

文章编号:1004-9037(2012)05-0607-05

MIMO OFDM 系统联合时频同步算法

许成谦 刘萌萌

(燕山大学信息科学与工程学院,秦皇岛,066004)

摘要:为了解决多输入多输出(Multiple input multiple output, MIMO)正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)系统的时间和频率偏移估计问题,提出了一种基于恒幅零自相关(Constant amplitude zero auto correlation, CAZAC)序列的联合时频同步算法。同步前导包括两个相同长度的训练符号。在接收端,分别计算两个本地训练序列与接收信号的互相关,利用CAZAC序列的特性可以检测出所有收发天线对之间的时间偏移和整数频率偏移;然后对接收信号进行整数频偏补偿,利用两个训练符号之间的关系可以估计出小数频率偏移。分析和仿真结果表明,该算法与传统的同步算法相比,不但具有更高的同步概率,而且能够估计出所有收发天线对之间的频率偏移。

关键词:正交频分复用;多输入多输出;时间同步;频率同步;恒幅零自相关

中图分类号:TN92

文献标识码:A

Joint Time and Frequency Synchronization Method for MIMO OFDM Systems

Xu Chengqian, Liu Mengmeng

(College of Information Science and Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao, 066004, China)

Abstract: To address the problem of time and frequency offset estimation for multiple input multiple output (MIMO) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) systems, a joint time and frequency synchronization algorithm based on constant amplitude zero auto correlation (CAZAC) sequences is proposed. The synchronization preamble consists of two training symbols with the same length. At the receivers, cross correlations between two local sequences and the received signal are calculated respectively, and the unique properties of CAZAC sequences are utilized to detect the time offsets and integer frequency offsets of all the transmitter and receiver pairs. After compensating for the integer frequency offsets, fractional frequency offsets are obtained by using the relationship between two training symbols. Analysis and simulation results demonstrate that the proposed method has a significantly higher synchronization probability than the conventional algorithm, and it can estimate the frequency offsets of all the transmitter and receiver pairs.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); multiple input multiple output (MIMO); time synchronization; frequency synchronization; constant amplitude zero auto correlation (CAZAC)

引 言

正交频分复用(Orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)和多输入多输出(Multiple

input multiple output, MIMO)技术的结合能够有效对抗频率选择性衰落,提高频谱利用率,增加系统容量,MIMO OFDM 系统已成为下一代无线通信系统中最有前景的技术之一^[1-3]。与单输入单输出系统类似,MIMO OFDM 系统对符号定时偏移

(Symbol timing offset, STO) 和载波频率偏移 (Carrier frequency offset, CFO) 也很敏感。已有许多学者对 MIMO OFDM 系统的同步问题进行了研究^[2-8]。其中, Mody^[2]最早提出了 MIMO OFDM 系统的同步方法, 文献[3]对 Mody 算法中训练序列的放置方法进行了改进, 文献[4]利用发送天线同时发送的移位正交训练序列对前两种方法进行了改进, 但是这几种方法都只能用于集中式系统的同步。文献[5]利用恒幅零自相关 (Constant amplitude zero auto correlation, CAZAC) 序列的性质设计了适用于分布式系统的定时同步算法, 称为 WPS 算法, 具有很好的定时同步性能。文献[6]也采用 CAZAC 序列作为训练序列, 定时函数具有尖锐的波形。文献[5] 和 [6] 的主要缺陷是没有考虑频偏对采用 CAZAC 序列的算法的影响。文献[7]使用扩展 Kalman 滤波法进行频率估计和信道估计, 适合高速数据传输系统。文献[8]假设信道随时进行缓慢变化, 利用空时码对载波频偏进行盲估计, 算法用到时域和频域中的所有子载波。

本文提出了一种用于分布式 MIMO OFDM 系统的时频同步算法, 该算法采用 CAZAC 序列作为同步训练序列, 同步估计在时域进行, 并且考虑了频偏对定时的影响。新算法可以估计所有收发天线对之间的时间偏移和频率偏移。

1 MIMO OFDM 系统模型

一 MIMO OFDM 系统如图 1 所示, 包含 N_t 根发送天线和 N_r 根接收天线。第 i 根发送天线发送的 OFDM 信号可以表示为

$$x_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i(k) e^{j2\pi kn/N} \quad (1)$$

$$-N_g \leq n \leq N-1$$

式中: $X_i(k)$ 表示第 i 根发送天线处的频域数据; N 表示子载波数; N_g 表示循环前缀的长度, 循环前缀用于消除符号间干扰 (Inter-symbol interference, ISI)。

