

## UWB-OFDM 系统的符号盲同步方法

李长青 刘丹谱 乐光新  
(北京邮电大学电信工程学院 北京 100876)

**摘要:** 该文提出一种适合于UWB-OFDM系统的符号盲同步方法。该方法是基于UWB-OFDM符号中的ZP功率出现规律性的分布特性,利用滑动窗能量检测的办法来进行符号同步。研究了高斯信道和UWB信道下的符号同步方法,并详细分析了UWB信道下接收信号的能量分布特性。为了提高同步性能,设计了多滑动窗方法代替双滑动窗方法。计算机仿真分析表明该方法无论在高斯还是UWB信道下都具有优异的性能。

**关键词:** 符号定时同步; UWB-OFDM; CP-OFDM; 能量检测; S-V信道模型; 多滑动窗

中途分类号: TN919.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)07-1895-05

## A Robust Blind Symbol-Timing Synchronization for UWB-OFDM Systems

Li Chang-qing Liu Dan-pu Yue Guang-xin  
(Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract:** A robust blind symbol-timing synchronization scheme applicable to UWB-OFDM systems is presented. The proposed method is based on ZP (Zero-padded Prefix) power collection in the UWB-OFDM symbols whose ZP average power distribute regularly in the slide windows. The synchronization schemes in both Gaussian channel and UWB channel are investigated. Average power distribution of the received signal in UWB channel is analysed detailedly in order that symbol synchronizes accurately. A multi\_slide\_windows method is designed in order to improve the performance of synchronization. Finally computer results are also demonstrate the superior performance of the new method in both Gaussian channel and UWB channel.

**Key words:** Symbol-timing synchronization; UWB-OFDM; CP-OFDM; Power detection; S-Vmodel; Multi-slide-windows

### 1 引言

UWB-OFDM(UltraWide Band-Orthogonal Frequency-Division Multiplexing)方案为Intel等公司的一种多带超宽带系统方案。UWB-OFDM基本思想<sup>[1]</sup>是把频带(3.1GHz-10.6GHz)分成若干个 528 MHz子带,每一个子带用OFDM调制(128-point IFFT/FFT, QPSK)。

传统的OFDM技术是一种对抗多径衰落的有效的调制技术。为了最大限度地消除符号间干扰(ISI),还可以在每一个OFDM符号之间插入保护间隔GI (Guard Interval),而且该保护间隔长度 $T_g$ 一般要大于无线信道的最大时延扩展,这样一个符号的多径分量就不会对下一个符号造成干扰<sup>[2]</sup>。信道的扩散性破坏子载波之间的正交性,导致子载波间干扰(Inter-Channel Interference, ICI)。为了消除由于多径所造成的ICI, OFDM符号需要在其保护间隔内加入循环前缀(Cyclic Prefix, CP)<sup>[3]</sup>。通过在符号前端插入一个CP,可以有效消除ISI和ICI。

假设数据块的长度为  $N$ , 加入长度为  $L$  的 CP 后,在接

收端,将长度为  $N+L$  的符号块的前  $L$  个符号丢弃。这种方法使原来发送信号与信道响应的线性卷积变为圆卷积。通过在 OFDM 符号中加入 CP,不仅消除了 ICI 和 ISI,而且把信道变成了  $N$  个独立的并行子信道。

UWB-OFDM 系统在 GI 内,不插入任何信号,即是零前缀 (Zero-padded Prefix, ZP)。在这种情况下,也可消除 OFDM 符号块间的干扰(ISI)。然而由于多径传播的影响,子载波之间的正交性遭到破坏,则会产生 ICI,即不同的子载波之间产生干扰。为了消除 ICI, UWB-OFDM 系统的接收端需做一定的改进。

