

叠加弱能量序列的 OFDM 系统时频同步方法

罗仁泽^{1,2}, 戈勇华², 党煜蒲¹, 易丹¹, 张杰¹, 牛娜¹

(1. 西南石油大学电气信息学院, 四川成都 610500; 2. 重庆邮电大学光纤通信重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 本文提出一种使用叠加的、弱能量序列进行时间同步和频偏估计的方法, 其中所构造的训练序列具有低/零自相关性及弱能量性能, 该序列被叠加在信息符号上并仅分配发射机总能量的 4.1%; 传统利用循环前缀信息估计频偏范围只局限于 0.5 内, 该法使频偏估计范围可达到 1, 在利用本地序列与接收信号的相关性后可使整个频偏估计范围达到 1/4 带宽. 理论和仿真表明, 该法具有比常规算法更优的时间估计精度和频偏估计范围.

关键词: 正交频分复用; 同步; 叠加弱能量序列

中图分类号: TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 02-0412-05

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.02.033

Timing and Frequency Synchronization Algorithm with Superimposed Weak Power Sequence for OFDM Systems

LUO Ren-ze^{1,2}, GE Yong-hua², DANG Yu-pu¹, YI Dan¹, ZHANG Jie¹, NIU Na¹

(1. School of Electrical Engineering and Information, Southwest Petroleum University, Chengdu, Sichuan 610500, China;

2. Key Laboratory of Optical Fiber Communication, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: A novel timing and frequency synchronization method by superimposed sequence with lower power was proposed for OFDM systems. The training sequence, which was constructed and had low/zero autocorrelation and weak energy performance, was superimposed with total energy accounted for only a transmitter total power 4.1 percent on the information symbol. The novel frequency offset estimation range using guard interval is enlarged from 0.5 to 1, while the total frequency offset estimation range is 1/4 bandwidth. Theory and simulation show that the performances of the proposed algorithm are much better than those of the conventional schemes in accuracy and the mean square error.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); synchronization; superimposed weak power sequence

1 引言

OFDM 技术具有频谱效率高和较强的抗多径衰落能力等优点, 目前已广泛的应用到新一代移动通信中, 如无线局域网 (WLAN)、数字视频广播 (DVB)、数字音频广播 (DAB) 等. 众所周知, OFDM 系统对同步误差比较敏感, 主要包括时间同步和载波频率同步. 时间同步用来确定 OFDM 数据符号的起始位置, 以进行正确的 FFT 操作; 载波频率同步主要是对系统进行正确的频偏估计和补偿, 消除多载波并行传输的子载波间干扰. 目前所提出的同步算法主要采用插入训练序列方式^[1,2], 获得了较好的系统同步性能, 但该方法存在的缺陷有两个: 一个是训练序列独占发射机功率; 另一个是占用有效频谱资源.

为了克服这两大缺陷, 有学者提出将训练序列叠加

在其中一个 OFDM 符号上, 利用本地训练序列与接收信号进行相关运算, 通过搜索相关峰值来获得系统时间同步. Tufvesson^[3] 提出叠加重复周期 PN 训练序列的时频同步算法, 该算法能够获得较好的时间同步性能, 但无法同时获得较大的频偏估计范围和较高的频偏估计精度. Chih-Peng Li 和 Wei-Wen Hu^[4] 两人提出一种叠加训练序列的同步算法, 采用最大似然法 (ML) 准则进行时间、频率估计, 获得了较好的同步性能, 但该算法中采用了信道的信噪比, 在实际的应用中, 信道的信噪比难以确定, 且算法复杂度较高, 这将影响算法的实际应用. Guoqiang Gong 和 Wanchen Ge^[5] 提出两种不同的重复周期且具有良好自相关性的 m 序列分别叠加在用户的偶数和奇数帧的帧同步算法, 通过接收信号与本地 m 序列进行相关来获取同步, 但该算法使用的叠加两个用户帧, 这将降低发射机的功效, 同时提高了系统的误码率.

