

高速移动环境下基于正交角域子空间投影的时频同步算法研究

曾 嵘, 方 昕, 易志强

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江杭州 310018)

摘 要: 在高速移动环境下, 无线信道显现出较强的时变特性. 由于各个到达径的多普勒频移不一致所导致的多普勒扩展, 使得系统时频同步算法性能急剧下降. 针对此问题, 该文提出了一种基于正交角域子空间投影的时频同步算法. 该算法利用多天线系统提供的角域分辨力, 将多普勒扩展简化为各个正交角域子空间上的多普勒频移, 从而提高时频同步算法的性能. 仿真结果表明, 在高速移动环境下, 该文提出的算法有效地抑制了无线信道的时变特性对时频同步算法的影响, 获得了较好的系统性能.

关键词: 无线通信; 高速移动; 正交角域子空间投影; 时频同步

中图分类号: TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2013)10-2094-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.10.034

Orthogonal Angle Domain Subspace Projection Based Time-Frequency Synchronization Algorithm for High-speed Mobile Environment

ZENG Rong, FANG Xin, YI Zhi-qiang

(College of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou, Zhejiang 310018, China)

Abstract: In high-speed mobile environment, wireless channel shows serious time-varying characteristic. The Doppler spread caused by different Doppler frequency offset of each arrived multi-path signal worsens the performance of time-frequency synchronization algorithm. In this paper, a novel orthogonal angle domain subspace projection based time-frequency synchronization algorithm is proposed. In this algorithm, the angle resolution from multiple antennas system is utilized to simplify the Doppler spread as Doppler frequency offset on each orthogonal angle domain subspace, which can improve the performance of time-frequency synchronization algorithm. Simulation results show that the proposed algorithm suppress the effect caused by time-varying wireless channel and achieve better system performance.

Key words: wireless communication; high-speed mobility; orthogonal angle domain subspace projection; time-frequency synchronization

1 引言

随着移动通信应用的不断发展和扩大, 在一些特殊的场合如高速铁路, 要求在高速移动环境下能够实现数据的高速传输, 这给无线通信系统的研究提出了一系列新的研究课题. 其中, 时频同步技术(时间定时和频率同步技术)作为移动通信传输中重要的组成部分, 对移动通信系统至关重要. 如何在高速移动环境下(如高速铁路), 实现移动通信系统的时间定时和频率同步, 是现代移动通信系统一个艰巨而富有挑战性的研究课题.

时频同步是移动通信系统的重要组成部分之一. 文献[1]概述了目前正交频分多址(OFDMA)系统中的时频同步技术. 移动通信系统中的时频同步技术主要分为两类: 基于数据辅助的时频同步算法和基于非数据辅助的

时频同步算法. 第一类算法是基于参考符号进行同步, 这类算法的优点是捕获快、精度高, 计算复杂度低, 适合分组数据通信, 缺点是降低数据传输效率^[2-4]. 如文献[2]通过构造低/零自相关性序列来进行时频同步, 该算法是基于自相关运算的, 在高速移动环境下性能不佳. 第二类同步算法采用盲估计^[5-9]. 它利用信号的特殊结构, 如文献[5]利用正交频分复用(OFDM)系统中的循环前缀进行时频参数估计. 盲估计的最大优点是不需要额外的参考符号开销, 缺点是受多径干扰的影响较大, 高精度估计需要累积几十个甚至上百个符号, 捕获时间长. 此外, 该类算法的性能常常会受到信道的统计特性、信道的频率选择性以及信道的时延选择性等因素的影响. 针对高速移动环境, 文献[10]采用长度较短的复巴达姆码进行定时同步. 由于同步码长度较短, 其同步算法

对信道时变不敏感.但是该方法只适合于移动速度中等(150km/h)和信噪比较好的环境,不适用于诸如高速铁路(移动速度达到 350km/h)的环境.文献[11]研究了高速移动环境下的定时同步问题.该文献是基于粗定时同步过程已经完成的前提下,并且同步过程中忽略子载波间干扰,因此也不适用于诸如高速铁路环境.文献[12]研究了 MIMO-OFDM 系统中的定时同步技术,利用分集技术提高系统在衰落信道下同步算法的性能.其算法是基于互相关的,在高速移动环境下性能不佳.文献[13]研究了基于 WLAN 的 MIMO-OFDM 系统时频同步技术及其实现方式.在实际系统,如无线局域网(WLAN)以及长期演进技术(LTE)等系统中,通常采用发送参考同步信号的方式来获得系统的时频同步.在高速移动环境下,这类时频同步算法的性能会恶化.针对此问题,本文通过正交角域子空间投影的方法来提高时频同步算法在高速移动环境下的性能.

