

基于训练序列与数据叠加的 ACO-OFDM 无线光通信系统时间同步方法

王汝言¹, 王 卓², 吴大鹏¹, 高 ●³, 左琼华⁴, 赵 辉¹, 上官松涛²

(1. 重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065;

2. 中国移动通信集团河南有限公司三门峡分公司, 河南三门峡 472000;

3. 中国移动通信集团设计院有限公司河北分公司, 河北石家庄 050021;

4. 信息产业部有线通信产品质量监督检验中心, 四川成都 610062)

摘 要: 提出了一种适用于 ACO-OFDM 无线光通信系统的基于时域叠加训练序列的时间同步方法. 该方法将经过 ACO-OFDM 调制后的伪随机序列作为训练序列, 并将其在一个符号周期内与数据同时发送. 接收端利用本地序列与接收信号进行相关运算, 对所叠加训练序列的能量进行积累, 从而实现时间同步. 仿真表明, 在多种信道模型下, 该方法能够有效改善同步准确率和定时偏移方差, 同时极大地提高了带宽效率, 使得时间功率分配具有较强的灵活性.

关键词: 无线光通信; 非均匀限幅光正交频分复用; 时间同步; 叠加训练序列

中图分类号: TN929.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 01-0162-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.01.026

A Timing Synchronization Method for ACO-OFDM Optical Wireless Communications Based on Superposition of Training and Data

WANG Ru-yan¹, WANG Zhuo², WU Da-peng¹, GAO Di³, ZUO Qiong-hua⁴, ZHAO Hui¹, SHANGGUAN Song-tao²

(1. Chongqing University of Posts and Telecommunications, School of Communications and Information Engineering, Chongqing 400065, China;

2. China Mobile Group Henan Co., Ltd. Sanmenxia Branch, Sanmenxia, Henan 472000, China;

3. China Mobile Group Design Institute Co., Ltd. Hebei Branch, Shijiazhuang, Hebei 050021, China;

4. Quality Supervision and Test Center for Cables and Communication Equipments of MII, Chengdu, Sichuan 610062, China)

Abstract: A new synchronization method for asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing (ACO-OFDM)-based optical wireless communications systems with the superimposed m sequence is proposed. The pseudo-noise (PN) sequence modulated by ACO-OFDM as training sequence is sent with a data symbol in the same symbol cycle. Receiver by using local sequence and the received signal correlation operation, accumulates the energy of the superimposed training sequence in order to achieve timing synchronization. Via simulation, both in LOS channel and diffuse channel, the proposed method has better synchronization accuracy, lower timing offset estimator variance, and the flexibility of time and power allocation, improves the bandwidth efficiency.

Key words: optical wireless communications; asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing; timing synchronization; superimposed training

1 引言

无线光通信(OWC)通过对可见光或红外激光的强度进行调制传输数据,成本低且不受频谱约束.将正交频分复用(OFDM)技术应用用于OWC系统,可以有效地提高信息传输速率和抗多径效应,适合短距离高速数据通信,因此得到了广泛的关注^[1].和直流偏置光 OFDM(DCO-OFDM)^[2]技术相比,采用非均匀限幅光 OFDM

(ACO-OFDM)^[3]的 OWC 系统具有更高的功率效率、安全性和灵活的星座选择^[4].

时间同步技术用于确定 OFDM 符号的起始位置,而对数据进行快速傅立叶变换(FFT),对 OFDM 系统至关重要.传统的同步方法通常在 OFDM 数据符号前插入具有特殊结构的训练符号,利用训练符号的周期相关性完成时间同步^[5-9].但是这种方法训练符号将独占发射机功率,不但降低了信息传输效率和频谱利用率,使承

载有效数据的效率较低,还缺乏时间、功率上的灵活性.文献[10~12]提出了在时域上将伪随机(PN)序列和数据符号并行传输的基于叠加训练序列的时间同步方法,提高了频谱利用率.但由于 OWC 系统中调制光强度信号的基带信号为非负的单极性实信号,而已有的基于叠加训练序列的时间同步方法其训练序列是复数序列,因此传统的叠加训练序列的时间同步方法不能用于该系统中.

