

## 脉冲无线电通信系统的正交定时估计方法

尹华锐 黄 徐佩霞 卫 国

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系 合肥 230027)

**摘要** 超宽带(UWB)通信是目前无线通信研究的热点,其中脉冲无线电(Impulse Radio, IR)技术采用亚纳秒脉冲信号作为信息传输的载体,数据传输速率大于100Mbps,具有超宽频谱和极低功率谱密度的优点。在采用IR技术的UWB通信中,脉冲的捕捉和同步是它的核心技术和难点。该文给出了采用基于正交分解进行脉冲同步的方法,相对于传统的使用匹配滤波器进行的定时估计和接收,具有结构简单,实现方便,在室内密集多径信道下和极大的符号间干扰下均能稳定工作的特点。仿真表明,该方法对多径捕获、脉冲重复频率和定时估计都有很好的性能。

**关键词** 脉冲无线电, 定时估计, 正交分解

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)09-1630-06

## Orthogonal Timing Recovery of Impulse Radio

Yin Hua-rui Huang Han Xu Pei-xia Wei Guo

(Department of Electronic Engineering and Information Science, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

**Abstract** Ultra Wide-Band(UWB) communication is the focus of the research of wireless communication. Impulse radio (IR) is one of the most important technology of UWB with data rate higher than 100Mbps and it has ultrawide frequency span and ultra low power spectra density. The timing recovery and pulse synchronization are the most critical problems of IR. In this paper, anovel mechanism based on orthogonal decomposition is proposed for joint timing recovering and multi-path components detection. Simulation shows that the algorithm has good performance on multi-path components detection, pulse repetition period estimation and timing recovery in dense multi-path environment with heavy ISI.

**Key words** Impulse radio, Timing recovery, Orthogonal decomposition

### 1 引言

FCC在2002年给出了最新的超宽带通信的定义<sup>[1]</sup>: (1) 带宽/中心频率不小于25%的信号; (2) 带宽大于500MHz的通信体制。前者主要采用基于脉冲无线电的调制技术实现,后者通常采用多带方案实现。在本文中,我们针对脉冲无线电通信体制进行研究。

Scholtz和Win在文献[2]提出了基于脉冲无线电的超宽带通信系统,该系统建议使用跳时(TH)和脉冲位置调制(PPM)进行通信。文献[3,4]给出了基于时间窗的理想模板相关接收的脉冲无线电接收机,但是该类接收机都面临本地脉冲和接收的信号脉冲获得完全同步的问题。FCC规定了IEEE802.15.3a(WPAN)必须使用[3.1GHz,10.6GHz]之间的无保护频带进行通信,这就要求脉冲通信必须使用脉冲宽度小于200ps的亚纳秒脉冲进行通信。文献[5]指出如果定时偏差超过脉冲宽度的20%,信噪比损失将导致系统不能正常工作。大带宽低色散的控制能力达到几十皮秒的延迟线在制造和应用上都面临非常大的困难,因此基于抽头延迟的理想模板相关接收方案尽管理论上具备最佳接收机的性能,但是却无法实现。另外差分接收机和非相干接收机也有文献提及<sup>[6,7]</sup>,但是其仅仅适合低速和使用环境简单的脉冲无线电系统,对

于高速和密集多径环境下的脉冲无线电系统性能较差。

Lee和Schultz在文献[8]中提出了一种基于锁相接收的方案,该方案使用正弦模板近似接收高斯脉冲信号和提取定时信息。该接收机有3个问题无法解决:(1)针对每一径信号必须独立进行锁相接收;(2)在获得同步之前,它无法获取信号的幅度,也无法选取合适的径进行接收;(3)其相位锁定点和接收信号存在一定的误差,该误差和接收信号的幅度相关,而接收机无法得知和抵消该误差。

因此采用文献[8]中的方法接收脉冲无线电信号,必然造成系统性能降低。

本文给出一种基于正交正弦信号分解接收信号的脉冲无线电接收机,其具有以下的特点:(1)在系统未获得同步时即可以获得各多径分量的能量和位置信息;(2)该接收机可以同时处理不同的多径信息。我们将分别给出基于这种接收机的多径提取算法、脉冲重复频率估计方法、最大似然(ML)符号定时估计方法以及定时信号的多径合并算法。然后给出了在IEEE802.15.3a中给出的4种室内超宽带通信信道模型下的仿真结果。

本文所介绍的方法可以类似的应用于采用DS-BPSK体制的UWB系统中。

### 2 系统模型和原理

在文献[2]中,Schultz等人给出了基于TH-PPM的IR超

宽带通信系统的信号表达式为

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N_p-1} \sum_{j=0}^{N_f-1} A_j w_{\text{rec}}(t - kT_s - jT_f - c_j^{(l)}T_c - \tau_i - \delta d_i) + n(t) \quad (1)$$