基于现有的叠加训练序列同步算法,本文引入低/零自相关弱能量序列,能量只占总序列能量的 4.1%,并重新构造序列,且序列不再具有重复周期性.利用本地训练序列与接收信号进行相关来获取时间同步和循环前缀信息获取频率同步,在加高斯白噪声信道和 DVB-T 多径衰落信道下仿真结果验证算法的有效性.

2 系统模型及训练序列结构

2.1 系统模型

假设 X_k 为第 k 个子载波上调制的基带信号,IFFT 总的点数为 N ,则调制后的输出信号为:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N}\right), n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

为了消除符号间干扰,可以将调制后的信号 $x(n)$ 前插入 N_g 个点的循环前缀,则一个完整的 OFDM 符号可以表示为 $\{x_{N-N_g}, \dots, x_{N-1}, x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$.

为了克服插入训练序列方式的缺陷,将训练序列乘以一个功率分配因子线性叠加在一个完整的基带 OFDM 符号上,然后通过射频调制进入多径信道.添加循环前缀和叠加训练序列后的信号可以表示为:

$$s(n) = \sqrt{P(1-\beta)} x'(n) + \sqrt{P\beta} c(n), n = 0, 1, 2, \dots, N + N_g - 1 \quad (2)$$

式中: P 表示发射机的固定功率; β 表示功率分配因子,定义为 $\beta = \sigma_i^2 / (\sigma_i^2 + \sigma_s^2)$, σ_i^2 和 σ_s^2 分别表示训练序列的功率和发射信号功率. $x'(n)$ 表示添加循环前缀后的用户数据信号; $c(n)$ 表示训练序列.由于移动台引起的多普勒频移和多径信道时延,在接收端的时域信号可以表示为:

$$\begin{aligned} r(n) &= e^{j2\pi\epsilon n/N} \sum_{l=0}^{d-1} s(n-\theta_l) h(l) + w(n) \\ &= y(n-\theta) e^{j2\pi\epsilon n/N} + w(n) \end{aligned} \quad (3)$$

式中: $w(n)$ 表示高斯白噪声; $h(l)$ 表示信道脉冲响应函数; d 表示多径信道数; θ_l 表示第 l 条信道的延时; ϵ 表示归一化频率偏移值.

2.2 训练序列结构

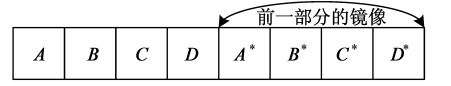
文献[3,5]均提出叠加训练序列的同步算法,但这种训练序列结构具有重复性,且算法的复杂度较高.本文通过引入低/零自相关性的弱能量序列,利用共轭、取反、对称特性重新构造序列,序列分由前后两部分构成,结构如图 1 所示.

其中,低/零自相关性的弱能量序列^[6]表达式为:

$$c(k) = \begin{cases} e^{j2\pi k^2/P}, & P \text{ 为偶数} \\ e^{j2\pi k(k+1)/P}, & P \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (4)$$

图 1 中,序列 A 由低/零自相关序列 $c(k)$ 进行 P

点的 IFFT 变换后,在偶数位进行插零处理,得到新的 $2P$ 点序列(其中: $N/P = 32$),再 A 序列按照图 1 结构进行构造序列,生成低/零自相关弱能量序列 $c(n)$,序列所分配的能量占总能量的 4.1%.



B:表示A的共轭 D:表示A的镜像 C:表示A的取反
图1 训练序列结构图

3 时间、频率同步新算法

在 OFDM 无线移动通信系统中,同步问题主要分为时间同步和频率同步.时间同步主要用来确定 OFDM 符号的起始位置,以便接收端进行 FFT,确保正确的信号解调;频率同步主要是对系统进行正确的频偏估计及补偿,消除子载波间的干扰,保证子载波间的正交性.本部分主要进行时间同步和频率同步算法的提出.