本文首先介绍了系统模型,接着分析了高速移动环境下传统时频同步算法存在的问题;然后通过分析高速移动环境无线信道特征,提出一种基于正交角域子空间投影的用于提高高速移动环境下时频同步性能的算法;最后通过仿真验证本文提出方案的有效性和正确性.

2 系统模型

本文是针对多天线接收系统展开研究,其系统示意图如图 1 所示.

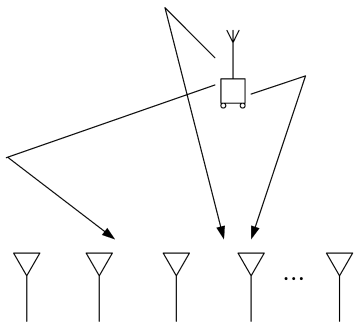


图1 多天线接收系统示意图

发送信号经过时变多径信道后,阵列天线接收到的基带采样信号为:

$$y(n) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{N_l} \mathbf{a}(\theta_k^l) h_k^l(n) x(n - \frac{\tau_l}{T_s}) \exp(j2\pi f_{\Delta} n T_s) + w(n) \quad (1)$$

式中 $x(n)$ 是发送信号; L 为时域可分辨多径数; T_s 为采样间隔; f_{Δ} 为频率偏移; N_l 为第 l 个可分辨多径中不可分辨的子径数; τ_l 为第 l 个可分辨多径的时延; $h_k^l(n)$ 为 nT_s 时刻第 l 个可分辨多径中第 k 个不可分辨的子径在参考天线 1 端的信道增益; $w(n)$ 表示接收端噪声和干扰; θ_k^l 为第

l 个可分辨多径中第 k 个不可分辨子径的到达角;

$$\mathbf{a}(\theta_k^l) = [1 \quad a_1(\theta_k^l) \quad \cdots \quad a_{n_r}(\theta_k^l)]^T,$$

n_r 为接收天线数; $a_i(\theta_k^l)$ 是一个复数,表示第 i 个接收天线信道增益相对于参考天线 1 端的幅度增益和相移; 对于等间距线阵,

$$\mathbf{a}(\theta_k^l) = \left[1 \quad \exp\left(\frac{j2\pi f d \cos\theta_k^l}{c}\right) \quad \cdots \quad \exp\left(\frac{j2\pi f(n_r - 1) d \cos\theta_k^l}{c}\right) \right]^T;$$

f, c, d 分别代表载波频率,光速和天线间距.

3 高速移动环境对时频同步算法的影响

在高速移动环境下,信道随时间变化较快.现有的基于数据辅助的时频同步算法主要包括基于自相关的同步算法和基于互相关的同步算法.为了方便讨论,考虑频率非选择性时变信道,接收信号可以表示为:

$$y(n) = h(n) x\left(n - \frac{\tau_d}{T_s}\right) \exp(j2\pi f_{\Delta} n T_s) + w(n) \quad (2)$$

式中 $h(n)$ 为 nT_s 时刻信道增益; τ_d 为传输延迟.