式中  $T_s$  为符号周期,  $T_f$  为时隙帧周期, 即脉冲重复周期,  $T_c$  为时隙帧内的一个时隙的宽度,  $T_s = N_f T_f$ ,  $N_f$  为一个符号内部时隙帧的个数,  $t$  为第  $l$  个用户的时钟,  $c_j^{(l)}$  为第  $l$  个用户的跳时序列在第  $j$  个时隙帧的值,  $\tau_i$  为第  $i$  径信号的时延,  $d_i$  为待调制的数字信息,  $n(t)$  是功率谱密度为  $N_0/2$  的高斯白噪声,  $w_{\text{rec}}(t)$  是接收到单个脉冲的波形, 在文献[2]中给出它的函数表达式为

$$w_{\text{rec}}(t) = \left(1 - 4\pi \left(\frac{t}{t_p}\right)^2\right) e^{-2\pi(t/t_p)^2} \quad (2)$$

式中  $t_p$  是波形系数。传统的同步捕捉电路都采用与理想接收波形相同的波形进行匹配接收。文献[8]中给出了一个基于正弦信号的近似最佳匹配模板。采用正弦模板引入的信噪比损失为

$$\text{SNR}_{\text{Loss}} = \frac{\left(\int_{-\Delta}^{\Delta} w(t) \cos(2\pi f_c(t - \tau_c)) dt\right)^2}{\int_{-\Delta}^{\Delta} \cos^2(2\pi f_c t) dt}$$

在文献[8]中忽略了  $\tau_e$  造成的影响和误差。式中  $\Delta$  为时间窗宽度。

我们采用的 UWB 系统的同步框图如图 1 所示。

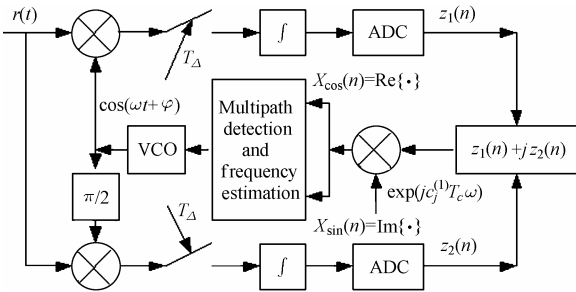


图 1 正交接收机框图

Fig.1 The architecture of Impulse Radio Orthogonal Receiver

假设 VCO 输出信号为  $\cos(\omega t + \varphi)$ , 考虑  $w_{\text{rec}}(t)$  被正弦信号分解的结果:

$$X_{\cos} = \int_{-\Delta}^{\Delta} \cos(\omega t + \varphi) w_{\text{rec}}(t) dt$$

$$X_{\sin} = \int_{-\Delta}^{\Delta} \cos\left(\omega t + \varphi - \frac{\pi}{2}\right) w_{\text{rec}}(t) dt$$

考虑到  $w_{\text{rec}}(t)$  是一个偶函数, 对上述 2 个表达式可化简表示为

$$\begin{cases} X_{\cos} = A_i f(\omega, 0) \cos(\varphi) \\ X_{\sin} = A_i f(\omega, 0) \sin(\varphi) \end{cases} \quad (3)$$

其中  $f(\omega, \varphi) = \int_{-\Delta}^{\Delta} \cos(\omega t + \varphi) w_{\text{rec}}(t) dt$ , 我们得到一个最基本的事实: 一个偶对称的无载波窄脉冲, 使用正交的 2 路正弦信号进行分解, 得到了一个类似于载波通信的正交接收的

结果。对于给定的接收信号, 分解结果仅仅和正弦信号的幅度和相位相关。如果把分解的结果组成一个矢量  $\mathbf{X} = \{X_{\cos}, X_{\sin}\}$ , 则(1) 该矢量的幅度由正弦信号的频率决定, 与正弦信号的相位无关; (2) 该矢量的相位与正弦信号的相位一致。需要指出的是, 对于奇对称的脉冲也有类似的结论。

于是我们发现对于无载波的脉冲信号和载波调制后的无线电信号一样可以实现正交接收, 其与正交正弦信号相关的结果可以由复数表示, 因此传统的用于载波通信正交接收的方法可以移植到脉冲无线电通信中。在文献[9]中给出了基于正交分解的脉冲无线电解调方法:

正交正弦信号  $\cos(\omega t + \varphi), \sin(\omega t + \varphi)$  对  $w_{\text{rec}}(t), w_{\text{rec}}(t - \delta)$  进行分解, 则分解得到的两个矢量的相位分别为  $e^{j\varphi}, e^{j(\varphi + \omega\delta)}$ , 在得到参考相位  $\varphi$  以后, 可以根据每个脉冲的分解结果与  $e^{j\varphi}, e^{j(\varphi + \omega\delta)}$  的距离来判断发送的数字信号。下面我们针对如何获得该参考信号进行讨论。

