

类奈曼-皮尔逊检验加权 l_p 相关的 干扰鲁棒同步算法

李舟帆, 李 旦, 张建秋

(复旦大学信息科学与工程学院, 智慧网络与系统研究中心和电子工程系, 上海 200433)

摘 要: 为实现正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)系统的时域同步, 本文利用 ZC (Zadoff-Chu) 序列提出了类奈曼-皮尔逊检验加权的 l_p ($p = 1$ 或 2) 相关(Neyman-Pearson-like test Weighted l_p -Correlation, l_p -NPWC)同步算法. 分析表明: 该算法利用类奈曼-皮尔逊检验能有效抑制多径效应对 l_p 相关同步的影响, 特别地, 当取 $p = 1$ 时, 它对重尾分布噪声及循环前缀导致的伪峰具有极强的鲁棒性. 实验及仿真结果均证明了理论分析的正确性和有效性, 并表明本文算法相较于现有算法在各种干扰环境中均具有更高的同步精度和性能.

关键词: 正交频分复用; ZC 序列; 时延估计; l_p 相关; 奈曼-皮尔逊检验; 重尾噪声; 多径效应

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2017)11-2575-07

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.11.002

An Interference Robust Synchronization Algorithm with Neyman-Pearson-Like Test Weighted l_p -Correlation

LI Zhou-fan, LI Dan, ZHANG Jian-qiu

(The Research Center of Smart Networks and Systems, School of Information Science and Technology, Fudan University, Shanghai, 200433, China)

Abstract: An interference robust synchronization algorithm with Neyman-Pearson-like test weighted l_p -Correlation (l_p -NPWC) for the timing synchronization of an Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) system is presented by a Zadoff-Chu (ZC) sequence. The analytical results show that our Neyman-Pearson-like test weighted synchronization algorithm can reduce the multipath effects on the l_p correlation synchronization, where $p = 1$ or 2 . Especially, when $p = 1$, it is found that our algorithm is robust to the noise with a heavy-tailed distribution and fake peaks caused by a cyclic prefix. Both experiment and simulation results verify the effectiveness of analytical ones, while our algorithm is shown with higher synchronization accuracy than those of the known ones in literature.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); ZC sequence; timing offset estimation; l_p -correlation; Neyman-Pearson test; heavy-tailed noise; multipath effect

1 引言

正交频分复用(OFDM)是一种多载波复用的通信技术, 由于其频谱利用率高、抗多径干扰能力强、系统容量大等特点, 而被广泛应用于诸如 IEEE 802.11n^[1]、IEEE 802.16m^[2]、数字视频广播^[3] 等无线通信系统中. 然而, OFDM 对于系统的同步性能十分敏感, 符号时序及载波频偏都会对 OFDM 的最终性能产生极大的影响^[4]. 目前的同步算法主要分两类: 利用 OFDM 内部结构的非数据辅助型算法^[5-7], 和利用特殊训练序列的数

据辅助型算法^[8-12]. 其中数据辅助型算法在退化信道下拥有更高的同步精度^[13], 因此是本文研究的重点.

Zadoff-Chu(ZC)序列^[14]是恒包络零自相关(Constant Amplitude Zero Auto-Correlation, CAZAC)序列中的一种, 其循环移位后与原序列不相关, 是数据辅助型算法中的理想训练序列. 文献[15]利用 ZC 序列提出了一种基于 l_2 相关的奈曼-皮尔逊(l_2 -Correlation Neyman-Pearson, l_2 -NP)同步算法. 该算法通过寻找主峰下降沿来实现时域同步, 在高斯噪声环境中具有很强的鲁棒性.

然而,在实际应用中干扰噪声往往呈重尾分布^[16].例如:室外无线通信中,电路通断暂态及汽车点火产生的冲击干扰^[17];室内无线通信中,微波炉及电磁开关设备引起的电磁干扰^[18];因建筑、树木和山丘等障碍物造成的多径效应干扰^[19]等.常见的重尾分布模型包括高斯混合模型(Gaussian Mixture Model, GMM), α -稳定分布等^[20].近年来,为了使算法在重尾分布噪声中保持鲁棒性,基于 l_1 空间的改进算法被广泛应用于各个领域^[21~23].

另一方面,尽管 l_2 -NP 在瑞利信道中表现出一定的抗多径性^[15],但在障碍物较多的室内或窄巷等复杂多径环境中,直达路径可能不是当前能量最强的路径,此时 l_2 -NP 的同步性能将显著衰减.

本文提出了类奈曼-皮尔逊检验加权的 l_p 相关(Neyman-Pearson-like test Weighted l_p -Correlation, l_p -NPWC)同步算法($p=1$ 或 2).分析表明:该算法利用类奈曼-皮尔逊检验(Neyman-Pearson-like test, NP-like test)能大幅减小多径效应对同步结果的影响.当 $p=2$ 时,该算法能简化同步判断和/或避免多径干扰带来的同步误差,因而相较 l_2 相关算法和 l_2 -NP 同步算法具有更强的鲁棒性;当 $p=1$ 时,该算法能在重尾分布噪声中保持良好性能的同时,有效抑制循环前缀导致的伪峰.

