

# 一种超宽带无线电的快速时延估计算法

张 驰

(湖南省东江水电厂, 郴州 410082)

**摘要** 超宽带无线电直接发射脉冲, 具有非常高的时间分辨率, 从而可以精确估计信号传输时延, 因此比较适应精确定位应用, 可是在实际应用中, 在合理的时间内估计信号传输时延是一个难题。为此, 提出了一种超宽带无线电的快速时延估计算法, 算法分为两个阶段, 首先通过接收信号强度(RSSI)进行粗粒度的时延估计, 然后通过基于符号采样率的相关运算估计精确的时延。仿真结果和分析表明, 算法具有时延估计精确和快速的优点。

**关键词** 超宽带 时延估计 接收信号强度 集合信道模型

**中图法分类号** TN925.7; **文献标志码** A

超宽带(UWB)无线电技术是一种新颖的无线传输技术, 它通常采用极窄脉冲(脉宽在纳秒至皮秒量级)或极宽的频谱(相对带宽大于20%或绝对带宽大于500 MHz)传送信息。相对于传统的正弦载波通信系统, UWB 无线通信系统具有传输速率高、空间频谱效率高、测距精度高、抗多径干扰、低功耗、低成本等诸多优点<sup>[1]</sup>。

UWB 无线电信号的抗干扰能力以及多径分辨能力, 使 UWB 技术非常适合于精确定位应用。理论上, 超宽带直接发射脉冲, 具有非常高的时间分辨率, 可以精确估计信号传输时延。可是在实际应用中, 在合理的时间内估计信号传输时延仍是一个挑战。采用传统的基于相关的序列搜索算法, 由于超宽带无线电的带宽达 GHz, 此方法非常耗时且结果并不是最优而是次优解<sup>[2]</sup>。为了加速时延估计过程, 学者们提出了不同的改进方法。文献[3]提出比特反转法(bit reverse method), 使用这一算法, 将极大减小脉冲对齐的搜索时间。文献[4]采用随机搜索方法, 文献[5]采用泛化的最大似然(GML)迭代求解等方法, 文献[6]通过引入周期性锯齿形脉冲与导频相关来缩小信号捕获的范围, 然后通过比特反转法实现同步。这些算法仍需很高的采样频率。为此文献[7]提出了基于“脏模板(dirty tem-

plates)思想, 基于符号率采样的非数据辅助的时间偏移量估计算法, 这些算法的主要不足在于其估计的 ToA 存在不确定性, 且不确定性区域等于连续符号之间的噪声持续时间长度。此外, 文献[8]采用多重信号分类(MUSIC)方法估计超宽带(DS-UWB)系统的时延, 这种方法非常耗时。文献[9]提出了基于 RSSI 的粗粒度时延估计算法, 但其精确估计阶段采用假设检验方法。

现提出一种基于接收信号能量辅助的快速时延估计算法, 算法分为两个阶段, 首先根据接收信号强度粗略估计时延, 以确定第二阶段时延估计的搜索范围; 然后, 采用集合信道模型的思想, 估计相关模板, 同时根据相关模板与接收信号的基于符号采样率的相关输出确定时延的精确值。由于采用了非相干检测 RSSI, 以及基于符号采样率的相关运算, 因此时延估计算法具有快速、精确的优点。

## 1 系统模型

不失一般性, 现仅仅考虑 TH-IR UWB 系统, 首先建立 TH-IR UWB 系统模型, 假定系统传输信号为

$$s_{tx}(t) = \sqrt{\varepsilon} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_{|k/N_f|} p(t - kT_f - c_k T_c)$$

其中,  $\varepsilon$  为脉冲的能量;  $p(t)$  为发射脉冲, 其宽度为  $T_c$ ;  $T_f$  为帧的持续时间,  $c_j \in \{0, 1, \dots, N_c - 1\}$  为跳时

码,周期为  $N_f$ ,  $N_c = \frac{T_f}{T_e}$  为一帧内的码片数,  $\lfloor k/N_f \rfloor$  表示向下取整。

考虑以下信道模型

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - (l-1)T_e - \tau_{\text{ToA}}),$$

其中  $L$  为总多径数,  $\alpha_l$  为每个多径的功率衰减因子,  $\delta(t)$  为冲激函数,  $T_e$  为码片时间,  $\tau_{\text{ToA}}$  为信号到达时间。

则接收信号可表示为

$$r(t) = \sqrt{\varepsilon} \sum_{l=1}^L \alpha_l s_{rx}(t - (l-1)T_e - \tau_{\text{ToA}}) + n(t),$$