### 3 基于正交正弦接收机的脉冲无线电定时估计方法

现有的脉冲无线电通信系统的多径筛选方法, 都是建立在接收机能够准确地探测各个可能的时间位置上的多径信号的幅度。但是在同步获得之前, 采用抽头延迟线的相关接收机无法准确获取接收信号各多径幅度。与载波通信无线电信号不一样的是, 由于脉冲无线电信号必须采用时间窗的形式对各径信号进行接收, 各径信号时间域上正交。如果不能选择适当的多径分量对应的时间窗序列, 自然无法获取该径信号的定时估计。

在 IEEE802.15.3a 中定义了同步帧和数据帧的基本格式如图 2 所示, 其中(a)为同步帧, (b)为数据帧。

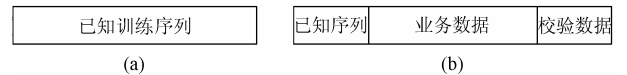


图 2 IEEE802.15.3a 同步帧和数据帧结构图

Fig.2 The structure of synchronization frame and data frame in IEEE 802.15.3a

同步帧传送已知训练序列经脉冲调制后的波形, 数据帧格式由固定数据的帧头和业务数据的数据部分组成。同步和定时的提取分为 3 个步骤完成, 如图 3 所示。

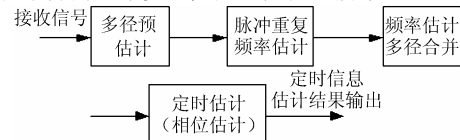


图 3 定时估计和多径信息获取流程图

Fig.3 Flow chart of timing recovery and multi-path detection

#### 3.1 定时获取前的多径预估计

为了简单地描述所估计的信号, 不妨假设发送的为全“0”的数字序列, 此时 VCO 输出的正交正弦信号的频率固定为  $\omega$ , 在  $t = 0$  时的相位为  $\varphi_0$ 。

则第  $l$  个用户的第  $i$  径信号的第  $m$  个脉冲的分解结果为

$$\left. \begin{aligned} X_{\cos}(i, m) &= A_i f(\omega, 0) \cos(\omega \tau_i + \varphi(m)) + n_1(m) \\ X_{\sin}(i, m) &= A_i f(\omega, 0) \sin(\omega \tau_i + \varphi(m)) + n_2(m) \\ X_{i, m} &= X_{\cos}(i, m) + j X_{\sin}(i, m) \\ &= A_i f(\omega, 0) e^{j(\varphi(m) + \omega \tau_i)} + N(m) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

其中  $\varphi(m) = \varphi_0 + m\omega T_f$ , 即 VCO 在  $t = mT_f$  时的正交正弦信号相位;  $n_1(m), n_2(m)$  是高斯白噪声在正交正弦信号上的分解结果, 与时间窗宽度  $\Delta$  相关。当时间窗宽度为正弦信号的半周期的整数倍时,  $n_1(m), n_2(m)$  是均值为 0, 方差为  $N_0\Delta/2$  的高斯随机变量。我们进一步假定存在  $h \in N$ ,  $|\omega T_f - 2h\pi| \ll 1$ , 即 VCO 的输出正弦信号的频率接近脉冲重复频率的整数倍。考虑到  $\cos, \sin$  函数的周期性, 可以近似认为:

$$\begin{aligned} \cos(\varphi(m) + \omega \tau_i) &\approx \cos(\varphi_0 + \omega \tau_i) \\ \sin(\varphi(m) + \omega \tau_i) &\approx \sin(\varphi_0 + \omega \tau_i) \end{aligned}$$

于是, 根据对前  $M$  个脉冲的分解得到关于第  $i$  径幅度的估计:

$$X_{a, i} = \frac{\sqrt{\left(\sum_{m=0}^{M-1} X_{\cos}(i, m)\right)^2 + \left(\sum_{m=0}^{M-1} X_{\sin}(i, m)\right)^2}}{M} \quad (5)$$

$X_{a, i}$  的概率分布符合瑞利分布, 其表达式如下:

$$f(x) = \frac{x}{\sigma_r^2} \exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_r^2} \left[x^2 + (A_i f(\omega, 0))^2\right]\right\} I_0\left(\frac{x A_i f(\omega, 0)}{\sigma_r^2}\right) dx \quad (6)$$