3.1 时间同步算法

本文主要利用接收的 OFDM 信号中的循环前缀信息进行粗同步,表达式为:

$$M_c(d) = \sum_{d=1}^L \sum_{k=0}^{N_g-1} r(k+d) r^*(k+N+d) \quad (5)$$

式中:“*”表示接收信号的共轭; L 表示 FFT 窗口观测总长度,为了确保能正确的观察到两个连续 OFDM 符号的循环前缀相关峰值信息, L 的取值为 $L \geq N + N_g + 1$.粗同步后,可以确定时间同步位置在一个置信区间 $[a, b]$ 内,为了确保系统能够获得较好的时间同步,必须进行细同步.本文提出利用本地训练序列与接收信号进行相关运算,时间同步算法为:

$$M_r(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (6)$$

式中:

$$\begin{aligned} P(d) &= \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(r(d+m) \cdot c'(m + \frac{N}{2}) \right. \\ &\quad \left. + r(d+m + \frac{N}{2}) \cdot c'(m) \right) \end{aligned} \quad (7)$$

$$R(d) = \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(\left| c'(m + \frac{N}{2}) \right|^2 + \left| r(d+m + \frac{N}{2}) \right|^2 \right) \quad (8)$$

式中: $c'(\cdot)$ 表示本地训练序列; d 为整数,表示接收信号与本地序列的相对滑动位置.由于在训练序列构造时,后一部分是前一部分的共轭结构,因此,式(7)中可以省去对接收信号或者本地训练序列进行共轭操作,简化了接收机的设计复杂度.由于弱能量低/零自相关序列与用户数据具有低相关性,尖锐的相关峰值只与所叠加的数据段产生,因此,式(7)可以重新改写为:

$$P(d) = C_r(d = \theta) + \Gamma_r(d \neq \theta) \quad (9)$$

$$C_r(d = \theta) = \sqrt{P\beta} \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(c'(m + \frac{N}{2})c(d+m) + c(d+m + \frac{N}{2})c'(m) \right) e^{j2\pi\epsilon n/N} \quad (10)$$

$$\Gamma_r(d \neq \theta) = \sum_{m=0}^{N/2-1} (w(n)(c'(m) + c'(d+m)) + \sqrt{P(1-\beta)} \left(r(m + \frac{N}{2})c'(d+m) + r(d+m + \frac{N}{2})c'(m) \right) e^{j2\pi\epsilon n/N}) \quad (11)$$

式(10)为本地训练序列与接收信号相关部分,可以利用此部分的相关峰值来确定精确的时间同步。

3.2 频率同步算法

系统性能的好坏不仅与时间同步有关,还与频率同步有关,当存在频率偏移时,会导致子载波间不正交,从而引起载波间的干扰.频偏包括整数频偏和分数频偏.分数频偏的估计算法,主要利用连续两个或者多个 OFDM 符号的信息来获得同步.具体频率同步算法如下:

$$\hat{\epsilon}_1 = -\frac{1}{2\pi} \text{angle} \left(\sum_{l=0}^1 \sum_{k=d}^{N_g+d-1} r(k+l * D) * r^*(k+N+l * D) \right) \quad (12)$$

式中 $D = N + N_g$.传统采用保护间隔的特殊结构对频率偏移进行估计的基本方法,对于归一化频率偏移在 0.5 内可获得较好的同步性能,但对归一化频偏值大于 0.5 时,获得的同步性能较差.因此,为克服这种缺陷,本文提出一种改进方法,在判断 $\hat{\epsilon}_1$ 值与零值的情况下,可使归一化频偏值 $|\epsilon| \leq 1$,获得较好的同步性能,方法如下:

$$\hat{\epsilon}' = \hat{\epsilon}_1 + \hat{\epsilon}_2 \quad (13)$$

$$\hat{\epsilon}_2 = \begin{cases} 1, & \hat{\epsilon}_1 < 0 \\ 0, & \hat{\epsilon}_1 \geq 0 \end{cases} \quad (14)$$

