

基于最大自相关及最小能量比的 MB-OFDM-UWB 系统定时算法

戈立军 赵迎新 吴虹 金宇昂
(南开大学信息技术科学学院 天津 300071)

摘要: 该文针对 IEEE 802.15.3a 提案及 ECMA-368 标准采用的多频带 OFDM 超宽带系统, 通过算法改进和仿真给出了适用于该系统的定时同步的完整方案。用基于前导序列第 1 频带信息的最大自相关法进行帧检测及粗定时, 用基于全部 3 个频带信息的最小能量比值法进行细定时。对定时位置两次进行修正, 保证了算法的性能。仿真表明该定时同步方案可以把残余定时偏差控制在较小的范围内, 从而可以被频域信道估计及均衡吸收, 同时该方案具有较低的复杂度。

关键词: 无线通信; 多频带正交频分复用; 超宽带; 同步; 定时偏差; 均方根误差

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)10-2452-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01385

Timing Algorithm Based on Maximum Autocorrelation and Minimum Energy Ratio for MB-OFDM-UWB Systems

Ge Li-jun Zhao Ying-xin Wu Hong Jin Yu-ang

(College of Information Technical Science, Nankai University, Tianjin 300071, China)

Abstract: This paper presents an intact scheme of timing synchronization for the Multi-Band OFDM (MB-OFDM) Ultra Wide Band (UWB) system adopted by IEEE 802.15.3a proposal and ECMA-368 standard. The scheme is determined through algorithm improvement and simulation. Frame detection and coarse timing are implemented with the Maximum Correlation (MC) method based on the first-band information of the preamble. Fine timing is achieved with the minimum energy ratio method based on the information of all the three bands. Besides, revision of the timing position is performed twice that performance of the algorithm is guaranteed. Simulations show that residual timing error can be kept at a small scale which can be compensated with channel in frequency domain. And else, the scheme has a low complexity.

Key words: Wireless communication; Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MB-OFDM); Ultra Wide Band (UWB); Synchronization; Timing error; Mean square root error

1 引言

超宽带(UWB)无线通信技术具有功率谱密度低、传输速率高、抗多径干扰能力强等特点, 将应用于短距离高速无线通信、穿透成像和测量等方面。实现 UWB 的体制有多种, 其中多频带正交频分复用(MB-OFDM)技术被建议作为室内个人通信 IEEE 802.15.3a 的物理层标准^[1], 并被欧洲 ECMA-368 标准采纳^[2]。正交频分复用(OFDM)是一种高效的数据传输技术, 它通过相互正交的子载波并行的传输数据, 频带利用率高, 抗多径干扰能力强。OFDM 技术已在通信等领域得到广泛的应用, 例如欧洲标准 DAB, DVB, ADSL, IEEE802.11a 和

HIPERLAN II 等。在传统窄带 OFDM 系统中, 若定时偏差超前但不超过保护间隔, 则只带来子载波间干扰(ICI), 需要用信道估计的方法在频域补偿, 若滞后则还会带来符号间串扰(ISI), 造成信噪比损失, 系统性能严重下降^[3]。

文献[1,2]提出的 MB-OFDM 超宽带系统与传统单频带 OFDM 系统不同, 具有以下特点: 不同频带具有不同的信道响应和载波频偏; 对于功率受限的 UWB 系统, 采用零后缀(ZP)而不是循环前缀(CP)以避免功率损失; 采用由时频码控制的跳频机制, 从而错误的定时位置会造成错误的解跳频, 系统性能极具恶化。目前已有一些关于 MB-OFDM 系统定时同步的文献, 但是针对 ECMA-368 标准并同时给出帧检测及粗细定时完整方案的文献很少。文献[4]给出了 UWB 信道下定时偏差对 OFDM 系统的影响。文献[5,6]采用基于信道估计序列的最大似