本文中的符号定义如下:粗体的小写字母代表向量, \mathbf{C}, \mathbf{R} 分别表示复数域及实数域; $(\cdot)^T, (\cdot)^H$ 和 $*$ 则各自表示共轭、转置、共轭转置和 Hadamard 积; $E(\cdot), \text{Re}(\cdot), \text{Im}(\cdot)$ 依次代表求期望、实部和虚部. $|\cdot|$ 表示绝对值, $\|\cdot\|_p$ 则表征了向量的 l_p 模,当 $p=2$ 时, l_p 模退化为欧几里得模 $\|\cdot\|$.

2 l_p 相关的回顾

对于复向量 $\mathbf{a} = [a(1), a(2), \dots, a(N)]^T \in \mathbf{C}^N, \mathbf{b} = [b(1), b(2), \dots, b(N)]^T \in \mathbf{C}^N$, 其 l_p 相关及 l_p 相关系数($p=1$ 或 2)分别定义为^[24]:

$$r_p(\mathbf{a}, \mathbf{b}) \triangleq \|\mathbf{b}\|_p^p - \min_{\alpha \in \mathbf{C}} \|\mathbf{b} - \alpha \mathbf{a}\|_p^p \quad (1)$$

$$\theta_p(\mathbf{a}, \mathbf{b}) \triangleq \frac{r_p(\mathbf{a}, \mathbf{b})}{\|\mathbf{b}\|_p^p} = 1 - \frac{\min_{\alpha \in \mathbf{C}} \|\mathbf{b} - \alpha \mathbf{a}\|_p^p}{\|\mathbf{b}\|_p^p} \quad (2)$$

其中 l_p 模 $\|\mathbf{b}\|_p = (\sum_{n=1}^N |b(n)|^p)^{1/p}$.

当 $p=2$ 时,式(1)中的最优化问题具有闭合解 $\alpha^* = (\mathbf{a}^H \mathbf{b}) / (\mathbf{a}^H \mathbf{a})$, 将其代入式(2)可得

$$\theta_2(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \frac{|\mathbf{a}^H \mathbf{b}|^2}{\|\mathbf{a}\|^2 \|\mathbf{b}\|^2} \quad (3)$$

式(3)与传统意义上的 l_2 相关系数完全一致.

当 $p=1$ 时,式(1)中的参数 α 一般不存在闭合解^[25],而使用二维搜索法将严重影响算法的实时性.文

献[20]提出了一种边缘中位算法来得到参数 α 的次优解:定义新序列 $d(n) = b(n)/a(n), n=1, \dots, N$, 则式(1)中的最优化问题可以分解为:

$$\begin{aligned} \alpha^* &= \arg \min_{\alpha \in \mathbf{C}} \left\{ \sum_{n=1}^N |a(n)| |d(n) - \alpha| \right\} \\ &= \arg \min_{\alpha_R \in \mathbf{R}, \alpha_I \in \mathbf{R}} \left\{ \sum_{n=1}^N |a(n)| | \text{Re}[d(n)] - \alpha_R + j \{ \text{Im}[d(n)] - \alpha_I \} | \right\} \\ &\approx \arg \min_{\alpha_R \in \mathbf{R}} \left\{ \sum_{n=1}^N |a(n)| | \text{Re}[d(n)] - \alpha_R | \right\} \\ &\quad + \arg \min_{\alpha_I \in \mathbf{C}} \left\{ \sum_{n=1}^N |a(n)| | \text{Im}[d(n)] - \alpha_I | \right\} \quad (4) \end{aligned}$$

式(4)中的两个最优化问题被称为最小绝对偏差(Least Absolute Deviation, LAD)问题,可以由加权中位算法进行快速求解^[24](见附录).

3 l_p -NPWC 同步算法

ZC 序列由于具有 CAZAC 序列高相关性的特点,在进行数据辅助型同步时具有优秀的性能.文献[15]提出的训练序列由两组相互共轭的 ZC 序列构成,每组 ZC 序列都包含了一对长度为 N_g 的循环前缀(Cyclic Prefix, CP)和循环后缀(Cyclic Suffix, CS),为了保护 ZC 序列不受符号间干扰的影响,一般选取 CP 的长度 $N_g > P$, 其中 P 为信道等效基带模型的时延扩展.此时训练序列 $x(n)$ 可以表示为:

$$x(n) = \begin{cases} e^{j\frac{\pi}{N}(n-N_g)^2}, & 0 \leq n \leq N_t - 1 \\ e^{-j\frac{\pi}{N}(n-N_g)^2}, & N_t \leq n \leq 2N_t - 1 \end{cases} \quad (5)$$

其中 N 为 ZC 序列的长度, $N_t = N + 2N_g$.

