境。第一个更简单, 但它要求周期性序列一次由单个用户传输。第二种较为复杂, 但对信道接入方案没有限制。两者都对中等定时误差具有鲁棒性, 并且不受传播脉冲失真的影响。

本文组织如下。第二节提供信号模型并介绍基本符号。第三节描述了第一个策略, 第四节描述了第二个策略。第五节讨论了模拟, 第六节得出结论。

二、小号信号米奥德尔

传输的信号表示为

$$s(t) = \sum_i a_i \sum_{j=0}^{N_f-1} g(t - iN_fT_f - jT_f - c_jT_c) \quad (1)$$

在哪里 $\{a_i\}$ 是取值的信息符号 ± 1 和等概率, $g(t)$ 是基本脉冲 (称为每个符号的帧数, 单轮车), N_f 是 T_f 帧周期, T_c 是筹码周期, 并且 $\{c_j\}_{j=0}^{N_f-1}$ 是时间-跳跃序列, 其元素是在范围内随机选择的整数值 $0 \leq c_j \leq N_{TH} - 1$ 。

我们考虑的通道模型非常通用, 并考虑了传播效应, 例如来自介质内物体的反射、折射和散射。这些效应是频率敏感的 [6]、[12]、[13], 并在接收到的脉冲上产生与路径相关的失真。因此, 通道对单个脉冲的响应形式为

$$g(t)$$

$$c(t) = \sum_{l=1}^{N_p} \gamma_l g_l(t - \tau_l) \quad (2)$$

在哪里 $g_l(t)$ 是从第 l 路径接收到的脉冲, γ_l 和 τ_l 是与路径相关的增益和延迟, 以及路径的数量。由传输产生的整体波形可写为

$$s(t)$$

$$r(t) = \sum_i a_i \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{l=1}^{N_p} \gamma_l g_l(t - iN_fT_f - jT_f - \nu T_f - c_jT_c - \tau_l) + w(t). \quad (3)$$

在这个等式中, $\nu \in [0, N_f - 1]$ 是一个整数, 反映发射器和接收器之间的跳码错位在 T_f 的倍数范围内, 并且 $w(t)$ 是混合物高斯噪声和多址干扰 (MAI)。不失一般性, 我们假设最小路径延迟

$\tau_{\min} = \min_l \{\tau_l\}$ 小于帧持续时间 T_f 。实际上, 如果它更大, 例如, 加分数的倍数 N_f 那么倍数部分可能会被吸收到代码错位中。

$$\nu T_f$$

接收到的波形通过一个滤波器, 用周期采样 $T_s = T_f/Q$, 它是 $g_R(t)$ 和

T_f . 整数表示每帧的样本数。这
过滤器输出为

$$x(t) = \sum_i a_i \sum_{j=0}^{N_f-1} \sum_{l=1}^{N_p} \gamma_l g'_l(t - iN_f T_f - jT_f - \nu T_f - c_j T_c - \tau_l) + n(t) \quad (4)$$

在哪里 $g'_l(t)$ 是卷积 $g_l(t) \otimes g_R(t)$ 和 $n(t)$ 代表
过滤后的噪声。这个方程可以改写成更方便的形式调用
 μ 的整数部分 τ_{\min}/T_s 并让

$$\varepsilon_l = \tau_l - \mu T_s. \quad (5)$$

注意 μ 取范围内的值 $0 \leq \mu \leq Q-1$ 自从
 $\tau_{\min} < T_f$ 通过假设。将 (5) 代入 (4) 并后
测距产量

$$x(t) = \sum_i a_i \sum_{j=0}^{N_f-1} h(t - iN_f T_f - jT_f - \nu T_f - c_j T_c - \mu T_s) + n(t)$$

和

$$h(t) \doteq \sum_{l=1}^{N_p} \gamma_l g'_l(t - \varepsilon_l).$$

功能 $h(t)$ 表示对单周期的通道响应
适用于 $t = -\mu T_s$ 并且, 在续集中, 被称为
渠道反应(铬)。注意, 式 (6) 中与符号对应的信号分量为
 a_k

$$s_k(t) = a_k \sum_{j=0}^{N_f-1} h(t - kN_f T_f - jT_f - \nu T_f - c_j T_c - \mu T_s).$$

因此, 匹配滤波器检测需要和的知识。范围 $h(t), \nu$
 μ 识别第一帧 $s_k(t)$ (开始
在 $t = kN_f T_f + \nu T_f$), 尽管 μ 表示帧的开始
次 (在 $t = mT_f + \mu T_s$ 和 $m = 0, 1, 2, \dots$). 因此, ST
相当于估计 ν 而 FT 表示估计 μ . 在里面
下面, 我们讨论两种估计策略 $h(t), \nu$, 和
 μ .

在继续之前, 我们认为对我们在这里所采用的信道估计观
点进行评论很有用。从 (6) 可以清楚地看出, 这种观点包含
了来自通道的任何可能的脉冲失真。换句话说, 我们不关心
失真, 因为我们寻找的是整体通道响应而不是其单个组件。
这可以称为“非结构化”方法, 将其与“结构化”方法进行
对比, 其中接收到的脉冲都具有相同的形状, 在接收器处已
知, 并且问题减少到估计路径增益和延迟[10], [11]。结构
化方法忽略了传播物理, 并没有反映在 UWB 信道中接收到
的信号通常与驱动发射天线的信号几乎没有相似之处的实验
证据 [6]、[12]、[13]。

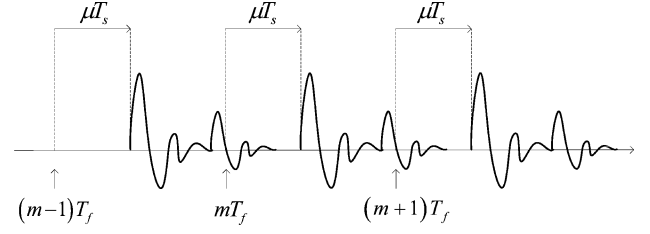


图 1. 未调制的接收波形的无噪声分量。

三、F第一时间小号策略

假使, 假设 $h(t)$ 集中在区间 $[0, LT_s)$
并打电话 $h[n] = h(nT_s)$ 它的样品在多个 T_s . 让
婷 $\mathbf{h} \doteq [h[0], h[1], \dots, h[L-1]]^T$ 成为采样版本
在 CR 中, 在第一种策略中, 估计分两个阶段进行。首先,
和 \mathbf{h} μ 通过传输一个 pe-[这对应于设置
周期的周期性信号和 T_f $a_i \equiv 1$
 $c_j \equiv 0$ 在 (1)] 中。随后, 信号被调制
训练序列, 并利用先前的估计进行计算。我们假设没有帧间
干扰,