首先,对于基于自相关的同步算法,它通常适用于同步符号时域波形有重复或者对称关系的情况.它是将接收信号与其自身的延迟做相关以获得符号定时和频偏估计.其自相关结果为:

$$\begin{aligned} c_a(d) &= \sum_{n=1}^D [y^*(d+n)y(d+n+D)] \\ &= \sum_{n=1}^D \left[h^*(d+n)h(d+n+D)x^*\left(d+n - \frac{\tau_d}{T_s}\right) \right. \\ &\quad \left. \cdot x\left(d+n - \frac{\tau_d}{T_s} + D\right) \exp(j2\pi f_{\Delta} D T_s) \right] + w'(n) \quad (3) \end{aligned}$$

式中 D 为用于时频同步的参考信号重复周期.由上式可得,自相关峰值为:

$$\begin{aligned} c_a\left(\frac{\tau_d}{T_s}\right) &= \exp(j2\pi f_{\Delta} D T_s) \\ &\quad \cdot \sum_{n=1}^D \left[h^*\left(\frac{\tau_d}{T_s} + n\right)h\left(\frac{\tau_d}{T_s} + n + D\right) \right] \quad (4) \end{aligned}$$

由此可以看出,当信道变化较快时,式(4)中求和的各项不是同相的,因此在利用上式进行同步检测时将造成性能损失.

对于基于互相关的同步算法,它是将本地同步序列和接收信号相关获得符号定时以及频偏估计.接收信号和本地同步序列副本 $x(n)$ 之间的互相关为:

$$\begin{aligned} c_c(d) &= \sum_{n=d}^{Z+d-1} y(n) x^*(n-d) \\ &= \sum_{n=d}^{Z+d-1} h(n) x\left(n - \frac{\tau_d}{T_s}\right) x^*(n-d) \exp(j2\pi f_{\Delta} n T_s) \quad (5) \end{aligned}$$

式中 Z 为同步序列长度.由式(5)可得,互相关峰值为:

$$c_c\left(\frac{\tau_d}{T_s}\right) = \sum_{n=\frac{\tau_d}{T_s}}^{z+\frac{\tau_d}{T_s}-1} h(n) \exp(j2\pi f_\Delta n T_s) \quad (6)$$

由此可以看出,当信道变化较快时,即使接收端不存在频率偏移,式(6)中求和的各项也不是同相的,因此在利用上式进行同步检测时同样将造成性能损失。

另一方面,对于频率同步,通常采用自相关算法来估计频率偏移,即

$$\hat{f}_\Delta = \frac{1}{2\pi D T_s} \arg\left[c_a\left(\frac{\tau_d}{T_s}\right) \right] \quad (7)$$

式中 \arg 表示复数相角. 在高速移动环境下,估计变量 $c_a(\tau_d/T_s)$ 中的和项

$$\begin{aligned} \hat{f}_\Delta &= \frac{1}{2\pi D T_s} \arg\left[\exp(j2\pi f_\Delta D T_s) \sum_{n=1}^D \left[h^*\left(\frac{\tau_d}{T_s} + n\right) h\left(\frac{\tau_d}{T_s} + n + D\right) \right] \right] \\ &= \frac{1}{2\pi D T_s} \arg\left[\exp(j2\pi f_\Delta D T_s) \sum_{n=1}^D \left[\left(\sum_{k=1}^{N_1} (\Gamma_k \bar{\alpha}_k)^* \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} v \left(\frac{\tau_d}{T_s} + n\right) T_s \cos(\theta_k - \theta_v)\right) \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot \left(\sum_{k=1}^{N_1} \Gamma_k \bar{\alpha}_k \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} v \left(\frac{\tau_d}{T_s} + n + D\right) T_s \cos(\theta_k - \theta_v)\right) \right) \right] \right] \end{aligned} \quad (9)$$

由式(9)可以看出,由于每个子径的到达角的不同,每个子径上产生的多普勒频移是不同的. 通常频率同步算法在估计频偏时,隐含假设了:

$$\frac{v T_s D}{\lambda} \cos(\theta_k - \theta_v) \approx 0 \quad (10)$$

当式(10)满足时,式(9)简化为:

$$\begin{aligned} \hat{f}_\Delta &\approx \frac{1}{2\pi D T_s} \arg\left[\exp(j2\pi f_\Delta D T_s) \right] \\ &= \frac{1}{2\pi D T_s} \arg\left[\exp(j2\pi f_\Delta D T_s) \right] = f_\Delta \end{aligned} \quad (11)$$

在移动速度较低时,可以认为式(10)所述关系近似成立. 然而在高速移动环境下,该关系式不再满足. 因此本质上,上述常规频率同步算法是不适合在高速移动环境下采用的.