针对以上问题,本文提出了适用于 ACO-OFDM 无线光通信系统的基于时域叠加训练序列的时间同步方法.该方法和传统的插入训练符号的时间同步方法相比,具有更高的同步准确率,更低的定时偏移方差,同时提高了带宽效率,具有时间功率分配的灵活性.

2 无线光信道模型

无线光信道主要分为点对点(LOS)信道和散射信道^[13].

2.1 LOS 信道

在 LOS 信道中,光发射机和接收机直接对准,光强度信号不经过多径传输,信号主要受到背景光的影响,这种影响服从高斯分布,因此通常将 LOS 信道近似为高斯信道.

2.2 散射信道

散射信道存在于室内环境中,光发射机和接收机没有直接对准,接收机接收到的光信号经过了多次反射,到达接收机的光信号来自不同方向,信号经过了多径传输.接收端接收到的光信号 $r(n)$ 是经过不同路径反射后到达接收机的不同光路径的总和,即:

$$r(n) = \sum_{k=0}^{L-1} h_k x(n - D_k) + w(n) \quad (1)$$

h_k 为第 K 条路径的信道脉冲响应的系数, D_k 为第 K 条路径的延迟时间, $w(n)$ 表示加性高斯白噪声(AWGN),表示电域 OFDM 基带信号中的噪声,为双极性信号, L 为信道脉冲响应的长度即多径数.光强度信号的接收功率满足归一化约束条件,即:

$$\sum_{k=0}^{L-1} h_k = 1 \quad (2)$$

光散射信道的信道脉冲响应系数通常可以用一个指数衰减准确描述^[14],即:

$$h_k = \frac{e^{-k\tau/\tau}}{\sum_{i=0}^{L-1} e^{-i\tau/\tau}}, \text{ 其中 } 0 \leq k \leq L-1 \quad (3)$$

其中 t_s 为奈奎斯特采样间隔, τ 为延迟时间,决定于空间大小和反射面的平均反射率. τ 的值通常较小^[15],其范围一般在 $0.5t_s$ 与 $1.5t_s$ 之间^[14].当 $\tau = 0.5t_s, t_s, 1.5t_s$ 时,分别对应的多径数 L 为 4, 6, 8.当 $\tau < 0.5t_s$ 时,系统的性能类似于在 LOS 信道中的性能;当 $\tau > 1.5t_s$ 时,无线光散射信道具有低通特性.

3 基于叠加训练序列的 ACO-OFDM 系统时间同步方法

3.1 时间同步方案

图 1 为本文所提出基于叠加训练序列的 ACO-OFDM 系统时间同步方案.

3.1.1 训练序列与数据的叠加

PN 序列经过串并变换、星座映射(QPSK 或 nQAM 调制)、矩阵变换后得到长度为 N (N 为子载波个数)的复向量 T .对 T 进行逆傅立叶变换(IFFT)得到 $t(n)$.

$$t(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} T(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad (4)$$

$$T(k) = \sum_{n=0}^{N-1} t(n) \exp\left(\frac{-j2\pi kn}{N}\right) \quad (5)$$

由于采用光强度调制,为了避免序列叠加造成数据的丢失,在 $t(n)$ 添加循环前缀(CP)和并串变换后应对其进行限幅,将小于零的信号置零,大于零的信号保留,得到 PN 序列的时域信号采样序列 $t_c(n)$.同时为了避免限幅对 PN 序列的自相关性造成破坏,因此 T 应满足条件:

$$\begin{cases} T(k) = 0, & \text{当 } k \text{ 为偶数时} \\ T(k) = \text{conj}(T(N-k)), & \text{当 } k \text{ 为奇数时} \end{cases} \quad (6)$$