其中

$$s_{rx}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_{\lfloor k/N_f \rfloor} p(t - kT_f - c_k T_e).$$

## 2 时延估计

由于本算法将时延估计分成两个步骤:首先通过接收信号强度(RSSI)进行粗粒度的时延估计,然后通过基于符号采样率的相关运算估计精确的时延。

假定信号到达时间  $\tau_{\text{ToA}} < T_f$ , 且无符号间干扰, 即  $T_f > (L + \max(c_j))T_e$ 。通过接收信号强度(RSSI)进行粗粒度的时延估计, 将每帧进行分组, 收集每个分组的能量, 估计第一条路径驻留的分组位置, 即假定  $\tau_{\text{ToA}} = kT_e = k_b T_b + k_e T_e$ , 其中  $k \in [0, N_c - 1]$ ,  $T_b = BT_e$ ,  $k_b \in [0, N_c/B - 1]$ ,  $k_e \in [0, B - 1]$ , 即首先将每帧分块, 而到达时间可表示为码片时间与分块持续时间两个部分之和。为此首先估计  $k_b$ , 其估计过程如下: 收集  $N_1$  帧内每个分块的能量, 以此作为决策变量。也就是说, 就是将  $N_1$  帧内相同序号的组的能量加在一起, 然后比较每个序号的组的能量总和, 以此作为决策变量, 即

$$Y_i = \sum_{j=0}^{N_1-1} Y_{i,j}, i = 0, \dots, N_b - 1,$$

其中

$$Y_{i,j} = \int_{jT_f+iT_b+c_jT_e}^{jT_f+(i+1)T_b+c_jT_e} |r(t)|^2 dt$$

根据最大接收信号能量原则, 确定第一个信号所在的分块, 即估计  $k_b$ , 其估计表示为

$$\hat{k}_b = \operatorname{argmax}_{0 \leq i \leq N_1-1} Y_i$$

至此初步估计出到达时间  $k_b$ , 下面估计  $k_e \in [0, B-1]$ , 这等价于搜索  $k \in [\hat{k}_b B, (\hat{k}_b + 1)B - 1]$ 。然而第一个信号由于多径效应可能先于能量最强的分块到达, 因此需要将搜索区间向后延拓, 设向后延拓  $M$  个码片时间, 此时搜索区间为  $k \in [\hat{k}_b B - M, (\hat{k}_b + 1)B - 1]$ 。设  $n_s = \hat{k}_b B - M$ ,  $n_e = (\hat{k}_b + 1)B - 1$ , 则搜索区间可表示为  $\{n_s, n_s + 1, \dots, n_e\}$ , 为了降低精确估计时延阶段的复杂度, 考虑集合信道模型(Aggregate channel model), 给定第一个路径信号到达时间  $\tau_1$ , 设  $\tau_{j,1} = \tau_j - \tau_1$ ,  $\tau_j$  为第  $j$  条路径信号到达时间, 则接收信号可用集合接收脉冲表示, 即

$$r(t) = \sqrt{\varepsilon} \sum_{k=0}^{\infty} b_{\lfloor k/N_f \rfloor} p_R(t - kT_s - \tau_1) + n(t).$$

其中

$$p_R(t) = \sum_{j=1}^L \alpha_j p_s(t - \tau_{j,1}),$$

$$p_s(t) = \sum_{i=0}^{N_f-1} p(t - c_i T_e - iT_f)$$

。

通常,  $\tau_1$  通过  $r(t)$  与理想模板  $p_R(t)$  相关的峰值来估计, 然而由于无法知道信道模型, 因此无法得到  $p_R(t)$ 。但是如果选择传输模板  $p_s(t)$ , 则相关输出会出现多个峰值, 因此无法估计时延, 那么需要先建立一个噪声模板来匹配未知的多径信道, 但是从  $r(t)$  中估计  $p_R(t)$  必须知道  $\tau_1$ , 而  $\tau_1$  是未知, 因此估计未同步的  $p_R(t; \tau_1)$ ,  $t \in [0, T_s]$ 。给定  $b_{\lfloor k/N_f \rfloor}$  恒为 1, 及  $K_1$  个符号观测时间, 则

$$\hat{p}_R(t; \tau_1) = \left( \frac{1}{K_1} \right) \sum_{k=0}^{K_1} r(t + kT_s), t \in [0, T_s],$$

