

MIMO-OFDM 同步门限值方法

陈 威 伍仁勇 杨智明

(湖南大学计算机与通信学院, 湖南长沙 410082)

摘 要: 正交频分复用(OFDM)技术由于其对抗多径能力强和频谱利用率高而被视为下一代无线通信的核心技术,多输入多输出天线系统(MIMO)利用空间复用进一步提高频谱效率。二者已经应用于多种高速宽带通信系统中。MIMO-OFDM 与 SISO-OFDM 相似,对定时同步错误和频率偏移敏感。任何不同步都可能会破坏接收帧结构,因此准确的符号定时同步和精确的载波频偏估计是系统可靠工作的前提。本文中首先用 CAZAC 序列构建出共轭交错结构作为训练序列,然后应用门限值方法改进定时同步估计,并基于这种交错结构进行载波频率偏移估计,确定影响门限值性能的参数值。仿真数据显示,在多径信道条件下,该方法可以使系统的误码率相对传统方法得到进一步减小,有效提高系统同步性能。

关键词: 多输入输出; 正交频分复用; 频率偏移; 定时同步; 门限

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2012)09-1290-09

Synchronization for MIMO-OFDM using threshold method

CHEN Wei WU Ren-yong YANG Zhi-ming

(School of Computer & Communication, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: OFDM is viewed as key technology of the next generation of wireless communication due to its strong ability of anti-multi-path and high frequency efficiency, and Multiple Input and Multiple Output (MIMO) can further increase spectrum utilization ratio. MIMO and OFDM techniques have been used in various high-speed wireless systems. Similar to SISO-OFDM, MIMO-OFDM is very sensitive to timing synchronization error and carrier frequency offset, i. e., the received frame structure could be damaged if timing or carrier frequency is out of synchronization. Therefore correct symbol timing and precise carrier frequency offset estimation are necessary for MIMO-OFDM. This paper first uses CAZAC sequences to construct a conjugate staggered structure as training sequences, then proposes an algorithm based on this structure to improve carrier frequency and timing synchronization by applying threshold method. Meanwhile, the parameters that influence the threshold are determined according to the simulation results. The simulation results show that, compared to the conventional methods in multipath channel, the proposed method can reduce BER and effectively improve synchronization performance.

Key words: multiple input multiple output (MIMO); orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); timing synchronization; threshold

1 引言

正交频分复用技术(OFDM)通过串/并转换将数据流分布到子载波上,是无线通信的核心技术之一。

通过保持各子载波相互正交,在提高频谱利用率的同时,能够有效地对抗多径衰落等传输特征^[1]。多输入多输出天线系统(MIMO)利用空间复用进一步提高频谱利用率。MIMO-OFDM 技术兼具二者的优势,但与

SISO-OFDM 相似,对同步错误非常敏感。定时不同步接收端将无法准确提取传输帧的起始位,频率不同步也将破坏各子载波之间的正交性,分别带来符号间干扰(ISI)和载波间干扰(ICI)^[2],所以准确而有效率的同步补偿技术是 MIMO-OFDM 进入实用的关键。同步技术通常首先从发送端发送特殊序列作为训练序列,例如 PN 序列和 CAZAC 序列,其中 CAZAC 序列主要包括 Frank-Zadoff 序列^[3]、CHU 序列^[4]等,然后在接收端利用这些序列各自特有的自、互相关特性来实现系统同步。其中定时同步过程分为粗(捕获)同步和细(跟踪)同步,频率同步分为整数倍同步和小数倍同步^[5]。

门限值方法是实现精确定时同步的有效方法之一。现有文献表明在定时同步过程中引入门限值,可以缩小同步估计搜索区间,提高粗同步算法的准确度,有效地降低发生定时错误估计的概率^[6]。在多径环境下,定时同步过程中检测到的峰值可能不在第一路径上,如果只简单地运用峰值搜索方法,那么确定的传输帧起始位就可能出现波动。有文献在同步过程中引入了两次门限值约束^[7],有效地降低了在第一路径上发生定时同步偏移的概率,避免确定的信号起始位出现滑动。但是这些文献没有提出具体的门限值求值方案。

另一方面,在门限值求值过程中,高效的载波频率补偿技术,有助于快速、准确的计算出门限值,提高定时同步的准确度。而如何设计特殊序列构建训练信号,是实现快速而有效的载波频率补偿的关键。K.