(6) 表示来自不同单周期的通道响应不重叠。这要求超过信道延迟
扩展加上跳码的连续时移之间的最大差异。这样的假设极大
地简化了分析, 使我们能够专注于乐趣——

(7) UWB信号采集的基本方面。第一阶段接收到的波
形为

$$x(t) = \sum_j h(t - jT_f - \mu T_s) + n(t). \quad (9)$$

图 1 说明了 的无噪声分量的周期性。在给定帧中, (9) 中的
求和由两部分组成: 源自当前帧的截断 CR 和来自前一帧的
CR 的尾部。后者是

(8) 缺少前者的一部分并消失, 如果 $T_f - \mu T_s$ 超过
 LT_s . 现在, 假设 $x(t)$ 被观察到 M'_f 框架和
采样于 $t = mT_f + nT_s$, 和 $m = 0, 1, \dots, M'_f - 1$
和 $n = 0, 1, \dots, Q-1$. 让 $x_m[n] \doteq x(mT_f + nT_s)$
并从 m 第帧进入 $\mathbf{x}_m \doteq$
 $[x_m[0], x_m[1], \dots, x_m[Q-1]]^T$, 的无噪声分量
 \mathbf{x}_m 可以表示如下。表示通过扩展获得的 \mathbf{p} 通过 $Q-L$
dimensional 向量 \mathbf{h} $Q-L$ 零

$$\mathbf{p} \doteq [h[0], h[1], \dots, h[L-1], \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{Q-L}]^T \quad (10)$$

并打电话 $\mathbf{v}^{(1)}[\mu, \mathbf{h}]$ 由降档产生的向量
的组成部分 \mathbf{p} 经过步骤和零填充空白的地方

$$\mathbf{v}^{(1)}[\mu, \mathbf{h}] \doteq [\underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\mu}, h[0], h[1], \dots, h[Q-\mu-1]]^T. \quad (11)$$

很容易看出, $\mathbf{v}^{(1)}[\mu, \mathbf{h}]$ 表示 (截断的) reth 帧。同
起源于 m 样, 让 $\mathbf{v}^{(1)}[\mu, \mathbf{h}]$ 是

通过将的分量上移并在空白处补零得到的维向量

$$\mathbf{p} \quad \mu$$

$$\mathbf{v}^{(\dagger)}[\mu, \mathbf{h}] \doteq [h[\mu], h[\mu+1], \dots, h[L-1], \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{Q-L+\mu}]^T. \quad (12)$$

清楚地, $\mathbf{v}^{(\dagger)}[Q-\mu, \mathbf{h}]$ 表示来自的响应的尾部上一帧。综合这些事实, 我们有

$$\mathbf{x}_m = \mathbf{v}^{(1)}[\mu, \mathbf{h}] + \mathbf{v}^{(\dagger)}[Q-\mu, \mathbf{h}] + \mathbf{n}_m \quad (13)$$

在哪里 \mathbf{n}_m 考虑到噪音。

联合估计 \mathbf{h} 和 μ 执行与 LS 技术如下。我们追求价值观 $\tilde{\mathbf{h}} = [\tilde{h}[0], \tilde{h}[1], \dots, \tilde{h}[L-1]]$ 最小化平方欧几里得距离

$$D^2(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}) = \sum_{m=0}^{M'_f-1} \left\| \mathbf{x}_m - \mathbf{v}^{(1)}[\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}] - \mathbf{v}^{(\dagger)}[Q-\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}] \right\|^2. \quad (14)$$

将 (11) 和 (12) 代入 (14) 得到

$$D^2(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}) = \sum_{m=0}^{M'_f-1} \sum_{l=0}^{L-1} \left(x_m[l + \tilde{\mu}|_Q] - \tilde{h}[l] \right)^2 + \sum_{m=0}^{M'_f-1} \sum_{l=L}^{Q-1} \left(x_m[l + \tilde{\mu}|_Q] \right)^2 \quad (15)$$

在哪里 $l + \tilde{\mu}|_Q$ 方法 $(l + \tilde{\mu}) \bmod Q$. 或者, (15) 可以写成

$$D^2(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}) = \sum_{m=0}^{M'_f-1} \sum_{l=0}^{Q-1} \left(x_m[l + \tilde{\mu}|_Q] \right)^2 + M'_f \sum_{l=0}^{L-1} \left(\tilde{h}[l] \right)^2 - 2 \sum_{m=0}^{M'_f-1} \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}[l] x_m[l + \tilde{\mu}|_Q].$$

关于零的微分, 并求解收益率 $\tilde{h}[l]$, 将结果设置为

$$\tilde{h}[l] = \frac{1}{M'_f} \sum_{m=0}^{M'_f-1} x_m[l + \tilde{\mu}|_Q], \quad 0 \leq l \leq L-1. \quad (17)$$

接下来, 将 (17) 代入 (16) 得到

$$D^2(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}) = \sum_{m=0}^{M'_f-1} \sum_{l=0}^{Q-1} \left(x_m[l + \tilde{\mu}|_Q] \right)^2 - \frac{1}{M'_f} \sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum_{m=0}^{M'_f-1} x_m[l + \tilde{\mu}|_Q] \right)^2. \quad (18)$$

另一方面, 因为有 Q 帧中的样本, 我们有

$$\sum_{l=0}^{Q-1} \left(x_m[l + \tilde{\mu}|_Q] \right)^2 = \sum_{l=0}^{Q-1} (x_m[l])^2 \quad (19)$$

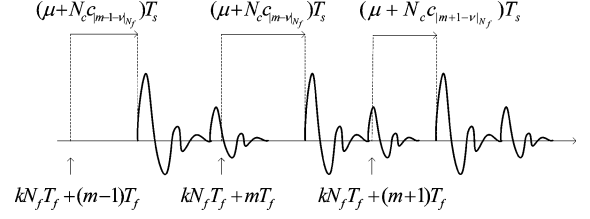


图 2. 存在调制时接收波形的无噪声分量。

这表明 (18) 中的第一项独立于 $\tilde{\mu}$. 因此, 最小化 $D^2(\tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}})$ 相当于最大化第二项, IE,

$$\hat{\mu} = \arg \max_{0 \leq \tilde{\mu} \leq Q-1} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum_{m=0}^{M'_f-1} x_m[l + \tilde{\mu}|_Q] \right)^2 \right\}. \quad (20)$$

最后, 设置 $\tilde{\mu} = \hat{\mu}$ 在 (17) 中产生 CR 估计

$$\hat{h}[l] = \frac{1}{M'_f} \sum_{m=0}^{M'_f-1} x_m[l + \hat{\mu}|_Q], \quad 0 \leq l \leq L-1. \quad (21)$$

在这一点上, 我们利用之前的结果来处理估计。特别是, 我们假设传输的信号是用训练序列调制的

(15) 在帧上观察波形。为简单起见, K'' 符号 ($M'_f = K''N_f$) 让 $t=0$ 成为观察的开始

间隔, 我们让 $x_{k,m}[n] \doteq x(kN_f T_f + mT_f + nT_s)$. Staking $x_{k,m}[n]$ 来自 m 框架 $kN_f T_f + mT_f \leq t \leq kN_f T_f + mT_f + (Q-1)T_s$ 成向量

$$\mathbf{x}_{k,m} \doteq [x_{k,m}[0], x_{k,m}[1], \dots, x_{k,m}[Q-1]]^T \quad (22)$$