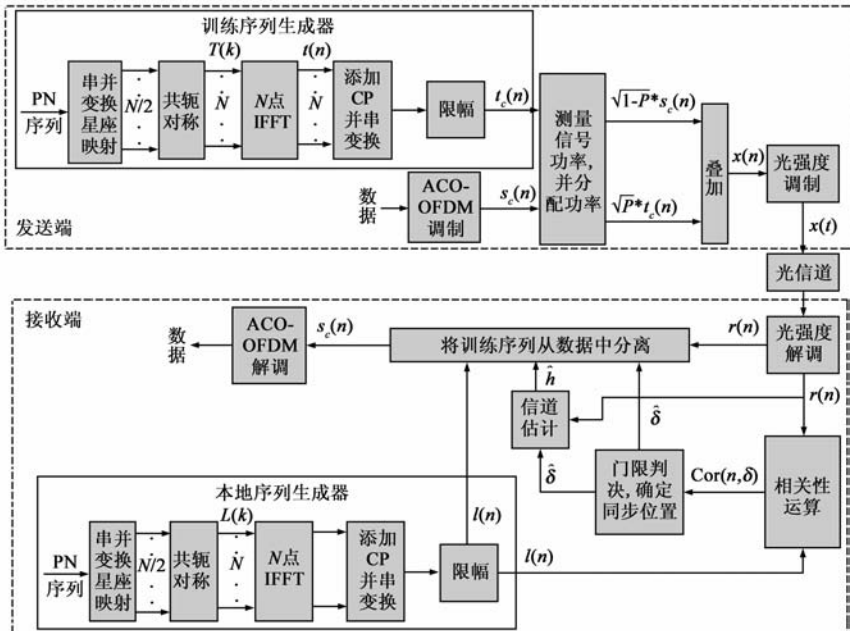


图1 基于叠加训练序列的ACO-OFDM系统时间同步方案

其中 $0 \leq k \leq N-1$, $\text{conj}(A)$ 表示为 A 的复共轭.

当 T 满足式(6)的条件时, $t(n) = -t(n + N/2)$. 设 $t_c(n)$ 经过 FFT, 得到长度为 N 的复向量为 T_c .

$$\begin{aligned} T_c &= \sum_{n=0}^{N-1} t_c(n) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \\ &= \sum_{\substack{n=0 \\ t(n)>0}}^{N-1} t(n) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \end{aligned} \quad (7)$$

于是

$$\begin{aligned} T(k) &= \frac{1}{N} \sum_{\substack{n=0 \\ x(n)>0}}^{N/2-2} \left[t(n) \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N}\right) + \right. \\ &\quad \left. t\left(n + \frac{N}{2}\right) \exp\left(-\frac{j2\pi(n + N/2)k}{N}\right) \right] \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{\substack{n=0 \\ x(n)<0}}^{N/2-2} \left[t(n) \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N}\right) + \right. \\ &\quad \left. t\left(n + \frac{N}{2}\right) \exp\left(-\frac{j2\pi(n + N/2)k}{N}\right) \right] \\ &= \frac{2}{N} \sum_{\substack{n=0 \\ x(n)>0}}^{N/2-2} t(n) \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N}\right) \\ &\quad + \frac{2}{N} \sum_{\substack{n=0 \\ x(n)<0}}^{N/2-2} t(n) \exp\left(-\frac{j2\pi nk}{N}\right) \\ &= 2T_c(k) \end{aligned} \quad (8)$$

由式(8)可知, 当 T 满足式(6)的条件时, 经过限幅, PN 序列没有丢失, 自相关性得以保留.