Kim^[8]采用两个重复、中间对称的结构(C, \bar{C}, C, \bar{C}),利用中间对称特性和相关延迟能够同时完成定时和频率同步估计,但该方法在自相关处理过程中会在峰值两旁产生旁瓣,给定时同步带来误差。B. Park^[9]采用重

复共轭结构($C, \bar{C}, C^*, \bar{C}^*$),该结构能够避免旁瓣的产生,从而能够实现精确的定时同步,但是频率同步补偿处理过程变得非常复杂。在上述两种方法基础上,E.

Zhou^[7]提出($C, \bar{C}^*, C, \bar{C}^*$)重复逆共轭结构,通过构建定时度量标准公式和运用双步门限值检测方法,不仅能够实现定时同步估计,同时还可避免旁瓣的产生,但是对于频率同步估计,没有给出有效的解决方案。

本文的主要贡献是,在 E. Zhou 的方法基础上,设计($C_1, \bar{C}_1, C_1^*, \bar{C}_1^*$)...($C_q, \bar{C}_q, C_q^*, \bar{C}_q^*$)重复的共轭

交错结构形式,能够使各发送端的训练序列之间保持互相关,在定时同步过程中不产生旁瓣的基础上,运用交叉对称机制提出频率补偿算法。同时在定时同步过程中引入门限值,并提出了具体的门限值求值方案,即接收端应用训练序列的可预知性来确定其大小,并用该门限值处理接收到的后续数据。针对不同的 MIMO-OFDM 系统提出统一的门限值函数,可以有效降低定时同步估计的出错率和缩小峰值检测区间,防止判定的传输帧起始位发生移位。

文章组织如下:第2章介绍 MIMO-OFDM 系统模型,设计训练序列。第3章研究门限值与定时同步估计之间的关系。第4章基于本文提出的共轭交错训练序列,推导交叉对称机制载波频率同步算法,进而确定门限值 G 的取值。第5章仿真结果验证了算法正确性。第6章全文总结。

2 系统模型

MIMO-OFDM 系统如图1所示,发送天线数为 Q ,接收天线数为 P ,表示为 $Q \times P$ 系统。则从第 i 根发送天线传送出去的 OFDM 信号可以表示为:

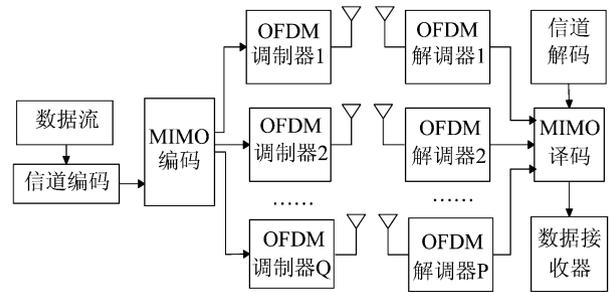


图1 MIMO-OFDM 系统结构框图

Fig. 1 MIMO-OFDM system with Q transmission antennas and P receiving antennas

$$s_i(n) = \frac{1}{\sqrt{N_T}} \sum_{k=0}^{N_T-1} S_i(k) \exp\left(\frac{j2\pi kn}{N_T}\right)$$

$$0 \leq n \leq N_T - 1, 1 \leq i \leq Q \quad (1)$$

式中, N_T 是 IFFT 变换点的个数, $S_i(k)$ 是在第 i 根发送天线上传输的信号。为了方便进行同步估计和避免符号间相互干扰,在发送序列起始端分别加入长度为 N_p 的训练信号和长度为 N_c 的循环前缀。设计的重复共轭交错训练信号如图2所示,它由2个训练序列构成。图中序列 C_i 由 CAZAC 序列构成,长度为 $M, N=2M, N$ 为一个训练序列的长度,阴影部分为循环前缀。图中