其中  $\sigma_r^2 = N_0\Delta/(2M)$ ,  $I_0(x)$  为零阶 Bessel 函数。

从式(5)可以看出使用该方法可以求出时延为  $\tau_i$  的多径幅度。从而得到多径分量时延能量分布图。仿真结果和性能分析见第 4 节。

获取了各个多径分量的能量分布以后, 根据能量大小选取若干径接收信号提取定时信息。在正交正弦分解的结果式(4)中, 如果  $\varphi(m) + \omega \tau_i$  保持一个恒定值, 则分解的结果构成的矢量保持一个稳定的相位, 则对一个数据帧信号的所有脉冲我们都可以得到其稳定的参考相位。特别地, 我们注意到调制数据为“1”时, PPM 调制等价于正交分解结果附加一个相位  $e^{j\omega\delta}$ , 因此只要我们获取了在  $d_i = 0$  的分解结果, 就可以得到解调定时信息。由于收发双方的时钟频率不一致, 如何使得在不同时刻的脉冲其“0”和“1”脉冲的分解信息恒定就成为定时获取的重要问题。

### 3.2 脉冲重复频率提取

假定 VCO 当前输出正弦信号的频率为  $\omega$ ,  $h$  是使得  $|\omega T_f - 2h\pi|$  最小的一个整数, 该整数由发送参数  $T_f$  和接收方本地 VCO 的频率范围唯一确定。第 4 节的性能分析中将给出该频率的选取原则。

我们记  $\varphi_E = \omega T_f - 2h\pi$ , 这个相位可以认为是 VCO 经过 1 个  $T_f$  后的相位迁移, 则从式(4)可以得到下述的表达式:

$$X_{i, m} = A_i f(\omega, 0) e^{j(m\varphi_E + \omega \tau_i)}$$

我们假定发送方发送了长度为  $LM$  的一段全 0 调制序列, 将接收到的脉冲分为  $L$  段, 每段信号有  $M$  个脉冲。定义:

$$\begin{aligned} X_i(l) &= \sum_{m=lm}^{(l+1)M-1} X_{i, m} \\ &= A_i f(\omega, 0) e^{j\omega \tau_i} e^{jM\varphi_E} \frac{1 - e^{jM\varphi_E}}{1 - e^{j\varphi_E}} + N(l), \quad 0 \leq l \leq L-1 \end{aligned}$$

式中  $N(l)$  是均值为 0, 方差为  $N_0\Delta M/2$  的高斯随机变量。

定义矢量  $\Theta_i = \{\phi_i(l), 0 \leq l \leq L-2\}$ ,  $\phi_i(l) = \arg(X_i(l+1)/X_i(l))$ , 则根据第  $i$  径信号得到的补偿频率  $(\Delta\omega)_i = \left(\sum_{n=0}^{L-2} \phi_i(l)\right) / ((L-1)MT_f)$ 。需要强调指出的是采用分段方式是必须的, 从理论上该表达式可以化简为非分段的方式, 但是需要考虑发送方的脉冲重复频率和本地接收频率的差别可能导致在一个同步帧内发送时钟和接收时钟的相位差超过  $2\pi$  以及本地时钟产生的时间窗序列与接收脉冲之间误差造成脉冲偏离出时间窗的问题。

注意上述方法仅仅使用第  $i$  径的信息提取了发送方的脉冲重复频率。考虑超宽带系统使用的密集多径的室内环境, 仅仅使用 1 径信息获取脉冲重复频率是不可靠的。我们采用了载波无线通信系统中多径合并的思想, 实现脉冲无线通信的脉冲重复频率的多径合并。

假设选取能量最大的  $N_i$  径信号进行定时提取, 由 3.1 节的算法已经获取到各径信号的幅度, 将根据各单径估计出的  $N_i$  个补偿频率进行幅度加权得到最终的补偿频率为

$$\Delta\omega = \sum_{i=0}^{N_i-1} A_i (\Delta\omega)_i \left/ \left( \sum_{i=0}^{N_i-1} A_i \right) \right. \quad (7)$$

于是  $\omega' = \omega + \Delta\omega$  为本地 VCO 时钟的频率, 因为  $h$  唯一确定, 于是得到估计的  $T_f = \frac{2\pi h}{\omega + \Delta\omega}$ , 于是在接收方获得脉冲重复周期, 进一步可以得到符号周期  $T_s, T_c, \delta$  等。

### 3.3 各径信号的多径信息和参考相位获取

前面我们根据同步帧得到了发送信号的脉冲重复频率, 注意到 IEEE802.15.3a 中, 上下行数据采用了 TDD 分时传送的方式。由于本地时钟和发送时钟不可避免地存在有细微的差别, 由此引入的相位积累误差将影响解调的参考相位, 接收方需要在每次接收开始的时候重新计算参考相位。

由于超宽带通信系统应用于室内通信, 具有准静止信道的特点。即在一个数据帧内部认为信道状况相对静止, 不同的帧之间的信道是可能变化的。因此需要每个数据帧估计多径和对每个多径进行定时估计, 忽略本地脉冲重复频率和发送的脉冲重复频率的误差在一帧内造成的相位变化。