4 基于正交角域子空间投影时频同步算法

针对上述传统时频同步算法在高速移动环境下出现性能恶化问题,本文提出了一种基于正交角域子空间投影的时频同步算法. 众所周知,在高速移动环境下,由于通信收发端之间有相对移位,每个径的传播路径是时变的,此时合成等效径的这些子径的相位也是时变的,由此就产生了合成等效径的幅度和相位的时变特性. 另一方面,由于移动台的运动,每一个到达径产生多普勒频移,由于每个到达径的到达角的不一致,移动台的运动在每个到达径上产生的多普勒频移也不一致,因此在接收端,合成每一个时域可分辨多径的这

$$\sum_{n=1}^D [h^*(\tau_d/T_s + n) h(\tau_d/T_s + n + D)]$$

是一个复数,因此对频率同步算法的性能影响较大.

另外,在高速移动环境下,由于移动所造成的各个子径的多普勒频移不一样,考虑式(1)中的 $h'_k(n)$,有:

$$h'_k(n) = \Gamma_k^l \alpha_k^l(n) \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} v n T_s \cos(\theta_k^l - \theta_v)\right) \quad (8)$$

式中 Γ_k^l 是第 l 个可分辨多径中第 k 个不可分辨的子径的大尺度传播损耗; θ_v 为移动台运动方向角, v 为移动台运动速度; $\alpha_k^l(n)$ 为 $n T_s$ 时刻第 l 个可分辨多径中第 k 个不可分辨的子径的衰落复系数,该复系数在时频同步算法考虑的采样数据区间内可以认为是近似时不变的,记为 $\bar{\alpha}_k^l$. 仍然考虑频率非选择性时变信道,由式(7)有:

些子径的信号是异频异相的,由此便产生了多普勒扩展. 在单入单出(SISO)系统中,即发送和接收天线都为1的情况,由于SISO系统只有时频二维分辨力,因此在进行SISO系统信道建模时,通常假设相对时延较小的多径信号的人射角在空间上均匀分布. 本质上来说,单天线系统在高速移动环境下对于因多径信号到达角度的扩展而引起的多普勒扩展没有有效的抑制途径. 而在多天线系统中,由于接收端采用了多天线技术,本质上该系统具有空时频三维分辨力. 多天线系统在引入了空间角域分辨力后,系统对于多普勒扩展的抑制能力有了本质的提升.

对于多天线系统来说,考虑3GPP推荐的半波长等间隔线状阵列天线. 接收天线经过载波波长归一化后的归一化长度为 L_r , 天线之间的归一化间隔为 $\Delta_r = \frac{L_r}{n_r}$. 假定在发射机与接收机之间存在任意数量的物理路径,定义方向矢量 $e_r(\Omega)$ 为:

$$e_r(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{n_r}} \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(-j2\pi\Delta_r\Omega) \\ \vdots \\ \exp(-j2\pi(n_r-1)\Delta_r\Omega) \end{bmatrix} \quad (12)$$

定义 U_r 为 $n_r \times n_r$ 酉矩阵:

$$U_r = \left[e_r(0) \quad e_r\left(\frac{1}{L_r}\right) \quad \cdots \quad e_r\left(\frac{n_r-1}{L_r}\right) \right] \quad (13)$$

构成了接收信号空间的正交基. 正交基中的每个矢量的功率方向图谱中有一对或多对宽度为 $2/L_r$ 的主瓣以及小的旁瓣(当 $\Delta_r = 0.5$ 时仅有一对主瓣),不同的基矢

量 $\mathbf{e}_r(m/L_r)$ 有不同的主瓣. 这意味着沿任意物理方向的接收信号, 其绝大多数能量与某个特定的 $\mathbf{e}_r(m/L_r)$ 矢量同向, 而在其它矢量方向上几乎没有能量. 因此, 该正交基提供了总的接收信号在由分辨力 $1/L_r$ 决定的不同物理方向的多条路径上十分简单的分解方式.