目标是估计 $\nu \in [0, N_f-1]$ 从集合 $\{\mathbf{x}_{k,m}\}$. 图 2 再次表明, 在给定帧中, 信号分量是

(16) 由两部分组成: 源自当前帧的截断信道响应和来自前一帧的响应的尾部。假设芯片周期是

$T_c = N_c T_s$, 并表示最大的相对整数 $\leq x$, 这两部分是 $a_{k+\lfloor(m-\nu)/N_f\rfloor} \mathbf{v}^{(1)}[\mu + N_c c_{|m-\nu|N_f}, \mathbf{h}]$ 和 $a_{k+\lfloor(m-1-\nu)/N_f\rfloor} \mathbf{v}^{(1)}[Q-\mu - N_c c_{|m-1-\nu|N_f}, \mathbf{h}]$, 分别。

(17) 相应地, 我们有

$$\mathbf{x}_{k,m} = \mathbf{s}_{k,m}(\mu, \nu, \mathbf{h}) + \mathbf{n}_{k,m} \quad (23)$$

在哪里 $\mathbf{n}_{k,m}$ 考虑到噪音和

$$\mathbf{s}_{k,m}(\mu, \nu, \mathbf{h}) \doteq a_{k+\lfloor(m-\nu)/N_f\rfloor} \mathbf{v}^{(1)}[\mu + N_c c_{|m-\nu|N_f}, \mathbf{h}] + a_{k+\lfloor(m-1-\nu)/N_f\rfloor} \mathbf{v}^{(1)}[Q-\mu - N_c c_{|m-1-\nu|N_f}, \mathbf{h}]. \quad (24)$$

用 and 替换 and 并调用 的试验值, 通过最小化计算的估计值 ν

$$D^2(\tilde{\nu}, \hat{\mu}, \hat{\mathbf{h}}) = \sum_{k=0}^{K''-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} \left\| \mathbf{x}_{k,m} - \mathbf{s}_{k,m}(\hat{\mu}, \tilde{\nu}, \hat{\mathbf{h}}) \right\|^2. \quad (25)$$

在附录中, 另一种表达方式
vided哪个更适合计算最小值。

$D^2(\tilde{\nu}, \hat{\mu}, \hat{\mathbf{h}})$ 是亲

四. 小号第二小号策略

在多用户场景中, 以前的策略有一个缺点, 它需要一个通道访问协议。实际上, 在估计的第一阶段, 当传输周期信号时, 不允许其他用户传输周期信号, 因为它们会干扰所需用户的信号。第二种策略避免了这种限制, 因为参数、和是从跳时信号估计的。

为了继续, 我们假设 (6) 中的波形是在一个时间间隔内观察到的 K 符号, 并在采样 $t = kN_f T_f + mT_f + nT_s$, 和 $k = 0, 1, \dots, K-1, m = 0, 1, \dots, N_f-1$, 和 $n = 0, 1, \dots, Q-1$. 这 a_i 在接收器处是已知的, 并 (训练序列)。调用 $\mathbf{h}, \tilde{\mu}$ 且对于的试验值, \mathbf{h}, μ 我们的目标是最小化

$$D^2(\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} \left\| \mathbf{x}_{k,m} - \mathbf{s}_{k,m}(\tilde{\mu}, \tilde{\nu}, \tilde{\mathbf{h}}) \right\|^2. \quad (26)$$

让

$$u[l; a, b] \doteq \begin{cases} 1, & \text{为 } \tilde{\nu} \leq l \leq b \\ 0, & \text{别处} \end{cases} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} z_{k,m}[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] &\doteq a_{k+\lfloor(m-\nu)/N_f\rfloor} x_{k,m}[l + \tilde{\mu} + N_c c_{\lfloor m-\tilde{\nu} \rfloor_{N_f}}] \\ &\quad \times u[l; 0, Q - \tilde{\mu} - N_c c_{\lfloor m-\tilde{\nu} \rfloor_{N_f}} - 1] \\ &\quad + a_{k+\lfloor(m-1-\nu)/N_f\rfloor} x_{k,m} \\ &\quad [l + \tilde{\mu} + N_c c_{\lfloor m-1-\tilde{\nu} \rfloor_{N_f}} - Q] \\ &\quad \times u[l; Q - \tilde{\mu} - N_c c_{\lfloor m-1-\tilde{\nu} \rfloor_{N_f}}, L-1] \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} M[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] &\doteq \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} [u[l; 0, Q - \tilde{\mu} - N_c c_{\lfloor m-\tilde{\nu} \rfloor_{N_f}} - 1] \\ &\quad + u[l; Q - \tilde{\mu} - N_c c_{\lfloor m-1-\tilde{\nu} \rfloor_{N_f}}, L-1]] \end{aligned} \quad (29)$$

在附录中, 显示了

\mathbf{h}, μ , 和 ν 是

$$(\hat{\mu}, \hat{\nu}) = \arg \max_{(\tilde{\mu}, \tilde{\nu})} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{M[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}]} \left(\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} z_{k,m}[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] \right)^2 \right\} \quad (30)$$

$$\hat{h}[l] = \frac{1}{M[l; \hat{\mu}, \hat{\nu}]} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} z_{k,m}[l; \hat{\mu}, \hat{\nu}], \quad 0 \leq l \leq L-1. \quad (31)$$

以下评论很有趣。

- 第二种策略比第一种更复杂, 因为它涉及 (30) 中的二维 (2-D) 搜索, 而不是 (20) 和 (25) 中的两个一维 (1-D) 搜索. 牢记这一点

(30) 中的搜索等于

$0 \leq \tilde{\nu} \leq N_f - 1$, 可见 N_f 一维搜索。

- 两种策略均可用于跟踪 \mathbf{h}, μ , 和 ν 这跟踪的需要源于两种不同的情况。一方面, CR 随物理环境随时间变化 (例如, 在办公区行走的人反射冲击波并产生

时变传播路径)。另一方面, 它是由发送/接收时钟频率的不完美对齐引起的。为了理解这个问题, 假设发射机帧周期

$T_f^{(T)}$ 略有不同

从接收帧周期

$T_f^{(R)}$ (由于

振荡器的热漂移和其他损伤)。然后, 在接收器时间尺度上 (以的倍数滴答作响), 到达的脉冲被视为向右漂移或

向左取决于是否

$T_f^{(R)}$ 更大或更小

比。在任何情况下, 在间隔中会定期变化

锯齿状

$0 \leq \mu \leq Q-1$ 和

$0 \leq \mu \leq N_f - 1$.

