

# 多频带 OFDM 超宽带系统同步及信道估计算法

戈立军<sup>1</sup>, 赵迎新<sup>1</sup>, 傅民皓<sup>1</sup>, 金宇昂<sup>1</sup>, 张 冀<sup>2</sup>, 吴 虹<sup>1</sup>

(1. 南开大学信息技术科学学院, 天津 300071;

2. 中国人民解放军 96275 部队, 河南 洛阳 471003)

**摘要:** 针对标准多频带正交频分复用超宽带系统, 基于前导训练序列研究其同步及信道估计算法。相关检测用取中点来减小粗定时误差范围。细定时利用系统零保护间隔的特点找相邻窗口最小能量比, 对频偏不敏感且抗多径干扰。对定时位置进行修正, 避免了信息数据的丢失及符号间串扰。采用基带数字域跳频解跳的机制, 使载波频偏的影响归结为与单频带系统一致, 简化了同步算法。仿真表明, 在较恶劣的信道条件下, 残余定时误差仍很小, 并由信道估计及均衡有效的吸收, 频率同步及系统差错性能良好。

**关键词:** 超宽带; 正交频分复用; 定时; 载波频偏; 信道估计

中图分类号: TN 914.4

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.03.39

## Synchronization and channel estimation for MB-OFDM based UWB systems

GE Li-jun<sup>1</sup>, ZHAO Ying-xin<sup>1</sup>, FU Min-hao<sup>1</sup>, JIN Yu-ang<sup>1</sup>, ZHANG Ji<sup>2</sup>, WU Hong<sup>1</sup>

(1. College of Information Technical Science, Nankai University, Tianjin 300071, China;

2. Unit 96275 of the PLA, Luoyang 471003, China)

**Abstract:** An intact scheme of synchronization and channel estimation for the standard multi-band orthogonal frequency division multiplexing (MB-OFDM) based ultra wide band (UWB) system is presented. The midpoint of the correlation peak is considered as the coarse timing position to reduce the error range. Fine timing is achieved by searching the minimum energy ratio of adjacent data windows according to the zero padding characteristic. This scheme is neither sensitive to frequency offset nor to multipath. Revision of timing position is performed twice to prevent the loss of information data and inter symbol interference (ISI). Frequency hopping and de-hopping are performed in baseband digital domain that the carrier frequency offset impact is equal to that of single band systems. Simulation results show that in the severe channel, the residual timing error can be kept at a small scale which can be compensated by channel estimation and equalization. The performances of frequency synchronization and system error rate are high.

**Keywords:** ultra wide band; orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); timing; carrier frequency offset; channel estimation

## 0 引言

超宽带 (ultra wide band, UWB) 系统使用尚未划分得很宽的频带来进行高速数据传输, 因此要求其具有较强的抗频率选择性衰落能力<sup>[1]</sup>。多频带正交频分复用 (multi-band orthogonal frequency division multiplexing, MB-OFDM) 由传统单频带 OFDM 结合跳频技术而形成, 继承了 OFDM 系统抗多径干扰能力强的特点, 被采纳为超宽带 IEEE 802.15.3a 提案及欧洲 ECMA-368 标准的物理层方案<sup>[2-3]</sup>。OFDM 把信道的弥散效应分解到大量相互正交的子信道中, 从而可以在频域分别进行均衡。OFDM 系统对子信道正交性的要求十分严格, 载波频率偏移会导致子载波间的正交性遭到破坏,

从而产生子信道间干扰。定时偏差除带来子信道间干扰, 还会造成更为严重的符号间串扰<sup>[4]</sup>。

文献[5]给出同步完整方案, 其中细定时采用对多径敏感的最大相关法, 定时位置严重受多径干扰的影响, 故定时误差较大。文献[6]提出一种抗多径干扰的零保护间隔超宽带 OFDM 系统的定时同步方法, 但其仍限于单频带系统, 并缺少对能量比值比较范围的研究。文献[7]给出了用最佳线性无偏估计准则进行频率同步的方法, 基带频谱通过模拟域的不同载波跳频至射频的多频带实现方式, 涉及三个载波及三个载波频偏, 同步复杂度增加。文献[8]基于训练序列用最小二乘法先进行粗信道估计, 再利用信道估计信息检测帧从而进一步校正信道估计, 其精度较高, 但