C_i^* 为 C_i 的共轭形式, \bar{C}_i 为 C_i 的逆序列, 可以表示为 $\bar{C}_i(n) = C_i(N-1-n)$ 。

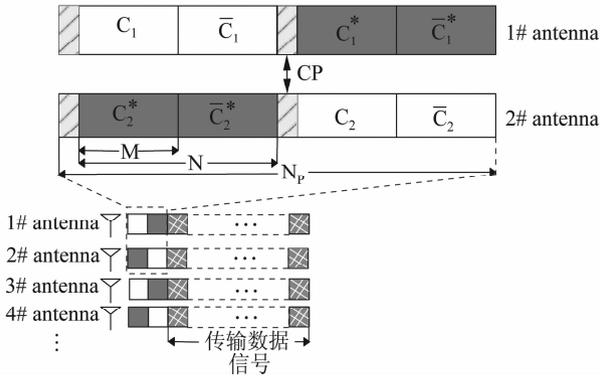


图2 训练信号的结构框图

Fig. 2 The proposed training sequence structure

CAZAC 序列具有良好的自相关性, 在发送端运用相位旋转, 可以使不同发射天线的训练序列之间保持互相关。例如, 第 k 根发送天线上的训练序列为 $C_k(n)$, 则 $C_k(n)$ 是通过 CAZAC 序列 b_k 相位旋转变化而来。 $C_k(n)$ 和 b_k 的表达式可以分别表示为:

$$C_k(n) = b_k \exp(i2\pi n k / M) \quad (2)$$

$$b_k = \begin{cases} \exp(i \frac{J\pi k^2}{M}) & k = \text{偶数} \\ \exp(i \frac{J\pi k(k+1)}{M}) & k = \text{奇数} \end{cases} \quad (3)$$

式中, J 为 M 的互质整数, q 为任意整数。 $C_k(n)$ 的互相关特性可以表示为:

$$R_r(\tau) = \sum_{n=0}^{M-1} C_a(n) C_b^*(n) = \begin{cases} M & a = b \\ 0 & a \neq b \end{cases} \quad a, b \in (1, 2, \dots, Q) \quad (4)$$

在接收端, 接收天线 j 接收到的信号 (已去除保护间隔) 表达式为:

$$r_j(t) = \left(\sum_{i=1}^Q \sum_{l=0}^{L-1} h_{(i,j)}(t - \tau_{(i,j)}^l) \otimes s_j(t) \right) + w_j(t) \times e^{j2\pi\Delta f t + \theta} \quad (5)$$

式中, $h_{(i,j)}$ 为发送天线 i 和接收天线 j 之间子信道的增益, $\tau_{(i,j)}^l$ 为在第 L 路径上传播的延迟, $e^{j2\pi\Delta f t + \theta}$ 是由发送端、接收端不同步的晶振振荡频率和多普勒效应引起的频率偏移补偿, w_j 为加性高斯白噪声。通过 FFT 变换可得接收到的 OFDM 抽样信号:

$$R_j(k) = FFT\{r_j(t)\}(k) = \sum_{i=1}^Q H_{(i,j)}^k S_i^k + W_j^k \quad (6)$$

式中, H 为对应信道冲激响应函数在第 k 个子载波上的频率响应, W 为加性高斯白噪声 w_j 的频域表达式。

3 门限值对定时同步估计的影响

在系统第 j 接收端, 利用已知的发送端训练序列和自相关特性, 按照峰值度量标准可以确定 OFDM 信号运输帧的起始端, 具体运算如公式 (7) 所示^[6]。式中 G 为设定的门限值, n_j 为确定的定时估计值, P_{eak} 为峰值度量标准公式。

$$n_j = \arg \max_n \left(\sum_{i=1}^Q \sum_{k=0}^{N_c-1} r_j(n+k) \cdot C_i^*(k) \geq G \right) \quad (7)$$

$$P_{\text{eak}} = \sum_{i=1}^Q \sum_{k=0}^{N_c-1} r_j(n+k) \cdot C_i^*(k) \quad (8)$$

由文献[6], 门限值 G 与定时同步估计出错率的关系式可以表示为:

$$P_r\{r < k\} = 1 - \sum_{k=P/2}^P C_p^k [1 - [1 - \exp(-\frac{(G/Q)^2}{2\sigma^2})]^Q]^k \cdot [[1 - \exp(-\frac{(G/Q)^2}{2\sigma^2})]^Q]^{P-k} \quad (9)$$