式(14)主要是通过判断 $\hat{\epsilon}_1$ 的值来进行取值.如果 $\hat{\epsilon}_1$ 的值小于零,则产生溢出,可以通过加上 $\hat{\epsilon}_2$ 的值来获得补偿.对于整数频偏可以通过本地序列与接收信号相关运算求相位来获取,计算公式为:

$$\hat{\epsilon}_3 = -\frac{N}{4\pi} \tan^{-1}(P(d)_{d=\theta}) \quad (15)$$

式中: θ 表示时间同步位置, N 为 IFFT 长度,

$$P(d) = \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(r(d+m) \cdot c'(m + \frac{N}{2}) + r(d+m + \frac{N}{2}) \cdot c'(m) \right) \quad (16)$$

由式(15)可以得到频偏估计的捕获范围为 $|\Delta f| < N/4$.

4 数学分析及推导

4.1 时间同步数学分析

为了方便数学分析,假设发射机的总功率 P 为 1,且训练序列与用户数据及信道噪声不相关,则时间同

步表达式(9)可以重写为:

$$P(d) = C_r(d = \theta) = \sqrt{\beta} \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(c'(m + \frac{N}{2})c(d+m) + c(d+m + \frac{N}{2})c'(m) \right) e^{j2\pi\epsilon n/N} \quad (17)$$

为了方便简单分析,假设同步时刻 $d = 0$,因此,接收端的信号中包含本地训练序列同样的信息 $c(m)$,则

$$E(P(d)_{d=0}) = E \left(\sqrt{\beta} \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(c'(m + \frac{N}{2})c(m) + c(m + \frac{N}{2})c'(m) \right) e^{j2\pi\epsilon n/N} \right) \\ = 2\sqrt{\beta} \sum_{m=0}^{N/2-1} \left(E \left(c'(m + \frac{N}{2})c(m) \right) \right) \quad (18)$$

在最优的功率分配因子 β 下,系统的同步正确概率分布可以定义为:

$$P_r \{ P(d)_{d=0} | \text{Optimal } \beta \} \\ = P_r \{ E(P(d)_{d=0}) \leq P(d) \leq E(P(d)_{d=0}) + N/2 \} \\ = F_{P(d)}(E(P(d)_{d=0}) + N/2) - F_{P(d)}(E(P(d)_{d=0})) \\ = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{E(P(d)_{d=0}) - E(P(d))}{2\sqrt{\beta}\sigma_c^2} \right) \\ - \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{E(P(d)_{d=0}) - E(P(d)) + \frac{N}{2}}{2\sqrt{\beta}\sigma_c^2} \right) \quad (19)$$

式中: N 表示训练序列的长度; σ_c^2 表示本地训练序列的方差值; $F_{P(d)}$ 表示 $P(d)$ 的累积分布函数 $F_{P(d)} = 1 - (1/2) \text{erfc}((x - P(d))/\sqrt{2}\sigma_c^2)$.对于低信噪比情况下,所提出的时间同步算法检测的概率分布可以定义为:

$$P_r \{ P(d)_{d=0} | \text{Small-SNR} \} \\ = P_r \{ E(P(d)_{d=0}) \leq P(d) \leq E(P(d)_{d=0}) + N_g \} \\ = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{E(P(d)_{d=0}) - (N + N_g)c(n)}{2\sqrt{\beta}\sigma_c^2} \right) \\ - \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{E(P(d)_{d=0}) - (N + N_g)c(n) + N_g}{2\sqrt{\beta}\sigma_c^2} \right) \\ = 1 - \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{N_g}{2\sqrt{\beta}\sigma_c^2} \right) \quad (20)$$

4.2 频率同步算法分析

频率偏移估计受到信噪比的影响,主要通过两个连续 OFDM 中的循环前缀信息来获得.为了方便研究,在高斯信道、高信噪比下,只对频偏估计 $\hat{\epsilon}_1$ 进行分析:

$$E(\hat{\epsilon}_1^{H-SNR}) = -\frac{1}{2\pi} \sum_{l=0}^1 \sum_{k=d}^{N_g+d-1} E(\text{angle}(r(k+l * D) * r^*(k+N+l * D))) \\ = -\frac{1}{\pi} \text{angle}(N_g\sigma_y^2 e^{-j2\pi\epsilon}) \quad (21)$$

