

# 同步算法概述

## 红外超宽带系统

R.阿克巴<sup>1,2</sup>和 E. Radoi<sup>1,2</sup>

<sup>1</sup>法国布列塔尼欧洲大学

<sup>2</sup>布雷斯特大学; CNRS, UMR 3192 Lab-STICC, ISSTB, 6 avenue

Victor Le Gorgeu, CS 93837, 29238 Brest cedex 3, France

{Rizwan.Akbar, Emanuel.Radoi}@univ-brest.fr

<http://www.lab-sticc.fr>

抽象的—超宽带 (UWB) 无线电由于其独特的特性, 近年来已成为短距离无线通信的有吸引力的候选者。然而, 为了利用这些特性而实施 UWB 无线电会带来一些明显的设计挑战。实现精确的时序同步是其中最关键的任务之一, 也是保证此类系统性能可靠的关键因素。在本文中, 我们简要回顾了基于相关或代码匹配或能量检测的 IR-UWB 同步算法。然后在考虑到严重多径、帧间干扰 (IFI) 和符号间干扰 (ISI) 和多用户干扰 (MUI) 的现实传播环境下分析性能。

索引词—脉冲无线电超宽带 (IR-UWB)、跳时 (TH)、同步、脏模板、非对称调制、正交码。

### 一、我简介

自 2002 年 2 月以来, 超宽带 (UWB) 无线电一直引起研究人员的广泛关注, 当时联邦通信委员会 (FCC) 在 3.1-10.6 GHz 范围内分配了大量 7.5GHz 频谱, 其功率谱密度极低, 仅为 -41.25 dBm/MHz。超宽带通信。脉冲无线电 UWB (IR-UWB) 是实现 UWB 系统的一种可能解决方案, 其特点是使用纳秒级脉冲序列进行数据传输。对 IR-UWB 的兴趣归因于许多独特的特性, 例如它能够以底层模式与现有的窄带系统共存、简单的基带收发器、低截获和检测概率、高测距分辨率以及利用丰富多径分集的能力 [1]。

然而, 上述吸引人的特性是以同样苛刻的设计挑战为代价的, 精确同步就是其中之一。严格的时序要求对 IR-UWB 的部署提出了重大挑战, 而时序精度是确保此类系统令人满意的性能的基础。即使是纳秒级的轻微偏差也会严重降低系统性能 [2]、[3], 尤其是在选择基于相关的相干接收器时。尽管同步在任何通信系统中都是一项艰巨的任务, 但由于需要非常高的精度以及使用低功率脉冲 UWB 脉冲, 因此在 UWB 中它变得更具挑战性。这