2009-10-26 收到, 2010-06-18 改回

国家自然科学基金(60872026)和天津市应用基础及前沿技术研究计划重点项目(09JCZDJC16900)资助课题

通信作者: 戈立军 nankaixuezi@mail.nankai.edu.cn

然估计(ML)法,利用信道信息进行细定时。文献[7]采用最大后验概率(MAP)法,性能好于 ML 法,但是需要已知信道分布参数。ML 法和 MAP 法都基于传统 CP-OFDM 系统,且需要先信道估计,故较为复杂。文献[8]给出了无需信道估计的基于 ZP-OFDM 系统的盲符号定时同步方法,但是没有阐述如何将其应用于多频带系统及能量比值的比较范围。在文献[9]中,粗细定时同步均采用基于同步序列的最大自相关法,但此法为多径受限,其细定时位置表示的仍是最强径,而不一定是第 1 径,所以细定时后误差仍较大。另外,对于 UWB 的 ZP-OFDM 系统,较小的定时偏差可以通过重叠相加(OLA)法进行频域信道均衡的同时来补偿^[10]。设保护间隔长度为 N_g ,多径数为 L ,则 OLA 法可描述为将定时后的 OFDM 符号的最后 N_g 个数与开头 N_g 个数相加并置于开头,使 ZP-OFDM 符号变成等效的 CP-OFDM 符号。当残余定时偏差 d 属于 $[-(N_g-L),0]$ 时,重叠相加操作后相当于 OFDM 符号在时域的循环移位,故可以在频域用导频来补偿,否则将引入 ISI,使系统性能下降。本文在综合已有研究基础上,通过进一步算法改进和仿真给出了适用于标准多频带 OFDM 超宽带系统的定时同步

的完整方案,旨在通过适当的定时算法把残余定时偏差控制在 $[-(N_g-L), 0]$ 范围内,从而可以利用 OLA 法连同信道一起来补偿。用基于前导序列第 1 频带信息的最大自相关法进行帧检测及粗定时,用基于全部 3 个频带信息的最小能量窗比值法进行细定时,研究表明该定时同步方案具有良好的性能以及较低的复杂度。

2 系统参数及信道模型

ECMA-368 标准规定了一种超宽带的 MB-OFDM 系统,系统简要框图如图 1 所示。该系统传输速率可高达 480 Mbps,频带使用未划分的 3.1 GHz-10.6 GHz,并将其分为 14 个子频带,每个子带带宽为 528 MHz,3 个子带为一组,时频码控制的跳频机制实现射频部分载波中心频率的转换。FFT 长度为 128,其中包括 100 个信息子载波、12 个导频子载波、10 个保护子载波、1 个直流子载波和 5 个空子载波。发送端 IFFT 后加入长度为 37 的 ZP 作为保护间隔,组成长度为 165 的 OFDM 符号。每帧开始为前导序列,由 24 个同步符号及 6 个信道估计符号组成。同步序列在时频域的结构如图 2 所示,其时频码为 1, 2, 3, 1, 2, 3。

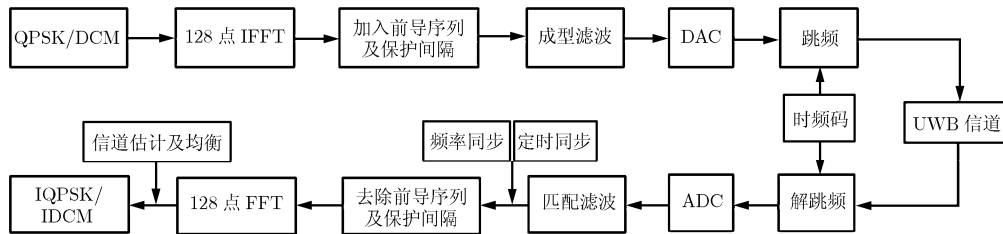


图 1 MB-OFDM-UWB 系统简略框图

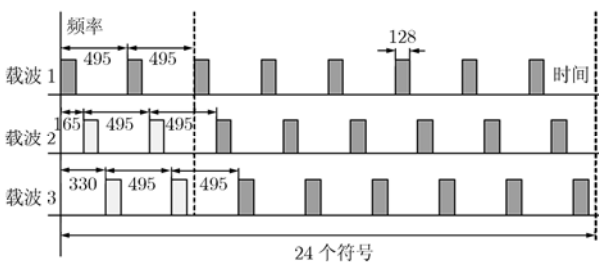


图 2 前导同步序列

IEEE 802.15.3a 工作组推荐的 UWB 信道冲激响应可以表示为^[10]

$$h(t) = X \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{K(n)} \alpha_{nk} \delta(t - T_n - \tau_{nk}) \quad (1)$$