式中: σ_y^2 表示循环前缀的平均功率.根据对数似然准

则^[7], 频率估计可以定义为:

$$\begin{aligned} \Lambda_\epsilon &= \log f(\epsilon) \\ &= \sum_{l=0}^1 \sum_{k=\bar{d}}^{Ng+\bar{d}-1} \log \frac{f(r(k+l*D), r(k+N+l*D))}{f(r(k+l*D))f(r(k+N+l*D))} \end{aligned} \quad (22)$$

根据 Cramer-Rao 下界^[4]的定义 $CRLB \geq 1/I_\epsilon$, 其中:

$$I_\epsilon = - \frac{E((\partial^2 \log f(\epsilon)))}{\partial \epsilon^2}. \text{ 则频偏估计值 } \epsilon \text{ 的 Cramer-Rao}$$

下界可以表示为:

$$CRLB \geq \frac{(1-\rho^2)(\sigma_Y^2 + \sigma_W^2)}{16\rho\pi^2 N_g \sigma_c^2} \quad (23)$$

式中: $\rho = (\sigma_Y^2 + \sigma_W^2)/\sigma_W^2$, σ_Y^2 表示用户数据的平均功率; σ_W^2 表示噪声的平均功率.

5 仿真结果分析

这部分将介绍叠加训练序列算法性能仿真及最优功率分配因子 β 的确定. 系统仿真参数设置见表 1 所示.

表 1 系统仿真参数表

IFFT 长度	循环前缀长度	调制方式	多径信道
2048	64	QPSK	DVB-T 标准信道

为了寻求最优的功率分配因子, 可以通过不同 β 下的系统误码率性能及同步正确率来同时确定. 当系统误码率较小及所提出的算法具有较高的同步正确率的情况下, 可以确定此刻的 β 值为最优值. 图 2 为不同功率分配因子对系统误码率性能的影响. 图 3 为不同功率分配因子对同步正确率的影响. 图 2 中, 当 SNR = 14dB, 功率分配因子 $\beta = 0.3$ 时, 系统的误码率达到 10^{-4} , 同时在图 3 中, 相同的信噪比和功率分配因子下, 系统的同步正确率达到 90% 以上. 图 4 中给出了最佳功率分配因子仿真图, $\beta = 0.3$ 系统的误码率最低, 仿真曲线图与文中引用的文献[4]中的图 3 具有相同趋势, 存在最佳功率分配因子. 为了折中, 本文选取功率分配因子为 $\beta = 0.3$, 后续的仿真分析将在此基础上进行.

图 5 为 DVB-T 多径信道下的时间同步均方误差仿真. 其中文献[4]为 6 条多径信道下仿真结果. 从图中可以看出, 本文提出的时间同步算法与文献[4]中的算法性能相比, 具有较低的均方误差.

图 6 为多径与高斯信道下频偏估计均方误差仿真. 从图中可以看出, 本文改进的频率同步算法在频偏范围为 $|\epsilon| \leq 1$ 具有较低的均方误差, 克服了常规利用循环前缀只能估计频偏为 $|\epsilon| \leq 0.5$ 的缺陷.

图 7 为不同循环前缀下频偏估计均方误差仿真. 图 8 为归一化频偏值 $\epsilon = 4.5$ 下频偏估计均方误差仿真. 由于频率同步利用的是循环前缀信息, 因此不同长度

的 CP 将影响同步正确率的精度. 从图 7 中可以看出, CP 长度越长, 频偏估计均方误差将越小, 在高斯信道下, 频偏估计将达到 Cramer-Rao 下界值.