利用由 \mathbf{U}_r 所定义的正交角域空间, 对接收信号进行正交空间投影, 即:

$$\mathbf{y}^a(n) = \mathbf{U}_r^T \mathbf{y}(n) \quad (14)$$

由式(1)有:

$$\mathbf{y}^a(n) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^{N_l} \mathbf{U}_r^T \mathbf{a}(\theta_k^l) h_k^l(n) x(n - \tau_l/T_s) \cdot \exp(j2\pi f_\Delta n T_s) + \mathbf{w}'(n) \quad (15)$$

式中 $\mathbf{U}_r^T \mathbf{a}(\theta_k^l)$ 项, 即:

$$\mathbf{U}_r^T \mathbf{a}(\theta_k^l) = \left[\mathbf{e}_r(0) \quad \mathbf{e}_r\left(\frac{1}{L_r}\right) \quad \cdots \quad \mathbf{e}_r\left(\frac{n_r-1}{L_r}\right) \right]^T \mathbf{a}(\theta_k^l)$$

$$\begin{aligned} y_m^a(n) &= \sum_{(l,k) \in \{(l,k) | \theta_k^l \in \mathfrak{R}_m\}} n_r h_k^l(n) x(n - \tau_l/T_s) \exp(j2\pi f_\Delta n T_s) + w'(n) \\ &= \sum_{(l,k) \in \{(l,k) | \theta_k^l \in \mathfrak{R}_m\}} n_r \Gamma_k^l \bar{\alpha}_k^l \exp\left(j2\pi n T_s \left[\frac{\nu}{\lambda} \cos(\theta_k^l - \theta_\nu) + f_\Delta \right]\right) x(n - \tau_l/T_s) + w'(n) \\ &\approx \underbrace{\exp\left(j2\pi n T_s \left[\frac{\nu}{\lambda} \cos(\arccos(m/L_r) - \theta_\nu) + f_\Delta \right]\right)}_{I_1} \underbrace{\sum_{(l,k) \in \{(l,k) | \theta_k^l \in \mathfrak{R}_m\}} n_r \Gamma_k^l \bar{\alpha}_k^l x(n - \tau_l/T_s) + w'(n)}_{I_2} \end{aligned} \quad (19)$$

式中 $y_m^a(n)$ 为第 m 个正交投影子空间上的接收信号. 式(19)中, 第一项 I_1 为等效多普勒频移和频偏, 第二项 I_2 等效为发送信号经过一个非时变频率选择性信道后的接收信号. 由此可以看出, 通过正交角域子空间投影, 高速移动所造成的多普勒扩展等效为在各个正交角域子空间上的多普勒频移.

本文提出的基于正交角域子空间投影的时频同步算法采用参考同步帧头来进行时频同步. 参考同步帧头的格式如图 2 所示. 参考同步帧头由 2 部分组成. 第一部分包括 10 个周期长度为 16 符号的短训练序列. 第二部分包括一个长度为 16 符号的保护间隔(GP)和一个长度为 K 符号的 Zadoff-Chu 序列. GP 部分是 Zadoff-Chu 序列的最后 16 个符号. 参考同步帧头的第一部分主要用于粗定时同步和频率同步, 第二部分主要用于精定时同步. 第一部分是具有重复结构的参考信号, 可以利用自相关算法对频偏不敏感的优点进行粗定时同步检测. 另外, 由于参考同步帧头第一部分的重复周期长度适中且有多个重复的参考信号, 在进行频偏估计时既获得较大的估计范围, 又获得较好的估计精度. 接着利用同步帧头第二部分的 Zadoff-Chu 序列, 通过互相关算法来进行精同步, 可以进一步提高同步系统抑制噪声的能力.