3.1 算法定义

针对式(5)的训练序列,本文提出了奈曼-皮尔逊检验加权的 l_p 相关(Neyman-Pearson-like test Weighted l_p -Correlation, l_p -NPWC)同步算法,对于时间延迟 k ,其估计值 \hat{k} 表示为:

$$\begin{aligned} \hat{k} &= \arg \max_m \{ K_p(m) \} \\ &= \arg \max_m \{ \theta_p(\mathbf{x}, \mathbf{y}_{m+n}) [M_p(m)]^2 \} \quad (6) \end{aligned}$$

$$M_p(m) = \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} \frac{1}{\sigma_w^2} |r_p(x, y_{m+n})|^{2/p} \quad (7)$$

其中 $\mathbf{x} = [x(N_g), x(N_g+1), \dots, x(N+N_g-1)]^T$ 代表训练序列中第一组 ZC 序列, $\mathbf{y}_{m+n} = [y(m+n), y(m+n+1), \dots, y(m+n+N-1)]^T$ 为接收信号序列, σ_w^2 为噪声能量, $\theta_p(\cdot)$ ($p=1$ 或 2)由式(2)给定, P 为信道等效基带模型的时延扩展.式(6)的物理意义可以理解为对 l_p 相关系数进行加权,其权函数为 $[M_p(m)]^2$, 指数 $2/p$ 是为了保证 $M_p(m)$ 无量纲.

当 $p=2$ 时,将式(3)代入式(7),得:

$$M_2(m) = \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1} \frac{1}{\sigma_w^2} \frac{|\mathbf{x}^H \mathbf{y}_{m+n}|^2}{\|\mathbf{x}\|^2}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{P\|\mathbf{x}\|^2} \sum_{n=0}^{P-1} \frac{1}{\sigma_w^2} |\mathbf{x}^H \mathbf{y}_{m+n}|^2 \\
&= \frac{1}{PN} \sum_{n=0}^{P-1} \frac{1}{\sigma_w^2} |\mathbf{x}^H \mathbf{y}_{m+n}|^2 \quad (8)
\end{aligned}$$

式(8)恰为 l_2 空间内的 NP 检验^[15],其噪声能量 σ_w^2 可以由下式近似求得^[15]:

$$\sigma_w^2[m] = \frac{1}{2NN_g} \sum_{n=0}^{2N_g-1} |y[m-n-2N_g+P-1]|^2 \quad (9)$$

当 $p=1$ 时,权函数 M_1 是 M_2 的 l_1 拓展,具有与 M_2 类似的性质. 因此本文称权函数 M_1 称为 NP-like 检验函数.

文献[15]中通过寻找权函数 M_2 主峰的下降沿实现时间同步,该算法相比 l_2 相关具有更强的抗多径性,然而在复杂多径环境中,其时延估计仍会发生偏移导致同步性能下降. 参照文献[15]中的算法,本文将通过寻找权函数 M_1 主峰的下降沿实现时间同步的算法称为 l_1 -NP 同步算法,并分析比较了 l_p -相关、 l_p -NP 与本文算法的性质.

3.2 算法性质

由于障碍物的反射,接收信号中将不可避免地引入多径成分,而在室内通信环境中,由于空间有限,多径效应将进一步加剧,严重影响同步算法的性能. 另一方面,由于循环前缀(CP)的部分相关性,其将产生一个较高的 CP 伪峰,致使时延估计 \hat{k} 向前偏移. 因此,本节将分两部分,分别讨论多径效应及 CP 伪峰对本文算法和其对比算法的影响.

3.2.1 多径效应

文献[15]指出, l_p 相关系数 θ_p 的主峰并不是一个纯脉冲,其形状与信道的冲击响应包络 $|h(n)|$ 一致. 一般而言,直达路径的增益 $|h(0)|$ 总是大于其他路径,我们称这种情况为主峰高于旁峰;然而在复杂多径环境中,可能存在旁径增益 $|h(p)|$ ($p \neq 0$) 与主径增益 $|h(0)|$ 可比,此时单纯使用 θ_p 进行同步将带来严重的同步误差.

图 1 给出了在复杂多径环境中, l_p -相关(θ_p)、 l_p -NP (M_p) 及本文算法(K_p)的主峰对比图. 其中时间延迟 $k=0$, OFDM 信号子载波数 $N=64$, CP、CS 长度 $N_g=16$, 噪声为 SNR=5dB 的 GMM 噪声. 信道冲击响应的时延扩展 $P=6$, 其中 $|h(3)|=0.9|h(0)|$, 其余路径呈指数衰落. 图中各主峰均按其 0 时刻的值进行了归一化处理. 由于 $|h(3)|$ 与 $|h(0)|$ 可比, θ_1 与 θ_2 均存在一个较高的旁峰,极易导致误判. 而 $M_p(m)$ 函数则会在 $m \in [k-P, k]$ 内产生一个平台,该平台在 l_p 相关算法的主峰后迅速衰落,因此可以通过搜索 M_p 函数的下降沿来进行时间同步^[15]. 然而, $|h(3)|$ 的存在会使 M_p 函数的下降沿呈现阶梯状,导致 l_p -NP 算法的同步结果向后偏移. 尽管如此, M_p 函数在 $(k, k+P]$ 内仍保持单调下降