如图 1 所示, UWB-OFDM 系统的接收端与 CP-OFDM 系统比较起来,只做了轻微的改动。如果 ZP 的长度为  $L$ ,

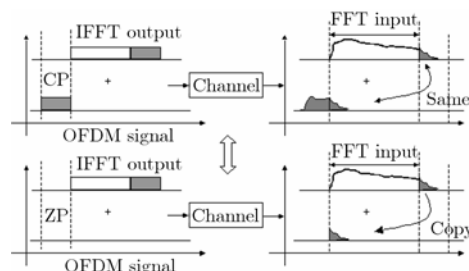


图 1 CP-OFDM 和 UWB-OFDM 的区别

2005-12-30 收到, 2006-07-21 改回

国家自然科学基金(60472070), 教育部科学技术研究重点项目(105035)和高等学校博士学科点专项科研基金(20050013005)资助课题

FFT的计算长度为 $N$ ，对于任一个接收符号 $\{r_{k-N-L+1}, r_{k-N-L+2}, \dots, r_k\}$ ，按照式(1)所示办法计算FFT的输入时，就与CP-OFDM一样，可以消除ICI。

$$r_{(k-N+1):(k-N+L)} = r_{(k-N+1):(k-N+L)} + r_{(k+1):(k+L)} \quad (1)$$

综上所述，CP-OFDM系统只作轻微改动便可成为UWB-OFDM系统。与CP-OFDM系统相比较，UWB-OFDM系统有同样的对抗多径的能力；CP的引入会带来信息速率和功率的损失(功率损失： $10\log((N+L)/N)$ )，而ZP的引入只有信息速率损失，没有功率损失，这对于功率受限的UWB系统来说尤为重要；另外，ZP的引入还有平滑功率谱的作用<sup>[1]</sup>。

## 2 UWB-OFDM 系统的符号同步算法

OFDM符号同步算法大体可分为两类：一类是数据辅助型的，另一类是非数据辅助型，也叫盲同步。非数据辅助型算法以Van de Beek 等人提出的基于最大似然函数(ML)算法为代表<sup>[4]</sup>，该算法利用了CP与OFDM 符号的最后部分完全相同这个特性进行符号同步。显然，UWB-OFDM系统不再具备这个特性。目前，UWB-OFDM系统的物理层方案采用的是发送训练序列方式(数据辅助型)<sup>[1]</sup>，还没有人讨论盲同步方法。

但是，在UWB-OFDM系统中，由于32个ZP和5个保护间隔的插入，接收信号中出现有规律的空闲传输段。在图2中，除了第1个UWB-OFDM符号以外，每个FFT输入前都出现37个0，这样我们可将5个零后缀看成ZP的一部分。本文正是根据UWB-OFDM系统这个特性，提出基于接收信号能量测量的“双滑动窗分组检测”方案来实现OFDM符号同步，如图2所示。

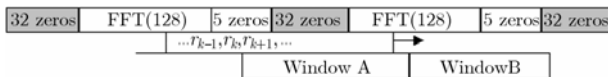


图2 双滑动窗分组检测符号同步方法

具体方法：计算两个连续滑动窗口A、B的接收能量 $a_n$ 、 $b_n$ ，通过计算 $m_n = b_n/a_n$ 峰值点确定符号的起始位置。窗口A、B的长度选为 $L=37$ 。

$$a_n = \sum_{m=0}^{L-1} r_{n-m} r_{n-m}^* = \sum_{m=0}^{L-1} |r_{n-m}|^2, \quad a_{n+1} = a_n + |r_{n+1}|^2 - |r_{n-L+1}|^2 \quad (2)$$

$$b_n = \sum_{j=1}^L r_{n+j} r_{n+j}^* = \sum_{j=1}^L |r_{n+j}|^2, \quad b_{n+1} = b_n + |r_{n+L+1}|^2 - |r_n|^2 \quad (3)$$