假设限幅后的数据符号 $s_c(n)$ 和训练序列 $t_c(n)$ 都具有单位功率, 分别将 $t_c(n)$ 和一个数据符号 $s_c(n)$ 乘以系数 \sqrt{P} 和 $\sqrt{1-P}$, 为其分配功率, 然后将训练序列和数据符号在同一个 OFDM 符号时间内发送. $P(0 \leq P \leq 1)$ 为功率分配因子, 表示训练序列功率占发射机总功率的比例. 在叠加序列系统分析过程中, 通常假设发射机功率不变, 并将总功率归一化. 假设 σ_T 为训练序列的功率, σ_D 为数据符号的功率, 则发射机总功率为 $\sigma_T + \sigma_D$, 于是:

$$P = \frac{\sigma_T}{\sigma_T + \sigma_D} \quad (9)$$

这里将训练序列叠加在一个完整的 OFDM 数据符号上, 这样得到时域信号采样序列 $x(n)$, 即:

$$x(n) = \sqrt{1-P}s_c(n) + \sqrt{P}t_c(n) \quad (10)$$

其中: $0 \leq n \leq N + N_{CP} - 1$, N_{CP} 为 CP 的长度.

3.1.2 时间同步算法

接收端接收信号的采样序列为 $r(n)$.

$$r(n) = \mu x(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (11)$$

其中 \otimes 表示卷积, 常数 μ 为光电检测器灵敏度, $h(n)$ 为光信道脉冲响应, 为了使所提出方法具有通用性, 本文令 $\mu = 1$, 于是, 接收信号采样序列 $r(n)$ 为:

$$r(n) = x(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (12)$$

将 $r(n)$ 与本地序列 $l(n)$ 相乘, 进行相关运算. 当位于同步位置时, 可以实现对所叠加训练序列能量的

累积, 从而确定同步位置. 时间同步函数表示为:

$$\begin{aligned} \text{Cor}(n, \delta) &= \sum_{k=0}^{R-1} l^*(k) r(n+k+\delta) \\ &= \sum_{k=0}^{R-1} l^*(k) \left\{ \left[\sqrt{1-P}s_c(n+k+\delta) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sqrt{P}t_c(n+k+\delta) \right] \right. \\ &\quad \left. \otimes h(n+k+\delta) + w(n+k+\delta) \right\} \\ &= \sum_{k=0}^{R-1} \left[\sqrt{1-P}l^*(k)s_c(n+k+\delta) \right. \\ &\quad \left. \otimes h(n+k+\delta) + l^*(k)w(n+k+\delta) \right] \\ &\quad + \sqrt{P} \sum_{k=0}^{R-1} l^*(k)t_c(n+k+\delta) \\ &\quad \otimes h(n+k+\delta) \end{aligned} \quad (13)$$

其中 δ 为整数, 是接收信号序列与本地序列之间的相对滑动位置, $R = N + N_{CP}$, 为相关长度. $t_c(n) = l(n)$, 为实序列. 本文采用具有良好的自相关性和弱互相关性的 m 序列作为训练序列. 当 δ 不是同步时刻时, $\text{Cor}(n, \delta)$ 是一个随机信号. 当 δ 为同步时刻时, 式(13)中的前一部分为 $l(n)$ 与 $s_c(n)$ 和 $w(n)$ 的互相关函数, 为随机信号; 后一部分即为训练序列的自相关函数, 即对所叠加的训练序列能量的积累, 因此 $\text{Cor}(n, \delta)$ 会达到最大值. 设置门限值 M , 当 $|\text{Cor}(n, \delta)|^2 > M$ 时, 即认为 δ 是同步时刻. 具体表示为:

$$\hat{\delta} = \arg\{|\text{Cor}(n, \delta)|^2 > M\} \quad (14)$$

式(14)中 M 的选取与接收信号的功率有关.