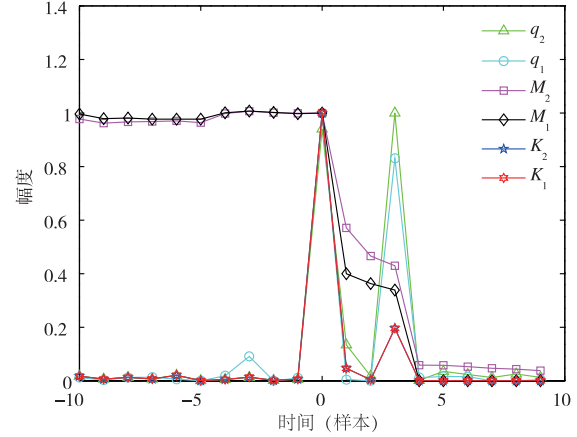


图1 SNR=5dB时, 提出算法及对比算法的主峰对比

趋势,因此若把 M_p 函数看作一个时域滤波器,对 θ_p 进行时域滤波(即加权),就能在保留 θ_p 主峰的同时,有效地滤除由多径效应导致的旁峰,这即是本文算法的主要思想. 由图 1 可见,此时 K_p 的主峰为一个尖锐脉冲, $|h(3)|$ 产生的旁峰几乎可以忽略不计.

3.2.2 CP 伪峰干扰

当 $p=2$ 时,在某些场合下权函数 $M_2(m)$ 会在 $m=k-N$ 处将产生一个较高的 CP 伪峰^[15],导致本文算法得到的时延估计 \hat{k} 向前偏移,故而需要对 \hat{k} 进行二次调整:令 $[K_2(\hat{k}-P), K_2(\hat{k}-P+1), \dots, K_2(\hat{k}+P)] = \mathbf{0}$, 并重新计算式(6),得到二次估计值 \hat{k}' . 若 $\hat{k}' = \hat{k} + N$, 则调整时延估计 $\hat{k} = \hat{k}'$; 反之,则不进行调整.

当 $p=1$ 时,权函数 $M_1(m)$ 对 CP 伪峰则有极大的抑制作用,因此无需对 \hat{k} 进行调整. 下面给出这一结论的证明.

将式(5)所示训练序列中的第一组 ZC 序列分解为 $\mathbf{x}^T = [\mathbf{x}_1^T, \mathbf{x}_2^T]$, 其中 $\mathbf{x}_2 = [x(N), x(N+1), \dots, x(N+N_g-1)]^T$ 对应 \mathbf{x} 末尾 N_g 个元素. 此时根据突发性传输假设及 CP 的定义, \mathbf{x} 之前连续 N 个发射信号 $\mathbf{x}_{cp}^T = [\mathbf{0}^T, \mathbf{x}_2^T]$, 其中 $\mathbf{0}$ 为长 $N-N_g$ 的全零向量. 考虑窄带衰落模型中,接收 $y(n)$ 可以表示为发射信号与一个常复参数的乘积,此时 \mathbf{x}_{cp}^T 对应的接收信号可表示为 $\mathbf{y}_{cp}^T = [\mathbf{n}_1^T, (\mathbf{c} * \mathbf{x}_2)^T + \mathbf{n}_2^T]^T$, 其中 \mathbf{c} 是长度为 N_g 的随机常复向量, $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2$ 为噪声向量. 对于 l_2 相关,有:

$$\begin{aligned}
E[\mathbf{x}^H \mathbf{y}_{cp}] &= E\left(\sum_{i=1}^{N_g} c(i) + \mathbf{n}_1^H \mathbf{x}_1 + \mathbf{n}_2^H \mathbf{x}_2\right) \\
&= \sum_{i=1}^{N_g} c(i) \quad (10)
\end{aligned}$$

对于 l_1 相关,根据附录算法 1,此时序列 $|\mathbf{a}(n)| = [|\mathbf{x}_1|^T, |\mathbf{x}_2|^T] = \mathbf{1}$, 其中 $\mathbf{1}$ 为长 N 的全一向量,而阈值 $\alpha_0 = N/2$, 此时显然有 $\alpha_R = \text{Re}[d_R(N/2)]$, $\alpha_I = \text{Im}[d_I(N/2)]$, 即 α_R 和 α_I 分别是序列 \mathbf{d}_R 和序列 \mathbf{d}_I 的中位数. 设

$E(\mathbf{n}_1) = E(\mathbf{n}_2) = E(\mathbf{c}) = 0$, 根据大数定理, 当 N 足够大时, 有 $\alpha_R \approx 0, \alpha_I \approx 0$. 此时有:

$$E[r_1(\mathbf{x}, \mathbf{y}_{CP})] = E(\|\mathbf{y}_{CP}\|_1 - \|\mathbf{y}_{CP} - \alpha \mathbf{x}_{CP}\|_1) \approx 0 \quad (11)$$

由式(7)和(8)可见, $M_1(m)$ 和 $M_2(m)$ 分别为 $|r_1(\mathbf{x}, \mathbf{y}_{CP})|^2$ 和 $|\mathbf{x}^H \mathbf{y}_{CP}|^2$ 的加权和, 因此 M_1 的 CP 伪峰将远小于 M_2 .