其中 X 是对数正态随机变量,代表信道的幅度增益;

N 是观测到的簇的数目, $K(n)$ 是第 n 簇内收到的多径数目, $\alpha = p_{nk} \beta_{nk}$, p_{nk} 为等概率 +1 和 -1 的离散随机变量, β_{nk} 是第 n 簇中第 k 条路径的服从对数正态分布的信道系数。 T_n 是第 n 簇到达时间, τ_{nk} 是第 n 簇中第 k 条路径的时延,二者都服从泊松分布。另外,多径平均功率成双指数衰减模型

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

其中 $E[\cdot]$ 表示统计平均, Ω_0 为首径的平均功率, Γ 为簇到达率, γ 为径到达率。IEEE 802.15.3a 工作组确定了 4 种标准 UWB 信道模型 CM1-CM4, 4 种模型的上述变量的分布参数不同,其中 CM4 信道最为恶劣,如表 1 所示^[8]。

表1 UWB-OFDM 信道模型参数

模型参数	CM1	CM2	CM3	CM4
簇到达率 λ (1/ns)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
簇内多径到达率 λ (1/ns)	2.5	0.5	2.1	2.1
簇衰减指数 Γ	7.1	5.5	14	24
簇内多径衰减指数 γ	4.3	6.7	7.9	12
均方根时延扩展(ns)	5	8	15	26
NP(85%)	4.2	6.5	9.7	15.6
仿真所取径数	8	12	16	26

3 本文提出的定时同步方法

3.1 帧检测及粗定时

本文参照文献[3]所述的自相关方法,但相关窗长度的选择不同,并且粗定时后需要对定时位置进行修正来为细定时做铺垫。接收机在帧检测及粗定时之前不启动解跳频,下变频的本地振荡器初始于第1频带中心频率上。利用第1频带的前两个同步符号进行帧检测及粗定时,然后根据定时位置启动解跳频。

帧同步利用第1子频带的前两个训练符号,进行自相关检测,

$$C(i) = \left| \sum_{k=i}^{i+N'-1} r^*(k)r(k+3M) \right| \quad (3)$$

其中 $M=165$ 为符号长度, $i=1,2,\dots$ 为采样点序号, N' 为相关窗口长度。仿真确定一门限值 G , 当连续3个 $C(i)$ 大于 G 时,确认为检测到了帧,设此时对应的 $i=\mu$ 。然后进行粗定时,在 $i \in [\mu, \mu+M]$ 范围内找 $C(i)$ 的最大值,并将此最大值对应的位置 i_{ct} 定为粗定时同步位置。

$$i_{ct} = \arg(\max_{\mu \leq i \leq \mu+M} (C(i))) \quad (4)$$

设正确的定时位置为 T , 定义定时偏差为

$$d = i_{ct} - T \quad (5)$$

为避免由于 ZP 造成的自相关峰出现平坦区域, N' 取 128, 本文第4节的仿真表明与文献[3]的 132 相比具有更好的相关峰。

假设在某一信道模型 CM i 下粗定时偏差范围为 $d_i \in [a_i, b_i]$, $i=1, 2, 3, 4$ 。若要使用 OLA 均衡方法对定时偏差进行补偿,需要定时偏差 $d_i \in [-(N_g - L_i), 0]$, 其中 $N_g=37$, 不同信道模型下的多径数见表1。本文对粗定时位置做 $-\delta_{ct}$ 的修正,使不出现定时滞后的情况,则修正后的定时同步位置为