两窗口的能量比：

$$m_n = b_n / a_n \quad (4)$$

### 2.1 高斯信道下的同步算法

假设信号和噪声的平均功率分别为 $S$ 和 $N_0$ 。每个接收数据的总的功率 $P_r^k$ ，其中包含的信号和噪声功率分别为 $P_S^k$ 和 $P_n^k$ 。

$$r_k = S_k + n_k \Rightarrow P_r^k = P_S^k + P_n^k \quad (5)$$

当一个OFDM符号的 $L$ 个0中的 $L_1$  ( $0 \leq L_1 \leq L$ )个样值进入窗口A时(图4(a))，有

$$m_{L_1} = \frac{\sum_{j=L-L_1+1}^{2L-L_1} P_r^{k+j}}{\sum_{j=0}^{L_1-1} P_n^{k-j} + \sum_{j=1}^{L-L_1} P_r^{k+j}} = \frac{\left( \sum_{j=L-L_1+1}^{2L-L_1} P_S^{k+j} + \sum_{j=L-L_1+1}^{2L-L_1} P_n^{k+j} \right) / L}{\left( \sum_{j=0}^{L_1-1} P_n^{k-j} + \sum_{j=1}^{L-L_1} P_n^{k+j} + \sum_{j=1}^{L-L_1} P_S^{k+j} \right) / L} \approx \frac{\frac{S}{N_0} + 1}{S \times \frac{L-L_1}{L} + N_0} = \frac{\frac{S}{N_0} + 1}{\frac{S}{N_0} \left( 1 - \frac{L_1}{L} \right) + 1} \geq 1 \quad (6)$$

当OFDM符号的 $L$ 个0中有 $L_2$  ( $0 \leq L_2 \leq L$ )个样值离开窗口A进入窗口B时(图4(b))，有

$$m_{L_2} = \frac{\sum_{j=L_2}^{L-1} P_n^{k-j} + \sum_{j=L}^{L+L_2-1} P_r^{k-j}}{\sum_{j=0}^{L_2-1} P_n^{k-j} + \sum_{j=0}^{L-L_2-1} P_r^{k+j}} = \frac{\left( \sum_{j=L_2}^{L-1} P_n^{k-j} + \sum_{j=L}^{L+L_2-1} P_S^{k-j} + \sum_{j=L}^{L+L_2-1} P_n^{k-j} \right) / L}{\left( \sum_{j=0}^{L_2-1} P_n^{k-j} + \sum_{j=0}^{L-L_2-1} P_S^{k+j} + \sum_{j=0}^{L-L_2-1} P_n^{k+j} \right) / L} \approx \frac{\left( 1 - \frac{L_2}{L} \right) \times \frac{S}{N_0} + 1}{\frac{L_2}{L} \times \frac{S}{N_0} + 1} \quad (7)$$

由式(6)、式(7)可知， $L_1 \uparrow \Rightarrow m_{L_1} \uparrow, L_2 \uparrow \Rightarrow m_{L_2} \downarrow$ ，当一个OFDM符号的 $L$ 个0的最后一个样值 $r_k$ 完全进入窗口A时，即 $L_1=L, L_2=0$ 时，有峰值：

$$m_{L_1} = m_{L_2} = m_{\text{peak}} \approx \frac{S}{N_0} + 1 \quad (8)$$

可由式(6)、式(7)、式(8)来判断一个OFDM符号的起始位置。

### 2.2 UWB信道下的同步算法

由于UWB信道的多径成簇到达，多径平均功率用双指数衰减描述<sup>[5]</sup>：

$$E[|h_{k,l}|^2] = \Omega_0 e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma} \quad (9)$$

$E[\ ]$ 表示统计平均， $\Omega_0$ 为首径的平均功率， $T_l$ 为第 $l$ 个路径簇的时延， $\tau_{k,l}$ 为第 $l$ 个路径簇中第 $k$ 个径相对于簇时延 $T_l^c$ 的相对时延，对应的信道参数配置见表1。

为了分析方便，以信道模型CM3模式为例，平均取 $u(u=2)$ 簇，每簇 $v(v=8)$ 条径，径之间为等间隔(间隔为单位1)。由表1和式(9)得每条径的能量：