每根接收天线处的接收信号都是来自所有发

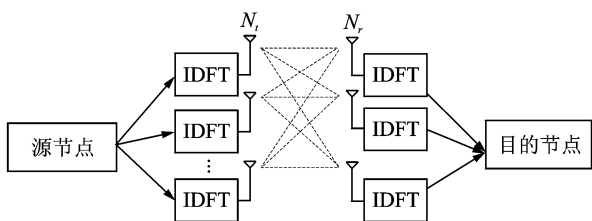


图 1 MIMO OFDM 系统框图

送天线的信号之和, 并且存在加性高斯白噪声 (Additive white Gaussian noise, AWGN)。第 j 根接收天线处的接收信号可以表示为

$$r_j(n) = \sum_{i=1}^{N_t} e^{j2\pi n \epsilon_{ij}/N} \sum_{l=0}^{L_{ij}-1} h_{ij}(l) x_i(n - \tau_{ij} - \theta_{ij}(l)) + \eta_j(n) \quad (2)$$

式中: L_{ij} 表示第 i 根发送天线和第 j 根接收天线之间总的路径数目; $h_{ij}(l)$ 是第 l 条路径的增益; $\theta_{ij}(l)$ 是第 l 条路径的延迟; τ_{ij} 和 ϵ_{ij} 分别表示第 i 根发送天线和第 j 根接收天线之间的时间偏移和频率偏移; $\eta_j(n)$ 表示第 j 根接收天线处的加性高斯白噪声, 均值为零, 方差为 σ_η^2 , 假设各接收天线处的噪声独立。

2 同步算法

在分布式 MIMO OFDM 系统中, 每个收发天线对之间的时间延迟和频率偏移各不相同, 需要分别进行估计。

2.1 同步前导设计

所设计的 N_t 根发送天线的前导序列都是基于同一个训练序列, 称为主训练序列。CAZAC 序列定义为

$$C(n) = \exp\left(\frac{j\pi r n^2}{N_p}\right) \quad n = 0, 1, \dots, N_p - 1 \quad (3)$$

式中: N_p 是 CAZAC 序列的周期, 它是偶数; r 与 N_p 互素, 本文 $r = N_p - 1$ 。

CAZAC 序列具有良好的循环自相关性^[9], 如式(4)所示

$$R(m) = \left| \sum_{n=0}^{N_p-1} C(n) C^*(n+m) \right|^2 = \begin{cases} N_p & m = 0 \\ 0 & m \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

如果存在频率偏移 ϵ , 那么

$$R(m, \epsilon) = \sum_{n=0}^{N_p-1} C(n) C^*(n+m) e^{-j2\pi \epsilon \frac{n+m}{N}} = \begin{cases} N_p e^{-j2\pi \epsilon \frac{m}{N}} e^{-j\pi \left(1 - \frac{1}{N_p}\right) \left(\frac{\epsilon}{p}\right)^2} & m = \epsilon/p \\ 0 & m \neq \epsilon/p \end{cases} \quad (5)$$

式中 $p = N/N_p$ 。

从式(5)可以看出, 频率偏移的存在使得相关函数 R 的峰值位置产生了偏移, 这个性质可以用来估计整数频率偏移。

主训练序列包括两个训练符号, 每个训练符号定义为一个截断的 CAZAC 序列。这两个训练符号的长度都是 N 。不同的是, 第 1 个 CAZAC 序列的周

期为 N , 第2个CAZAC序列的周期为 $2N$ 。这个周期差异具有重要意义,它使得相关峰值的位置分别偏移不同的样值数目,从而可以用来进行频率同步估计。为了消除多天线干扰(Multi-antenna interference, MAI),将每个训练符号循环移位 D_i 个样值。 D_i 对每个发送天线是唯一的, $1 \leq i \leq N_t$ 。然后,将移位到前端的 D_i 个样值置零,以保持信号的正交性,并区分来自不同路径的信号。