基于图 2 所示的参考同步帧头, 本文提出的时频同

$$= \left[\mathbf{e}_r^T(0) \mathbf{a}(\theta_k^l) \quad \mathbf{e}_r^T\left(\frac{1}{L_r}\right) \mathbf{a}(\theta_k^l) \quad \cdots \quad \mathbf{e}_r^T\left(\frac{n_r-1}{L_r}\right) \mathbf{a}(\theta_k^l) \right]^T \quad (16)$$

其中 $\mathbf{e}_r^T\left(\frac{m}{L_r}\right) \mathbf{a}(\theta_k^l)$

$$= \frac{1 - \exp\left(j2\pi\Delta_r n_r \left(\cos\theta_k^l - \frac{m}{L_r}\right)\right)}{1 - \exp\left(j2\pi\Delta_r \left(\cos\theta_k^l - \frac{m}{L_r}\right)\right)} \quad (17)$$

假设归一化长度为 L_r 较大, 则有:

$$\mathbf{e}_r^T\left(\frac{m}{L_r}\right) \mathbf{a}(\theta_k^l) \approx \begin{cases} n_r, & \left| \cos\theta_k^l - \frac{m}{L_r} \right| \leq \frac{1}{L_r} \\ 0, & \left| \cos\theta_k^l - \frac{m}{L_r} \right| > \frac{1}{L_r} \end{cases} \quad (18)$$

定义 \mathfrak{R}_m 为接收方向余弦位于 m/L_r 附近宽度为 $1/L_r$ 的窗口内的所有路径构成的集合, 区域 \mathfrak{R}_m 可以解释为在接收角域基矢量 $\mathbf{e}_r(m/L_r)$ 方向上具有绝大多数能量的物理路径组成的集合. 则有:

步算法描述如下:

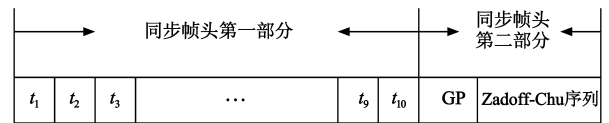


图2 参考同步帧头格式

粗定时同步算法是利用参考同步帧头的第一部分, 通过自相关运算来获得粗定时同步位置, 即:

$$c_m(n) = \sum_{k=1}^{2D} y_m^a(n+k) y_m^{a*}(n+k+D) \quad (20)$$

计算功率归一化因子, 即:

$$P_m(n) = \sum_{k=1}^{2D} |y_m^a(n+k+D)|^2 \quad (21)$$

$$\text{则有: } M(n) = \frac{\sum_{m=1}^{n_r} |c_m(n)|}{\sum_{m=1}^{n_r} P_m(n)} \quad (22)$$

利用得到的归一化延迟相关功率因子 $M(n)$ 来计算获得粗定时同步位置, 即:

$$n_c = \operatorname{argmin}\{n | M(n) \geq T_h\} \quad (23)$$

式中 T_h 是一个预先设定的归一化门限值, 其取值为 $(0, 1)$. 其值的大小要考虑粗定时同步算法的虚警概率和漏检概率. 设置该值的目的是减小后续精同步估计

算法搜索窗的大小,降低精定时同步算法的运算量.由于可以通过后续精同步估计算法进一步降低虚警的发生,实际中考虑将该归一化门限值设置偏小,以降低漏检概率.

获得粗定时同步位置后,利用自相关算法来估计频偏,即

$$\varphi_m = \sum_{k=1}^{SD} y_m^a(n_c + k) y_m^{a*}(n_c + k + D) \quad (24)$$

则有估计的等效频偏 $f_m = \frac{v}{\lambda} \cos\left(\arccos\left(\frac{m}{L_r}\right) - \theta_v\right) + f_\Delta$ 为:

$$\hat{f}_m = \frac{\arg[\varphi_m]}{2\pi DT_s} \quad (25)$$

估计出每个正交角域子空间上的等效频偏 \hat{f}_m 参数后,对每个角域子空间上的接收信号进行等效频偏补偿,即:

$$d_m^a(n) = y_m^a(n) \exp(-j2\pi\hat{f}_m n T_s) \quad (26)$$

接着利用等效频偏补偿后的信号进行精同步估计,即:

$$G_m(n) = \sum_{k=1}^K d_m^a(n+k+n_c) s_{zc}^*(k), -W \leq n \leq W \quad (27)$$

式中 $s_{zc}(n)$ 为本地产生的 Zadoff-Chu 序列; W 为精同步搜索窗的大小.则最后输出的精同步信号位置为:

$$n_f = \underset{-W \leq n \leq W}{\operatorname{argmax}} \left\{ \sum_{m=1}^{n_r} |G_m(n)| \right\} \quad (28)$$

5 实现复杂度分析

本文提出的基于正交角域子空间投影的时频同步算法实现复杂度主要集中在正交空间投影运算单元.