表 1 UWB-OFDM 信道模型参数

模型参数	CM1	CM2	CM3	CM4
簇到达率 $\Lambda(1/\text{nsec})$	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
簇内多径到达率 $\lambda(1/\text{nsec})$	2.5	0.5	2.1	2.1
簇衰减指数 $\Gamma$	7.1	5.5	14.00	24.00
簇内多径衰减指数 $\gamma$	4.3	6.7	7.9	12
均方根时延扩展(ns)	5.0	8	15	26
NP (85%)	4.2	6.5	9.7	15.6
仿真所取径数	8	12	16	26

$$E\left[|h_{(l-1)v+k}|^2\right] = \Omega_0 e^{-(l-1)v/14} e^{-(k-1)/7.9},$$

$$l = \{1, \dots, u\}, k = \{1, \dots, v\} \quad (10)$$

在 UWB 多径信道  $h(k)=[h_k, h_{k+1}, \dots, h_{k+H-1}]$  条件下,  $H \leq 32$ , 输入信号块  $D(k): \{S_k, S_{k+1}, \dots, S_{k+N-1}\}$  的长度为  $N=128$ , 紧跟  $D_k$  的是前一数据块的  $L$  个 ZP。根据卷积的性质, 接收数据  $r_k = S_k^* h_k$  的数据长度是  $(N+H-1)$ , 将有  $(H-1)$  个数据叠加到 ZP 区域。ZP 的实际长度变成  $(L-H+1)$ , 如图 3 所示。



图 3 多径延时的影响

将接收信号表示为

$$\begin{bmatrix} r'_k \\ r'_{k+1} \\ \vdots \\ r'_{k+H-2} \\ r'_{k+H-1} \\ \vdots \\ r'_{k+N-1} \\ r'_{k+N} \\ \vdots \\ r'_{k+N+H-2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_k & 0 & \dots & 0 & 0 \\ S_{k+1} & S_k & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ S_{k+H-2} & S_{k+H-3} & \dots & S_k & 0 \\ S_{k+H-1} & S_{k+H-2} & S_{k+H-3} & \dots & S_k \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ S_{k+N-1} & S_{k+N-2} & \dots & S_{k+N-H-3} & S_{k+N-H-2} \\ 0 & S_{k+N-1} & S_{k+N-2} & \dots & S_{k+N-H-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & S_{k+N-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_k \\ h_{k+1} \\ h_{k+2} \\ \vdots \\ h_{k+H-2} \\ h_{k+H-1} \\ \vdots \\ n'_k \\ n'_{k+1} \\ \vdots \\ n'_{k+H-2} \\ n'_{k+H-1} \\ \vdots \\ n'_{k+N-1} \\ n'_{k+N} \\ \vdots \\ n'_{k+N+H-2} \end{bmatrix} \quad (11)$$

把式(11)写成矩阵形式:  $r' = S \times h + n'$ ,  $S$  为  $(N+H-1) \times H$  的托普尼兹(Toeplitz)矩阵, 它所有对角线上的元素相等,  $S$  矩阵的前  $(H-1)$  行和后  $(H-1)$  行包含 0, 因此,  $r'$  的前

$(H-1)$  个和后  $(H-1)$  个采样存在边界效应。

对多径信道作能量归一化处理, 有

$$[h_k, h_{k+1} \dots h_{k+H-1}] \rightarrow \left[ \frac{h_k}{\sqrt{|h_k|^2 + |h_{k+1}|^2 + \dots + |h_{k+H-1}|^2}}, \dots, \frac{h_{k+H-1}}{\sqrt{|h_k|^2 + |h_{k+1}|^2 + \dots + |h_{k+H-1}|^2}} \right] \Rightarrow \sum_{i=-\infty}^{\infty} |h_{k+i}|^2 = 1 \quad (12)$$