4 测试结果

本节对提出算法的性能进行了实验测试及仿真评估, 其中 OFDM 信号子载波数 $N = 64$, CP/CS 长度 $N_g = 16$, 采用的对比算法为 l_p 相关算法和 l_p -NP 同步算法 ($p = 1$ 或 2).

实验测试平台为 USRP N210^[26], 测试环境是空旷室内 $5\text{m} \times 8\text{m}$. 实验中收发天线间距离约为 0.5m , 收发天线位于房间的中央且均处于静止状态.

仿真中信道的时延扩展 $P = 5$, 冲击响应 $|h(3)| = 0.9|h(0)|$, 其余路径呈指数衰落. 重尾噪声的概率密度方程用混合高斯模型 (GMM) 进行表征^[24]:

$$p_v(v) = \frac{0.9}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{v^2}{2\sigma^2}} + \frac{0.1}{10\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{v^2}{200\sigma^2}} \quad (12)$$

对应的信噪比 SNR 定义为:

$$\text{SNR} = \frac{\sigma_s^2}{10.9\sigma^2} \quad (13)$$

为了使算法更符合实际应用情况, 我们假定信道

等效基带模型的时延扩展 P 未知, l_p -NP 算法中需要 P 的部分均用 N_g 来代替.

首先, 本文比较了时间延迟 $k = 0$ 时, 提出算法及其对比算法的时间同步包络. 图 2 给出了 SNR = 5dB 的 GMM 噪声下, 包络对比的仿真结果. 分析比较图 2(a) ~ (d) 可见, l_2 相关及 l_2 -NP 在 -64 处存在较高的 CP 伪峰, 而 l_1 相关及 l_1 -NP 则几乎将其完全消除, 这证实了在宽带衰落模型中, 3.2.2 节的结论仍成立. 图 2(e) ~ (f) 给出了本文算法的包络图, 与图 2(a) ~ (d) 对比易知, 本文算法不仅具有脉冲状的主峰, 而且对于噪声具有更强的鲁棒性, 其中 $p = 2$ 时由于受 M_2 函数的影响, 本文算法具有较高的 CP 伪峰, 因此估计值需要进行后续处理. 图 3 给出了对应的实验测试结果. 同样的, 在实验测试中, l_1 相关、 l_1 -NP 及 l_1 -NPWC 均对 CP 伪峰有较好的抑制作用, 且本文算法对噪声更为鲁棒.

然后, 本文对 l_p -NPWC 算法及其对比算法的主峰进行了对比. 由于仿真结果图 1 在 3.2.1 节已经进行了详细阐述, 本节仅给出实验测试结果. 由图 4 可见本文算法对多径效应引起的旁峰具有极强的抑制作用, 且与 3.2.1 节的仿真结论一致.

最后, 图 5 和图 6 分别给出了在 GMM 噪声和高斯噪声环境下, 本文算法及其对比算法的时延估计均方误差 (MSE) 与 SNR 的关系. 图 5 中环境噪声为 GMM 噪声, 从图 5 中可以发现基于 l_1 相关的同步算法总是优于对应的 l_2 算法. 其中 l_p 相关算法在 SNR 高于 1dB ($p = 2$) 和