收稿日期: 2009-10-19; 修回日期: 2010-10-22。

基金项目: 国家自然科学基金 (60872026); 天津市应用基础及前沿技术研究计划重点项目 (09JCZDJ16900) 资助课题

作者简介: 吴虹 (1976-), 女, 教授, 博士研究生导师, 博士, 主要研究方向为无线通信技术。E-mail: wuhong@nankai.edu.cn

算法较为复杂。

本文基于标准规定的前导训练序列进行研究并提出 MB-OFDM 超宽带系统同步与信道估计方案,旨在用最经济的方法达到系统最佳的性能。跳频解跳频在基带数字域进行,模拟域只有一个载波将跳频后的基带频谱上变频至射频,这样载波频偏同步可以归结为与单频带系统一致,用最大似然估计及导频辅助法进行同步。定时同步采用最大相关(maximum correlation, MC)联合最小能量比值法(minimum energy ratio, MER),对多径不敏感。残余的很小的定时偏差与多径信道一起被时域重叠相加(overlapped add, OLA)及频域信道均衡所补偿。

### 1 系统参数及信道模型

ECMA-368 标准及 IEEE802.15.3a 提案规定了一种超宽带 MB-OFDM 系统,其使用 3.1 GHz~10.6 GHz 未划分频段,此频段内包含 14 个子带,并将前 12 个子带划分为 4 组,每组 3 个频带,一般 UWB 系统使用其中的某一组。时频码控制的跳频机制使每个符号按照一定的方式跳到不同载波频率上。前导序列由 24 个重复的时域同步序列和 6 个重复的频域信道估计序列组成。为保持较低功率,采用 37 点零保护间隔取代传统的循环前缀。系统共有 128 个子载波,由 100 个信息子载波、12 个导频子载波、10 个保护子载波和 6 个零子载波组成。

IEEE 802.15.3a 规定的 UWB 信道模型为<sup>[9]</sup>

$$h(t) = X \sum_{l=0}^{L_n} \sum_{k=0}^K \alpha_{k,l} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (1)$$

式中,  $X$ 、 $T_l$ 、 $\tau_{k,l}$  分别代表第  $l$  簇的时延、第  $l$  簇内第  $k$  径的时延及符合对数正态分布的信道幅度增益;  $L_n$  为簇的数目;  $K$  为每簇内多径的数目。  $\alpha_{k,l}$  为信道系数,  $\alpha_{k,l} = p_{k,l} \beta_{k,l}$ ,  $p_{k,l}$  为等概率的  $\pm 1$ ,  $\beta_{k,l}$  为服从对数正态分布的第  $l$  簇第  $k$  径的增益。

### 2 本文提出的同步及信道估计方法

多频带 OFDM 系统区别于单频带 OFDM 系统的关键是它的跳频与解跳频机制,本文研究的系统采用基带数字域进行跳频解跳频的多频带实现方案,跳频在发射机波形成型后,解跳频在接收机匹配滤波后。这样在模拟域只需一个载波将跳频后的基带频谱上变频至射频以及由射频下变频至基带后将信号采样至数字域进行解跳频。控制跳频机制的时频码为 1,2,3,1,2,3。

#### 2.1 帧检测及粗定时

接收机中的三个频带一起下变频至基带后采样至数字域,在帧检测及粗定时之前不启动解跳频,解跳频的载波初始于基带的第一频带中心频率上,定时同步后根据定时位置启动解跳频。

帧检测及粗定时采用最大相关法,为保证一帧内只有一个相关峰,利用三个频带的首尾同步符号算其自相关值的模,并对能量归一化,以此作为判决量  $R(i)$ ,为

$$R(i) = \frac{\left| \sum_{k=i}^{i+3M-1} r^*(k)r(k+21M) \right|}{\sum_{k=i}^{i+3M-1} |r(k+21M)|^2} \quad (2)$$