固定接收方 VCO 的输出正交正弦信号的频率  $\omega'$ , 对接收信号的每一个可能的多径脉冲进行分解。这里针对第  $i$  径的帧头已知序列的  $M$  个脉冲进行分析可得到分解结果为

$$X_{i, m} (0 \leq m \leq M-1), \text{参考相位 } \varphi_{\text{ref}} \text{ 和信号幅度由下述表达式}$$

给出:

$$\varphi_{\text{ref}} = \arg \left( \sum_{i=0}^{M-1} X_{i,m} \right) \quad (8)$$

$$A_i = \left| \sum_{m=0}^{M-1} X_{i,m} / M \right| \quad (9)$$

## 4 性能分析与仿真

### 4.1 同步前的多径预捕获

在同步前多径预捕获时, 对式(4)作了  $\varphi(m) \approx \varphi_0 + 2h\pi$  的近似, 该近似成立的条件是  $|\omega T_f - 2h\pi| \ll 1$ 。我们讨论这个误差对性能的影响。记  $\varphi_{\text{err}} = \omega T_f - 2h\pi$ ,  $h$  是使得该变量最小的整数, 很显然  $-\pi \leq \varphi_{\text{err}} \leq \pi$ 。于是式(4)可以重新写成:

$$X_{i,m} = A_i f(\omega, 0) e^{j(\varphi_0 + \omega\tau_i)} e^{jm\varphi_{\text{err}}} + N(m) \quad (10)$$

于是得到最后的估计量为

$$X_i = \sum_{m=0}^{M-1} X_{i,m} = A_i f(\omega, 0) e^{j(\varphi_0 + \omega\tau_i)} \frac{1 - e^{jM\varphi_{\text{err}}}}{1 - e^{j\varphi_{\text{err}}}} + N(m) \quad (11)$$

式中  $N(m)$  是均值为 0, 方差为  $N_0 M \Delta/2$  的高斯随机变量。可以看出相位误差的积累对估计结果有直接的影响, 其取决于发送方和接收方的时钟差以及接收信号的持续时间(脉冲个数), 脉冲个数越多, 积累的相位误差也越大, 有可能出现用来估计的脉冲数据越多性能反而下降的情况。

一般地, 若发送方时钟和接收方时钟频率差为  $\omega_e$ , 则我们可以近似给出  $M$  的取值:

$$M = \pi / (4\omega_e T_f)$$

图 4 是对 Intel Co.Ltd 为 IEEE 802.15.3a 提供的室内短距离无线通信第一类信道模型 CM1 实现 1 使用正交分解求取多径时延和幅度图谱结果。纵坐标为相应时延的多径归一化能量。由于多径异常密集, 我们将时延为 11ns-13ns 和 5.5ns-8.5ns 之间的 2 个片段放大显示, 可以看出基本上正确的按照比例估计出了每一径信号的幅度和时延。仿真中使用 60 个符号进行估计, 符号能量和噪声功率谱密度的比值  $E_s / N_0 = 3.3\text{dB}$ 。仿真参数如下:  $c_j^{(l)} = \{2, 1, 2, 0, 0\}$ ;  $T_s = 10.5\text{ns}$ ,  $T_f = 2.1\text{ns}$ ,  $T_c = 0.42\text{ns}$ ,  $\delta = 70\text{ps}$ ,  $\omega_0 = 7.142857\text{GHz} - 100\text{kHz}$ 。

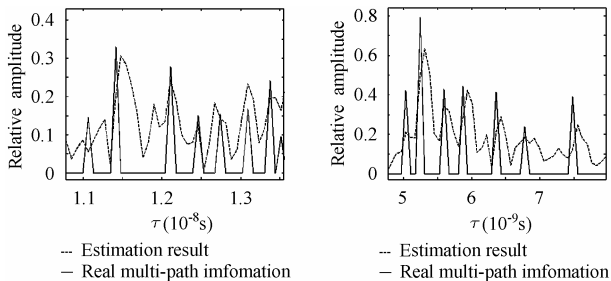


图 4 正交分解得到的多径信息局部方法图

(a) 11ns-13.5ns 多径信息局部放大 (b) 5ns-7.5ns 多径信息局部放大

Fig.4 Multi-path information extracted by orthogonal decomposition in CM1-1

(a) 11ns-13.5ns multi-path information in detail

(b) 5ns-7.5ns multi-path information in detail

注意, 我们在仿真中使用本文所描述的方法的时候, 对

原信号与正交两路信号相关后的结果是以正弦信号的半周期 70ps 为采样间隔取样得到的。在图 5 中我们给出了一个典型的多径信息匹配滤波器方法和正交分解方法得到的多径信息对比, 其采样间隔都为 70ps, 图 5 中横坐标为时延, 分为 3 个子图, 图 5(a)为使用匹配滤波器相关接收得到的结果, 图 5(b)是使用本文给出的多径估计方法得到的多径信息, 图 5(c)是真实的多径信息。此时可以看出正交分解的方法估计出的多径相对幅度准确度比匹配滤波器方法要高得多。