2.2 时间偏移和整数频率偏移估计

利用训练序列良好的相关性,可以将第 j 根接收天线处的定时度量设定为接收信号与本地训练序列的相关值,相关函数的峰值位置将会指出定时位置。即定时度量为

$$M_j(d) = \sum_{n=0}^{N-1} r_j(d+n) \mathbf{A}^*(n) \quad (6)$$

$$W_j(d) = \sum_{n=0}^{N-1} r_j(d+n+N+N_g) \mathbf{B}^*(n) \quad (7)$$

式中: r_j 为第 j 根接收天线处的接收信号; \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 分别为两个本地训练序列; $M_j(d)$ 和 $W_j(d)$ 分别表示第 j 根接收天线处的接收信号 r_j 与本地训练序列 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 之间的互相关。在理想情况下,互相关函数将会产生一些冲激状脉冲,这些脉冲分别指出了对应的发送天线。然而,频率偏移的存在使脉冲位置发生了偏移。由第2.1节的讨论可知,脉冲位置与实际位置之间的关系为

$$\arg \max_d M_j(d) = \tau_j - \epsilon_{j,\text{int}} \quad (8)$$

$$\arg \max_d W_j(d) = \tau_j - 2\epsilon_{j,\text{int}} \quad (9)$$

式中: τ_j 是第 j 根接收天线处的一个 $N_t \times 1$ 维向量,它的第 i 个元素 τ_{ij} 表示第 i 根发送天线和第 j 根接收天线之间的实际时间偏移; $\epsilon_{j,\text{int}}$ 也是第 j 根接收天线处的一个 $N_t \times 1$ 维向量,它的第 i 个元素 $\epsilon_{ij,\text{int}}$ 表示第 i 根发送天线和第 j 根接收天线之间的实际整数频率偏移。

式(8,9)将时间偏移和频率偏移联系到了一起,这正是第2.1节中式(5)在整数频率偏移估计中的应用。频率偏移的存在使相关函数产生了平移,从数学的角度将似乎毫不相关的时偏和频偏联系到了一起,使得二者可以同时估计出来,频率同步无需在频域进行,节省了计算量。时间偏移和整数频率偏移的估计值分别为

$$\begin{cases} \hat{\tau}_j = \arg \max_d M_j(d) + \hat{\epsilon}_{j,\text{int}} \\ \hat{\epsilon}_{j,\text{int}} = \arg \max_d M_j(d) - \arg \max_d W_j(d) \end{cases} \quad (10)$$

同时,天线之间的延迟(Inter-transmitter de-

lays, ITD)也可以计算出来,如式(12)所示

$$\text{ITD}_{i,k} = \hat{\tau}_{kj} - \hat{\tau}_{ij} + D_i - D_k \quad (12)$$

2.3 小数频率偏移估计

经以上处理后,接收端接收到的训练符号的起始点可以确定出来,并且整数频偏可以得到补偿。此时,接收到的训练符号只存在残留的小数频偏,即

$$r_{ij}(n) = \phi(n) e^{j2\pi n \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} + \eta(n) + I(n) \quad (13)$$

式中: ϕ 是主训练序列; $\epsilon_{ij,\text{frac}}$ 是残留的小数频偏; $\eta(n)$ 是AWGN; $I(n)$ 是MAI。由于训练序列具有良好的相关性,可以把MAI忽略,则

$$r_{ij}(n) \approx \phi(n) e^{j2\pi n \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} + \eta(n) \quad (14)$$

为了估计小数频偏,根据所设计的两个训练符号之间的相互关系,定义

$$\lambda = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{r_{ij}(n) r_{ij}^*(n+N_s)}{B(n)} \quad (15)$$

式中: $N_s = N + N_g$ 。因式 $\frac{1}{B(n)}$ 是为了在后面的推导中使式(15)得到简化。

将式(14)代入式(15),得

$$\begin{aligned} \lambda &\approx \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{B(n)} (\phi(n) e^{j2\pi n \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} + \eta(n)) \times \\ &(\phi(n+N_s) e^{j2\pi(n+N_s) \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} + \eta(n+N_s))^* \end{aligned} \quad (16)$$

根据第2.1节中设计的同步前导知,主训练序列 ϕ 中包含两个训练符号 \mathbf{A} 和 \mathbf{B} , 所以

$$\phi(n) = A(n) \quad (17)$$

$$\phi(n+N_s) = B(n) \quad (18)$$

将式(17,18)代入式(16),并展开得

$$\begin{aligned} \lambda &\approx \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{B(n)} A(n) e^{-j2\pi N_s \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} + \eta(n)) \times \\ &((B(n) e^{-j2\pi(n+N_s) \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} + \eta(n+N_s))^* = \\ &\sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{B(n)} A(n) B^*(n) e^{-j2\pi N_s \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} + \\ &\sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{B(n)} A(n) \eta^*(n+N_s) e^{j2\pi N_s \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} + \\ &\sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{B(n)} \eta(n) B^*(n) e^{-j2\pi N_s \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} + \\ &\sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{B(n)} \eta(n) \eta^*(n+N_s) \end{aligned} \quad (19)$$