将其进行周期延拓, 得到相关掩模  $\hat{p}_R(t; \tau_1) = \sum_{k=0}^{\infty} \hat{p}_R(t + kT_s; \tau_1)$ , 则相关输出为

$$U_k(\tau) = \int_{\tau+kT_s}^{\tau+kT_e+T_R} r(t) \hat{p}_R(t; \tau_1) dt, k = 0, \dots, K,$$

由于我们已经确定了时延的搜索区间, 因此上式可以改写为

$$U_k(i) = \int_{iT_c+kT_s}^{iT_c+kT_s+T_R} r(t) \hat{p}_R(t; \tau_1) dt,$$

$$k = 0, \dots, K, i \in [n_s, n_e].$$

当  $\tau_1 = iT_c$  时,  $E\{U_k^2(i)\}$  取得最大值, 因此精确的时延估计可以表示为

$$\hat{i} = \operatorname{argmax}_{i \in [n_s, n_e]} z(i) := E\{U_k^2(i)\}.$$

### 3 仿真实验

现用仿真实验来验证上述算法的性能, 信号带宽为 7.5 GHz, 帧长度为 2 000 ns,  $N_b = 50$ ,  $N_t = 50$ ,  $M_1 = 120$ , 信道模型为 802.15.3a 给出的两种参考信道模型, 即居民区 LOS 信道与 NLOS 信道。

当只考虑 AWGN 信道模型时, 采用上述算法进行时延估计是比较完美的。假设估计的时延分别为  $1, 2, 3, \dots, 20$  m 的距离对应的时延。图 1 是在不同的信噪比之下, 采用上述算法的 Block 的估计错误概率。

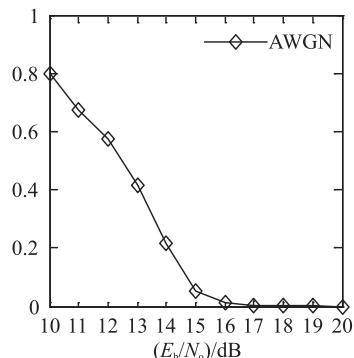
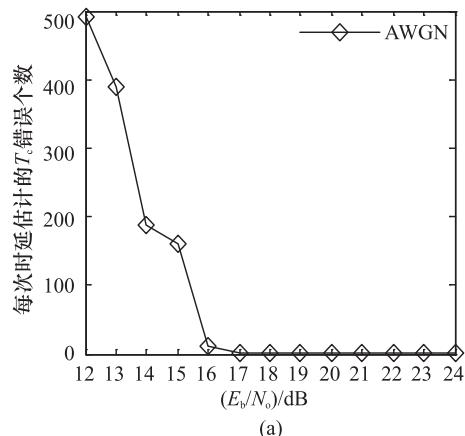


图 1 块错误概率

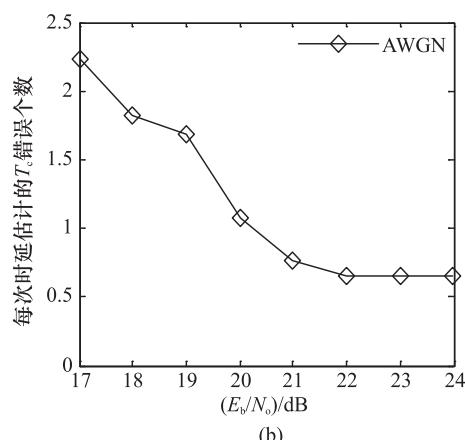
由图 1 可以看到, 当只有 AWGN 干扰的时候, 块的估计错误概率由信噪比信噪比  $E_b/N_0$  决定。当  $E_b/N_0$  大于 15 dB 的时候, 块估计的错误概率迅速下降到一个很小的值。当  $E_b/N_0$  小于 14 dB 的时候, 块估计的错误较大(大于 0.2)。

同时, 可以得出在 AWGN 情况下的第二步对  $T_c$  估计时候的误差如图 2 所示。

由图 2(a)可以看到, 当  $E_b/N_0$  小于 16 dB 的时候,  $T_c$  的错误个数对  $E_b/N_0$  是非常敏感的。  $E_b/N_0$



(a)



(b)

图 2  $T_c$  的误差与信噪比  $E_b/N_0$  的关系图

每增加 1 dB,  $T_c$  的错误个数都会下降近 100 个。图中有两个比较明显的转折点, 那就是当  $E_b/N_0$  等于 16 dB 的时候。当  $E_b/N_0$  大于 16 dB 的时候,  $T_c$  的估计错误个数迅速下降到一个非常小数量。另外, 由图 2(b)可以看到, 当  $E_b/N_0$  大于 20 dB 的时候, 时延估计的误差将限定在一个  $T_c$  之内。因此, 在 AWGN 信道下采取分部算法来进行时延估计是比较准确的。