未知的频率选择信道会引起符号间干扰 (ISI), 这进一步使任务复杂化 [4]。

由于这些原因, 过去已经提出了几种时序算法。许多算法将时序视为信道估计的一部分, 旨在联合估计时序和信道抽头 [5]-[7]。在 [5] 中, 这是使用最大似然 (ML) 标准来完成的。高达数 GHz 的惊人高采样率以及在紧密间隔的多路径中的次优估计引起了对其实施的担忧。[6] 中提出了一种基于最小二乘 (LS) 的方法, 该方法寻找接收到的信号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。但是, 它涉及二维搜索以及非常高的采样率。此外, 它可能需要非常快速的模数转换器 (ADC), 因为它是一种全数字方法。[7] 中开发的另一种联合信道估计和同步方案采用子空间方法。时序估计被转换为谐波检索问题, 并使用子空间分析来解决。子空间分析中涉及的实现复杂性以及紧密间隔多路径中可能的病态 Vandermonde 系统限制了其在现实 UWB 场景中的应用。还研究了基于低复杂度 ML [8]、循环平稳性 [9] 和一阶统计 [10] 的其他几种算法, 但是它们中的大多数需要某些假设, 例如不存在跳时 (TH) 码、不存在或已知多径, 无帧间/符号间干扰 (IFI/ISI) 等, 因此在实际 UWB 设置中不切实际。时序估计被转换为谐波检索问题, 并使用子空间分析来解决。子空间分析中涉及的实现复杂性以及紧密间隔多路径中可能的病态 Vandermonde 系统限制了其在现实 UWB 场景中的应用。还研究了基于低复杂度 ML [8]、循环平稳性 [9] 和一阶统计 [10] 的其他几种算法, 但是它们中的大多数需要某些假设, 例如不存在跳时 (TH) 码、不存在或已知多径, 无帧间/符号间干扰 (IFI/ISI) 等, 因此在实际 UWB 设置中不切实际。时序估计被转换为谐波检索问题, 并使用子空间分析来解决。子空间分析中涉及的实现复杂性以及紧密间隔多路径中可能的病态 Vandermonde 系统限制了其在现实 UWB 场景中的应用。还研究了基于低复杂度 ML [8]、循环平稳性 [9] 和一阶统计 [10] 的其他几种算法, 但是它们中的大多数需要某些假设, 例如不存在跳时 (TH) 码、不存在或已知多径, 无帧间/符号间干扰 (IFI/ISI) 等, 因此在实际 UWB 设置中不切实际。子空间分析中涉及的实现复杂性以及紧密间隔多路径中可能的病态 Vandermonde 系统限制了其在现实 UWB 场景中的应用。还研究了基于低复杂度 ML [8]、循环平稳性 [9] 和一阶统计 [10] 的其他几种算法, 但是它们中的大多数需要某些假设, 例如不存在跳时 (TH) 码、不存在或已知多径, 无帧间/符号间干扰 (IFI/ISI) 等, 因此在实际 UWB 设置中不切实际。子空间分析中涉及的实现复杂性以及紧密间隔多路径中可能的病态 Vandermonde 系统限制了其在现实 UWB 场景中的应用。还研究了基于低复杂度 ML [8]、循环平稳性 [9] 和一阶统计 [10] 的其他几种算法, 但是它们中的大多数需要某些假设, 例如不存在跳时 (TH) 码、不存在或已知多径, 无帧间/符号间干扰 (IFI/ISI) 等, 因此在实际 UWB 设置中不切实际。

在本文中, 我们将重点介绍三种方法, 它们足够灵活, 可以以数字或模拟形式实现, 从而缓解高采样率导致的实现复杂性。它们是 [11] 中提出的基于相关的时序获取、[12] 中基于正交码匹配的方法和 [4] 中提出的基于能量检测的方法。这些方法不仅减轻了对采样率的要求, 而且在大多数实际的 UWB 环境中都可以使用。第 II 节描述了信号格式和预备知识。在第三节中, 给出了同步算法的概述。第四节提供了关于所研究算法的实现约束的比较分析。最后, 第五节提供了模拟结果以证实讨论, 而第六节总结了结论。

## 二、小号系统工程米模型和预赛

用于配备符号周期跳时 (TH) 码的点对点链路的 IR-UWB 无线电中的传输信号可以表示为

$$s(\tau) = \sum_n \alpha(n) p_{\tau}(t - nT_s)$$

在哪里  $p_{\tau}(\tau) = \sum_{j=0}^{\tilde{n}_F-1} p(t - jT_F - C_j \tau)$  是符号长的持续时间的波形  $\tau = \tilde{n}_F \tau_F$  包含由...组成  $\tilde{n}_F$  帧每个持续时间  $\tau_F$  和  $\alpha(n)$  是带有值的信息承载符号  $\pm 1$  以相等的概率。超短 UWB 波形  $p(\tau)$  持续时间  $\tau_F$  每帧传输一个，这意味着  $\tilde{n}_F$  波形用于表示一个数据符号。这些 UWB 脉冲时移了芯片持续时间的整数倍  $\tau_{c0} = \tau_F / N_c$  每一个