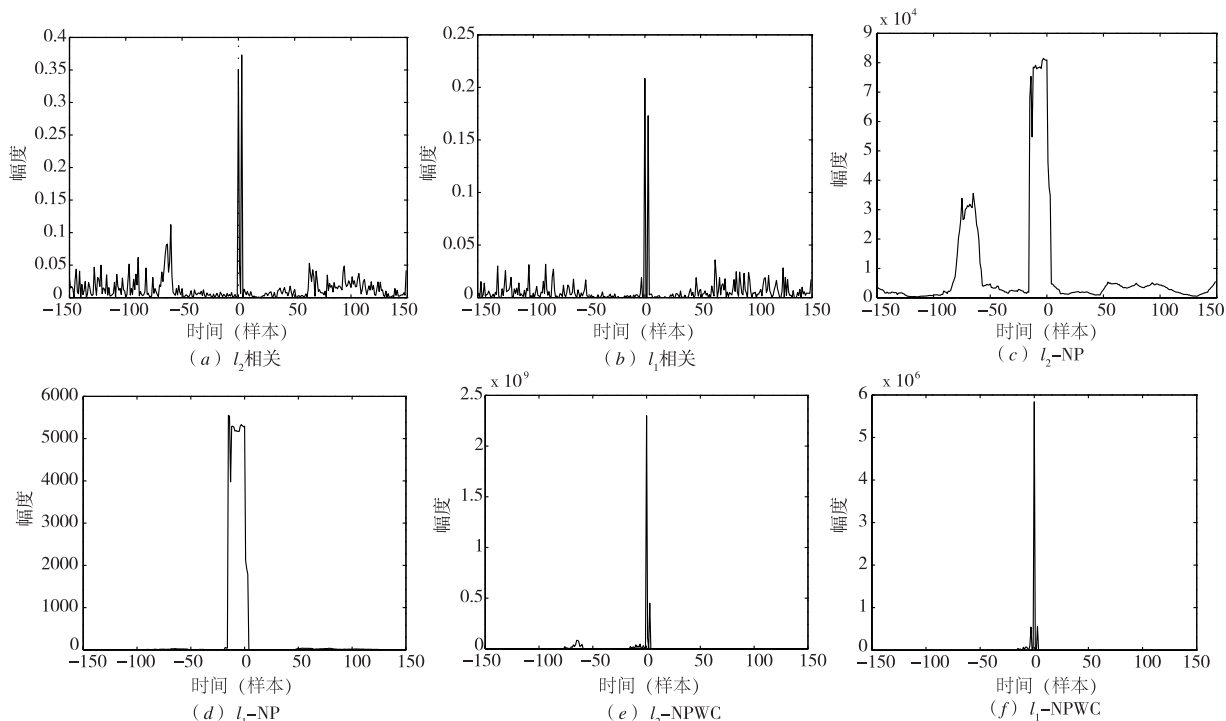
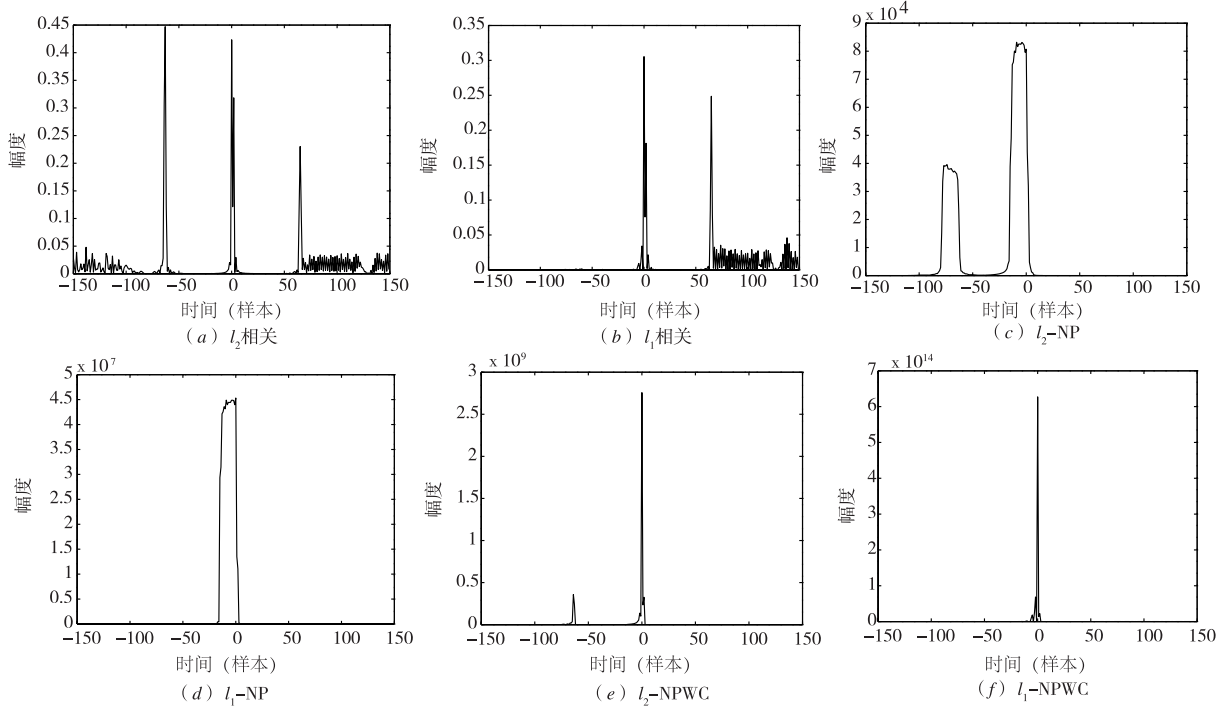
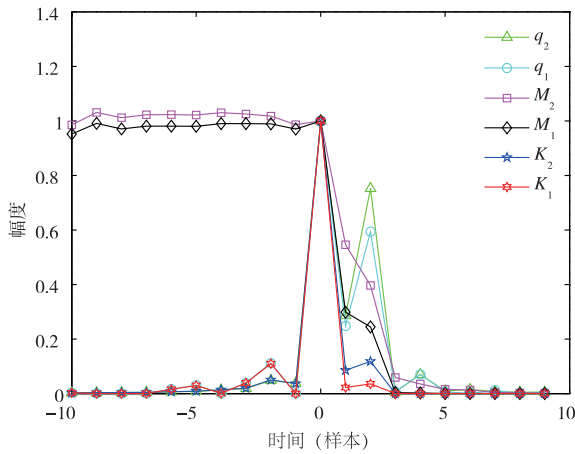