3.2 叠加训练序列和用户数据的分离

由于训练序列与用户数据共用子载波, 因此在接收端必须将训练序列和用户数据进行分离. 具体方法如下:

假设训练序列叠加在第 m 个数据符号上, 则接收端信号 $r_m(n)$ 可表示为:

$$\begin{aligned} r_m(n) &= x_m(n) \otimes h(n) + w_m(n) \\ &= \left\{ \sqrt{1-P}s_{c_m}(n) + \sqrt{P}t_c(n) \right\} \otimes h(n) + w_m(n) \end{aligned} \quad (15)$$

假设时域信道脉冲响应的估计值为 $\hat{h}(n)$, 将其与本地序列 $l(n)$ 做卷积, 则可得到训练序列的估计值 $\hat{t}_c(n)$:

$$\hat{t}_c(n) = l(n) \otimes \hat{h}(n) \quad (16)$$

将训练序列的估计值 $\hat{t}_c(n)$ 从 $r_m(n)$ 中减去, 分离出数据符号 $s_{c_m}(n)$, 即:

$$s_{c_m}(n) = \frac{r_m(n) - \sqrt{P}\hat{t}_c(n)}{\sqrt{1-P}} = \frac{r_m(n) - \sqrt{P}[l(n) \otimes \hat{h}(n)]}{\sqrt{1-P}} \quad (17)$$

通过以上操作, 接收端 FFT 前, 能够有效地分离出所叠加的训练序列, 从而抑制了其对用户数据的干扰.

4 仿真分析

参数设置:OFDM 系统子载波数 $N = 256$, CP 的长度 $N_{CP} = N/8$, 调制方式为 4QAM, 散射信道中路径延迟时间 $\tau = t_s$, 多径数 $L = 6$. 本文采用蒙特卡罗仿真方法, 运行次数为 20000.

4.1 功率分配因子对系统性能的影响

影响功率分配因子 P 的选择的因素很多, 选择过程中需要权衡系统影响以及同步性能之间的矛盾. 图 2 为功率分配因子对系统性能影响的仿真.

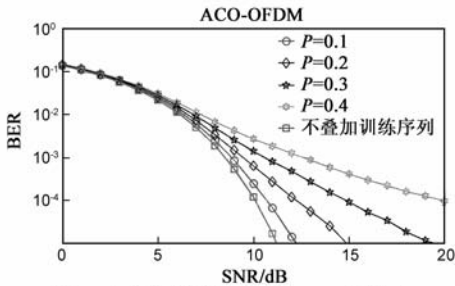


图2 功率分配因子对系统BER的影响

在信噪比(SNR)为 10dB 的情况下, 当 $P \leq 0.25$ 时, 系统的误码率(BER)为 10^{-3} . 可以认为, 当 $P \leq 0.25$ 时, 叠加训练序列对系统 BER 的影响很小, 可以忽略. 因此下文的仿真中, 选取功率分配因子 $P = 0.25$.

4.2 性能仿真分析

图 3 与图 4 分别在 LOS 信道和散射信道中将本文的同步方法和传统方法的时间同步准确率进行对比. 在 LOS 信道中, 当 $SNR = -5dB$ 时, 本文的时间同步方法比文献 [8, 9] 以及 Park 同步方法的同步正确率高 50%. 当 $SNR > 3dB$ 时, 本文的方法达到 100% 的同步正确率, 而文献 [8] 的方法在 $SNR > 4dB$ 时, 文献 [9] 的方法在 $SNR > 9dB$ 时才能实现 100% 的同步正确率. 散射信道中, 当 $SNR = -5dB$ 时, 本文的方法比其他方法的同步正确率高 40%; 在 $SNR = 0dB$ 时, 高 70%. 当 $SNR > 5dB$ 时, 本文的方法达到 100% 的同步正确率, 而文献 [8] 的同步方法在 $SNR > 12dB$ 时才能实现 100% 的同步正确率, 其他方法均未能实现 100% 的同步正确率.