由用户特定的伪随机 TH 码组成的帧  $\{C_j\}_{j=0}^{\tilde{n}_F-1} \in [0, N_H-1]$  和  $\tilde{n}_H \leq \tilde{n}_c$ ，在哪里  $\tilde{n}_c$  是每帧满足的芯片数  $\tau_{c0} = \tilde{n}_c \tau_{c0}$ 。这些 TH 码具有频谱平滑和多址访问的双重目的。

脉冲响应  $\Sigma$  的大号-tap 多径 UWB 信道可以表示为  $H(\tau) = \sum_{l=0}^L \lambda_l \delta(\tau - \tau_l)$ ，在哪里  $\{\lambda_l, \tau_l\}_{l=0}^L$  分别是通道路径增益和延迟，满足  $\tau_l < \tau_{H+1}$ ， $\forall l$ 。由于 UWB 信道的准静态特性，这些信道系数被假定在一个传输突发中不变，但允许在突发之间变化。通常，UWB 通道的 rms 延迟扩展 ( $\tau_{\text{有效值}}$ ) 满足： $\tau_{\text{有效值}}$

$\tau_{\text{有效值}}$ ，因此

诱导 ISI 和通道的相干时间 ( $\tau_{\text{相干}}$ ) 满足：

$\tau_{\text{相干}} \ll \tau_{\text{有效值}}$ ，导致褪色缓慢。让相对路径延迟为  $\tau_{l,0} := \tau_l - \tau_0$ ，接收端的信号是卷积  $s(\tau) H(\tau - \tau_0)$  在存在 AWGN 噪声的情况下  $w(\tau)$  具有双边功率谱密度  $\tilde{n}_0/2$ 、由

$$r(\tau) = \sum_n \alpha(n) p_R(t - nT_s - \tau_0) + w(\tau) \quad (2)$$

在哪里  $p_R(\tau) = \sum_{j=0}^{\tilde{n}_F-1} G(t - jT_F - C_j \tau)$  是聚合持续时间的接收符号波形  $\tau_R$ ，和  $G(\tau) = \sum_{j=0}^{\tilde{n}_F-1} p(t - jT_F - C_j \tau)$  表示持续时间的单个 UWB 分散脉冲  $\tau_G$ 。显然，通过选择  $(\tilde{n}_H-1) \tau_{c0} + \tau_{c0} + \tau_{c0}$ ， $0 \leq \tau_{c0} \leq \tau_{c0}$  我们可以避免 IFI 和 ISI，同时选择  $\tau_{c0} + \tau_{c0} + \tau_{c0}$  和  $C_{\tilde{n}_F-1} = 0$  将再次确保没有 ISI，但将允许 IFI。我们的目标是估计时间偏移  $\tau_0$

在没有关于传输序列和多径信道的任何知识的情况下。

## 三、小号同步化一个算法

在本节中，我们概述了三种 IR-UWB 同步方案的基本工作原理，它们的复杂性和局限性将在下一节中讨论。

### A. 带脏模板的时序 (TDT)

脉冲无线电中一种最简单的同步方法是基于使用本地生成的“干净模板”对接收信号进行匹配滤波，并对相关样本进行峰值拾取。显然，参考模板必须包含同步时未知的多径信道效应

阶段，因此需要繁琐的信道估计任务。在[11]中提出了一种称为带脏模板的时序 (TDT) 的方案，通过利用一对连续的符号长段来解决这个问题。 $r(\tau)$ ，其中一个段用作另一段的模板。这些部分被称为

- (1) 作为“脏模板”，因为它们是 i) 嘈杂的，ii) 被未知信道和 iii) 受到未知时间偏移的影响  $\tau_0$ 。关于多径信道和 TH 码的知识变得不必要了，因为这些信息已经嵌入到脏模板中，从而提高了能量捕获。