图2 SNR=5dB时, l_p -NPWC及对比算法的时间同步包络对比

图3 实验测得的 l_p -NPWC及对比算法的时间同步包络对比图4 实验测得的 l_p -NPWC算法及对比算法的主峰对比

-4dB($p=1$)时,其同步精度受多径效应的限制将无法进一步提高。 l_p -NPWC 和 l_p -NP 均为基于 l_p -相关的改进算法,其同步精度具有与对应 l_p -相关相近的转折点,当 SNR 低于相应的转折点时,两者的同步精度受 l_p 相关的限制会迅速下降。尽管如此,由于对多径效应的鲁棒性,在转折点前后 l_p -NP 和 l_p -NPWC 的 MSE 始终随 SNR 的增加而下降。 l_p -NPWC 相比 l_p -NP 在强化了算法对多径效应的鲁棒性的同时,避免了下降沿搜索过程中带来的误差,因此其性能优于对应的 l_p -NP 同步算法,由图 5 可见在 GMM 噪声下, l_1 -NPWC 相比 l_1 -NP 大约存在 2dB 的 SNR 增益。当 SNR 较高时, l_2 -NPWC 与 l_1 -NPWC 的性能趋于一致。图 6 中环境噪声为高斯噪声,此时基于 l_2 相关

的同步算法普遍优于对应的 l_1 算法。类似的,尽管 l_p -NPWC 和 l_p -NP 均与 l_p -相关存在相近的转折点,但两者的 MSE 始终随 SNR 的增加而下降,其中 l_p -NPWC 的性能优于对应的 l_p -NP。由图 6 可见,在高斯噪声下, l_2 -NPWC 相比 l_2 -NP 也大约存在 2dB 的 SNR 增益。

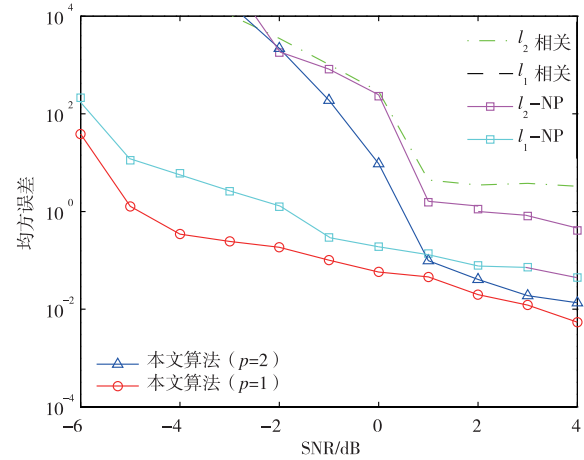


图5 GMM噪声下,时延估计均方误差MSE与SNR的关系

5 总结

本文利用 ZC 序列提出了 l_p -NPWC ($p=1$ 或 2) 的算法用于 OFDM 时域同步,该算法通过 NP-like 检验函数有效抑制了多径效应的影响,且当 $p=1$ 时,本文算法对 CP 伪峰也具有鲁棒性。实验及仿真结果表明,在 $p=1$ 时,本文算法对 GMM 噪声具有更高的同步

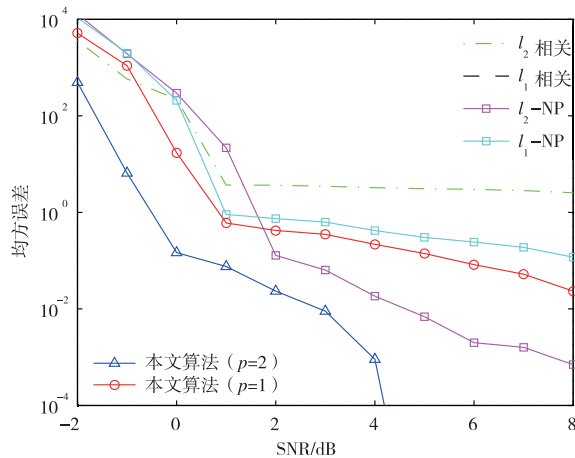


图6 高斯噪声下, 时延估计均方误差MSE与SNR的关系

精度且能有效地抑制 CP 伪峰; 在 $p=2$ 时, 本文算法则在高斯噪声中表现出更强的鲁棒性。

附录

算法 1 加权中位算法

- ① 对输入序列 $\mathbf{a}, \mathbf{b} \in \mathbf{C}^N$, 定义新序列 $d(n) = b(n)/a(n), n = 1, \dots, N$, 取阈值 $a_0 = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N |a(n)|$.
- ② 将序列 $|a(n)|$ 和序列 $d(n)$ 按照 $d(n)$ 的实部大小升序排列, 得到新序列 $a_R(n), d_R(n)$; 同样地, 将序列 $|a(n)|$ 和序列 $d(n)$ 再按照 $d(n)$ 的虚部大小升序排列, 得到新序列 $a_I(n), d_I(n)$.
- ③ 从 $a_R(1)$ 开始, 对序列 $a_R(n)$ 进行逐项求和, 直到不等式 $\sum_{n=1}^p a_R(n) \geq a_0$ 成立, 记 $\alpha_R = \text{Re}[d_R(p)]$; 同样地, 从 $a_I(1)$ 开始, 对序列 $a_I(n)$ 进行逐项求和, 直到不等式 $\sum_{n=1}^q a_I(n) \geq a_0$ 成立, 记 $\alpha_I = \text{Im}[d_I(q)]$.
- ④ 若 $\sum_{n=1}^N |b_n - \alpha^* a_n| > \sum_{n=1}^N |b_n|$, 则令 $\alpha^* = 0$; 反之, 则令 $\alpha^* = \alpha_R + \alpha_I j$.