式中后3项是干扰项,在高信噪比(Signal to noise ratio, SNR)时可以忽略,从而

$$\lambda \approx \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{B(n)} A(n) B^*(n) e^{-j2\pi N_s \frac{\epsilon_{ij,\text{frac}}}{N}} \quad (20)$$

另一方面,从第 2.1 节的讨论可知,两个训练符号 A 和 B 之间满足

$$|A(n)| = |B(n)| = 1 \tag{21}$$

$$A(n) = B^2(n) \tag{22}$$

式中 $0 \leq n \leq N-1$ 。

式(21,22)代入式(20),得

$$\lambda \approx N e^{-j2\pi N_s \frac{\epsilon_{ij, \text{frac}}}{N}} \tag{23}$$

可以看出, λ 的相位中体现了小数频偏,小数频偏估计值为

$$\hat{\epsilon}_{ij, \text{frac}} = \frac{1}{-2\pi N_s / N} \text{angle}(\lambda) \tag{24}$$

3 仿真分析

分别在AWGN信道和多径衰落信道下对新算法的性能进行仿真和分析,并与文献[5]提出的WPS算法进行比较。考虑具有2个发送机和1个接收机的分布式MIMO OFDM系统。假设子载波数目为1 024,循环前缀长度为128。归一化频率偏移分别为5.2和-6.1个子载波间隔。天线间延迟为8个样值。发送天线序列的循环移位长度分别为0和20。多径衰落信道共有5条路径,每条路径的延迟分别为0,3,5,7,11个样值,每条路径的增益为 $h(l) = e^{-(l-1)/2}, 1 \leq l \leq 5$ 。

当没有频率偏移时,图2为AWGN信道下新算法和WPS算法的正确定时同步概率比较。从图2可以明显看出,新算法的正确定时同步概率远远高于WPS算法。当信噪比为-8 dB时,新算法的正确定时同步概率约为100%,而WPS算法约为22%。显然,新算法在低信噪比下的性能很优越,因为算法使用了两个本地训练序列,这是获得优越性能所付出的代价。

显然,本地训练序列会带来复杂度的增加,但是由于本文的频率偏移估计无需在频域进行,且时偏和整数频偏估计是同时进行的,减少了复杂度,所以总的来说,复杂度的增加不会对系统造成很大的影响。

当存在频率偏移时,新算法在两种信道下的定时同步性能如图3所示。实线表示AWGN信道,虚线表示多径衰落信道。比较图2,3可知,频率偏移的存在使得算法的性能大大下降,但即使在多径衰落信道下仍然优于WPS算法。

图4,5分别给出了整数频偏估计和小数频偏估计的均方误差(Mean square error, MSE)。可以看出,新算法能够估计出所有收发天线对之间的不同频偏。由于WPS算法没有进行频率估计,并且几

乎所有现有的算法都假设各天线频偏相等,所以图4,5中只给出了新算法的频率同步性能。

从图4可以看出,在AWGN信道下,当信噪比大于0 dB时,整数频偏的MSE为零。从图5可以看出,在AWGN信道下,当信噪比等于0 dB时,小数频偏的MSE小于 10^{-4} ;在多径衰落信道下,性能约有2 dB的损失。