TDT 背后的基本思想取决于找到符号率样本的平方的最大值，这是通过对脏模板的乘积执行简单的积分和转储操作获得的。[11] 中提出了 TDT 的 NDA 和 DA 变体，前者具有带宽效率，而后者享有快速同步。在没有 MUI 和 ISI 的情况下，时间偏移  $\tau_0$  可以在 NDA-TDT 中估计为

$$\hat{\tau}_0 = \underset{\tau \in [0, T_s]}{\text{argmax}} \int_{\tau}^{\tau+T_s} p_{\text{保密协议}}(\tau) \quad (3)$$

$$\hat{p}_{\text{保密协议}}(\tau) = \frac{1}{k} \sum_{k=1}^k \int_{(2k-1)\tau_s}^{(2k+1)\tau_s} r(\tau_s + \tau) r(\tau_s + \tau - T_s) dt$$

在哪里  $k$  是符号长对的数量。为了掌握 TDT 的要点，首先通过积分和转储操作获得符号率样本：

$$X_k(\tau) = \int_0^{\tau_s} r(\tau_s + 2kT_s + \tau) r(\tau_s + (2k-1)\tau_s + \tau) dt \quad (4)$$

$$\forall k \in [1, +\infty), \tau \in [0, T_s] \text{。忽略噪声简洁，接收到的波形可以用 (2) 表示为}$$

$$r(\tau_s + kT_s + \tau) = \sum_n \alpha(n) p_R(t - T_s + \tau_0 + kT_s + \tau) \quad (5)$$

假设非有限支持  $\tau_R$  的  $p_R(\tau)$  以符号持续时间为上限  $\tau_s$  为了避免 ISI，很明显只有两个相邻的值  $n$  将在 (5) 中贡献非零和。因此 (5) 简化为

$$r(\tau_s + kT_s + \tau) = \alpha(k-1) p_R(\tau_s + \tau - \tau_0) + \alpha(k) p_R(t - \tau_0) \quad (6)$$

$\forall \tau, \tau \in [0, T_s]$ ，在哪里  $\tau_0 := [\tau_0 - \tau]_{\text{模} \tau_s}$ 。将 (6) 代入 (4) 中，我们得到  $X_k(\tau) = \alpha(k-1) \int_{\tau_s - \tau_0}^{\tau_s} \alpha(k-2) \varepsilon - \alpha(\tau_0) + \alpha(k) \varepsilon Z(\tau_0)$  在哪里  $\varepsilon - \alpha(\tau_0) = \int_{\tau_s - \tau_0}^{\tau_s} p_R(\tau) dt$  和  $\varepsilon Z(\tau_0) = \int_0^{\tau_s} p_R(\tau) dt$  的均方  $X_k(\tau)$  可以写成

$$E\{X_k(\tau)\} = \varepsilon - \alpha(\tau_0) + \varepsilon Z(\tau_0) \quad (7)$$

$$= \frac{1}{2} [\{\varepsilon - \alpha(\tau_0) + \varepsilon Z(\tau_0)\}^2 + \{\varepsilon - \alpha(\tau_0) - \varepsilon Z(\tau_0)\}^2]$$

现在观察  $\varepsilon - \alpha(\tau_0) + \varepsilon Z(\tau_0) = \int_0^{\tau_s} p_R(\tau) dt$  是聚合模板的恒定能量，不包含任何信息。但是能量差  $\varepsilon Z(\tau_0) - \varepsilon - \alpha(\tau_0)$  唯一地最大化在  $\tau_0=0$  或等效地  $\tau = \tau_0$ ，自从  $\varepsilon - \alpha(\tau_0)$  最小化在  $\tau_0=0$  和  $\varepsilon Z(\tau_0)$

最大信噪比是在接收器通过设置实现  $G_r(\omega) = G(\omega)$ , 选择  $G_r(\omega) = 1$  还可以在简化实现的同时确保可靠的估计。这有效地减少了相关模板  $d_j G_r(\omega)$  至  $d_j$ , 因此极性码的合适设计对于算法的良好执行来说是非常重要的。这些代码必须满足