图 5 与图 6 分别对比了 LOS 信道和散射信道中本

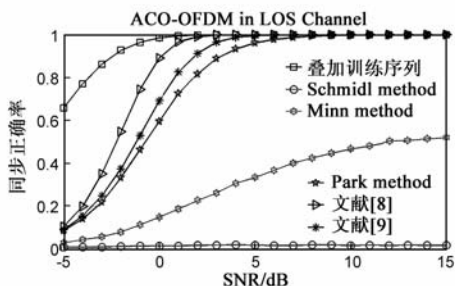


图3 LOS信道中时间同步正确率比较

文的同步方法和传统方法的定时偏移方差. 在这两种信道中, 本文所提出的同步方法的定时偏移方差都明显低于其他方法, 因此具有更稳定的同步性能. 文献 [8, 9], Minn 和 Park 的同步方法在散射信道中的定时偏移方差与在 LOS 信道中的相比明显增大. Schmidl 和 Minn 方法无论在 LOS 信道还是在散射信道中, 其性能都相对较差.

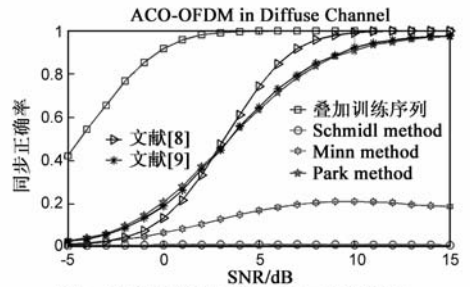


图4 散射信道中时间同步正确率比较

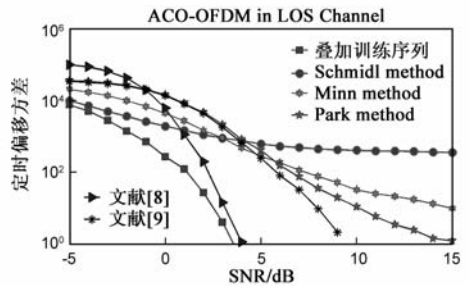


图5 LOS信道中时间同步方差比较

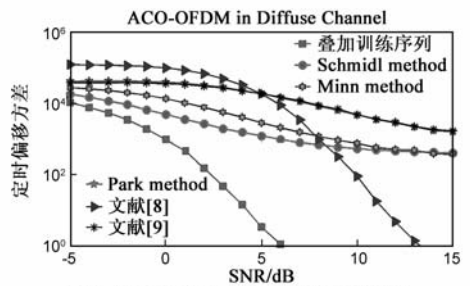


图6 散射信道中时间同步方差比较

图 7 与图 8 针对本文的基于时域叠加 m 序列的时间同步方法, 在选用不同的子载波数目和功率分配因子的情况下的性能比较. 可以看出, 当功率分配因子 P

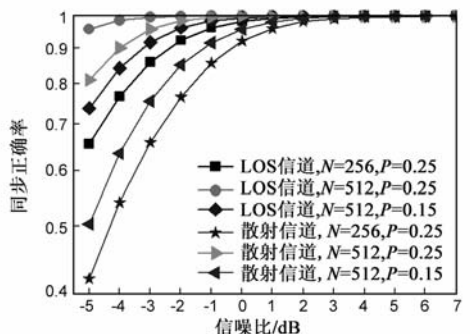


图7 本文方法在不同情况下的同步正确率

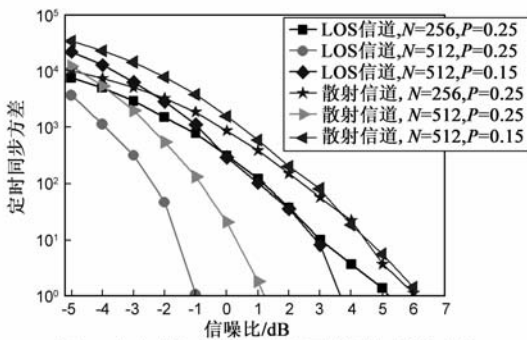


图8 本文方法在不同情况下的同步偏移方差

不变时,子载波数目越多,同步性能就越好.在子载波数目较大的情况下,选用相对较小的功率分配因子也可以获得较好的同步性能.因为子载波数目越多,叠加序列的长度就越长,其总能量就越大,同步性能也越好.因此本方法尤其适用于子载波数目多的系统中.