使用第一种策略, 跟踪是通过

定期重复估计过程。这样做会导致数据速率的降低, 因为在同步间隔期间没有传输任何信息。在第二种策略中避免了这个缺点, 因为估计过程可以以决策导向的方式执行

模式, 即通过用检测器决策替换训练符号。无论哪种方式, 连续更新之间的间隔取决于检测过程。对于相关检测器, 与通道去相关时间相比, 间隔必须很小, 以使漂移在脉冲持续时间的一小部分内。对于差分接收器, 反之亦然, 信道变化只需在一个符号间隔内可以忽略不计, 这在大多数室内应用中通常是正确的。至于漂移, 它必须与通道延迟扩展相比较小, 而不是与脉冲持续时间相比。因此, 连续更新之间的时间间隔可能比相关性更新中的时间间隔长得多。

载体。

V.S模拟米模型和R结果

信道模型由 IEEE 表示为 CM1

802.15.3a 信道建模小组委员会, 用于评估 UWB 物理层提交 [34]。通道脉冲响应被截断超过 60 ns。

A. 信号和干扰

我们假设用户在环境中同时处于活跃状态, 每个人都“看到”自己的频道, 统计数据为

(30) 如上所述。不同用户的频道是相互独立生成的。第一个用户是所需的用户, 并且

其他为干扰者。传输的信号被建模为

k 第一个用户

$$s^{(k)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} a_i^{(k)} g(t - iN_f T_f - jT_f - c_j^{(k)} T_c - \tau^{(k)}) \quad (32)$$

其中所有参数都有明显的含义, 除了

$\tau^{(k)}$, 它解释了用户的异步性并且是

范围内均匀分布

$0 \leq \tau^{(k)} \leq N_f T_f$. 脉冲

$g(t)$ 形状为高斯函数的二阶导数, 宽度为 1 ns。帧周期

100 ns, 每个符号的帧数

T_f 设置为等于

周期为 T_c ns, 跳时码的元素

N_f 是 25, 筹码

$c_j^{(k)}$

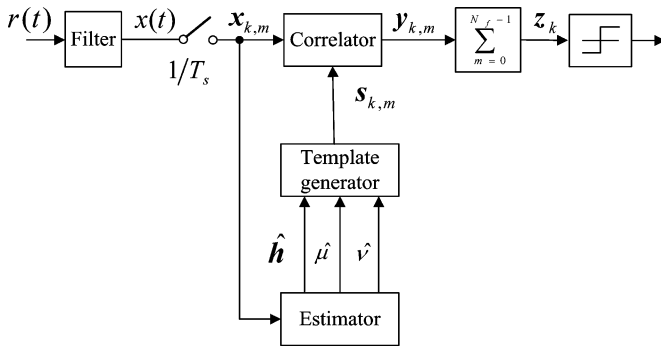


图 3. 相干接收器的框图。

在区间内随机选择 $0 \leq c_j^{(k)} \leq 24$. 接收滤波器在热噪声上具有矩形传递函数为白色, 且具有两和侧频谱密度 采样率 $N_0/2$. Q/T_f 为 8 GHz 或更低. 每帧的奈奎斯特对应于 $Q = 800$ 速率样本。

估计算法的性能表示为 SNR 和活跃用户数量的函数。前者定义为比率

$$E_b/N_0, \text{ 能量在哪里}$$

滤波器输出（采样前）所需用户信号的每个符号。由于来自不同激发脉冲的通道响应在设计上没有重叠, 因此从 (6) 可以看出是 的能量的倍。在没有 MAI 且具有完善的信道和时序知识的情况下, 在滤波器的模拟输出上运行的理想相干接收器 (ICR) 的误码率 (BER) 为

$$P(e) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (33)$$

在哪里 $Q(x)$ 是标准函数。采样后, ICR 的 BER 仍然与 (33) 中一样, 只是信号能量现在是在

$$E_b^{(\text{samp})} = T_s N_f \sum_{l=0}^{L-1} h^2[l]. \quad (34)$$

很容易证明, 而 $E_b^{(\text{samp})} = E_b$ 对于奈奎斯特采样, $E_b^{(\text{samp})} < E_b$ 对于较低的采样率。安德森-sampling 会导致能量损失并增加错误概率。

B. 相干和差分接收器

上述估计算法已应用于相干和差分接收器[14]-[16]。图 3 说明了一个相干方案。它的核心是相关单元, 其中, 逐帧, 产品

之间 $y_{k,m} = \mathbf{x}_{k,m}^T \mathbf{s}_{k,m}(\hat{\mu}, \hat{\nu}, \hat{\mathbf{h}})$ 被计算 $\mathbf{x}_{k,m}$ 和本地模板 $\mathbf{s}_{k,m}(\hat{\mu}, \hat{\nu}, \hat{\mathbf{h}})$. 决定 sion 统计量是符号的总和。 $y_{k,m}$ 结束了 N_f 框架

对于差分检测, 为简单起见, 我们假设没有 MAI ($K_u = 1$) 并且一个符号只有一帧 ($N_f = 1$). 在这种情况下, 唯一的时间安排感兴趣的参数是, 表示相对于本地时钟滴答的帧 (符号) 的开始。没有跳时, 相当于设置

$$c_j = 0 \text{ 在公式中。}$$

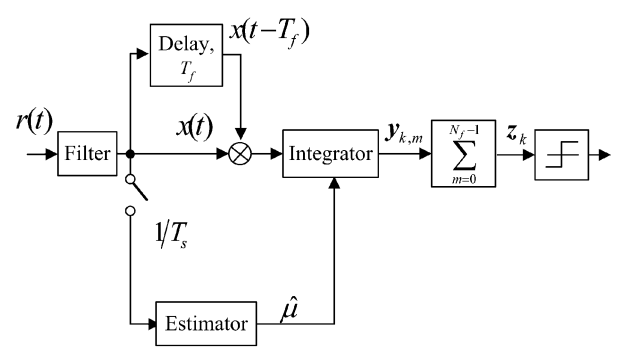


图 4. 差分接收器框图。

相应地, (29) 中方括号中的量总是统一的, 我们有

$$M[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] = K. \text{ 此外, (28) 变为}$$

$$z_k[l; \tilde{\mu}] = a_k x_k[l + \tilde{\mu}] u[l; 0, Q - \tilde{\mu} - 1] + a_{k-1} x_k[l + \tilde{\mu} - Q] u[l; Q - \tilde{\mu}, L - 1] \quad (35)$$

和 $\mathbf{x}_k = [x_k[0], x_k[1], \dots, x_k[Q - 1]]^T$ 和 (30) 和 (31) 归结为

$$\hat{\mu} = \arg \max_{0 \leq \tilde{\mu} \leq Q-1} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \left(\sum_{k=0}^{K-1} z_k[l; \tilde{\mu}] \right)^2 \right\} \quad (36)$$

$$\hat{h}[l] = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} z_k[l; \hat{\mu}], \quad 0 \leq l \leq L - 1. \quad (37)$$

接收器的框图如图 4 所示。第 l 个符号的积分下限和上限分别为 k 和 $t_k^{(-)} = kT_f +$

$\hat{\mu}T_s$ 和 $t_k^{(+)} = t_k^{(-)} + LT_s$.