$k(\tau) = [\varepsilon - \tau(\tilde{\tau}_0) - \varepsilon\tau(\tilde{\tau}_0)]$ 在无噪音的情况下。因此,原则上,少至四个符号就足以在高 SNR 下进行可靠估计。DA-TDT 的性能可以通过交换相关顺序和

$$\hat{f}_\star(\tau) = \left( \int_0^{\tau \wedge T_S} \tilde{\chi}(\tau - t) \tilde{\chi}(\tau - T_S) dt \right)_2$$

和  $\tilde{r}(t) = (1/K) \sum_{k=1}^K (-1)^k r(t + 2kT_s)$ ,  $t \in [0, 2T_s]$ 。这个标准提供最佳性能, 因为使用  $\tilde{r}(t)$  在成本函数中  $\hat{J}_T(r)$  将 AWGN 项的功率谱密度降低到  $\tilde{n}/2k$ , 多亏了平均。

此类中的方法基于利用精心设计的极性代码的辨别性。  
[12] 中的提议依赖于帧长片段的代码匹配和信号聚合，然后  
是能量检测。发送的符号乘以极性代码

$$\hat{J}_{\text{中医}}(\tau) = \sum_{k=1}^K \int_{\tau \in [0, T_s]} \left| \sum_{i=0}^{N-1} d_j G_i(\tau) r(\tau + \tau_{k,j} + \tau) \right|^2 dt \quad (9)$$

$$\hat{J}_{\text{泰德}}(\tau) = \int_0^{\tau \in [0, \text{公吨}_s)} \frac{\tau}{\text{吨}_R} \text{模组公吨} \text{吨} d\tau \quad (11)$$

从 (9) 可以清楚地看出, 估计的准确性取决于两者  $djGr(\text{吨})$  和价值  $\text{吨我}$ , 它决定了每次积分中捕获的能量。虽然

时期  $\tau_{\text{max}} \geq \Delta \tau_{\text{max}} - (\tilde{n}_F - 1) \tau_{\text{max}} + C_{\tilde{n}_F - 1} \tau_{\text{max}} + \tau_{\text{max}}$  在哪里  $\Delta \tau_{\text{max}} \geq \text{最大限度} / \in [1, L) (\tau - \tau_{l-1})$  是最大连续通道延迟差。如果不遵守此条件, 则将有多个零守卫  $\tau(\tau)$  使算法失效。如果只有一个用户负责同步, 而其他用户正在传输零均值干扰符号, 则满足零均值 MUI 的条件, 这在自组织网络中通常是这种情况。

#### 四. 我实施C约束力一个分析

关于实现复杂性, 上一节中描述的方法特别有趣, 因为它们可以以数字或模拟形式计算。所有这些方法都需要符号率采样, 因此放宽了 [5]、[6] 中所需的子脉冲率采样。模拟延迟将接收到的信号段移位  $2\tau_{\text{max}}$  或者  $\tau_{\text{max}}$  或者  $\tau_{\text{max}}$  在可能具有挑战性的模拟方法中是必需的。另一方面, 数字域实现在 UWB 机制中需要非常高的采样率。然而, 可以根据可用资源采用, 从而提供灵活性。就最大化算法本身而言, 每个目标函数都需要串行搜索, 这种搜索效率不高, 并导致平均同步时间增加。还有其他可能的搜索策略, 但是它们减少的平均同步时间是以较低的性能和相当严格的条件为代价的。由于线性搜索涉及的复杂性太高, 通常目标函数是在等间距网格上评估的  $\tilde{n}_F = \tau_{\text{max}} / T_{\text{max}}$  每个持续时间的离散箱  $\tau_{\text{max}}$  估计  $\tau = n\tau_{\text{max}}$ 。值得一提的是, 这些算法可以以任何所需的分辨率进行同步, 并且搜索仅受可承受的复杂性的限制。