5 结论

本文提出了一种适用于 ACO-OFDM 系统的时域叠加训练序列的时间同步方案.通过利用本地序列与接收信号进行相关运算,实现对所叠加的弱能量训练序列的能量进行积累,获得较大的能量,从而实现时间同步.该方法尤其适用于子载波数目较多的系统中.和传统的单独传输训练序列的时间同步方法相比,本文提出的时间同步方法具有更高的同步准确率,更低的定时偏移方差,同时不需要单独占用一段时隙传输训练序列,提高了带宽效率,同时训练序列所占发射机功率也很小,具有时间功率分配的灵活性.

参考文献

- [1] Jean Armstrong. OFDM for optical communications[J]. Journal of Lightwave Technology, 2009, 27(3): 189 – 204.
- [2] O Gonzalez, R Perez-Jimenez, et al. OFDM over indoor wireless optical channel[J]. IEE Proceedings of Optoelectronics, 2005, 152(4): 199 – 204.
- [3] J Armstrong, A J Lowery. Power efficient optical OFDM[J]. Electronics Letters, 2006, 42(6): 370 – 371.
- [4] J Armstrong, et al. Comparison of asymmetrically clipped optical OFDM and DC-biased optical OFDM in AWGN[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(5): 343 – 345.
- [5] T Schmidl, D Cox. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613 – 1621.
- [6] H Minn, V K Bhargava, K B Letaief. A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 822 – 839.
- [7] B Park, et al. A novel timing estimation method for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(5): 239 – 241.
- [8] S Tian, K Panta, et al. A novel timing synchronization method

for ACO-OFDM-based optical wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 7(12): 4958 – 4967.

- [9] Xiaoyong Hao, Kun Qiu, et al. On the Timing Synchronization Methods for optical orthogonal frequency division multiplexing (OOFDM) systems: comparisons and improvement[A]. Proceedings of Communications and Photonics Conference and Exhibition 2009 (ACP)[C]. USA: IEEE Press, 2009. 1 – 11.
- [10] Fredrik Tufvesson. OFDM time and frequency synchronization by spread spectrum pilot technique[A]. Proceedings of Communication Theory Mini-Conference[C]. USA: IEEE Press, 1999. 115 – 119.
- [11] 罗仁泽, 张光玉. OFDM 系统叠加序列能量分配及同步方案[J]. 电子学报, 2006, 34(4): 670 – 673.
Luo Ren-ze, Zhang Guang-yu. Superimposed training power allocation and synchronization for OFDM systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(4): 670 – 673. (in Chinese)
- [12] 罗仁泽, 高 ■, 伍裕江, 等. 保护带叠加最佳训练序列时间同步方法[J]. 电子学报, 2009, 37(7): 1584 – 1587.
Luo Ren-ze, Gao Di. Timing synchronization scheme using superimposed perfect training in guard band[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(7): 1584 – 1587. (in Chinese)
- [13] Steve Hranilovic. Wireless Optical Communication Systems [M]. Germany: Springer Science and Business Media, 2005. 31 – 35.
- [14] V Jungnickel, V Pohl, et al. A physical model of the wireless infrared communication channel[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2002, 20(3): 631 – 640.
- [15] H Elgala, et al. Practical considerations for indoor wireless optical system implementation using OFDM[A]. Proceedings of the 10th International Conference on Telecommunications, 2009[C]. USA: IEEE Press, 2009. 25 – 29.

作者简介



王汝言 男, 1968 年 12 月出生, 湖北浠水人. 教授、博士生导师、中国电子学会高级会员、中国通信学会高级会员. 主要从事宽带网络理论技术、多媒体信息处理、多维异构信息融合等方面的研究工作.

E-mail: wangy@cqupt.edu.cn



王卓 男, 1985 年 11 月出生, 山东文登人. 2011 年在重庆邮电大学获得工学硕士学位. 现就职于中国移动通信集团河南有限公司三门峡分公司. 主要从事移动通信、光通信与光网络理论与技术的研究工作.

E-mail: smxwz@163.com