参考文献

- [1] IEEE Std. 802. 11-2012, IEEE Standard for Information Technology-Telecommunications and Information Exchange Between Systems Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications[S].
- [2] IEEE Std. 802. 16-2012, IEEE Standard for Air Interface for Broadband Wireless Access Systems[S].
- [3] Reimers U. DVB-T: the COFDM-based system for terrestrial television[J]. Electronics & Communication Engineering Journal, 1996, 9(9): 120 - 126.

- [4] Speth M, Fechtel S A, Fock G, et al. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM. I [J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47 (11): 1668 - 1677.
- [5] Jan-Jaap V D B, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. Signal Processing IEEE Transactions on, 1997, 45 (7): 1800 - 1805.
- [6] Park B, Cheon H, Ko E, et al. A blind OFDM synchronization algorithm based on cyclic correlation[J]. Signal Processing Letters IEEE, 2004, 11 (2): 83 - 85.
- [7] Kawasaki H, Fujita T, Ohta M, et al. Timing synchronization performance of N-continuous symbol padding OFDM [A]. International Conference on Information and Communication Technology Convergence [C]. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2014. 398 - 400.
- [8] Minn H, Bhargava V K, Letaief K B. A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 822 - 839.
- [9] Coulson A J. Maximum likelihood synchronization for OFDM using a pilot symbol: algorithms [J]. Selected Areas in Communications IEEE Journal on, 2001, 19 (12): 2486 - 2494.
- [10] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 45(12): 1613 - 1621.
- [11] Abdzadeh-Ziabari H, Shayesteh M G. A novel preamble-based frame timing estimator for OFDM systems [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16 (7): 1121 - 1124.
- [12] Gul M M U, Lee S, Ma X. Robust Synchronization for OFDM Employing Zadoff-Chu Sequence [M]. NJ, USA: 46th Annu CISS, 2012: 1 - 6.
- [13] Singya P K, Gandhi A S. A data-aided timing offset estimator for OFDM synchronization [A]. IEEE International Conference on Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems [C]. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2015: 1 - 5.
- [14] Chu D. Polyphase codes with good periodic correlation properties [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1972, 18(4): 531 - 532.
- [15] Gul M M U, Ma X, Lee S. Timing and frequency synchronization for OFDM downlink transmissions using zadoff-chu sequences [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(3): 1716 - 1729.
- [16] Zoubir A M, Koivunen V, Chakhchoukh Y, et al. Robust estimation in signal processing: A tutorial-style treatment of fundamental concepts [J]. IEEE Signal Processing

- Magazine, 2012, 29(4): 61–80.
- [17] Middleton D. Non-Gaussian noise models in signal processing for telecommunications: new methods and results for class A and class B noise models [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(4): 1129–1149.
- [18] Blankenship T K, Kriztman D M, Rappaport T S. Measurements and simulation of radio frequency impulsive noise in hospitals and clinics [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. Washington DC: IEEE computer Society, 1997. 1942–1946.
- [19] Hammes U, Wolsztynski E, Zoubir A M. Robust tracking and geolocation for wireless networks in NLOS environments [J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2009, 3(5): 889–901.
- [20] Astola J, Neuvo Y. Matched median filtering [J]. IEEE Transactions on Communications, 1992, 40(4): 722–729.
- [21] Rajan V, Balakrishnan A A, Nissar K E. OFDM channel estimation using compressed sensing L1-regularized least square problem solver [A]. Third International Conference on Advances in Computing and Communications [C]. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2013: 94–97.
- [22] Chen Y, So H C, Huang L T, et al. l_1 -norm based non-parametric and semiparametric approaches for robust spectral analysis [A]. IEEE Statistical Signal Processing Workshop [C]. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2014: 308–311.
- [23] Wang L. The L1 penalized LAD estimator for high dimensional linear regression [J]. Journal of Multivariate Analysis, 2012, 120(9): 135–151.
- [24] Zeng W J, So H C, Jiang X. Outlier-robust greedy pursuit algorithms in l_p -Space for Sparse Approximation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(1): 60–75.
- [25] Hoyos S, Li Y, Bacca J, et al. Weighted median filters admitting complex-valued weights and their optimization [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(10): 2776–2787.
- [26] USRP N210 [M/OL]. <http://www.ettus.com/product/details/UN210-KIT>. 2016-08-20.

作者简介



李舟帆 男, 1992 年 11 月出生于上海, 2015 年在复旦大学电子工程系获得理学学士学位. 现为复旦大学电子工程系硕士在读生, 主要研究方向为通信信号处理等.

E-mail: 15210720031@fudan.edu.cn



李旦 男, 1982 年 1 月出生, 江苏省常州人. 2013 年在复旦大学电子工程系获得理学博士学位. 现为复旦大学电子工程系讲师. 主要从事信号处理及其在雷达、图像和材料检测中的应用.

E-mail: lidan@fudan.edu.cn