信道延迟扩展 L 中发挥着重要作用估计和检测过程。它的选择基于以下考虑。在室内通信中, 真实的信道响应包含数百个原始传输脉冲的回波, 随着差分延迟相对于第一个回波的增加, 幅度减小。因此, 大多数

(34) 信道响应能量集中在初始部分

$h(t)$. 采用仿真中采用的信道模型, 大约

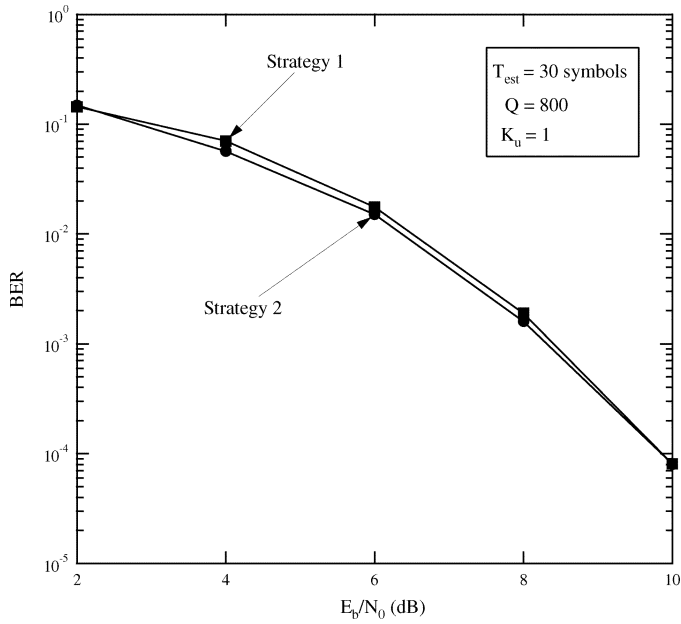
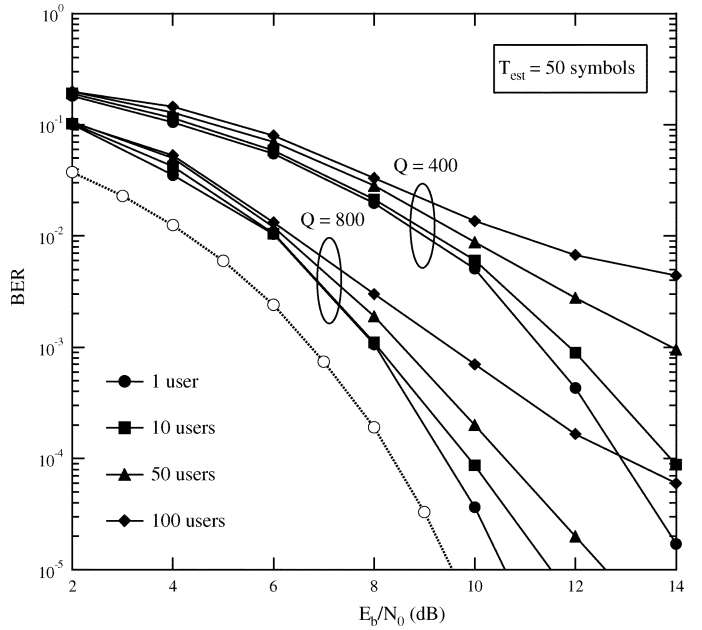
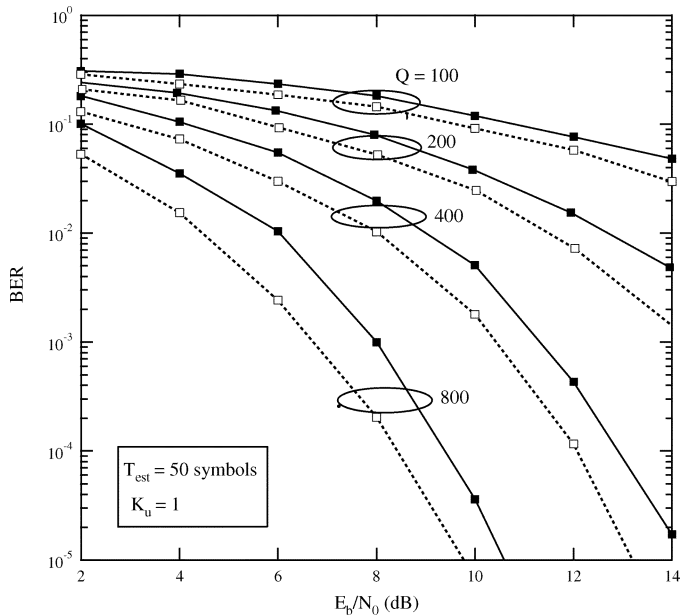
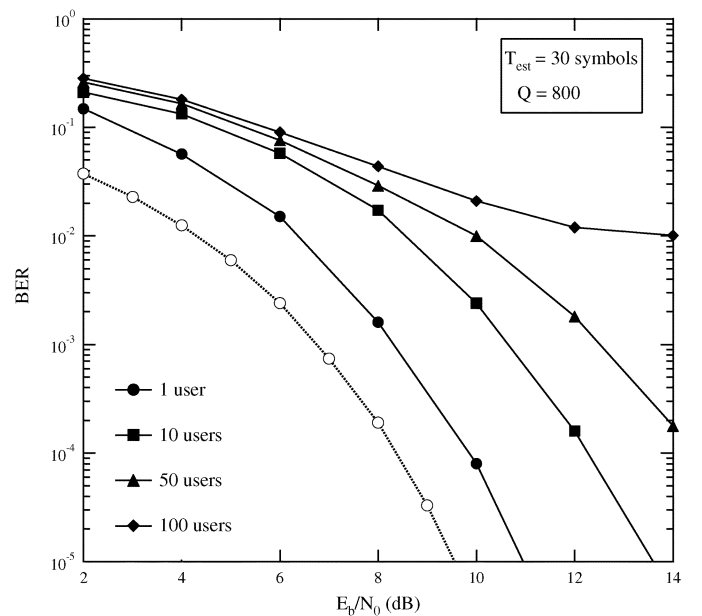
90% 的能量集中在第一 $\Delta t = 20 \text{ ns}$ 的回复。这建议采取 $L = \Delta t/T_s$. 用更短的 L 很大部分的能量会被遗漏, 而随着更长的, 尾巴的估计会很差。在相干接收器中, h 作为模板的最后一个元素, 这会降低接收器的性能

$$\mathbf{s}_{k,m}(\hat{\mu}, \hat{\nu}, \hat{\mathbf{h}}) \text{ 会很吵。}$$

C. 模拟结果

图 5 说明了相干接收器的 BER 性能, 其中参数、和 是使用上述两种策略估计的。有单个活跃用户, 总估计时间为 30 个符号间隔。在第一种策略中, 25 个区间分配给 和 的估计, 而其余 5 个用于测量。由于这两种策略几乎是等价的, 所以在续集中, 我们将重点放在第二种策略上。 μ \mathbf{h}

图 6 显示了以不同采样率运行的相干接收机的 BER。假设一个用户并且 $T_{\text{est}} = 50$ 符号。虚线对应于 ICR (完美

图 5. BER 与 E_b/N_0 两种估计策略。图 7. BER 对比 E_b/N_0 在 MAI 的存在下。图 6. BER 与 E_b/N_0 具有不同的采样率。图 8. BER 与 E_b/N_0 在存在 MAI 的情况下 $T_{\text{est}} = 30$ 。

