

# 一种高精度 TR-UWB 系统同步算法

张永棠<sup>1,2</sup>

(1. 广东东软学院计算机科学与技术系, 广东 佛山 528225; 2. 江西微软技术中心, 南昌 330003)

**摘要:** TR-UWB(Transmitted Reference Ultra-wide-band)系统采用自相关接收技术进行差分检测,不需要信道估计与同步,其结构简单,广泛使用于超宽带通信。然而,自相关接收机必须在实现符号同步前实现脉冲级的同步,这就导致误码率增加。为了解决这个问题,提出了一种采用门限比较法的高精度同步算法,使同步误差在设定的脉冲宽度内。并且对 TR-UWB 系统同步的平均捕获时间和捕获的概率进行分析,简化了流程图。在多径信道环境下的仿真实验证实了该算法极大地提高了通信接收机抗噪声的能力,通过设定不同的门限值及重复次数来获得高精度同步是可行的。为在设定脉冲带宽内提高通信系统抗干扰能力提供了依据。

**关键词:** 超宽带通信; TR-UWB; 字符同步; 门限比较法; 可调节精度

**中图分类号:** TN911

**文献标志码:** A

## 引言

超宽带通信(Ultra-Wide-band, UWB)使用占空比极低的纳秒级的脉冲传递信息。由于脉冲能量低,每个符号用多个窄脉冲传递以获取处理增益,其结构非常复杂<sup>[1]</sup>。为了简化其结构,将 TR(Transmitted Reference)信号模型应用到 UWB 中,形成了 TR-UWB(Transmitted Reference Ultra-Wide-band)系统<sup>[2]</sup>。但是由于传统的 TR-UWB 系统采用自相关接收技术进行差分检测,不需要信道估计与时间同步,虽然系统的复杂度得到了简化,但是由于信道中的脉冲信号是携带了噪声的,这就导致了接受性能的下降,增加出现误码的概率。

相干接收机必须在实现符号同步前实现脉冲级的同步,然后提取符号同步<sup>[3,4]</sup>。非相干接收机则与之相反,必须去实现符号同步,然后把引导信号和信息信号对齐。符号同步算法大部分误差在一帧的范围内,这对于解调接收信号是不够的,因为由于低占空比,脉冲在帧内的具体位置是未知的,极限状况下,可以导致误码

率为 50%<sup>[5]</sup>。但由于接收机相对于相干接收机良好的抗同步误差能力,脉冲级的同步是不必要,因为其代价太高了。

为了充分利用非相干接收机的抗同步误差性能,本文提出了一种精度大大小于帧时间的同步算法。充分利用了 TR-UWB 系统的性能,做到了精度可设定,可以在精度和捕获时间之间折衷,以实现系统不同的功能<sup>[6]</sup>。

## 1 系统模型

为了便于研究,假定该信号系统为二进制,单用户的,发射信号表达为:

$$S(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} (\sqrt{E_p} p(t - iN_f T_f - jT_f) + L_i \sqrt{E_p} p(t - iN_f T_f - jT_f - D)) \quad (1)$$

其中,  $N_f$  表示帧号为  $f$  的帧的数目,  $T_f$  表示数据帧的持续时间,  $\{L_i = \pm 1\}$  表示比特序列,  $E_p$  表示信号脉冲能量,  $p(t)$  表示归一化脉冲在时间  $t$  内的波形,持续时间

收稿日期:2016-04-19

基金项目:江西省科学技术创新项目(GJJ12255)

作者简介:张永棠(1981-),男,江西南昌人,副教授,硕士,主要从事光通信与无线传感器网络应用方面的研究,(E-mail)1141760796@qq.com

为  $T_p$ , 每个符号的持续时间为  $T_s = N_f T_f$ , 每帧传输两个脉冲, 延时时间为  $D$ , 一个是引导脉冲, 第二个是携带信息的符号<sup>[5]</sup>。为了避免符号间的脉冲研究过程中假定  $T_f \geq 4D$ 。

超宽带信道采用可分辨的抽头延时模型:

$h(t) = \sum_{l=0}^{N_m-1} \alpha_l \delta(t - T_l)$ ,  $N_m$  是最大可分辨率路径数, 信道幅度参数是对数正态分布的, 有效多径延迟定义为:  $T_m = T_{N_m-1} - T_0 + T_p$ 。通常,  $T_f$  远大于  $T_m$ , 选取  $D > T_m + T_p$ , 以避免帧内和帧间干扰, 接收器信号可表达为:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} (\sqrt{E_p} g(t - iN_f T_f - jT_f - T_0) + L_i \sqrt{E_p} g(t - iN_f T_f - jT_f - T_0 - D) + n(t)) \quad (2)$$

其中,  $g(t) = p(t) * h(t + T_0)$ , 信号的有效区间为  $[0, T_m]$ , 式中的 \* 号为卷积。  $n(t)$  是加性高斯噪声, 平均值为 0,  $\frac{N_0}{2}$  表示双边功率谱密度。接收到的源信号通过的带通滤波器的信号带宽为  $w$ 、中心频率为  $f_0$ 、有色高斯噪声信号为  $\hat{n}(t)$ , 关系函数为:  $R_n(T) = wN_0 \frac{\sin(\pi w T)}{\pi w T} \times \cos(2\pi f_0 T)$ 。接收信号  $\gamma(t)$  通过带通滤波器后用  $\hat{r}(t)$  表示。

## 2 算法描述

### 2.1 符号同步算法

采用有数据辅助的算法  $L_i = 1$ , 其后的信息符号  $L_{i+1} = 0$ , 信息符号间是交替的, 以尽快获取符号同步信息<sup>[7]</sup>。

假定信号接收机在  $n = 0$  时捕获信号, 选取符号长度为  $2N$  的信号:

$$I_j = \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_f} \hat{r}(t + nT_f + j\frac{T_f}{2}) \hat{r}(t + nT_f + j\frac{T_f}{2} + D) dt \quad j = 0, \dots, 2N_f - 1 \quad (3)$$

在没有噪声的情况下, 式(3)相当于比较  $2N_f$  个符号所包含的能量。因为相邻的两个符号是交互的, 在完全同步时,  $I_j$  必定取得最大值。当要在不同的符号间实现同步的时候,  $I_j$  的值由于交互而相互抵消。因而, 同步时刻为  $\hat{T} = \frac{T_f}{2} \arg \max_j I_j$ 。

### 2.2 高精度同步

符号同步后, 采用全 1 的训练序列, 可以根据系统的精度, 采用门限比较法, 来实现高精度的同步。假定符号  $T_0$ , 则在  $[-\frac{T_f}{2} + T_0, \frac{T_f}{2} + T_0]$  计算

$$U = \int_{T_v - \frac{T_f}{2}}^{T_v + \frac{T_f}{2}} \hat{r}(t - T_0 - T_v) \hat{r}(t - T_0 - T_v - D) dt \quad (4)$$

若  $U$  小于门限值  $T_1$ , 则进入下一  $T_v$  的判断, 为方便分析, 采用真正的随机选择的方法。为减少判别误差, 在校验和验证阶段, 可以采用多帧的计算以提高信噪比, 假定校验和验证阶段的重复次数分别为  $G_0$  和  $G_1$  次, 则校验和验证阶段的花费时间分别为  $G_0 T_f$  和  $G_1 T_f$ 。

## 3 性能分析

为了达到最佳的性能, 对系统的平均捕获时间进行分析, 对流程图进行简化, 可以用表达式来表示捕获时间的闭合。符号同步的平均捕获时间很简单。

$$E[T_{symbol}] = 2N_f T_f \quad (5)$$

为了提高抗干扰能力, 采用了重复多次采样, 求平均值的方法。假定平均次数为  $k$ , 则

$$E[T_{symbol}] = 2kN_f T_f \quad (6)$$

高精度同步捕获的信号流程图如图 1 所示:

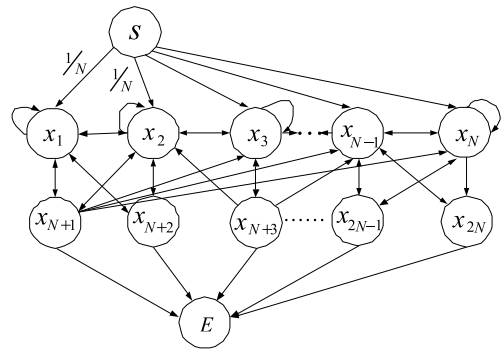


图 1 信号流程图

图 1 可以计算状态转移函数  $H(z)$ , 通过  $H(z)$ , 可以推算出平均捕获时间  $\bar{T} = \frac{dH(z)}{dz} |_{z=1}$ 。为得到  $H(z)$ , 需要先计算每个箭头的转移函数, 假定信道在同步阶段是时不变的, 式(4)中积分器的输出仅仅是  $T_v$  的函数。

$$\bar{U} = \sqrt{E_p} R_{r(t)\hat{r}(t)}(-T_v) + \hat{n}(t) \quad (7)$$

其中,  $\bar{U}$  是高斯变量。均值为  $E_u = \sqrt{E_p} R_{r(t)\hat{r}(t)}(-T_v)$ , 方差  $\Delta^2 = \frac{\sigma^2}{2G}$ 。检验阶段  $x = T_1$  和验证阶段  $x = T_2$  的概率可以很容易得到:

$$P(\bar{U} > x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \frac{(x - E_u)}{\sigma} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (8)$$

其中,  $G$  为检验和验证阶段的信号重复的次数<sup>[7]</sup>。

定义  $N = \frac{T_f}{T_v}$ 。  $U > 0$  的分区为有效的分区,  $U \leq 0$  的分区为无效的分区, 将有效分区定义为集合  $M$ , 无效分区定义为集合  $K$ 。 其个数分别定为  $N_{Valid}$  和  $N_{Null}$ 。 显然,  $N = N_{Valid} + N_{Null}$ 。 可以将复杂的流程图简化为用集合表示的状态图(图 2)。

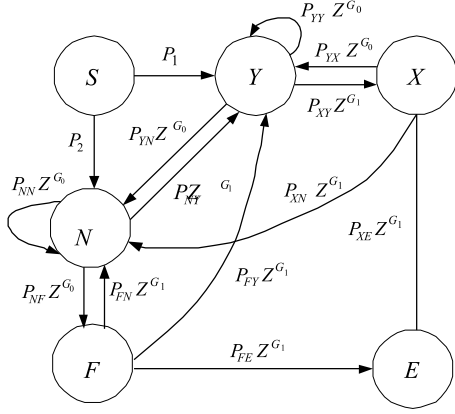


图 2 简化的流程图

图 2 对复杂的信号流程进行了简化。其中,  $S$  为初始状态集合,  $Y$  为有效分区集合,  $N$  为无效分区集合,  $E$  为终止状态集合,  $X$  为校验阶段有效分区集合,  $F$  为校验阶段无效分区集合。显然,

$$P_1 = \frac{N_{Valid}}{N}, P_2 = \frac{N_{Null}}{N} \quad (9)$$

经推导:

$$P_{YX} = \frac{1}{N_{Valid}} \sum_{i \in M} P_{X_i, X_i} \quad (10)$$

$$P_{detection} = \frac{P_{FE}P_{NF}(P_1P_{YN} + P_1P_{XN}P_{YX} + P_2 - P_2P_{YY}P_{YX}) + P_{XE}P_{YX}(P_1 - P_1P_{NN} - P_1P_{NF}P_{FN} + P_2P_{NY} + P_2P_{NY} + P_2P_{FY}P_{NF})}{(1 - P_{NN} - P_{FN}P_{NF})(1 - P_{YY} - P_{XY}P_{YX}) - (P_{YN} + P_{XN}P_{YX})(P_{NY} + P_{FY}P_{NF})} \quad (20)$$