下面分析通过 UWB 信道后接收信号  $r'$  的能量分布特性。UWB 多径信道, 按式(12)作归一化处理, 由于托普尼兹矩阵存在边界效应, 并且  $r'_k, h_k, n_k$  之间相互独立, 由式(10), 式(11), 式(12)可得

$$E\{|r'_{k+i}|^2\} = E\left\{\left[\sum_{j=0}^i S_{k+i-j} h_{k+j} + n_{k+i}\right] \cdot \left[\sum_{j=0}^i S_{k+i-j} h_{k+j} + n_{k+i}\right]^*\right\}$$

$$= S \times E\left\{\sum_{j=0}^i |h_{k+j}|^2\right\} + N_0, \quad 0 \leq i \leq H-2 \quad (13)$$

同样的分析可得接收数据  $r'_k = S_k^* h_k$  的(数据长度是  $(N+H-1)$ )能量分布特性:

$$E\{|r'_{k+i}|^2\} = \begin{cases} E\left\{\sum_{j=0}^i |h_{k+j}|^2\right\} \times S + N_0, & 0 \leq i \leq H-2 \\ S + N_0, & H-1 \leq i \leq N-1 \\ E\left\{\sum_{j=i-N+1}^{H-1} |h_{k+j}|^2\right\} \times S + N_0, & N \leq i \leq N+H-2 \end{cases} \quad (14)$$

从式(14)可以看出, 接收信号一个 OFDM 符号的 FFT 输入的前  $(H-1)$  (区间  $\{0, H-2\}$ ) 个符号能量递增到接近数据平均能量  $S+N_0$ , 而下一个 OFDM 符号的 ZP 的前  $(H-1)$  (区间  $\{N, N+H-2\}$ ) 个符号能量从接近  $S+N_0$  递减到接近噪声能量  $N_0$ 。而且随着  $i$  的改变, 区间  $\{N, N+H-2\}$  比区间  $\{0, H-2\}$  能量变化更快。正是这种能量分布特性, UWB 信道下采用与高斯信道下类似的方法, 窗口宽度取  $L'$ 。

用  $W\_tolerance$  表示式(14)中区间  $\{0, H-2\}$  第一个接收样值能量大于区间  $\{N, N+H-2\}$  接收样值能量的样值个数, 很容易证明: 无论窗口宽度  $L'$  取  $0 < L' \leq L-H+1+W\_tolerance$  中的任意值, 他们都有相同的同步点, 而且与高斯信道下的同步点也相同, 此处所求得  $W\_tolerance$  为 3。所以此同步方法除了窗口大小需要调整外, 整个同步结构可通用于高斯和多径环境下, 如图 4 所示。

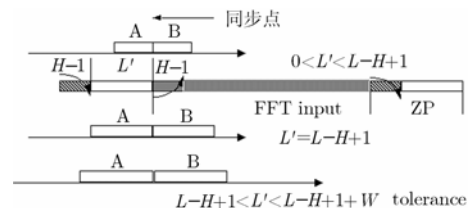


图 4 UWB 信道下不同窗口宽度的同步点

假定估计出多径的径数  $H$ , 推荐用信号子空间分解法 (subspace-based) 估计<sup>[6]</sup>。直接调整双滑动窗窗口大小为 ( $L'=L-H+1$ )。根据图 4, 可以证明, 当一个 OFDM 符号的后  $L'$  个 ZP 完全进入窗口 A 时, 窗口 B 与窗口 A 的能量和之比达到最大值:

$$m'_{\text{peak}} \approx \frac{\sum_{i=0}^{H-2} E\{|r'_{k+i}|^2\} + (L' - H + 1)S + L'N_0}{L'N_0} \quad (15)$$