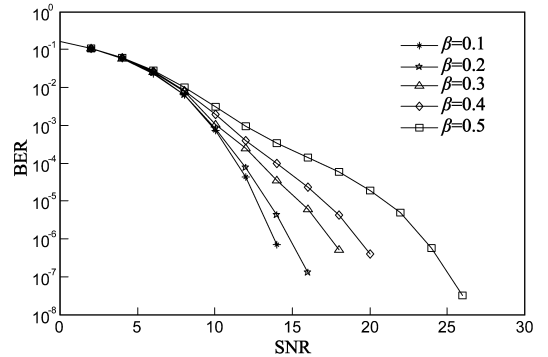


图2 功率分配因子对系统误码率的影响

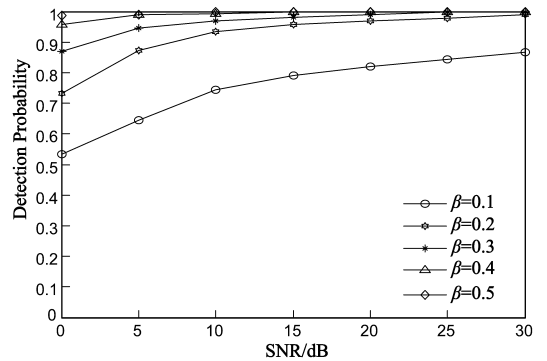


图3 功率分配因子下的同步正确率的关系

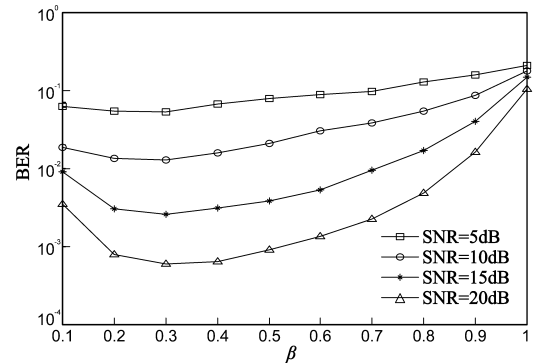


图4 最佳功率分配因子

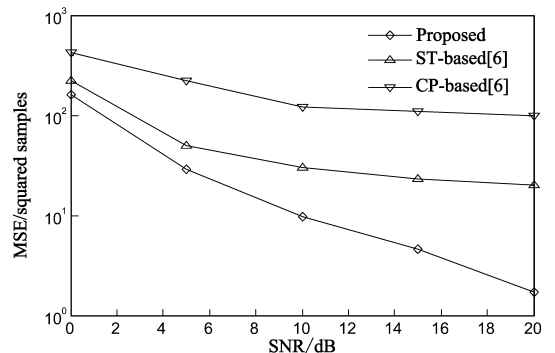


图5 DVB-T多径信道下时间同步均方误差

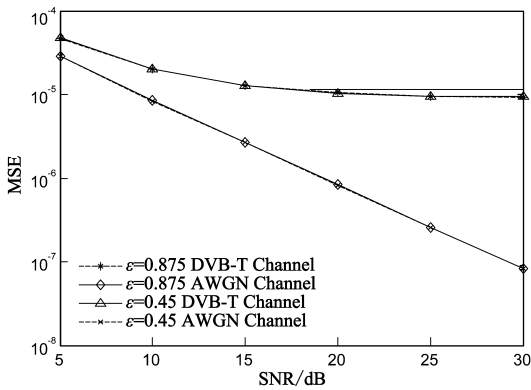


图6 多径与高斯信道下频偏估计仿真

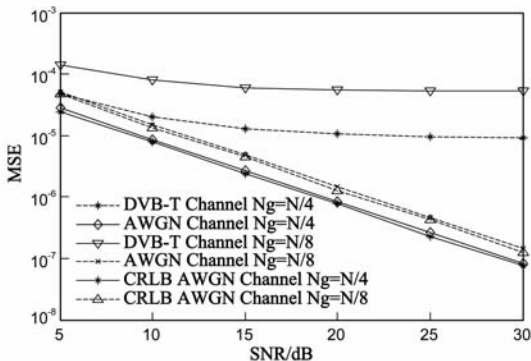
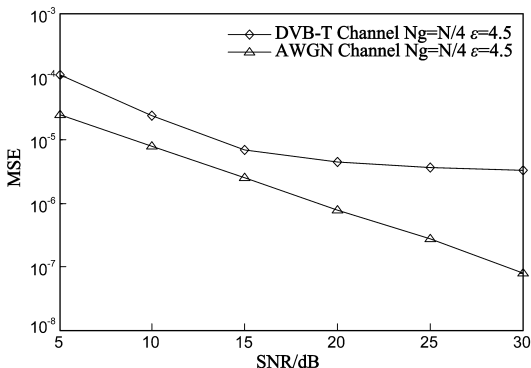
图7 不同循环前缀下频偏估计均方误差($\epsilon=0.625$)