、和) 的知识, 而实线将估计误差考虑在内。正如预期的那样, 随着采样率的降低, 性能会下降。请注意, 实线(虚线)之间的水平距离

$Q = 800$ 和 $Q = 400$ 是大约 3 dB, 实线(虚线)之间的距离与 $Q = 400$ 和 $Q = 200$ 物理解释是减半采样率相当于(大约)将信号能量减半。即使 $Q = 800$ 每帧样本, 间隔约为 0.8 dB 保持在实线和虚线之间。进一步的模拟表明, 大部分损失来自对的估计。实际上, 通过替换为 true, 差距减少到大约 0.1-0.2。

存在 MAI 时的仿真如图 7 所示。接收器仍然是相干的, 是 800 或 400, 并且

用户数量从 1 到 100 不等。虚线对应于使用

$Q = 800$. BER 降级

同步增加的原因是两种不同的机制: 检测器输入处干扰的增长以及同步和信道估计功能的恶化。后者可以通过增加估计时间来缓解, 但对于超过 50 个符号左右的改善很小。反之亦然, 小于 50 个符号会发生显著降级。对应于图 8 中的结果表明了这一点

T_{est}

T_{est}

$Q = 800$ 和 $T_{\text{est}} = 30$. 与图 7 相比, 可以看出, 损失随着用户数量的增加而增加。

图 9 显示了差分接收器的性能。虚线表示完全了解的 BER, 而实线则表示时序误差。为了

$\mu,$
 $E_b/N_0 \gg 1,$

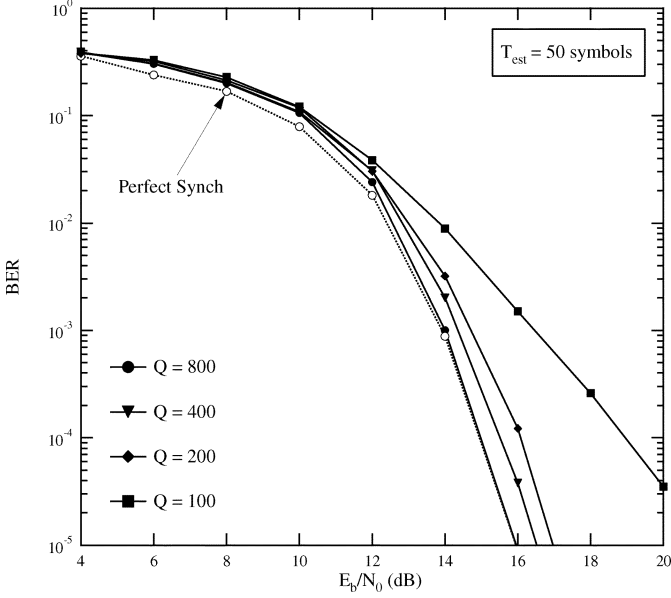


图 9. BER 对比 E_b/N_0 对于差分接收器和单个用户。

理想的性能是实现与 $Q = 800$. 递减 Q 到 200 的影响不大 (降低 1 dB), 而进一步降低 Q 到 100 意味着性能损失大约 . BER per-BER 时为 5 dB $= 10^{-5}$ 的灵敏度降低. 差分检波器对采样率的影响源于欠采样仅影响同步精度这一事实。信号能量没有损失, 因为决策统计量是通过积分计算的

以模拟形式。

$$x(t)x(t - T_f)$$

六、C 结论

已经研究了两种基于 LS 方法的数据辅助定时恢复策略在 UWB 通信系统中的应用。它们对以大约 1 GHz 的高速率采集的接收波形样本进行操作。除了帧和符号时序之外, 它们还提供了对相干接收器所必需的信道响应的估计。它们的性能相当, 但它们的实现复杂度不同。最简单的方案需要定期中断数据传输, 并用帧速率的周期性信号代替。另一个允许连续的数据传输, 不需要任何通道访问协议。

已经运行仿真来评估具有所提出的同步方案的相干和差分接收器的 BER 性能。还研究了由 MAI 引起的 BER 劣化, 并表明它是两种独立机制的结果: 检测器输入处干扰的增长以及同步和信道估计功能的恶化。通常, 由于样本中的信号能量降低, 采样率会降低, 因此性能会变差。然而, 相干接收器的影响要比差分接收器大得多。在前者中, 将采样率减半会导致 3 dB 或更多的损失, 具体取决于用户数量。在后者中, 降级

日期更有限。对于单个用户, 即使以奈奎斯特速率的 1/4 采样, 损耗也在 1 dB 以内。

一个附录

在本附录中, 我们首先展示了

$$D^2(\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} \left\| \mathbf{x}_{k,m} - \mathbf{s}_{k,m}(\tilde{\mu}, \tilde{\nu}, \tilde{\mathbf{h}}) \right\|^2 \quad (38)$$

关于组件 $\tilde{\mathbf{h}}$, 然后我们最小化或者 $D^2(\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}})$ 作为一个函数 $\tilde{\nu}$ $D^2(\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}})$ 作为一个功能的化 $(\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}})$. 首先, 我们扩展 (38) 中的平方范数, 考虑到 (24)。使用速记符号

$$\tilde{\mathbf{v}}_m^{(1)} = \mathbf{v}^{(1)}[\tilde{\mu} + N_c c_{|m-\tilde{\nu}|_{N_f}}, \tilde{\mathbf{h}}]$$

$$\tilde{\mathbf{v}}_{m-1}^{(1)} = \mathbf{v}^{(1)}[Q - \tilde{\mu} - N_c c_{|m-1-\tilde{\nu}|_{N_f}}, \tilde{\mathbf{h}}] \quad (39)$$

$$\tilde{a}_{k,m} = a_{k+\lfloor(m-\tilde{\nu})/N_f\rfloor}, \quad \tilde{a}_{k,m-1} = a_{k+\lfloor(m-1-\tilde{\nu})/N_f\rfloor} \quad (40)$$

我们有

$$\begin{aligned} & \left\| \mathbf{x}_{k,m} - \mathbf{s}_{k,m}(\tilde{\mu}, \tilde{\nu}, \tilde{\mathbf{h}}) \right\|^2 \\ &= \left\| \mathbf{x}_{k,m} \right\|^2 + \left\| \tilde{\mathbf{v}}_m^{(1)} \right\|^2 + \left\| \tilde{\mathbf{v}}_{m-1}^{(1)} \right\|^2 - 2\tilde{a}_{k,m} \mathbf{x}_{k,m}^T \mathbf{v}_m^{(1)} \\ & \quad - 2\tilde{a}_{k,m-1} \mathbf{x}_{k,m}^T \tilde{\mathbf{v}}_{m-1}^{(1)} + 2\tilde{a}_{k,m} \tilde{a}_{k,m-1} (\tilde{\mathbf{v}}_m^{(1)})^T \tilde{\mathbf{v}}_{m-1}^{(1)}. \end{aligned} \quad (41)$$

接下来, 我们观察到 $(\tilde{\mathbf{v}}_m^{(1)})^T \tilde{\mathbf{v}}_{m-1}^{(1)} = 0$ 由于帧间假设可以忽略干扰。还有, 让

$$u[l; a, b] \doteq \begin{cases} 1, & \text{为 } \underline{a} \leq l \leq b \\ 0, & \text{别处} \end{cases} \quad (42)$$