当考虑到多径的影响时, 仿真的结果表明算法也有很好的效果。在仿真中, 用到了 IEEE802.15.3a 室内信道模型。实验分为两种情况: 室内的 LOS 传播模型和室内的 NLOS 传播模型。具体的参数设置见文献[1]。为了方便说明问题, 将时延的估计转换成为对距离的估计。假设估计的距离分别为 2, 4, 6, ..., 20 m。图 3 是在不同的信噪比之下的时延估计误差转换过来的测距误差。

由图3可以看到,在IEEE802.15.3a室内信道模型之下,当信道是LOS传播时候,测距误差在 $E_b/N_0$ 大于20 dB的时候,结果是相当理想的。测距的误差基本上在0.4—0.8之间振动。另外,从图中也可以看出, $E_b/N_0$ 等于30 dB,50 dB这两条曲线是比较接近的,它们基本上是重合的。因此可以知道,随着 $E_b/N_0$ 达到一定的界限,信噪比的提高将不再能提高时延估计的精度。

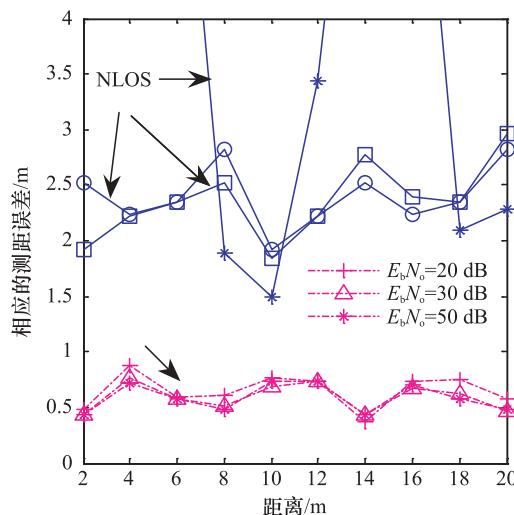


图3 测距的平均误差

在NLOS的环境之下,由于非视距对UWB信号的影响,通常最强的多径并不是第一个到达。它通常是在第一条多径到达之后的一段时间才到达。这是因为在NLOS环境下,第一条到达的多径分量是穿透障碍物达到接收机的,这种情况下的多径衰减最大。能量最大的多径通常是经过反射或者绕射才到达接收机。

另外,因为考虑到实时的需求,时延估计算法所需的时间也是一个重要的参数。通常的时延估计算法是对信号直接进行滑动相关。但是这种情况会非常耗时。对于实时性要求很高的系统来说,这是一个很大的缺陷。采用分步算法,能很好地克服这个缺陷。假设多径信道模型时延 $\tau_{\text{ToA}} < T_f$ ,因此,在直接对接收信号进行滑动相关的时候,只须在一个帧内进行。根据的实验假设,一个帧分为2 000个 $T_c$ ,那么进行相关的次数就是2 000次。但是,当采

用分步算法的时候,假设分为50个Block,并且每个Block向前延伸 $M = 120$ 个 $T_c$ 。那么,相关的次数只要 $40 + 1 + 120 = 161$ 次。相当于是直接相关时间的 $\frac{1}{12.5}$ 。图4给出了在各种信噪比之下,采取分步算法得出的结果以及直接采用滑动相关法得到的时延估计的误差图。由图可以看到,在相同的信噪比情况下,采用直接滑动相关的时候误差波动很大。虽然有时直接相关可以得出比较好的结果,但是在很多情况下其估计并不是很好。这是由于在多径的影响之下,信号能量在时域上面分散了。另外,对这两种时域估计算法的耗时进行比较,根据实验,在采取分步时,平均需要的时间是56.515。但是当采用传统的直接滑动相关时,平均需要790.783 9。这两者耗时之比为1:14与理论分析得到的1:12.5非常接近。