#### 4 仿真与结果

为了验证算法的有效性,采用高斯脉冲的二阶导数进行了仿真<sup>[10]</sup>。基本参数设定为:  $N_f = 10$ ,  $T_f = 100 \text{ ns}$ ,  $T_p = 0.7 \text{ ns}$ ,  $N_m = 15$ ,  $T_v = 3T_p$ ,  $\frac{E_p}{N_0} = 10 \text{ dB}$ , 采用固定的  $G_0 = 3$  和  $G_1 = 3$ 。

在 Matlab 平台上,以  $T_1$  和  $T_2$ (单位为  $E_p$ ) 为参数的平均捕获时间(单位为  $T_s$ ),如图 3 所示。

在  $T_1$ 、 $T_2$  和  $G$  固定的条件,平均捕获时间和重复次数  $G_0$  的关系仿真图如图 4 所示。

从仿真结果可以看出,当  $G_0 = 1$  时,平均捕获时间最小。仿真结果证实,本文设计的高精度 TR-UWB 同步算法充分利用了多径信道的能量,实现了高精度

$$P_{NF} = \frac{1}{N_{Null}} \sum_{i \in K} P_{X_i, X_i} \quad (11)$$

根据马尔科夫链理论,经推导可知:

$$P_{FE} = \frac{\sum_{i \in M} P_{X_i, X_i} P_{X_i, X_i}}{\sum_{i \in K} P_{X_i, X_i}} \quad (12)$$

$$P_{XZ} = \frac{\sum_{i \in M} P_{X_i, X_i} P_{X_i, X_i}}{\sum_{i \in K} P_{X_i, X_i}} \quad (13)$$

根据图 2,应用梅森公式,可得:

$$H(z) = \frac{P_{FE}P_{NF}(P_1\beta + P_2Y) + P_{XE}(P_1\alpha + P_2\theta)}{\alpha\gamma - B\theta} \cdot Z^{G_0+G_1} \quad (14)$$

$$\alpha = 1 - P_{NN}Z^{G_0} - P_{FN}P_{NF}Z^{G_0+G_1} \quad (15)$$

$$\beta = P_{YN}Z^{G_0} + P_{XN}P_{YX}Z^{G_0+G_1} \quad (16)$$

$$\gamma = 1 - P_{YY}Z^{G_0} - P_{XY}P_{YX}Z^{G_0+G_1} \quad (17)$$

$$\theta = P_{NY}Z^{G_0} + P_{FY}P_{NF}Z^{G_0+G_1} \quad (18)$$

则平均捕获时间为:

$$\bar{T} = \frac{dH(z)}{dz} \Big|_{z=1} \quad (19)$$

由于在检测和校验阶段都有发生虚警的概率,因此,平均捕获时间仅仅是衡量系统的一个部分参数,并不能完全地反应系统的性能,捕获的概率也是一个重要的参数,以往假设校验系统能以概率 1 鉴别虚警,这在真实的系统中是不可能的,图 2 充分考虑了校验阶段虚警的概率,利用图 2 获得的  $H(Z)$  和马尔科夫理论<sup>[8-9]</sup>,可以获得捕获概率的表达式:

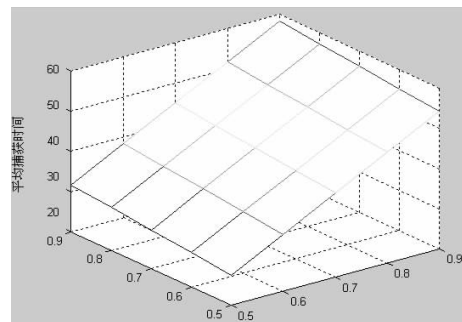


图 3 Matlab 仿真下的平均捕获时间图

的同步。

此外,对改进前后的 TR-UWB 系统的误码率性能进行了比较,如图 5 所示。由图 5 可知,改进型自相关接收机的误码率在单径情况下(最下面一条曲线)已明

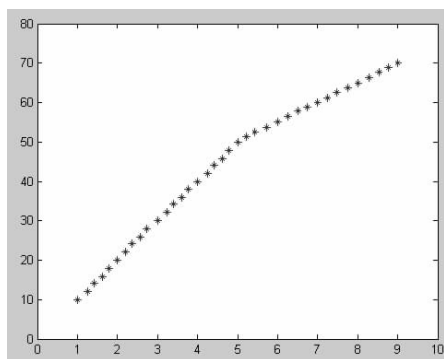


图4 平均捕获时间和重复次数的关系图

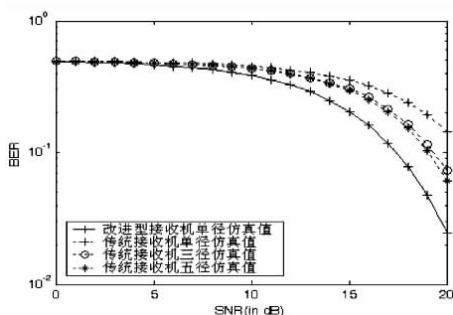


图5 改进前后的TR-UWB系统性能比较

显低于传统自相关接收机。因此,对自相关接收机改进后,其误码率性能获得了显著提升,为在设定脉冲带宽内提高通信系统抗干扰能力提供了依据。

#### 参考文献:

[1] CLESSIENNE T, YANG Sheng. A generalization of the rake receiver performance[C]//Proceedings of 15 th

- IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2004, Barcelona, Spain, September 5-8, 2004: 2436-2440.
- [2] FORESTER J R. Channel modeling sub-committee final report[J]. IEEE Working Group for Wireless Personal Area Networks, 2003, 24(1): 43-54.
- [3] HE N, TEPEDELENLIOGLU C. Performance analysis of non-coherent UWB receivers at different synchronization levels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(6): 1266-1273.
- [4] 王闰臣, 李科, 吴佳晔. 基于 EMD 技术的弹性波信号降噪技术[J]. 四川理工学院学报: 自然科学版, 2015, 28(1): 50-53.
- [5] 杨峰, 蒋祥顺, 胡剑浩, 等. 超宽带脉冲信号的一种频域采样和接收方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2009, 23(7): 63-67.
- [6] 凌海波, 陈好, 周先存. 无线传感器网络 IRBS 时间同步优化算法[J]. 四川理工学院学报: 自然科学版, 2015, 28(6): 47-51.
- [7] 向新, 王勇超, 易克初, 等. UWB-TR 接收机性能分析[J]. 通信学报, 2007, 28(1): 124-126.
- [8] 李华, 陈超, 卢令. 无线传感器网络拓扑控制算法的改进[J]. 四川理工学院学报: 自然科学版, 2014, 27(3): 65-69.
- [9] 李斌, 傅唯威, 王勇. 基于周期抽样的超宽带生命探测雷达信号处理方法[J]. 仪器仪表学报, 2010, 31(9): 1979-1985.
- [10] 杨凯, 安建平, 卜祥元. 传输参考超宽带信号功率谱密度分析[J]. 北京理工大学学报, 2007, 27(5): 441-445.

## A High-precision Synchronization Algorithm TR-UWB System

ZHANG Yongtang<sup>1, 2</sup>

(1. Department of Computer Science and Technology, Guangdong Neusoft Institute, Fushan 528225, China;

2. Jiangxi Microsoft Technology Center, Nanchang 330003, China)

**Abstract:** TR-UWB (Transmitted Reference Ultra-wide-band) systems autocorrelation receiving differential detection technique does not require channel estimation and synchronization, simple structure, widely used in ultra-wideband communications. However, since the correlation receiver must implement symbol synchronization before realizing pulse level synchronization, which leads to increase of the error rate. To solve this problem, we propose a threshold comparison using high-precision synchronization algorithm, so that the synchronization error within the set pulse width. And for TR-UWB system synchronization average capture time and capture probability analysis, a simplified flowchart. In the multipath channel environment simulation experiments demonstrate that the algorithm greatly improves the ability to communicate to the receiver noise by setting different thresholds and repetitions to obtain high-precision synchronization is feasible. In order to improve the communication system anti-jamming capability within the set pulse width provided.

**Key words:** UWB; TR-UWB; character synchronization; threshold comparison method; adjustable precision