根据式(15)可以确定 UWB 信道下 OFDM 符号的起始位置。

### 2.3 M 个连续 OFDM 符号的符号同步算法

前面的双滑动窗口算法针对一个发送的 OFDM 符号就作一次能量收集, 在一个 OFDM 符号中, 我们都假定数据、信道和噪声之间相互独立, 且单个抽样的能量都以各自的平均能量计算, 显然一个 OFDM 符号的长度有限, 统计效果是不太精确的。下面提出用  $M$  个连续的 OFDM 符号多窗口能量检测估计方法, 来提高估计的准确度, 如图 5 所示( $L'=L-H+1$ )。

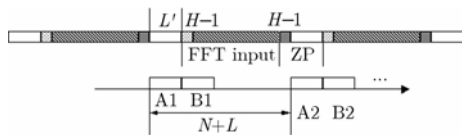


图 5 2M 滑动窗口能量估计符号同步方法

$M$  个连续 OFDM 符号共需  $2M$  个窗口, 相邻组窗口的距离为 OFDM 符号的长度。

设  $a_n^i, b_n^i$  为  $n$  时刻第  $i$  个 A 窗口和 B 窗口的能量和, 有

$$m_n = \frac{\sum_{i=1}^M b_n^i}{\sum_{i=1}^M a_n^i} \quad (16)$$

多窗口下的同步方法类似于双窗口同步方法, 不再赘述。

### 3 计算机仿真性能分析

仿真参数: 子载波数  $N=128$ ,  $L=37$ (ZP 长度加上零后缀长度), UWB 信道参数如表 1。

**定义** 定时估计均方根误差 MSRE(Mean Square Root Error)为估计值与真实值之间的位置的均方根误差, 单位为样值个数。

利用  $m_{\text{peak}}$  所做的符号同步估计效果显示在图 6 中, 每一个 UWB-OFDM 符号作一次同步判断。图 6 给出了高斯信道、UWB CM1-CM4 信道下估计均方根误差对 SNR 的曲线图, 图 6(a) 为 2 窗口, 图 6(b) 为 8 窗口。如果符号同步误差在 1-2 个样值之间, 就足以保证生成稳定的时钟。从图中可以看出, 基于滑动窗能量检测的符号同步方法的性能随 SNR 的增加显著提高, 随统计窗口数目的增加而提高。高斯信道下有极好的同步性能, UWB 信道下, CM1-CM3 性能相差不多, 只有极端非视距信道 CM4 性能稍差, 但在 8 窗口下,  $E_b/N_0 > 9\text{dB}$  时 MSE 就下降到 2 个样值以下, 再增加窗口会有更优异的性能, 显示了该方法的优越性。

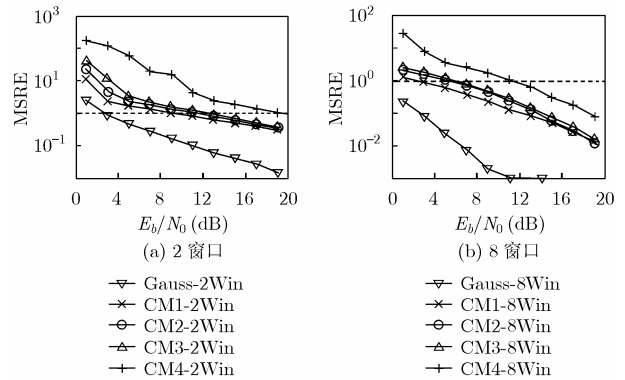


图 6 符号同步的均方根误差(单位: 样值个数)

在 UWB 多径信道下, 最佳滑动窗的窗口大小为 ( $L'=L-H+1$ ), 所以要先估计出信道的平均时延扩展, 即多径数  $H$ 。但是无论窗口宽度  $L'$  取  $0 < L' \leq L-H+1+W_{\text{tolerance}}$  中的任意值, 他们都有相同的同步点, 图 7 给出了 CM3-8Win(16 径)的条件下,  $L-H+1+W_{\text{tolerance}}=25$ ,  $0 < L' \leq 25$ 。若信道估计分别为 12, 14, 16, 19, 21, 26 径(窗口宽度分别为 26, 24, 22, 19, 17, 12)时估计均方根误差对 SNR 的曲线图。可以看出, 低 SNR 时, 窗口的宽度对估计性能影响不大; 随着 SNR 的增加, 便有 ( $L'=L-H+1$  的估计精度)  $>$  ( $L' < L-H+1$  的估计精度)  $>$  ( $L' > L-H+1$  的估计精度), 但是估计精度都可以接受。窗口宽度选取的总的原则是, 窗口偏小性能优于偏大。因此, 即使不对  $H$  进行估计, 根据经验选取一个稍大的  $H$  值, 在多径信道下就可达到不错的估计性能, 足见此方法的简便性与鲁棒性。