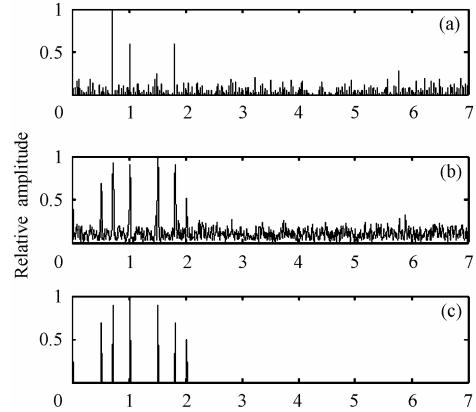


图 5 正交预估计结果和使用相关方法得到的多径信息对比

(a) 相关方法获取的多径信息 (b) 未用正交分解得到的多径信息

(c) 真实的多径信息

Fig.5 Compare of orthogonal estimation result and correlation algorithm

(a) Estimation result of match filter receiver

(b) Estimation result of orthogonal receiver

(c) Real multi-path information

由于正弦模板并非理想模板, 使用其估计各多径幅度毕竟带来信噪比的损失, 下面评估这个信噪比损失的大小。

在多径幅度估计中不妨假设  $\tau_i = 0, \varphi_0 = 0$ , 则在单径高斯加性白噪声情况下信噪比的损失可以由下面的表达式给出:

$$\text{SNR}_d = \frac{\int_{-A}^A \cos(\omega t) w_{\text{rec}}(t) dt \int_{-\infty}^{\infty} w_{\text{rec}}(t) n(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} w_{\text{rec}}^2(t) dt \int_{-A}^A \cos(\omega t) n(t) dt}$$

该信噪比损失和脉冲波形、时间窗宽度以及正交正弦信号的频率相关。考虑到时间窗产生的可实现性和难易程度, 我们采用了正弦信号的半周期整数倍作为时间窗长度。我们选定了半周期宽度的 3 倍作为时间窗宽度, 仿真中  $t_p = 130\text{ps}$ , 仿真结果如图 6 所示。图 6 中横坐标为正弦信号的频率, 纵坐标为信噪比损失。从图 6 中可以看出在  $\omega = 7.1428 \times 2\pi \times 10^9 \text{ rad/s}$  的情况下取得信噪比损失最小, 为 1.44dB, 但是

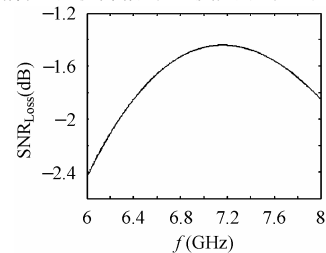


图 6 正交正弦相关接收相对于理想模板接收信噪比损失

Fig.6 SNR loss of orthogonal sinusoidal receiver

我们同时注意到在一个相当大的范围内(6.8GHz-7.4GHz)其衰减增加不到 0.1dB, 因此我们完全可以把这个看成是一个平坦区域处理。模拟显示最佳频率点和  $t_p$  有这样的关系:

$$\omega_{opt} = 0.93112(\pi/t_p) \quad (12)$$

可以看出必须使脉冲重复频率的若干整数倍点落在该最优频率附近, 实际上这个要求很容易满足, 因为在宽度达到几百兆赫的范围其基本变化不超过 0.1dB。顺便指出, 根据式(3)可以看出在接收到某径信号幅度一定,  $e^{j\omega\delta} = \pi$  的情况下, 使用正交正弦相关接收达到最大的符号距离。

于是我们得到脉冲无线电系统使用正交定时估计和接收的最优化频率  $\omega_{opt}$  满足以下条件:

$$(1) \omega_{opt} \approx 2\pi \frac{0.93111}{t_p}; (2) \omega_{opt} = \frac{2h\pi}{T_f}, h \in N; (3) \omega_{opt}\delta = \pi。$$