式中, σ 是接收信号未包络检波的电压值, 即瑞利衰减概率密度函数参数。由上式可知, 在发送天线个数 P 和接收天线个数 Q 以及参数 σ 值确定的情况下, 门限值 G 直接决定定时同步估计的误码率。所以通过选取合适的 G 值来提高定时同步估计准确度, 具有实际意义。

4 门限值方法改进的定时同步算法

由训练序列的自相关特性和公式 (7) 可知, 对于不同的 MIMO-OFDM 系统, 随着发送天线个数 Q 的改变, G 值也会改变, 所以需要引入门限值实参 u 来规范门限值函数。由公式 (4)、(5) 和 (8) 可得:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^Q \sum_{k=0}^{N_c-1} r_j(n+k) \cdot C_i^*(k) \\ &= \sum_{i=1}^Q \sum_{k=0}^{N_c-1} s_i(n+k) \otimes h_{(i,j)}(n+k-\tau) \cdot C_i^*(k) \\ &= \sum_{i=1}^Q \sum_{k=0}^{N_c-1} s_i(n+k-\tau) \cdot h_{(i,j)} \cdot C_i^*(k) \end{aligned} \quad (10)$$

通过循环前缀消除信号时延 τ 后, 当实现同步定位出现峰值时, 式 (10) 可以表示:

$$\sum_{i=1}^Q \sum_{k=0}^{N_c-1} r_j(n+k) \cdot C_i^*(k)$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{i=1}^Q \sum_{k=0}^{N_c-1} s_i(n+k-\tau) \cdot C_i^*(k) \cdot h_{(i,j)} \\
 &= \sum_{i=1}^Q C_i(k) \cdot C_i^*(k) \cdot h_{(i,j)} \\
 &= \sum_{i=1}^Q |C_i(k)|^2 \cdot h_{(i,j)} \geq G \quad (11)
 \end{aligned}$$

所以,对于确定的 $Q \times P$ 系统,门限值可以通过训练信号所求的信道冲激响应计算得出。假设由训练信号所确定的总信道冲激响应为 h ,在设定区间内有界,并且在一个 OFDM 符号传输时间内保持稳定,那么门限值函数可以表示为 $G = u * |h_{max}|$ 。式中, $|h_{max}|$ 为区间 (N_c, N) 内冲激响应的幅度最大值,对于区间 (N_c, N) 的选取将在计算参数 u 部分介绍。计算门限值的方法结构框图如图 3 所示。整个过程可以分为以下四个部分:

- 1) 接收端接收带有交错对称训练序列的 OFDM 信号。
- 2) 提取 OFDM 信号的训练序列。
- 3) 利用训练序列实现定时补偿和频率校正。
- 4) 计算信道总频率响应 H 以及信道冲激响应 h 。

本章节主要解决 3) 和 4) 中的问题。下面通过定时算法和改进的频率补偿算法分别进行讨论。

4.1 定时粗同步算法

在定时同步过程中,粗同步可以利用接收数据训练序列的自相关性和保护序列 N_c 的循环特性,通过公式(12)计算得出 OFDM 结构的起始端^[10]。式中, R_d , P_d 分别表示接收信号自相关函数和训练序列的能量函数:

$$R_d = \sum_{j=1}^P \sum_{n=0}^{N_c-1} r_j(n+d) \cdot r_j(n+d+N) \quad (13)$$

$$P_d = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^P \sum_{n=0}^{N_c-1} |r_j(d+n+N)|^2 \quad (14)$$

式(13)中,基于本文设计的训练信号有两个相互共轭训练序列构成,所以在计算接收信号自相关函数时,不再需要进行共轭处理。计算过程中,采用设计的重复共轭训练序列,在实现定时同步的同时,避免相关处理过程中产生旁瓣。细定时同步估计是确定传输帧用户数据的起始端,在同步过程中不可忽略。但在本文门限值的求值过程中,只需确定训练序列的起始位,没有用到接收信号的用户数据,所以在图 3 流程中不再画出细同步处理过程。