式中,  $M$  为符号长度  $M=165$ ;  $r(k)$  为第  $k$  个采样数据;  $i$  为采样点序号,  $i=1,2,\dots$ 。设定一门限值,当相关峰从小于门限到大于门限时,确认检测到帧,设此时对应的  $i=\mu_1$ 。仿真发现相关峰并无显著的单一峰值,而是一段平顶峰,若在一定范围内找峰值确定起始位误差会很大。所以,为进行粗定时用找中点的方法。当相关峰从大于门限变到小于门限时,设其位置为  $i=\mu_2$ ,仿真发现  $\mu_1$  与  $\mu_2$  的中点位置相对固定,将此中点位置  $i_c$  定为粗定时同步位置,即

$$i_c = \frac{\mu_1 + \mu_2}{2} \quad (3)$$

本系统的信道估计方法采用 OLA 及信道均衡,其容许较小的残余定时偏差,偏差范围为  $[-(N_g - L), 0]$ ,其中  $N_g = 37$ ,  $L$  为信道多径数<sup>[10]</sup>。粗定时采用的最大相关法对多径敏感,其确定的是最强径,并非第一径,而最强径位置会随多径恶劣程度而变化,故定时误差较大,无法被信道估计吸收,需要一种可以抗多径干扰的细定时方法来进一步减小定时偏差。

#### 2.2 细定时

细定时采用功率检测的方法,求两连续滑动窗的能量比值,在粗定时偏差范围内找最小比值确定定时位置,此法对多径不敏感<sup>[6]</sup>。

$$E(i) = \frac{\sum_{p=0}^{R-1} \sum_{m=0}^{H-1} r(i-m+3pM)r^*(i-m+3pM)}{\sum_{p=0}^{R-1} \sum_{n=1}^H r(i+n+3pM)r^*(i+n+3pM)} = \frac{\sum_{p=0}^{R-1} \sum_{m=0}^{H-1} |r(i-m+3pM)|^2}{\sum_{p=0}^{R-1} \sum_{n=1}^H |r(i+n+3pM)|^2} \quad (4)$$

式中,  $H$  为能量窗口长度;  $R$  为所用的第一频带符号数。因为 UWB 系统保护间隔为零,故在符号起始位置的能量比值相对最小。比较能量比值的范围由粗定时结果决定,定义粗定时偏差  $d=i_c - T$ ,其中  $T$  为正确定时位置。设在信道模型 CMi 下  $d_i \in [a_i, b_i]$  ( $i=1,2,3,4$ )。令  $\alpha = \min(a_i)$ ,  $\beta = \max(b_i)$ ,则在  $i \in [i_c - \beta, i_c - \alpha]$  范围内对  $E(i)$  进行比较确定细定时位置  $i_f$ ,即

$$i_f = \arg(\min_{i \in [i_c - \beta, i_c - \alpha]} (E(i))) \quad (5)$$

细定时位置需要进行修正,使不出现定时滞后的情况。因为定时滞后造成的错误解跳部分会被匹配滤波器滤掉,从而丢失每个符号开始的数据。即使不用匹配滤波,滞后解跳也会造成符号间串扰,极大地降低信噪比。对粗定时位置做  $-\delta_{f_i}$  的修正为

$$i'_f = -\delta_{f_i} + i_f \quad (6)$$

式中,  $\delta_{f_i} = \max(b'_i)$ ,  $b'_i$  为 CMi 模型下的细定时滞后偏差。

#### 2.3 粗频率同步

因为采用基带跳频与解跳频,射频部分振荡器频偏造成的载波频偏对于三个频带来说是相同的,标准中规定振荡器最大相对频偏为  $\pm 20$  ppm,相对于中心频率 3 960 MHz 来说,即最大频偏为  $3\,960 \text{ MHz} \times 20 \text{ ppm} = 0.079\,2 \text{ MHz}$ ,则发送接收两个振荡器可能产生的最大归一化载波频偏为  $2 \times 0.079\,2 \text{ MHz} / 4,125 \text{ MHz} = 0.038\,4$ ,基于此频偏来研究同步算法。假设不存在基带采样频偏,只研究射频部分产生的载波频率偏差的同步。

载波频率捕获基于前导同步序列用最大似然(maximum likelihood, ML)法,采用第一组的三个符号和第D组的三个符号按式(7)估计频偏

$$\epsilon = \frac{N}{2\pi 3M(D-1)} \text{angle} \left( \sum_{i=1}^3 \sum_{n=1}^M r_{i,1,n}^* r_{i,D,n} \right) \quad (7)$$