$$i'_{ct} = -\delta_{ct} + i_{ct} \quad (6)$$

其中 δ_{ct} 为粗定时的最大滞后长度为

$$\delta_{ct} = \max_i (b_i) \quad (7)$$

则定时偏差为

$$d'_i = i'_{ct} - T = -\delta_{ct} + d_i \quad (8)$$

即 $d'_i \in [a_i - \delta_{ct}, 0]$ 。粗定时采用的最大相关法为多径受限,定时位置为最强径位置,所以定时误差较大,很难满足 $[a_i - \delta_{ct}, 0] \in [-(N_g - L_i), 0]$, 需要细定时来进一步减小定时偏差。这里的 δ_{ct} 由仿真来确定,此处必须对粗定时位置做 $-\delta_{ct}$ 的修正,并基于修正后的定时位置启动解跳频,否则将影响细定时性能,具体将在下面细定时方法的介绍中进行详细说明。

另外,式(3)的自相关需要进行 N' 次复数乘法和 $N'-1$ 次复数加法运算,即 $4N'$ 次实数乘法和 $4N'-2$ 次实数加法,式(4)需要进行 M 次比较运算,可以看出 N' 的大小会影响算法复杂度。

3.2 细定时同步

粗定时后启动解跳频,利用3个频带信息进行细定时。本文参照文献[8]所述的盲同步方法,并在此法基础上进行改进,使之适用于多频带系统,并给出能量比值的滑动比较范围。细定时基于前导序列中每个频带的第3个符号,利用系统保护间隔为零的特点,来做两连续滑动窗口能量的比,在一定范围内找最小能量比值确定符号起始位。

$$z(i) = \frac{\sum_{q=0}^2 \sum_{m=0}^{H-1} r(i-m+qM)r^*(i-m+qM)}{\sum_{q=0}^2 \sum_{n=1}^H r(i+n+qM)r^*(i+n+qM)} = \frac{\sum_{q=0}^2 \sum_{m=0}^{H-1} |r(i-m+qM)|^2}{\sum_{q=0}^2 \sum_{n=1}^H |r(i+n+qM)|^2} \quad (9)$$

其中 H 为能量窗口长度, q 为频带序号,分子表示3个频带前一窗口能量和,分母表示3个频带相邻后一窗口能量和。为保持较低复杂度,可以不估计信道多径数 L ,而是根据经验选择一个较大的 L ,从而窗口长度 H 小于等于 $N_g - L$ 即可。寻找最小能量比值的范围由粗定时结果决定,令 $\gamma = \min(a_i)$,可知修正后在所有 UWB 信道模型下的总的粗定时偏差范围为 $d' \in [a_i - \delta_{ct}, 0]$,则在 $i \in [i'_{ct}, i'_{ct} + \delta_{ct} - \gamma]$ 范围内对能量比值进行比较找出最小值从而确定细定时同步位置 i_{ft} 。

$$i_{ft} = \arg(\min_{i \in [i'_{ct}, i'_{ct} + \delta_{ct} - \gamma]} (z(i))) \quad (10)$$

此细定时方法所确定的最小能量窗比值的位置是 ZP 和 OFDM 数据符号的相邻处,即符号起始位

置。所以粗定时后的解跳频必须基于修正后的粗定时位置 i'_{ct} , 即不能出现滞后解跳的情况。否则, 由于错误解跳的部分会被匹配滤波器滤掉, 符号的滞后解跳造成 OFDM 符号的开头数据被滤除, 相当于开头数据近似变成 ZP, 则最小能量窗比值的位置将滞后, 细定时性能无法得到保证。而若定时超前, 匹配滤波滤掉的错误解跳频的部分为 OFDM 符号的末尾数据, 最小比值位置不受影响。

在细定时后, 用与粗定时同样的方法对定时偏差做修正, 使不会出现定时滞后的情况, 以便使用 OLA 法进行频域信道均衡来联合补偿信道及残余定时偏差。二次修正后的定时位置为

$$i'_R = -\delta_R + i_R \quad (11)$$

其中 δ_R 为细定时最大滞后偏差, 其值由仿真来确定。此外, 该同步方法是对某一窗口求能量, 即求模方, 与相位无关, 所以此法不受载波频偏的影响, 即对频偏不敏感。