4.2 频率同步补偿

4.2.1 整数倍频率同步估计

整数倍载波频率偏移不会引起载波间干扰(ICI),抽样点仍在顶点,主要表现在载波的循环移位,会造成解调出来的信息符号的错误率达到 50%。在时域,可以通过训练序列的自相关性来计算偏移量。在文献[11]中,利用训练序列(由伪随机序列构成)的自相关特性,经过归一化处理可计算出各载波的频率偏移。但该方法具有一定的局限性,只能适应在高信噪比(SNR)和忽略非高斯噪声的环境下。在频域,首先通过把接收到的抽样序列与 $\exp\{-j2\pi f_d n/N\}$ 相乘来移除小数倍频偏,然后利用循环序列在频域的互相关性,用类似于定时粗同步的算法实现频率频偏估计^[12]。对于本文设计的重复共轭交错训练信号,利用训练序列的互相关特性以及交叉对称机制,可以用峰值度量标准值的偏移量来表示各载波的相对位移。算法示意图如图 4 所示。

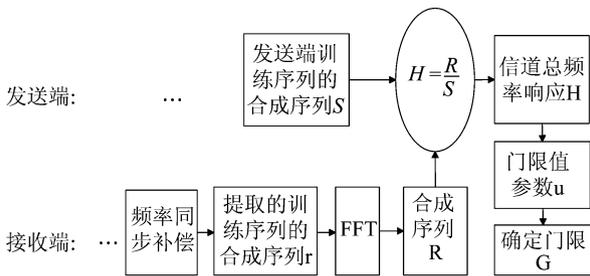


图 3 确定门限值的结构框图

Fig. 3 The proposed method of determining the threshold

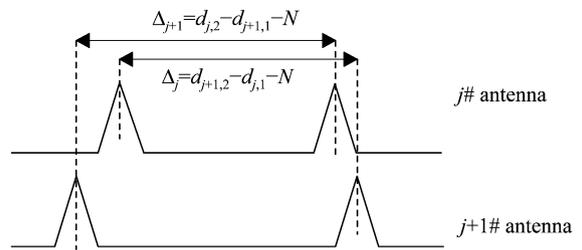


图 4 互相关交叉对称机制

Fig. 4 The improved integral frequency offset estimation algorithm

确定相邻载波相对位移的峰值度量标准函数可以表示为:

$$d_{coarse} = \arg \max_d \frac{|R_d|^2}{(P_d)^2} \quad (12)$$

$$SY_j = \sum_{n=0, d > d_{\text{course}}}^{N-1} r_j(n+d) C_j^*(d) \quad (15)$$

$$SY_{j+1} = \sum_{n=0, d > d_{\text{course}}}^{N-1} r_{j+1}(n+d) C_j(d) \quad (16)$$

式中,基于本文设计的训练信号有两个相互共轭训练序列构成,所以在计算峰值度量标准函数(16)时,不再需要进行共轭处理,下同式(18)。\$C_j\$ 为发送天线 \$j\$ 上的训练序列, \$SY_j\$、\$SY_{j+1}\$ 分别为相邻接收天线 \$j\$ 和 \$j+1\$ 中由函数所确定的互相关值。

当 \$P\$ 为偶数时, \$j \in (1, 3, 5 \dots P-1)\$。

当 \$P\$ 为奇数时, \$j \in (1, 3, 5 \dots P)\$。根据就近原则,利用与接收天线 \$P-1\$ 的互相关特性,计算出接收天线 \$P\$ 上的频率偏移量:

$$SY_P = \sum_{n=0, d > d_{\text{course}}}^{N-1} r_P(n+d) C_P^*(d) \quad (17)$$

$$SY_{P-1} = \sum_{n=0, d > d_{\text{course}}}^{N-1} r_{P-1}(n+d) C_P(d) \quad (18)$$

当 \$SY\$ 取峰值度量值最大时,对应的位移点 \$d\$ 可以表示为:

$$d_{j,i} = \arg \max_d SY_j \quad i=1, 2 \quad (19)$$

$$d_{j+1,i} = \arg \max_d SY_{j+1} \quad i=1, 2 \quad (20)$$

所以相邻载波间的相对位移可以表示为:

$$\Delta_j = d_{j+1,2} - d_{j,1} - N \quad (21)$$

$$\Delta_{j+1} = d_{j,2} - d_{j+1,1} - N \quad (22)$$

因此在接收天线 \$j\$ 和 \$j+1\$ 上的相邻载波频偏估计可以表示为:

$$\delta_j = \delta_{j+1} = (\Delta_j + \Delta_{j+1}) / 2 \quad (23)$$

通过归一化处理可以计算出 MIMO-OFDM 系统中各个接收天线的载波频率补偿 \$f_i\$。

$$f_i = \frac{1}{P} \sum_{j=1}^P \delta_j \quad (24)$$

4.2.2 残余频率同步估计

残余的频率偏移主要由发送器和接收器的振荡频率偏差所引起,主要影响符号误码率和功率分配最大化约束力^[13]。计算公式可以表示为:

$$f_D = N \sum_{j=1}^P \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\arg(r_j(n) r_j(2N + N_c - 1 - n))}{\pi(2N + N_c - 1 - 2n)} \quad (25)$$