### 4.2 脉冲重复频率估计

脉冲重复频率是定时估计的关键, 其估计精度直接决定数据帧解调的参考相位漂移。我们注意到在 IEEE802.15.3a 中数据帧长为几十微秒。脉冲重复频率的估计结果存在一定的估计误差, 根据数据帧头的固定调制数据得到的参考相位必然发生漂移。一般地, 该参考相位在一个数据帧内的漂移最大不能超过  $\pi/4$ , 因此要求频率误差小于 2.5kHz(我们假设数据帧长度为 50  $\mu$ s)。我们在图 7 中给出了在 4 种信道模型数据下的脉冲重复频率估计结果与真实脉冲重复频率误差小于 2.5kHz 的概率。图中给出了 3 径合并, 2 径合并以及幅度最大径单独估计的结果, 可以看出使用较多的径进行合并的结果明显好于单径的结果, 特别注意到在信道多径最为复杂的 CM4 信道中, 采用 3 径估计的效果明显的比 2 径估计和单径估计有很大的改善, 估计可靠性有很大的提高。图 8 中给出了不同的信道下使用 3 径合并频率估计误差的概率分布图。仿真结果在下列条件下获得:  $T_s = 10.5ns$ ,  $T_f = 2.1ns$ ,

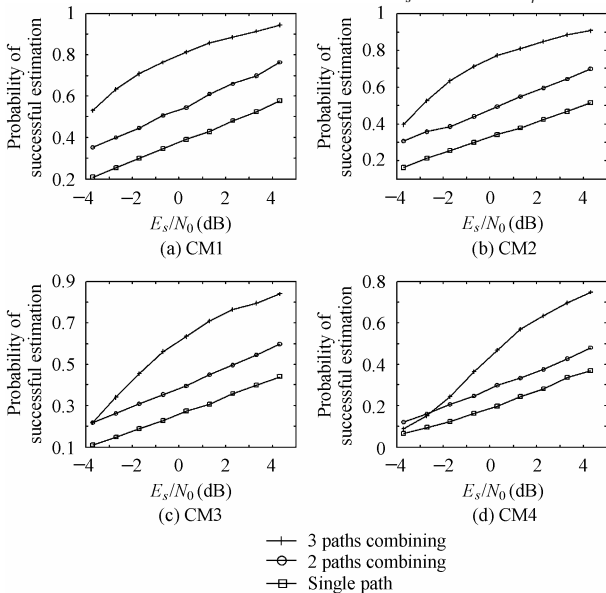


图 7 CM1-CM4 脉冲重复频率估计多径合并结果效果对比图  
Fig.7 Successful estimation of pulse repetition period with different number paths rake algorithm in CM1-CM4

$T_c = 0.42ns$ ,  $\delta = 70ps$ ,  $t_p = 130ps$ ,  $c_j^{(l)} = \{2, 1, 2, 0, 0\}$ ,  $\omega_0 = 7.1427 \times 2\pi \times 10^9$  rad/s,  $E_s/N_0$  从 -4dB 到 5dB 变化时估计的脉冲重复频率和真实的脉冲重复频率的误差概率分布。其中  $E_s$  为符号能量(为构成 1 个符号的 5 个脉冲能量之和)。

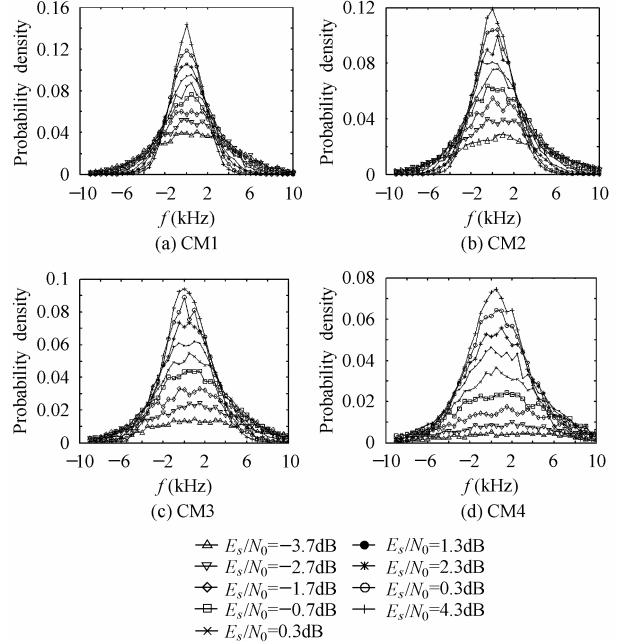


图 8 CM1-CM4 信道下不同信噪比脉冲重复频率估计误差分布  
Fig.8 The probability distribution of pulse repetition period estimation result under different SNR in CM1-CM4

图 9 是采用 3 径合并后的 CM1-CM4 信道情况估计的脉冲重复频率和真实频率的误差分布函数图。横坐标为频率误差, 纵坐标是概率分布。该估计是在脉冲调制参数与估计多径的参数相同时, 总共使用了 1000 个符号进行估计, 分为 20 段, 每段 50 个符号。总的信号持续时间为 10.5 $\mu$ s。

### 4.3 定时误差分析

为了便于与使用相关接收方法进行对比, 对于正交分解的定时估计误差可以作如下表示:

若第  $i$  径在第  $k$  个时间窗  $[k\pi/\omega, (k+3)\pi/\omega]$  取得, 其估计出的参考相位为  $\varphi_i$ , 则第  $i$  径的定时结果为

$$\hat{\tau}_i = \begin{cases} \frac{\pi(k+2) + \varphi_i}{\omega}, & k \text{ 是偶数} \\ \frac{\pi(k+1) + \varphi_i}{\omega}, & k \text{ 是奇数} \end{cases} \quad (13)$$

定时误差  $\delta\tau = |\tau_i - \hat{\tau}_i|$ 。

在图 9 中我们看出在脉冲重复频率已知和符号信噪比大于 -3.7dB 时, 取样周期为 脉冲重复周期的情况下只需要使用超过 40 个符号进行定时估计即可使得定时平均误差小于 4ps, 可以满足解调的需求。使用相关接收的方法定时平均误差在取样周期的一半左右。因此为了达到同样精度的定时估计, 必须使用 10ps 的取样速度, 这在很长的一段时间内都是很难实现的, 因此正交正弦分解定时估计方法在同等定时精度下其取样速度要求明显降低。正交定时能够达到这个精度的根本就在于使用了正交分解的 2 路结果得到相位误差补

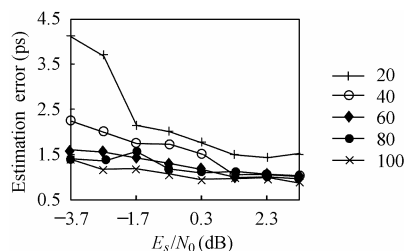


图 9 正交分解的定时估计性能

Fig.9 Estimation error of orthogonal timing recovery

偿该径信号和本地正交信号的相位差, 在较低的取样精度下即可得到更精确的定时。

## 5 结束语

本文给出了基于正交正弦接收的脉冲无线电定时估计方法, 首先通过正交 2 路正弦信号对接收到的脉冲无线电信号进行分解, 解决了未同步之前的多径信息提取问题。估计发送脉冲重复周期和本地接收时钟的频率差, 多径合并各支路得到的结果得到更精确地脉冲重复频率, 使本地时钟和发送时钟实现频率精确同步。然后再估计每一个数据帧每径接收信号的相位并用之于解调。该算法仅仅在估计多径信息比使用理想模板无限精度取样估计损失 1.44dB 的信噪比, 在 Intel 公司给出的典型的 4 类室内无线通信信道模型的密集多径信道环境中, 估计精度远远高于相同取样精度的相关接收的估计方法。该方法对不同的信道和极大的 ISI 情况下适应性好, 均可稳定工作。该方法是脉冲无线电信号接收的一个非常优越的技术方法。

## 参 考 文 献

[1] FCC Notice of Proposal Rule Making (NPRM), Revision of Part 15 of the Commissions Rule's Regrading Ultra-wideband

Transmission Systems,11, May, 2000. [www.fcc.gov/Bureaus/Engineering\\_Technology/Notice/2002](http://www.fcc.gov/Bureaus/Engineering_Technology/Notice/2002).

- [2] Win M Z, Scholtz R A. Impulse radio how it works. *IEEE Communication Letters*, 1998, 2(2): 36-40.
- [3] Lee H, Sungbim Im. New impulse radio receivers in multi-path environment. *IEEE Conference on Vehicular Technology, Birmingham, 2002: 1891-1895.*
- [4] Ma Yao, Chin F, Kanan B, *et al.*. Acquisition performance of an ultra wideband communications system over a multi-access fading channel. *IEEE Conference on Ultra wide-band systems and Technologies, Baltimore, MD, 2002: 99-104.*
- [5] Huang Han, Yin Hua-ru, Wei Guo. Orthogonal receiver for impulse radio. *IEEE Conference for Vehicular Technology, Dallas, Texas, 2004, in print .*
- [6] Lovelace W M, Townsend W K. The effects of timing jitter on the performance of impulse radio. *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Baltimore, MD, 2002: 251-254.*
- [7] Yang L, Giannakis G B, Swami A. Noncoherent ultra-wideband radio. in *Proc. MILCOM Conf., Monterey, CA 2004, in print.*
- [8] Lee S. Design and analysis of ultra-wide bandwidth impulse radio receiver [Ph.D thesis]. University of South California, August 2002.
- [9] Chao Y, Scholtz R A. Optimal and suboptimal receivers for ultra wide-band transmitted reference systems. in *Proc. Global Telecommunications Conf, San Francisco, CA, 2003: 744-748.*

尹华锐: 男, 1973 年生, 讲师, 研究方向为无线通信、通信对抗。

黄 晗: 男, 1977 年生, 博士生, 研究方向为无线通信。

徐佩霞: 女, 1941 年生, 教授, 研究方向为数字通信、信号处理。

卫 国: 男, 1959 年生, 教授, 研究方向为无线通信。