上面说的最小能量窗比值法基于单个符号, 可以改进为先对连续多个符号的多个窗口求能量和, 再求其比值, 以进一步提高性能。其能量比值表示如下:

$$\begin{aligned} z(i) &= \frac{\sum_{p=0}^{R-1} \sum_{q=0}^2 \sum_{m=0}^{H-1} r(i-m+qM+3pM)r^*(i-m+qM+3pM)}{\sum_{p=0}^{R-1} \sum_{q=0}^2 \sum_{n=1}^H r(i+n+qM+3pM)r^*(i+n+qM+3pM)} \\ &= \frac{\sum_{q'=0}^{3R-1} \sum_{m=0}^{H-1} r(i-m+q'M)r^*(i-m+q'M)}{\sum_{q'=0}^{3R-1} \sum_{n=1}^H r(i+n+q'M)r^*(i+n+q'M)} \\ &= \frac{\sum_{q'=0}^{3R-1} \sum_{m=0}^{H-1} |r(i-m+q'M)|^2}{\sum_{q'=0}^{3R-1} \sum_{n=1}^H |r(i+n+q'M)|^2} \end{aligned} \quad (12)$$

其中 R 为所用的每个频带的符号数。根据该比值确

定定时位置的方法同式(10)。

下面分析一下细定时算法的运算量, R 个符号下, 式(12)需要进行 $12RH$ 次实数乘法运算, $12RH-2$ 次实数加法运算及 1 次实数除法运算。式(10)需要进行 $\delta_{ct} - \gamma$ 次比较运算。可以看出, 能量窗口长度 H 及符号个数 R 会影响算法复杂度。

4 性能仿真

对 ECMA-368 规定的 UWB 系统进行仿真, 信道时变, 其参数设为每帧变化一次。如图 3 所示为帧检测和粗同步中的相关值 $C(i)$, 可以看到窗口长度 N' 为 128 对应的相关峰十分尖锐, 其最大相关值对应横坐标为 5949, 即粗定时位置唯一。而文献[8]采用的 132 会使相关峰出现平坦区域, 即最大相关值对应的横坐标是一段区域[5945,5949], 这样即使没有任何干扰的情况下, 粗定时位置也会出现误差, 粗定时性能受到影响, 而且 N' 为 128 时的运算量相对较低。图 4 为信噪比为 0 dB, CM4 信道下, N' 取 128 时, 不同门限值 G 对应的虚警和漏警概率, 可以看出 G 取 0.35-0.5 时性能最佳。

图 5 为 AWGN, CM1-CM4 信道下信噪比为 0 dB, N' 取 128, G 取 0.425 时的粗定时偏差概率图。可以看出 CM4 信道下定时性能最差, 偏差最大。其最大超前偏差为 2, 最大滞后偏差为 32, 则修正值 $\delta_{ct}=32$ 。容易看出几种信道模型下均不能满足对于所有 d'_i 都属于 $[-(N_g-L_i), 0]$ 。例如, 在 CM4 信道下, $d_4 \in [9, 32]$, 修正后, $d'_4 \in [-23, 0]$ 。由表 1, $L_4=26$, $[-(N_g-L_4), 0]=[-11, 0]$ 。 $[-23, 0]$ 不属于 $[-11, 0]$, 故 OLA 法无法纠正; 在 CM1 信道下, $d_1 \in [-1, 8]$, 修正后, $d'_1 \in [-33, -24]$, 由表 1, $L_1=8$, $[-(N_g-L_1), 0]=[-29, 0]$ 。 $[-33, -24]$ 不属于 $[-29, 0]$, OLA 法同样无法纠正。所以需要细定时, 细定时比较范围为 $[i'_{ct}, i'_{ct}+34]$ 。为保持较低复杂度, 不估计信道多径数, 而是根据经验选择一个较大的多径数 26, 则能量窗口长度 H 小于等于 11。图 6 为 CM4 信道下, 能量窗口长度为 5, 6, 8, 10 和 11 时的细定时偏差的均方