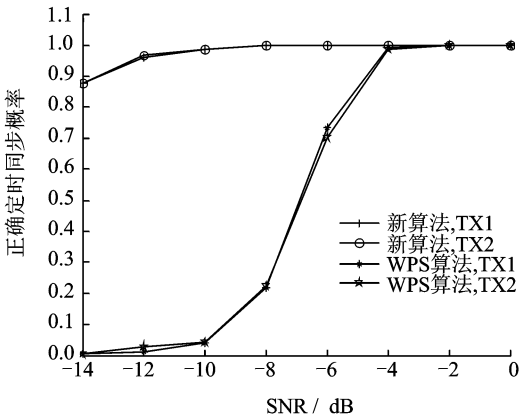


图2 新算法和WPS算法的比较

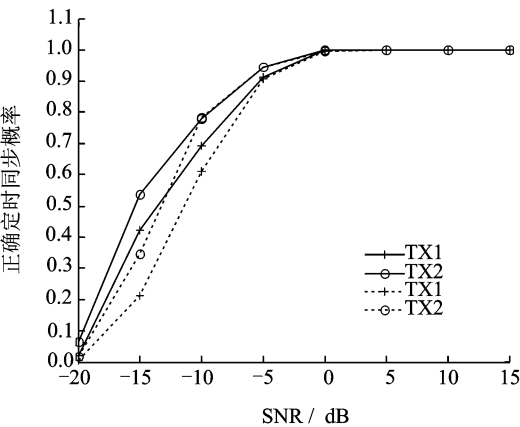


图3 新算法的正确定时同步概率

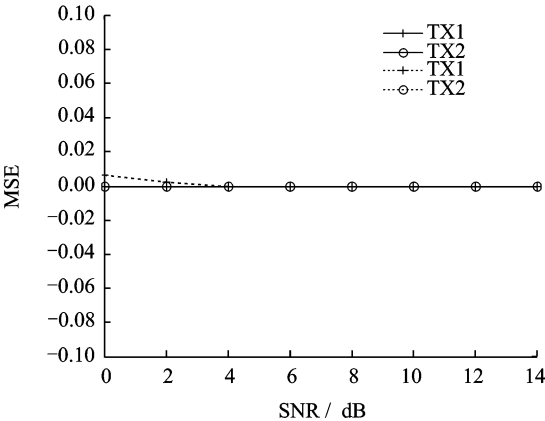


图4 整数频偏估计的MSE

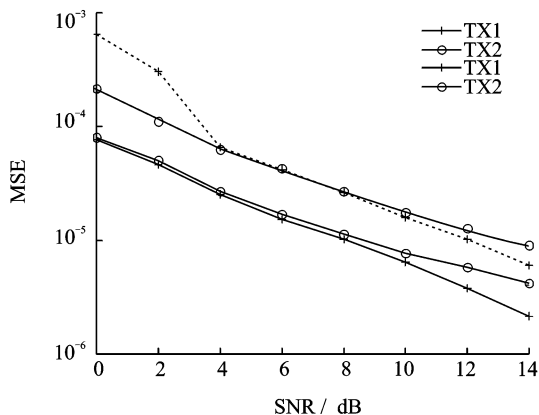


图5 小数频偏估计的MSE

4 结束语

本文研究了分布式MIMO OFDM 系统的时间和频率偏移同步。设计出一个新的同步前导,用来辅助接收机进行同步估计并消除MAI。接收机利用前导序列的自相关特性以及训练符号之间的特定关系进行时间同步和频率同步。仿真结果表明,与传统算法^[5]相比,新算法不但具有更高的正确定时同步概率,而且能够对分布式系统中所有收发天线对之间的不同频率偏移进行同步估计。另外,所设计的训练结构还能用于信道估计。

参考文献:

[1] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM [J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(12):1613-1621.

[2] Mody A N, Stuber G L. Synchronization for MIMO OFDM systems [C]//IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'01). San Antonio, USA:IEEE, 2001:509-513.

[3] Van Zelst A, Schenk T C W. Implementation of an

MIMO OFDM-based wireless LAN system [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2004, 52(2): 483-494.

[4] 郑娟,韩静,吕旌阳,等. MIMO-OFDM 系统中高性能同步算法[J]. 北京邮电大学学报,2008,31(1): 112-115,139.

Zheng Juan, Han Jing, Lü Jingyang, et al. High performance synchronization in MIMO-OFDM system [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2008, 31(1): 112-115,139.

[5] Feng C, Zhang J H, Zhang Y Y, et al. A novel timing synchronization method for MIMO OFDM systems[C]// IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring 2008). Singapore: IEEE, 2008:913-917.

[6] Duanmu C J, Huang F. A timing synchronization method for MIMO-OFDM systems[C]// 2010 2nd International Conference on Information Science and Engineering. Hangzhou, China: IEEE (ICISE), 2010:1807-1810.

[7] Simon E P, Ros L, Hijazi H, et al. Joint carrier frequency offset and fast time-varying channel estimation for MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(3):955-965.

[8] Younis S, Al-Dweik A, Hazmi A. Blind carrier frequency offset estimator for multi-input multi-output-orthogonal frequency division multiplexing systems over frequency-selective fading channels [J]. IET Communications, IET, 2010,4(8):990-999.

[9] Chu D C. Polyphase codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1972, 18(4): 531-532.

作者简介:许成谦(1961-),男,教授,博士生导师,研究方向:编码理论、信号设计、无线通信等,E-mail: cqxu@ysu.edu.cn;刘萌萌(1987-),女,硕士研究生,研究方向:无线通信。