所以系统的频率偏移量 \$\Delta f\$ 为:

$$\Delta f = f_i + f_D \quad (26)$$

4.3 信道总频率响应 \$H\$

计算出系统频率偏移量 \$\Delta f\$ 后,把接收序列与 \$\exp\$

\$\{-j2\pi\Delta f n/N\}\$ 相乘来移除频率偏置,然后从定时粗同步确定的传输帧起始端开始,提取 \$2(N+N_c)\$ 长度的序列,该序列是传输帧携带的训练信号 \$\bar{r}\$,再通过 FFT 变换进行解调得出频域信号 \$\bar{R}\$。

$$\bar{r} = \sum_{j=1}^P \bar{r}_j \quad (27)$$

$$\bar{R} = FFT\{\bar{r}\}(k) \quad (28)$$

那么信道总频率响应 \$\bar{H}\$ 可以表示为:

$$\bar{H} = \frac{\bar{R}}{\bar{S}} \quad (29)$$

$$\bar{S} = FFT\left(\sum_{i=1}^Q C_i(n)\right) \quad (30)$$

式中, \$\bar{S}\$ 是发送端数据所携带的训练信号频域表示法。

4.4 求门限值 \$G\$ 的参数 \$u\$

计算出信道总频率响应 \$\bar{H}\$ 后,经过 IFFT 变换可得信道冲激响应 \$h\$:

$$h = IFFT\{\bar{H}\}(k) \quad (31)$$

那么门限值的大小可以表示为:

$$h_{\max} = \max(|h|), \quad h \in (N_c, N) \quad (32)$$

$$G = u \cdot h_{\max} \quad (33)$$

在推导公式(33)过程中,因在公式(27)中实现了接收信号的“合并”,该方法与公式(11)中对不同发送端训练序列的“合并”形式相同。所以在公式(33)中不再要求和形式。由上述公式可知,确定门限值 \$G\$ 需要对信道冲激响应 \$h\$ 的取值区间进行综合讨论。在传输信号中加入长度为 \$N_c\$ 的保护序列, \$N_c\$ 应大于最大时延来克服符号间干扰,所以经过定时同步补偿后,残余的偏移量就落在 \$[-N_c/2, N_c/2]\$ 区间内,因此认为区间 \$(N_c, N)\$ 内的数据未被多径时延干扰^[12]。在该区间内用选取最大幅值的方法来确定 \$G\$ 值,能够有效地提高准确度,结构框架如图 5 所示。图中, \$[-N_c/2, N_c/2]\$ 区间内为保护序列,区间 \$[N_c/2, N+N_c/2]\$ 内为传输的用户数据。

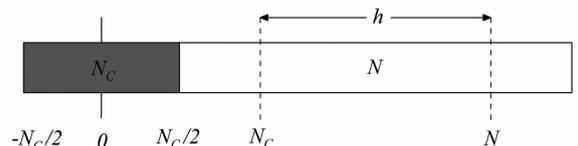


图5 时域冲激响应 \$h\$ 的取值区间

Fig. 5 The interval structure for time-domain impulse response

4.5 在实际应用中的讨论

本文算法应用到实际工程中需要增加额外 DSP 处理模块,这增加了系统复杂性。如图 6,假设设备为 2×2 空时编码 MIMO-OFDM 系统。图中,发送端包括数据串并转换, QAM 映射, IFFT 变换, 空时编码以及构建传送帧, 接收端包括定时同步, 频率衰减估计、补偿, 信道估计以及信号解调和 QAM 解映射。整个系统可以在一个独立的板载 DSP 平台上实现, 是本文整个算法的执行部分。