图8 不同信噪比下的频偏估计均方误差

6 结论

本文提出了一种叠加低零自相关的弱能量序列的时间、频率同步方法。所构成的序列分为两部分,后半部分是前半部分的共轭,可以避免对接收信号或者是本地序列取共轭操作。提出利用两个连续 OFDM 符号的循环前缀信息进行频偏估计,对传统利用循环前缀信息只能估计频偏范围 $|\epsilon| \leq 0.5$ 进行了改进,判断 $\hat{\epsilon}_1$ 与零值情况,来对频偏进行补偿,使得频偏估计范围可以达到 $|\epsilon| \leq 1$,并利用本地序列与接收信号来获取整数频偏,取得较大的频偏范围。仿真表明,提出的时间同步算法与文献[4]相比,具有较高的同步正确率、较低的同步均方误差。

参考文献

- [1] Guanghui Liu, Sergey V. Zhidkov. A Composite PN-Correlation Based Synchronizer for TDS-OFDM Receiver[J]. IEEE Transactions on broadcasting, 2010, 56(1): 77 - 85.
- [2] 吴虹, 袁佳杰, 等. 一种低复杂度的无导频 OFDM 系统载波频率偏移的同步方法[J]. 电子学报, 2007, 35(7): 1357 - 1359.
Wu Hong, Yuan Jiajie, etc. A low-complex and non-pilot-aided carrier frequency offset synchronization method for OFDM systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(7): 1357 - 1359. (in Chinese)
- [3] Tufvesson F, Fualkner M, Hoehner P, Edfors O. OFDM time and frequency synchronization by spread spectrum pilot technique [A]. Communication Theory Mini Conference. IEEE '99[C]. Vancouver: IEEE Press, 1999. 115 - 119.
- [4] 罗仁泽, 等. 一种低零自相关边峰训练序列设计[J]. 电子学报, 2005, 33(10): 1741 - 1744.
Luo Renze, Cheng Xiantao, Jing Longjiang. A novel design method for training sequence with low values[J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(10): 1741 - 1744. (in Chinese)
- [5] Guoqiang Gong, Wancheng Ge. Networks security, wireless communications and trusted computing[A]. International Conference on. NSWCTC'09[C]. Wuhan: KPI Press, 2009, (1): 133 - 136.
- [6] Chih-Peng L, Wei-Wen H. Super-imposed training scheme for timing and frequency synchronization in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2007, 53(2): 574 - 583.
- [7] Hung-Tao Hsieh, Wen-Rong Wu. Maximum likelihood timing and carrier frequency offset estimation for OFDM systems with periodic preambles[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8): 4224 - 4235.

作者简介



罗仁泽 男, 1973 年 9 月出生于四川省内江市, 教授. 2005 年 3 月获电子科技大学信号与信息处理工学博士学位. 主要从事 OFDM 系统关键技术研究. 作为第一作者在国内核心期刊及国际学术会议发表学术论文 50 篇, 其中 EI、ISTP 检索 25 篇; 独立出版学术专著 1 部.

E-mail: lrzsmith@126.com



戈勇华 男, 1985 年 12 月出生, 江西抚州人. 2009 年 7 月获电子科技大学学士学位, 现为重庆邮电大学通信与信息学院硕士研究生. 研究方向: OFDM 系统及 O-OFDM 系统同步技术、降低 PAPR.

E-mail: hayonghua@163.com