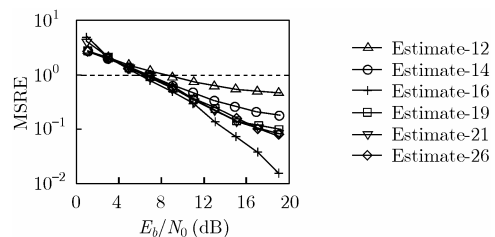


图 7 滑动窗宽度对符号同步的估计误差的影响(单位: 样值个数)

### 4 结束语

UWB-OFDM 系统由于使用 ZP 没有功率损失, 这对于功率受限的系统来说尤为重要; 另外, ZP 的引入还有平滑功率谱的作用, 所以 ZP 方案已被 UWB(Ultra Wide Band) 的多带方案采用<sup>[1]</sup>。

现有文献中对 UWB-OFDM 系统的符号盲同步方法很少讨论。本文提出的基于零前缀的 UWB-OFDM 符号盲定时方法, 不需要专门的同步训练序列, 该方法是基于 UWB-OFDM 符号中的 ZP 功率出现规律性的分布特性, 利用滑动窗能量检测的办法来进行符号同步; 本文设计了高斯信道和 UWB 信道下的符号同步方法, 详细推导了 UWB 信道下接收信号的功率分布特性, 得出了统一的表达式, 进而得出了在 UWB 多径环境下该方法及其性能与估计窗口宽度的关系; 该方法对窗口大小并不敏感, 此同步方法除了窗口大小需

要调整外,整个同步结构可通用于高斯和UWB多径环境下;为了提高同步性能,可适当增加滑动窗口的数目,用多滑动窗方法代替双滑动窗方法。本文提出的同步方法不需要太多的信道信息,仅需粗略估计多径径数 $H$ 。在多径条件下,理论上最佳的窗口宽度应该是 $L'=L-H+1$ ,但是该方法不像基于CP的最大似然相关法<sup>[4]</sup>那样对多径径数 $H$ 敏感。最后的计算机仿真分析表明:无论高斯信道还是UWB多径信道下,该方法不仅具有优异的性能,而且简便实用。

### 参 考 文 献

- [1] IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs). Multi-band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a[EB/OL]. 10 November, 2003.
- [2] Weinstein S and Ebert P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans. on Comm.*, 1977, 19(5): 628-634.
- [3] Peled A and Ruiz A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms. Proc. IEEE Int. Conf. Acoust Speech Signal Processing, Dener, 1980: 964-967.
- [4] Van de Beek J J, Sandell M, and Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [5] Foerster J. Channel modeling sub-committee report final. IEEE 802.15-02/490.
- [6] 陈晨等. OFDM码元定时和频率偏差估计中的最佳相关长度分析. 西安电子科技大学学报, 2003, 30(5): 640-644.  
Chen Chen, *et al.*. Optimal correlation length of symbol timing and frequency offset estimation in OFDM systems. *Journal of Xidian University(Natural Science)*, 2003, 30(5): 640-644.

李长青: 男, 1972年生, 博士生, 研究方向为UWB、OFDM。  
刘丹谱: 女, 1972年生, 教授, 研究方向为UWB、网络通信。  
乐光新: 男, 1937年生, 博士生导师, 研究方向为数字通信。