很容易检查

$$\left\| \tilde{\mathbf{v}}_m^{(1)} \right\|^2 = \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}^2[l] u[l; 0, Q - \tilde{\mu} - N_c c_{|m-\tilde{\nu}|_{N_f}} - 1] \quad (43)$$

$$\begin{aligned} \left\| \tilde{\mathbf{v}}_{m-1}^{(1)} \right\|^2 &= \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}^2[l] u[l; Q - \tilde{\mu} \\ & \quad - N_c c_{|m-1-\tilde{\nu}|_{N_f}}, L-1] \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k,m}^T \tilde{\mathbf{v}}_m^{(1)} &= \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}[l] x_{k,m}[l + \tilde{\mu} + N_c c_{|m-\tilde{\nu}|_{N_f}}] \\ & \quad \times u[l; 0, Q - \tilde{\mu} - N_c c_{|m-\tilde{\nu}|_{N_f}} - 1] \end{aligned} \quad (45)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k,m}^T \tilde{\mathbf{v}}_{m-1}^{(1)} &= \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}[l] x_{k,m}[l + \tilde{\mu} + N_c c_{|m-1-\tilde{\nu}|_{N_f}} - Q] \\ & \quad \times u[l; Q - \tilde{\mu} - N_c c_{|m-1-\tilde{\nu}|_{N_f}}, L-1]. \end{aligned} \quad (46)$$

将这些结果代入 (38) 得到

$$\begin{aligned} D^2(\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}) &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} \left\| \tilde{\mathbf{x}}_{k,m} \right\|^2 \\ & \quad + \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}^2[l] M[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] \\ & \quad - 2 \sum_{l=0}^{L-1} \tilde{h}[l] \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} z_{k,m}[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] \end{aligned} \quad (47)$$

我们定义的地方

R参考资料

$$z_{k,m}[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] \doteq a_{k+\lfloor(m-\nu)/N_f\rfloor} x_{k,m}[l + \tilde{\mu} + N_c c_{|m-\tilde{\nu}|_{N_f}}] \\ u[l; 0, Q - \tilde{\mu} - N_c c_{|m-\tilde{\nu}|_{N_f}} - 1] \\ + a_{k+\lfloor(m-1-\nu)/N_f\rfloor} \\ \times x_{k,m}[l + \tilde{\mu} + N_c c_{|m-1-\tilde{\nu}|_{N_f}} - Q] \\ u[l; Q - \tilde{\mu} - N_c c_{|m-1-\tilde{\nu}|_{N_f}}, L-1] \quad (48)$$

$$M[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] \doteq \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} \left[u[l; 0, Q - \tilde{\mu} - N_c c_{|m-\tilde{\nu}|_{N_f}} - 1] \right. \\ \left. + u[l; Q - \tilde{\mu} - N_c c_{|m-1-\tilde{\nu}|_{N_f}}, L-1] \right]. \quad (49)$$

假设 $\tilde{\mu}$ 和 $\tilde{\mathbf{h}}$ 是固定的, 比如说, $\tilde{\mu} = \hat{\mu}$ 和 $\tilde{\mathbf{h}} = \hat{\mathbf{h}}$, 和我们
想最小化 $D^2(\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}})$. 从 (47), 我们得到

$$\hat{\nu} = \arg \max_{0 \leq \tilde{\nu} \leq N_f-1} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}^2[l] M[l; \hat{\mu}, \tilde{\nu}] \right. \\ \left. - 2 \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}[l] \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} z_{k,m}[l; \hat{\mu}, \tilde{\nu}] \right\}. \quad (50)$$

反之亦然, 假设我们要最小化 $D^2(\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}})$ 作为一个功能 $\tilde{h}[l]$ 的
($\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}$). 微分 (47) 关于
并将结果设置为零会产生

$$\tilde{h}[l] = \frac{1}{M[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}]} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} z_{k,m}[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}], \quad 0 \leq l \leq L-1. \quad (51)$$

接下来, 将此结果代入 (47) 给出

$$D^2(\tilde{\nu}, \tilde{\mu}, \tilde{\mathbf{h}}) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} \|x_{k,m}\|^2 \\ - \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{M[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}]} \left(\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} z_{k,m}[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] \right)^2 \quad (52)$$

并最小化关于 $(\tilde{\mu}, \tilde{\nu})$ 导致

$$(\hat{\mu}, \hat{\nu}) = \arg \max_{(\tilde{\mu}, \tilde{\nu})} \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} \frac{1}{M[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}]} \left(\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} z_{k,m}[l; \tilde{\mu}, \tilde{\nu}] \right)^2 \right\}. \quad (53)$$

最后, 代入 (51), 我们有

$$\hat{h}[l] = \frac{1}{M[l; \hat{\mu}, \hat{\nu}]} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{N_f-1} z_{k,m}[l; \hat{\mu}, \hat{\nu}], \quad 0 \leq l \leq L-1. \quad (54)$$