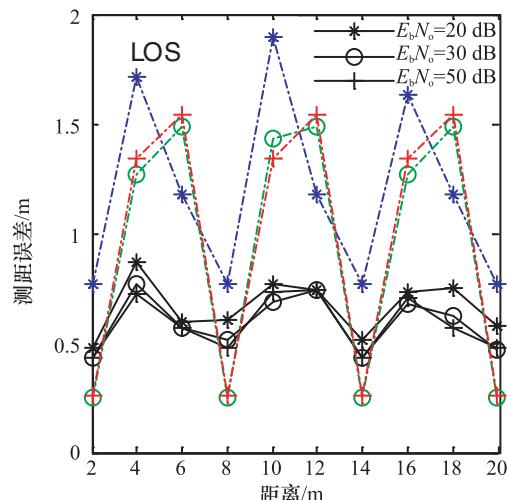


图4 直接相关法以及分步算法测距比较  
(虚线是采用直接相关法)

#### 4 结论

提出了超宽带无线电的快速时延估计算法,算法分为两个阶段,首先根据接收信号强度粗略估计时延,以确定第二阶段时延估计的搜索范围;然后,采用集合信道模型的思想,估计相关模板,同时根据相关模板与接收信号的基于符号采样率的相关输出确定

时延的精确值。由于采用了非相干检测(RSSI),以及基于符号采样率的相关运算,降低了采样率的要求,因此时延估计算法具有快速、精确的优点。

### 参 考 文 献

- 1 超宽带无线电基础. 葛利嘉, 朱林, 袁晓芳, 等译. 北京: 电子工业出版社, 2005
- 2 Somayazulu V S, Foerster J R, Roy S, Design challenges for very high data rate UWB systems. Conference Record of the Thirty-sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2002;1:717—721
- 3 Reggiani L, Maggio G M. Rapid search algorithms for code acquisition in UWB impulse radio communications. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(5):898—908
- 4 Homier E A, Scholtz R A. Rapid acquisition of ultra-wideband signals in the dense multipath channel. IEEE Conf Ultra-Wideband Syst & Technol, 2002:105—110
- 6 周先军. UWB 定时信号的一种快速捕获算法. 通信学报, 2006
- 7 Yang L, Giannakis G B. Blind timing ultra-wideband signals with dirty templates. IEEE conf on Acoustics, speech and Signal Processing, 2004
- 8 徐巧勇, 陈浩珉, 王宗欣. DS-UWB 定位系统传输时延估计. 复旦大学大学学报(自然科学版), 2004;43(1):92—96
- 9 Gezici S, Sahinoglu Z, Molisch A, et al. A two step time of arrival estimation algorithm for impulse radio ultra wideband systems. www.merl.com, 2005

## ToA Estimation for Ultra-wide Band Radio Link

ZHANG Chi

(Dongjiang Hydro-electric Plant of Hunan Province, Chenzhou 410082, P. R. China)

**[Abstract]** The rapid estimation of ToA (time of arrival) for UWB radio link is proposed, which firstly estimate coarsely the ToA based on the RSSI, then accurately estimate the ToA with the correlation output in the symbol sampling rate based on aggregate channel model, the performance analysis and simulation results show that the algorithm.

**[Key words]** ultra-wide band estimation of time of arrival RSSI aggregate channel model

(上接第 7936 页)

- 3 Edward B, Rees D. A broadband printed dipole with integrated balun. *Microwave J*, 1987;30(5):339—344
- 4 Wilkinson W C. A class of printed circuit antenna. *IEEE AP-S Int Symp Dig*, 1974;270—272
- 5 Tefiku F, Grimes C A. Design of broad-band and dual-band antennas comprised of series-of printed-strip dipole pairs. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 2000;48(6):895—900

## Broad-band Printed Dipoles Antenna

HOU Ting, LI Jian-zhou, WEI Gao

(College of Electronic Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, P. R. China)

**[Abstract]** Dipoles printed on an electrically thin dielectric substrate are commonly used as radiating elements in base-station antennas as they are low weight, easy to fabricate, and they also offer relatively wide bandwidths and high-polarization purity. A broad-band antenna comprised of series-fed printed-strip dipole pairs is presented. Two strip dipoles are used in the designed antenna, which are printed on the opposite sides of an electrically thin dielectric substrate and connected through a parallel strip-line. An important advantage of this antenna is its simple structure, allowing it to be readily manufactured using PCB technology. This antenna is properly viewed as a seemly radiation element in antenna arrays. The influence of the length and the distance between the two strip dipole pairs on the input reflection coefficient ( $S_{11}$ ) is discussed. The proposed antenna is designed, which obtains a relative bandwidth of 62% ( $VSWR \leq 2.0$ ), and a relative bandwidth of 55% ( $VSWR \leq 1.5$ ), respectively, centered 2.3 GHz.

**[Key words]** broad-band antenna printed dipole strip-line