对于正交子空间投影运算单元,如式(14)所述.对于投影矩阵 U_r ,其第 (k, l) 个元素为:

$$\frac{1}{\sqrt{n_r}} \exp\left(\frac{-j2\pi kl}{n_r}\right); k, l = 0, \dots, n_r - 1 \quad (29)$$

由于采用的等距线阵,因此正交子空间投影运算可以采用快速傅里叶运算来实现.因此其运算量为 $O(n_r \log_2 n_r)$,并且可以通过 FFT 实现并行计算.

6 仿真结果

本文仿真模型如图 1 所示.仿真中采用的多天线信道模型采用 SCM 信道模型(3GPP Spatial Channel Model)^[14].在 SCM 信道模型中,每个可分辨多径中的子径数 N_l 设置为 20.每个可分辨多径中的子径的到达角服从 Laplacian 分布,其均方根角度扩展为 35° .接收天线归一化间距 Δ_r 为 0.5.仿真时采样周期为 $10\mu\text{s}$,载波频率为 5GHz.

分别仿真了系统在不同参考信号长度,不同移动速度和不同接收天线环境下时频同步算法的性能.比较了文献[13]中的多天线时频同步算法(同步帧头参数和图 2 一致)和本文提出的基于正交角域子空间投影的时频同步算法的性能.

图 3,图 4 和图 5 比较了时频同步算法在时变多径信道下的性能.仿真中,接收端的频偏 f_Δ 为 10kHz,移动台运动速度 v 的单位为 m/s.由仿真结果可以看出,本文提出的基于正交空间投影的时频同步算法的性能在不同参考信号长度,不同移动速度和不同接收天线环境下均优于文献[13]算法的性能.随着接收天线数的增加,每个正交角域子空间的角度扩展越小,本文提出的时频同步算法的性能越好.随着移动速度的增加,信道的时变特性越明显,时频同步算法受到的影响就越大.另外,参考信号长度越长,其对噪声的抑制能力越强.但是参考信号长度越长,时频同步算法受到信道时变的影响就越严重.因此在选择参考信号长度时要在噪声抑制能力和信道时变敏感度之间进行折衷考虑.

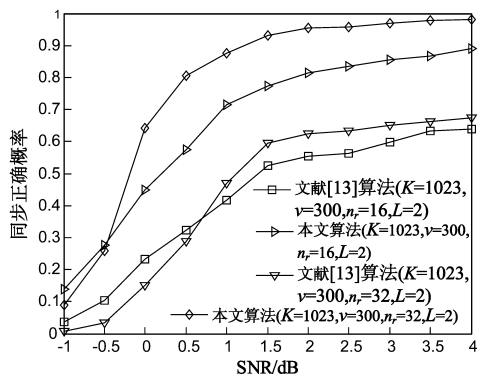


图3 多径信道下不同接收天线数时算法性能比较

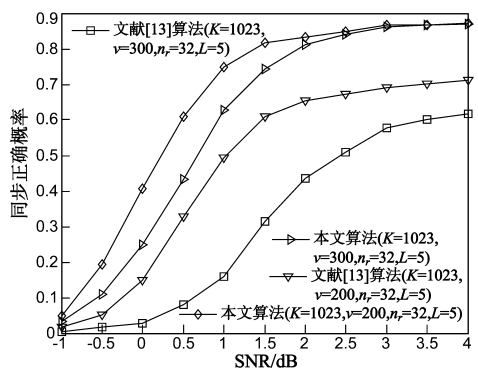


图4 多径信道下不同移动速度时算法性能比较

7 结论

针对高速移动环境下,常用时频同步算法的性能由于信道时变而急剧下降.本文提出了一种基于正交角域子空间投影的时频同步算法.该算法利用多天线系统提供的角域分辨力,将多普勒扩展转化为各个正