至于假设或先验的知识而言, NDA-TDT 是理想的, 因为它不需要任何有关传输信号的信息。但其操作非常有限, 不适用于 ISI 和 MUI 场景。DA-TDT 显示出对 MUI 的弹性, 但对 ISI 没有。先验的关于用户的 TH 代码的信息以及关于  $\tau_{\text{max}}$  需要选择最优值  $\tau_{\text{max}}$  我在中医。通过仿真可以看出, 当  $\tau_{\text{max}} > \tau_{\text{max}}$ , 有一个平台对应于相同的成本函数最大值  $\hat{\tau}_{\text{max}}(\tau)$ , 从而引入歧义, 而当  $\tau_{\text{max}} < \tau_{\text{max}}$  最大值可能会偏离原始值  $\tau_0$ 。所以价值  $\tau_{\text{max}}$  对 TCM 中的同步精度有相当大的影响。TED 也是如此, 它也需要关于  $\tau_{\text{max}}$  至少大约  $C_{\tilde{n}_F - 1}$

选择  $\tau_{\text{max}}$ 。这里值得强调的是  $\tau_{\text{max}}$  不仅同步器需要选择积分区域, 发射机也需要选择整数米用于决定对称和非对称调制符号。TED 的另一个缺点是由于非对称调制导致接收机 SNR 恶化, 这将在同步阶段显著降低 BER 性能。

#### V.S模拟和C比较

在本节中, 我们将提供一些初步的模拟结果来验证我们的讨论, 并将分析这些方法在不同操作条件下的表现。超宽带

使用基于 B 样条的方法 [13] 生成的脉冲用于模拟, 它有效地利用了 FCC 掩模。所使用的信道模型是 IEEE 802.15.3a 工作组 [14] 提出的室内多径信道。时间偏移  $\tau_0$  是从 [ 上的均匀分布随机生成的  $0, T_s$  ) 在每次蒙特卡洛试验中。我们只关注帧级粗同步以将模拟时间保持在可接受的范围内, 即我们设置  $\tau_{\text{max}} = \tau_{\text{max}}$ 。每个符号由  $\tilde{n}_F = 13$  帧。其余参数根据不同工况选择, 具体说明如下:

测试 A. IFI/ISI 免费: 为了避免框架和符号之间的任何干扰, 我们选择  $\tau_{\text{max}} = \tau_{\text{max}} = 1.28\text{ns}$ ,  $\tilde{n}_F = 20$  导致帧持续时间  $\tau_{\text{max}} = 25.60\text{ns}$  和  $\tilde{n}_F = 5$ 。使用的信道是室内 CM1, 具有 rms 延迟扩展  $\tau_{\text{max}} = 5\text{ns}$  并截断超过  $\tau_{\text{max}} - \tilde{n}_F \tau_{\text{max}}$  避免 IFI/ISI。

测试 B. IFI 存在: 接下来我们考虑包含 IFI 但没有 ISI 的情况。这是通过选择在模拟中实现的  $\tilde{n}_F = 10$  和  $C_{\tilde{n}_F - 1} = 0$ 。在这种情况下, 通道被截断超过  $\tau_{\text{max}} - \tau_{\text{max}}$ 。

测试 C. ISI 存在: 为了允许 ISI, 我们通过选择 IEEE 802.15.3a 标准的 CM4 通道来考虑一个非常严重的情况, 它具有  $\tau_{\text{max}} = 25\text{ns}$ 。通道被截断超过  $50\text{ns}$  并且能量归一化,  $\tau_{\text{max}}$  减少到  $10\text{ns}$ , 我们避免 TH 码, 仅观察 ISI 的影响。

测试 D. MUI 存在: 我们回到测试 A 的原始设置, 但这次我们假设系统中也存在两个干扰用户。干扰用户以与所需用户相同的功率发射, 并采用不同的极性和 TH 码。