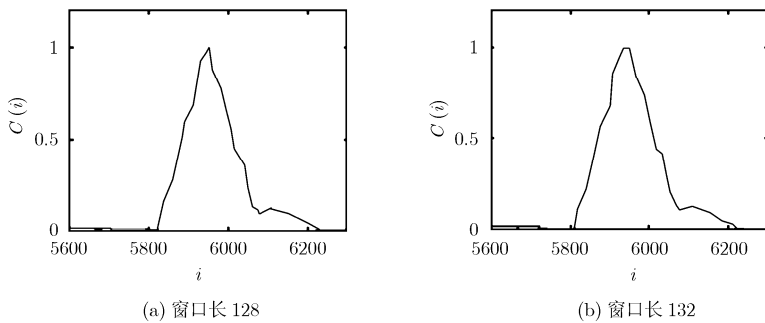


图 3 帧检测和粗同步中的自相关峰

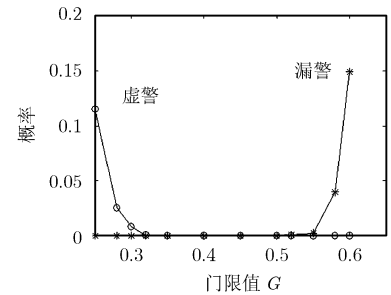


图 4 不同门限下的虚警和漏警概率

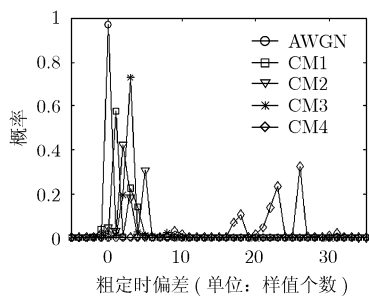


图5 不同信道模型下的粗定时偏差概率

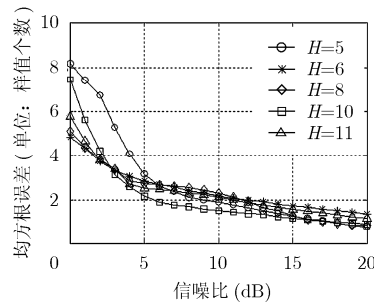
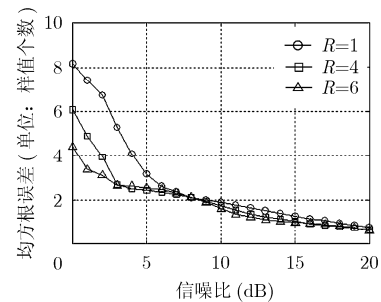
图6 不同能量窗长度下的
细定时均方根误差曲线

图7 不同符号数下的细定时均方根误差

根误差(MSRE)曲线。可以看出, 12 dB 时不同窗口长度的 MSRE 均小于 2。另外, 并不是窗口越大效果就越好, 信噪比较高时不同长度窗口性能相近, 信噪比较低时窗口长度的增加也不会使性能提高。所以, 考虑到复杂度, 应该选用较小的 H 。图 7 为 CM4 信道下、窗口长度为 5 时, 利用单个符号和多个符号求能量比值的 MSRE 曲线, 其分别为采用前导序列的第 3 个符号、第 3 至第 6 个符号以及第 3 至第 8 个符号。可以看到, 9 dB 时不同符号数下的 MSRE 均小于 2, 并且符号数越多定时性能越好, 因为利用多个符号可以起到平滑噪声的作用。在信噪比较低时, 符号数的增加会使性能有很大提升, 信噪比越高, 性能提高就越不显著。所以, 如果系统应用在信噪比较好的环境中, 那么可以选择符号数 R 较小以降低复杂度; 如果环境恶劣或时好时坏, 那么应该使 R 较大, 以复杂度的增加换取性能的提升。