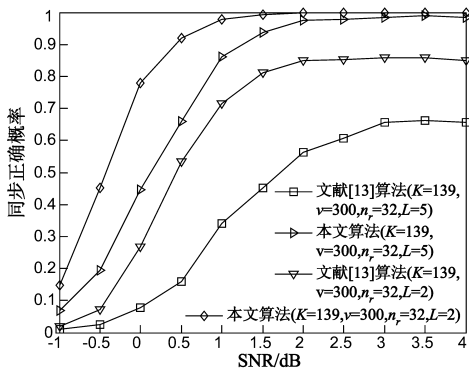


图5 多径信道下不同多径数时算法性能比较

交子空间上的多普勒频移,并通过多普勒参数估计和补偿抑制信道的时变对时频同步算法的影响.仿真结果表明本文提出的算法有效地提高了高速移动环境下时频同步算法的性能.

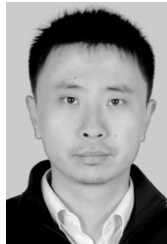
参考文献

- [1] M Morelli, et al. Synchronization techniques for orthogonal frequency division multiple access (OFDMA): A tutorial review [J]. Proceedings of IEEE, 2007, 95(7): 1394 – 1427.
- [2] 罗仁泽, 戈勇华, 等. 叠加弱能量序列的 OFDM 系统时频同步方法[J]. 电子学报, 2012, 40(2): 412 – 416.
LUO Ren-ze, GE Yong-hua, et al. Timing and frequency synchronization algorithm with superimposed weak power sequence for OFDM systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(2): 412 – 416. (in Chinese)
- [3] Schmid T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12): 1613 – 1621.
- [4] A Filippi, S Serbetli. OFDM symbol synchronization using frequency domain pilots in time domain[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(6): 3240 – 3248.
- [5] 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 Jia-jie, et al. 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)
- [6] J J van de Beek, M Sandell, P O Brjesson. ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800 – 1805.
- [7] Wen-long Chin. Blind symbol synchronization for OFDM systems using cyclic prefix in time-variant and long-echo fading

channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(1): 185 – 195.

- [8] S Ma, X Pan, et al. Blind symbol synchronization based on cyclic prefix for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(4): 1746 – 1751.
- [9] ZENG Rong, ZHAO Chun-ming, et al. Low complexity coarse estimator of carrier frequency offset for OFDM systems based on null subcarrier detection [A]. IEEE Vehicular Technology Conference [C]. USA: IEEE Vehicular Technology Society, 2004. 1087 – 1090.
- [10] 罗仁泽, 等. 高速移动 DVB-T 系统帧同步算法[J]. 电子学报, 2006, 34(5): 928 – 929.
LUO Ren-ze, et al. Frame synchronization algorithm for the DVB-T systems with high mobile speed[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(5): 928 – 929. (in Chinese)
- [11] Y Mostofi, D C Cox. A robust timing synchronization design in OFDM systems part II: High-mobility cases [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(12): 4340 – 4348.
- [12] Duan Peng, Luoli Peng, et al. A novel algorithm of timing synchronization for MIMO-OFDM systems[A]. IET International Conference on Wireless, Mobile and Multimedia Networks[C]. Beijing, China; IET Beijing Branch, 2006. 1 – 3.
- [13] Hsin-Lei Lin, Robert C Chang, et al. Implementation of synchronization for 2×2 MIMO WLAN system[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2006, 52(3): 766 – 773.
- [14] 3GPP. TR 25.996 v. 10.0.0, Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations[S]. 2011.

作者简介



曾 嵘 男. 1976 年 8 月出生, 江苏淮安人. 2004 年毕业于东南大学移动通信国家重点实验室. 现为杭州电子科技大学通信工程学院副教授, 主要从事无线宽带关键传输技术方面的研究工作.

E-mail: zengrong.rodney@gmail.com



方 昕 女. 1975 年 10 月出生, 江苏盐城人. 1997 年、2000 年和 2004 年分别在河海大学和东南大学获工学学士、工学硕士和工学博士学位. 现为杭州电子科技大学副教授, 主要从事多用户 MIMO 系统、协作通信等第四代移动通信物理层算法方面的研究工作.