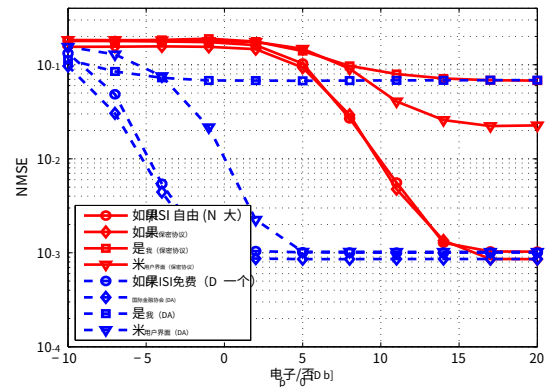


图 1. TDT 同步器在 NDA 和 DA 模式下的性能  $k=64$  对脏的模板。

归一化 MSE (wrt  $\tau_{\text{max}}$ ) 三种方法的表现 这些情景下的 ods 被绘制为  $\tau_{\text{max}} / N_0$

(在哪里  $\tau_{\text{max}}$  是基本 UWB 脉冲的能量) 在图. 1、2 和 3。每个图中的底限是由于采用了粗同步, 并且会随着分辨率的提高而减轻。可以在图 1 中观察到使用 DA 版本的 TDT 的性能显著提高。测试 A. 和 B. 下的性能非常相似。这是由于事实上由于较小

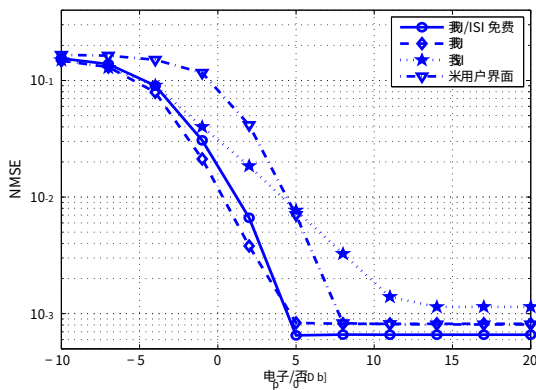


图 2. TCM 同步器的性能 $k=64$ 符号。

CM1的延迟扩展，大部分信道能量驻留在同一帧中，影响下一帧的帧外能量不显著。如前所述，NDA 无法估计 ISI 和 MUI 场景中的时序偏移，而 DA 确实可以在 MUI 下进行估计，但性能会降低。但是，即使是 DA 版本也无法在存在 ISI 的情况下进行估计。我们

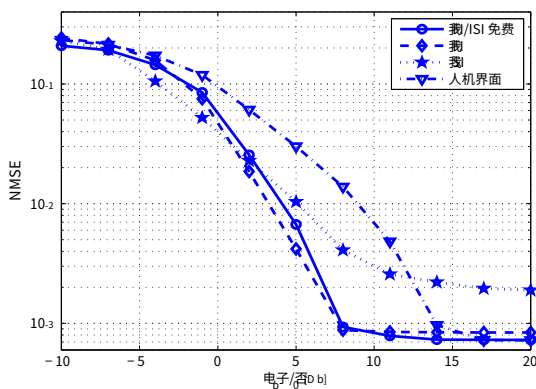


图 3. TED同步器的性能 $k=64$ 大小符号  
公吨<sub>s</sub>。

假设有关信道延迟扩展的信息是可用的，所以两者吨我和吨<sub>R</sub>分别设置为在 TCM 和 TED 中的最佳值。图中的曲线。图 2 和图 3 显示两种算法在所有情况下都有效，但是两种算法在 ISI 中的性能显著降低。图 4 提供了三种技术在没有 IFI/ISI 的最简单情况下在获取概率方面的相对比较，定义为概率 $\tau_0 - \tau_0 \leq \tau_F$ 。DA-TDT 表现最好，但由于训练序列会导致速率损失。在盲法中，代码匹配肯定优于其他方法。