通过上述仿真, 综合考虑到实现复杂度, 我们最终确定能量窗口长度为 5, 利用前导序列的第 3 至第 8 共 6 个同步符号进行细定时。图 8 为 AWGN, CM1-CM4 信道下信噪比为 0 dB 时的细定时偏差概率图。可以看到, 细定时的最大滞后偏差为 3, 则修正 $\delta_{ft}=3$, 容易看出这样能够保证在所有信道模型 CM1-CM4 下, 二次修正后的细定时偏差均落在 $[-(N_g-L_i), 0]$ 内。至此我们达到了预期目标, 残余的定时偏差可以被频域信道均衡所吸收。

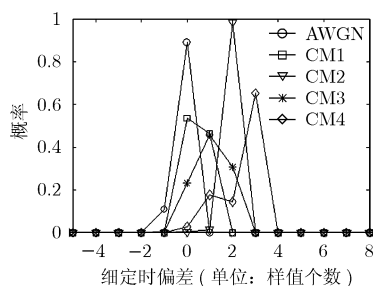


图8 不同信道模型下的细定时偏差概率线

5 结论

本文针对 IEEE 802.15.3a 提案及 ECMA-368 标准采用的多频带 OFDM 超宽带系统, 通过算法改进和仿真给出了适用于该系统的定时同步的完整方案。用基于前导序列第 1 频带信息的最大自相关法进行帧检测及粗定时, 用基于全部 3 个频带信息的最小能量比值法进行细定时, 同时对粗细定时位置先后两次进行修正。该方案兼顾了定时同步性能与系统实现复杂度, 用复杂度较低的算法来实现对定时偏差的有效纠正, 残余的定时偏差可以在频域被信道估计及均衡吸收。

参考文献

- [1] IEEE Std. Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a[S]. 2004.
- [2] ECMA Std. High rate ultra wideband PHY and MAC standard[S]. 2005.
- [3] 李平, 赵志辉, 张振仁. OFDM 系统建模仿真及同步偏差分析[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(13): 3042-3046.
Li Ping, Zhao Zhi-hui, and Zhang Zhen-ren. Simulation of OFDM system model and synchronization errors analysis[J]. *Journal of System Simulation*, 2007, 19(13): 3042-3046.
- [4] Wang Yue and Dong Xiao-dai. Comparison of frequency offset and timing offset effects on the performance of SC-FDE and OFDM over UWB channels[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(1): 242-250.
- [5] Minn H, Bhargava V, and Letaief K. A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003, 2(4): 822-839.
- [6] Minn H, Bhargava V, and Letaief K. A combined timing and frequency synchronization and channel estimation for OFDM[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(3): 1081-1096.
- [7] Berger C R, Zhou Sheng-li, and Tian Zhi, et al. Performance analysis on an MAP fine timing algorithm in UWB Multiband OFDM[J]. *IEEE Transactions on*

- Communications*, 2008, 56(10): 1606-1611.
- [8] 李长青, 刘丹谱, 乐光斯. UWB-OFDM 系统的符号盲同步方法[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(8): 1895-1899.
- Li Chang-qing, Liu Dan-pu, and Yue Guang-xin. A robust blind symbol-timing synchronization for UWB-OFDM systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(8): 1895-1899.
- [9] Li Y, Minn H, and Rajatheva R M A P. Synchronization, channel estimation, and equalization in MB-OFDM Systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(11): 4341-4352.
- [10] Muquet B, Wang Z, and Giannakis G, *et al.*. Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, 50(12): 2136-2148.
- 戈立军: 男, 1984 年生, 博士, 从事电路与系统、OFDM 及 UWB-OFDM 无线通信系统中的同步技术的研究.
- 赵迎新: 女, 1983 年生, 博士, 从事 OFDM 无线通信技术的研
究.
- 吴虹: 女, 1967 年生, 教授, 博士生导师, 从事 OFDM 无线
通信技术的研
究.
- 金宇昂: 男, 1986 年生, 硕士, 从事 OFDM 无线通信系统中同
步技术的研
究.