式中,  $r_{i,k,n}$  为接收端第  $i$  个频带上第  $k$  个符号的第  $n$  个数据;  $N$  为子载波数 128;  $D$  越大估计精度越高,但是估计范围越小,因为相位偏转累积后不能超过求相位运算所能估计的范围  $[-\pi, \pi]$ , 所以应根据最大归一化频偏  $\epsilon_{\max} = 0.0384$  来推出  $D$ , 由

$$\left| \frac{2\pi 3M(D-1)\epsilon_{\max}}{N} \right| < \pi \quad (8)$$

推出  $D < 4.367$ , 取  $[D] = 4$ , 即选用第一组及第四组的各三个符号, 保证估计精度最高且不会越界。还要注意, 一定要三个频带的三个符号为一组来算, 因为多径造成不同频带衰落不一样, 而每个频带衰落情况在一帧内近似不变。补偿时从一帧首符号开始对所有符号在时域进行线性递增相位补偿。

### 2.4 信道估计及均衡

对于功率受限的 UWB 系统, 保护间隔采用零而不是传统的循环前缀, 为利用频域信道估计序列对信道进行均衡, 在接收端用 OLA 法把基于零保护间隔的 OFDM 系统转化为等效的基于循环前缀的系统。

设接收端符号定时后的第  $i$  个频带上的第  $k$  个 OFDM 时域符号为  $\mathbf{R}_{i,k}$ , 为长度 128 的行向量 ( $i=1, 2, 3, k=1, 2, \dots$ ), 其后保护间隔内的数据为长度 37 的行向量  $\mathbf{G}_{i,k}$ , 将  $\mathbf{G}_{i,k}$  补充 91 个零元素扩充为长度 128 的行向量, 即  $\mathbf{G}'_{i,k} = [\mathbf{G}_{i,k}, 0, 0, \dots, 0]$ , 则 OLA 操作可表示为  $\mathbf{R}'_{i,k} = \mathbf{R}_{i,k} + \mathbf{G}'_{i,k}$ 。对于较小的残余定时偏差, OLA 操作后相当于 OFDM 符号在时域的循环移位, 这种循环移位可以被频域信道均衡吸收。此信道估计方法同时还可以补偿一帧内统一的剩余载波相位偏差。

UWB 系统帧速率极高, 故信道的时变性相对缓慢, 可以近似看做一帧内信道不变, 所以可以基于前导信道估计序列进行信道估计及均衡, 而省去信道跟踪。标准中规定前导序列的第 25 至第 30 个符号为信道估计序列, 其在频域中表示为  $\mathbf{X}_{i,j}$  ( $j=1, 2$ ), 并且  $\mathbf{X}_{i,1} = \mathbf{X}_{i,2} = \mathbf{X}_i = [x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,128}]$ 。将接收端 OLA 后的时域符号  $\mathbf{R}'_{i,k}$  通过 FFT 运算变换到频域  $\mathbf{Q}_{i,k} = [q_{i,k,1}, q_{i,k,2}, \dots, q_{i,k,128}]$ , 设  $\mathbf{Q}_{i,k}$  中的信道估计序列为  $\mathbf{Y}_{i,j}$ , 将接收端两组频域的信道估计序列取平均得

$$\mathbf{Y}_i = \frac{\mathbf{Y}_{i,1} + \mathbf{Y}_{i,2}}{2} = [y_{i,1}, y_{i,2}, \dots, y_{i,128}] \quad (9)$$

信道均衡后的频域数据为

$$q'_{i,k,n} = \frac{q_{i,k,n} x_{i,n}}{y_{i,n}} = \frac{q_{i,k,n} x_{i,n} \text{conj}(y_{i,n})}{|y_{i,n}|^2} \quad (10)$$

式中,  $n = \arg(x_{i,n} \neq 0)$ 。

### 2.5 细频率同步

频偏捕获阶段可能会残余很小的频偏, 当帧比较长时, 随着符号数的增大, 很小的频偏累积后会使得星座图产生旋转, 判决误码率明显增加<sup>[11]</sup>。信道估计序列紧随同步序列之后, 故信道均衡后仍无法消除残余频偏累积效果对符号数偏大的数据的影响。频率跟踪阶段频域一个符号内所有数据可以近似的看作受到相同相位偏差的干扰<sup>[12]</sup>, 故可以利用频域梳状导频估计每个符号内的相位偏差及进行相应的补偿。此方法同样可以同时补偿剩余的载波相位偏差。