- [1] “关于修订委员会关于超宽带传输系统的规则,” 联邦公报. 委员会, 华盛顿特区, 2002 年.
- [2] MZ Win 和 RA Scholtz, “用于无线多址通信的超宽带宽跳时扩频脉冲无线电”, *IEEE Trans. 交流*, 卷. 48, 没有. 4, 第 679-691 页, 2000 年 4 月.
- [3] —, “关于密集多路超宽带宽信号的鲁棒性 Tipath 环境,” *IEEE 通讯. 莱特*, 卷. 2, 没有. 2, 第 51-53 页, 2003 年 2 月.
- [4] MZ Win, “随机跳时扩频 UWB 信号的频谱密度”, *IEEE 通讯. 莱特*, 卷. 6, 没有. 12, 第 526-528 页, 2002 年 12 月.
- [5] MZ Win 和 RA Scholtz, “超宽带无线通信信道的表征: 通信理论观点”, *IEEE J. 塞尔. 地区交流*, 卷. 20, 没有. 12, 第 1613-1627 页, 2002 年 12 月.
- [6] RJ Cramer, RA Scholtz 和 MZ Win, “超宽带传播信道的评估”, *IEEE Trans. 天线传播*, 卷. 50, 没有. 5, 第 561-570 页, 2002 年 5 月.
- [7] MZ Win 和 RA Scholtz, “脉冲无线电: 它是如何工作的”, *IEEE 通讯. 莱特*, 卷. 2, 没有. 2, 第 36-38 页, 1998 年 2 月.
- [8] D. Porcino 和 W. Hirt, “超宽带无线电技术: 未来的潜力和挑战”, *IEEE 通讯. 麦格*, 卷. 31, 没有. 7, 第 66-73 页, 2003 年 7 月.
- [9] JL Lee 和 RA Scholtz, “使用 UWB 无线电链路在密集的多径环境中进行测距”, *IEEE J. 塞尔. 地区交流*, 卷. 20, 没有. 12, 第 1677-1683 页, 2002 年 12 月.
- [10] MZ Win 和 RA Scholtz, “关于密集多径环境中超宽带宽信号的能量捕获”, *IEEE 通讯. 莱特*, 卷. 2, 没有. 9, 第 245-247 页, 1998 年 9 月.
- [11] V. Lottici, AN D'Andrea 和 U. Mengali, “超宽带通信的信道估计”, *IEEE J. 塞尔. 地区交流*, 卷. 20, 没有. 12, 第 1638-1645 页, 2002 年 12 月.
- [12] RC Qiu, “超宽带无线传播信道与最优 UWB 接收机设计的研究”, *IEEE J. 塞尔. 地区交流*, 卷. 20, 没有. 12, 第 1628-1637 页, 2002 年 12 月.
- [13] R. Qiu 和 I.-T. Lu, “宽带信道建模中具有频率依赖性的多径解析”, *IEEE Trans. 车. 技术*, 卷. 48, 没有. 1, 第 273-285 页, 1999 年 1 月.
- [14] Y.-L. Chao 和 R. Scholtz, “超宽带传输参考系统的最优和次优接收器”, 在过程. *IEEE Globecom*, 卷. 6, 2003 年 12 月, 第 759-763 页.
- [15] G. Durisi 和 S. Benedetto, “连贯性和非协同性的表现” 用于 UWB 通信的接收器, 在过程. *IEEE 国际. 会议. 交流*, 卷. 2, 2004 年 5 月, 第 3429-3433 页.
- [16] S. Franz 和 U. Mitra, “关于 UWB 传输参考系统的最佳数据检测”, 在过程. *IEEE Globecom*, 卷. 2, 2003 年 12 月, 第 744-748 页.
- [17] R. Hoor 和 H. Tomlinson, “延迟跳变发射参考射频频通信”, 在过程. *IEEE 会议. 超宽带系统. 技术*, 2002 年, 第 265-269 页.
- [18] TQ-S. Quek 和 MZ Win, “超宽带传输参考信令”, 在过程. *IEEE 国际. 会议. 交流*, 卷. 6, 2004 年 6 月, 第 3409-3413 页.
- [19] JD Choi 和 WE Stark, “多径信道中次优接收机的超宽带通信性能”, *IEEE J. 塞尔. 地区交流*, 卷. 20, 没有. 12, 第 1754-1766 页, 2002 年 12 月.
- [20] W. Suwansantisuk 和 MZ Win, “扩频信号采集的基本限制”, 在过程. *会议. 信息. 科学. 系统*, 马里兰州巴尔的摩, 2005 年 3 月, [CD-ROM].
- [21] —, “扩频采集的最佳搜索程序”, 在过程. *会议. 信息. 科学. 系统*, 马里兰州巴尔的摩, 2005 年 3 月, [CD-ROM].
- [22] S. Gezici, E. Fishler, H. Kobayashi, HV Poor 和 AF Molisch, “脉冲无线电的快速采集技术”, 在过程. *IEEE 环太平洋会议. 通信. 计算机. 信号处理*, 卷. 2, 2003 年 8 月, 第 627-630 页.
- [23] WM Lovelace 和 JK Townsend, “时序抖动对脉冲无线电的性能”, *IEEE J. 塞尔. 地区交流*, 卷. 20, 没有. 12, 第 1646-1651 页, 2002 年 12 月.
- [24] Z. Tian 和 GB Giannakis, “BER 对基于相关的 UWB 接收器中的设计时的敏感性”, 在过程. *IEEE Globecom*, 卷. 2, 2003 年 12 月, 第 441-445 页.
- [25] EA Homier 和 RA Scholtz, “在密集多径信道中快速获取超宽带信号”, 在过程. *IEEE 会议. 超宽带系统. 技术*, 2002 年 5 月, 第 245-250 页.

- [26] R. Blazquez, P. Newaskar 和 A. Chandrakasan, “超宽带数字接收机的粗略采集”, 在 *过程. 诠释. 会议. 声学、语音、信号处理.*, 卷. 4, 2003 年 4 月, 第 IV: 137-140。
- [27] EA Homier 和 RA Scholtz, “用于快速获取超宽带信号的混合固定驻留时间搜索技术”, 在 *过程. IEEE 国际. 车间超宽带系统.*, 芬兰奥卢, 2003 年 6 月, [CD-ROM]。
- [28] L. Yang, Z. Tian 和 GB Giannakis, “使用循环平稳性的超宽带传输的非数据辅助定时采集”, 在 *过程. IEEE 国际. 会议. 声学、语音、信号处理.*, 卷. 4, 2003 年 4 月, 第 121-124 页。
- [29] L. Yang 和 GB Giannakis, “超宽带通信中快速时序获取的低复杂度训练”, 载于 *过程. IEEE Globecom*, 卷. 2, 2003 年 12 月, 第 769-773 页。
- [30] Z. Tian 和 V. Lottici, “UWB 通信密集多径中的高效时序采集”, 载于 *过程. IEEE 车辆. 技术. 会议.*, 2003 年 12 月, 第 1318-1322 页。
- [31] I. Maravic 和 M. Vetterli, “超宽带系统中信道估计和同步的低复杂度子空间方法”, 在 *过程. IEEE 国际. 车间超宽带系统.*, 芬兰奥卢, 2003 年 11 月, [CD-ROM]。
- [32] C. Carbonelli, U. Mengali 和 U. Mitra, “UWB 信号的同步和信道估计”, 载于 *过程. IEEE Globecom*, 卷. 2, 2003 年 12 月, 第 764-768 页。
- [33] C. Carbonelli 和 U. Mengali, “UWB 信号的时序恢复”, 在 *过程. IEEE Globecom*, 卷. 1, 2004 年 12 月, 第 61-65 页。
- [34] “信道模型小组委员会最终报告”, IEEE P802.15 无线个域网工作组, 2002 年。



塞西莉亚·卡博内利(S'01-M'06) 1976 年出生于意大利比萨。她获得了电信工程的劳雷亚学位和博士学位。分别于 2001 年和 2005 年在意大利比萨的比萨大学获得信息工程学士学位。

2003 年, 她是洛杉矶南加州大学通信科学研究所电气工程系统系的访问学者, 现在是该校的博士后研究员。她的研究兴趣包括数字通信理论领域, 与

特别强调第三代码分多址系统、超宽带通信、参数估计和同步技术。



翁贝托·蒙加利(M'69-SM'85-F'90-LF'03) 于 1961 年在意大利比萨的比萨大学获得电气工程学位。

1971 年, 他获得了意大利教育部电信专业的 Libera Docenza 学位, 并于 1975 年被任命为比萨大学信息工程系的电气工程教授。1994 年, 他作为厄斯金研究员在新西兰基督城坎特伯雷大学担任客座教授。他的研究兴趣在

数字通信和通信理论领域, 重点是同步方法和调制技术。他发表了 90 多篇期刊论文并合着了这本书 *数字接收机的同步技术* (纽约: 全体会议, 1997 年)。

Mengali 教授曾担任 IEEE T 的编辑制裁 C 通讯和的 *欧洲电信交易*。他被列入 *美国科学界的男女*。