## 六、C结论

在本文中，我们概述了 IR-UWB 中采用的几种同步算法。这些方法构成了最近提出的许多新方案的基础

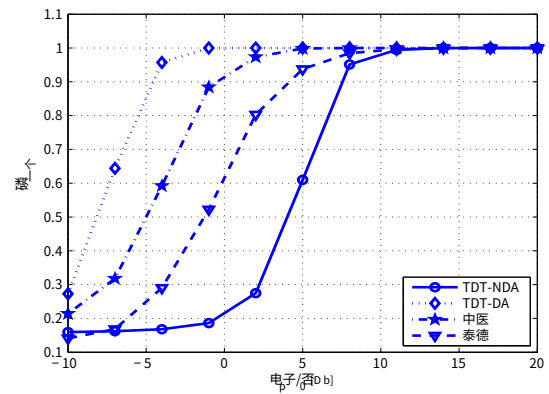


图 4. TDT、TCM 和 TED 在概率方面的比较  
IFI/ISI Free 场景中的采集。

对于获取，因此了解它们将有助于进一步深入研究颇具挑战性的同步任务。介绍了工作原理及其局限性，并提供了模拟结果以验证讨论。

## R参考资料

- [1] L. Yang 和 GB Giannakis, “超宽带通信：时机成熟的想法”，*IEEE 签名。过程。麦格。*, 卷. 21, 没有. 6, 第 26-54 页, 2004 年 11 月。
- [2] Z. Tian 和 GB Giannakis, “BER 对超宽带脉冲无线电中误计时的敏感性 - 第 I 部分：非随机信道”，*IEEE Trans. 在西格。过程。*, 卷. 53, 没有. 4, 第 1550-1560 页, 2005 年 4 月。
- [3] N. He 和 C. Tepedelenlioglu, “不同同步级别的非相干 UWB 接收器的性能分析”，*IEEE Trans. 关于无线通信。*, 卷. 5, 没有. 6, 第 1266-1273 页, 2006 年 6 月。
- [4] X. Luo 和 GB Giannakis, “(超) 宽带多用户自组织接入的低复杂度盲同步和解调”，*IEEE Trans. 关于无线通信。*, 卷. 5, 没有. 7, 第 1930-1941 页, 2006 年 7 月。
- [5] V. Lottici, A. D'Andrea 和 U. Mengali, “超宽带通信的信道估计”，*IEEE 期刊选择。社区中的区域。*, 卷. 20, 没有. 9, 第 1638-1645 页, 2002 年。
- [6] C. Carbonelli 和 U. Mengali, “UWB 信号的同步算法”，*IEEE Trans. 在通讯上。*, 卷. 54, 没有. 2, 第 329-338 页, 2006 年。
- [7] 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。国际机场超宽带 (IWUWB) 研讨会*, 奥卢, 芬兰, 2003 年。
- [8] Z. Tian 和 V. Lottici, “密集多径信道中 UWB 通信的低复杂度 ML 时序采集”，*IEEE Trans. 关于无线通信。*, 卷. 4, 没有. 6, 第 3031-3038 页, 2005 年。
- [9] 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。关于声学、语音和信号处理。(ICASSP)*, 中国香港, 2003 年 4 月, 第 121-124 页。
- [10] Z. Wang 和 X. Yang, “基于一阶统计的盲信道估计的超宽带通信”，在 *过程。IEEE 国际会议。关于声学、语音和信号处理。(ICASSP)*, 加拿大蒙特利尔, 2004 年 5 月, 第 529 - 532 页。
- [11] L. Yang 和 GB Giannakis, “用脏模板定时超宽带信号”，*IEEE Trans. 在通讯上。*, 卷. 53, 没有. 11, 第 1952-1963 页, 2005 年 11 月。
- [12] Y. Ying, M. Ghogho 和 A. Swami, “UWB-IR 系统的代码辅助同步：算法和分析”，*IEEE Trans. 在西格。过程。*, 卷. 56, 没有. 10, 第 5169-5180 页, 2008 年 10 月。
- [13] M. Matsuo, M. Kamada 和 H. Habuchi, “基于 B 样条的 UWB 脉冲设计”，在 *过程。IEEE 国际会议。关于电路和系统*, 日本, 2005 年 5 月, 第 1 卷. 6, 第 5425-5428 页。
- [14] JR Foerster, M. Pendergrass 和 AF Molisch, “超宽带室内通信的信道模型”，*MERL (三菱电机研究实验室) 报告 TR-2003*, 卷. 73, 2003 年。