标准中规定每个符号内有 12 个导频分散地插在整个符号内, 设其为  $s_i$  ( $i=0, 1, \dots, 11$ )。则每个符号的相位偏差为

$$\Delta\theta = \arctan \frac{\text{Im} \left( \sum_{i=0}^{11} r_i s_i^* \right)}{\text{Re} \left( \sum_{i=0}^{11} r_i s_i^* \right)} \quad (11)$$

式中,  $r_i$  为接收端频域符号内的导频数据。

## 3 性能仿真

基于 ECMA-368 规定的 UWB 系统对本文提出方法的性能进行仿真。图 1 为在 CM4 信道下本文的基于单个符号的 MER 法以及文献[5]提出的基于 6 个符号的 MC 法进行细定时的均方根误差(mean square root error, MSRE)曲线, 其中能量窗长度  $H$  分别为 5、8、10, 相关窗长度为 132。可以看出, 本文提出的方法性能明显好于 MC 法。不同长度窗口性能相近, 选用较小长度的窗口亦可达到较好的性能。而文献[5]所述方法的相关窗口长度最小为 128, 且基于 6 个符号, 实现复杂度较高。图 2 为 CM4 信道下、窗口长度相同但符号数不同的 MSRE 曲线。可以看出, 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, 并且基于不同符号数的最小能量比值法性能均好于基于 6 个符号的 MC 法。

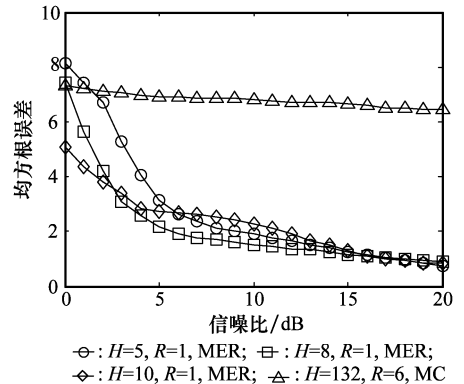


图 1 不同能量窗长度下的细定时均方根误差

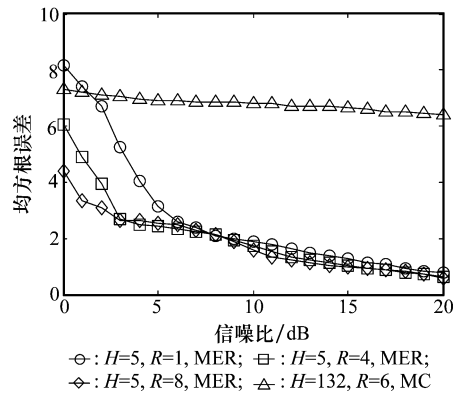


图 2 不同符号数下的细定时均方根误差

图 3 为信噪比 3 dB、频偏为 0.0384、CM4 信道下, 粗细定时后经过修正的超前定时误差概率图, 其中细定时选用第 1~4 共 4 个符号。CM4 信道下, 多径数为  $26^{[6]}$ , 可算出信道估计允许的最大超前定时误差为 11。从图中可

以看出,粗定时最大超前定时误差为 24,细定时后减小为 6,可被信道估计完全吸收。

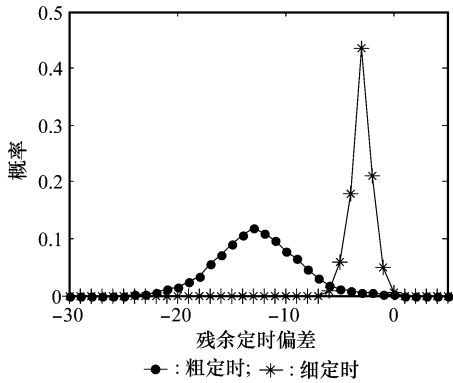


图 3 残余定时误差概率

图 4 为 CM4 信道下,归一化频偏为 0、0.01 及 0.038 4 时的捕获后残余频偏的 MSE 曲线。可以看出,频偏越小估计性能越好,信噪比 0 dB 以上时性能较好,1 dB 时最大频偏对应的均方差为  $10^{-7}$  数量级。

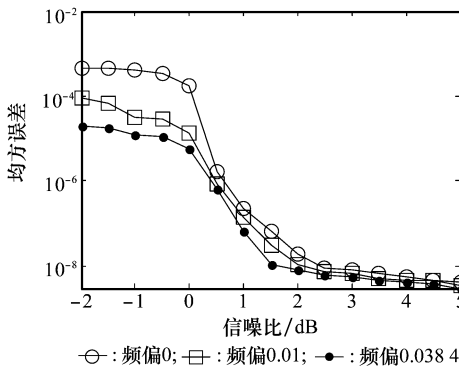


图 4 频率捕获残余频偏均方误差

图 5 为最大归一化频偏及没有频偏时,CM1 和 CM4 信道下的系统误比特率曲线。可以看出,没有频偏时系统性能好于最大频偏时,同一频偏 CM1 信道下系统性能好于 CM4 信道。信噪比为 3 dB 时最大频偏 CM4 信道下的系统误比特率为  $10^{-6}$  数量级,保证了信号功率很低时的系统性能,验证了本文设计的同步及信道估计方案。

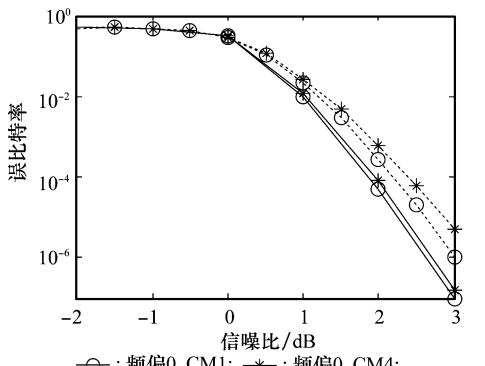


图 5 不同信道不同频偏下系统误比特率

### 4 结 论

本文通过算法改进和仿真提出了适用于标准多频带 OFDM 超宽带系统的定时频率同步及信道估计方案。该方案兼顾了算法性能与实现复杂度,MC 及 MER 法进行粗细定时,ML 估计及导频辅助进行粗细频率同步,重叠相加联合信道均衡法对多径效应及残余定时偏差进行补偿。信噪比为 3 dB 时,最恶劣的信道及频偏下,系统误比特率达  $10^{-6}$  数量级。

### 参考文献:

[1] Immovrov I Y. Practical applications of UWB technology[J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2010, 25(2):36-42.

[2] Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a[S]. IEEE Standard, 2004.

[3] ECMA-368. High rate ultra wideband PHY and MAC standard[S]. ECMA Standard, 2005.

[4] 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 P, Zhao Z H, Zhang Z R. Simulation of OFDM system model and synchronization errors analysis[J]. *Journal of System Simulation*, 2007, 19(13): 3042-3046.)

[5] Li Y H, Minn H, Rajatheva R M A P. Synchronization, channel estimation, and equalization in MB-OFDM systems [J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2008, 7(11):4341-4352.

[6] 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 C Q, Liu D P, Le G S. A robust blind symbol-timing synchronization for UWB-OFDM systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(8):1895-1899.)

[7] Li Y H, Minn H, Jacobs T, et al. Frequency offset estimation for MB-OFDM-based UWB systems[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2008, 56(6):968-979.

[8] Wang Z J, Xin Y, Mathew G, et al. A low-complexity and efficient channel estimator for multiband OFDM-UWB systems[J]. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2010, 59(3):1355-1366.

[9] Kei H, Gubner J A. The distribution of sums of path gains in the IEEE 802.15.3a UWB channel model[J]. *IEEE Trans. on Wireless Communications*, 2007, 6(3):811-816.

[10] Wang J, Song J, Yang Z X, et al. Frames theoretic analysis of zero-padding OFDM over deep fading wireless channels[J]. *IEEE Trans. on Broadcasting*, 2006, 52(2):252-260.

[11] Gao F F, Cui T, Nallanathan A. Scattered pilots and virtual carriers based frequency offset tracking for OFDM systems: algorithms, identifiability, and performance analysis[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2008, 56(4):619-629.

[12] Ge L J, Zhao Y X, Jin Y, et al. A novel carrier frequency offset tracking scheme in MQAM-OFDM systems[C]// *Proc. of 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 2009:1-4.