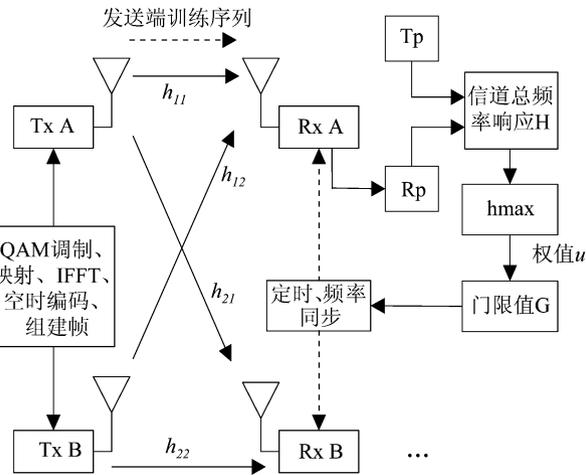


图 6 2×2 空时编码 MIMO-OFDM 系统框图

Fig. 6 The configuration of 2×2 MIMO-OFDM space-time system

实际应用需要解决以下两个问题:

(1) 接收端,在频率补偿以及计算信道总频率响应 H 的过程中,都需要用到发送端的训练序列,而上述算法都是在假设发送端的训练序列能够被精确地发送到接收端的基础上实现的。在实际应用中如果要满足上述条件,需要预先将发送端传输帧的训练信息 T_p 准确无误地“告知”接收端。为了克服该问题,目前可以运用迭代的可解译码,如 Turbo 码、低密度奇偶校验码 (LDPC) 等^[14],对发送的 T_p 进行编码,尽量降低在传输过程中发生误码的概率。

(2) 门限值 G 是通过信道总冲激响应 h 计算得出并运用到后续接收帧中以改善定时同步估计。所以本算法隐含了一个假设条件:系统在连续的收发数据过程中保持信道总冲激响应不变,即图中 h_{11} 、 h_{12} 的值可以变化,但是 $h_{11} + h_{12} = h$ 总是保持稳定不变状态。实际应用过程中,在传输 OFDM 符号过程中,并不能保证在该符号传输时间内,使信道总冲激响应保持稳定不变。

所以针对该问题,需要对信道建模和信道估计技术提出更高的要求,这限制了本方案的实际应用,需要在下一步研究。

5 仿真结果与分析

针对本文提出的 MIMO-OFDM 系统同步算法,运用 CAZAC 序列进行仿真分析与评估。仿真系统采用 QPSK 调制方法,信道为瑞利衰落信道,并假设由训练信号所确定的总信道冲激响应,在设定区间内有界,并且在一个 OFDM 符号传输时间内保持不变。仿真参数如表 1 所示。

表 1 MIMO-OFDM 系统仿真参数配置

Tab. 1 MIMO-OFDM system simulation parameters configuration

实验参数	取值
子载波数	512
循环前缀	128
训练序列长度	256
OFDM 符号长度	1024
载波频率	2GHZ
带宽	10MHZ
瑞利参数 σ	0.05
调制方式	QPSK
抽样速率	20MHZ

图 7 为在 MIMO-OFDM 系统中对于不同的发射天线个数 Q 和接收天线个数 P ,门限值 G 与定时同步错误估计累积分布函数 P_w 的关系图。由图可知,随着门限值 G 的增大,定时同步估计的出错概率也随之增大;若门限值 G 确定,随着天线个数 P 和 Q 值的增加,定时同步估计的出错概率也增大。所以在不同的 $Q \times P$ 系统中,对门限值 G 的大小进行合理的选取,能有效地降低定时同步估计的出错概率。图 8 为在 B. Park 的方法基础上,采用重复共轭交错训练信号和简化的频率补偿算法,所实现的信噪比与载波频率偏移量的均方误差。图中所示,在 SNR 不变的情况下,随着天线个数 P 、 Q 的增加,载波频率偏移量均方误差随之减小,频偏估计越准确。因此,本文提出的方法可以有效地实现载波频率同步估计。

图 9 为满足自相关峰值公式(7),所对应的定时同步估计点 n 与门限值参数 u 的关系图。由图可知,随着参数值 u 不断增大,定时同步估计点 n 值逐渐减小,

定时偏移量也越小。虽然定时偏移量降低有助于提高定时同步估计的准确度,但从图7可知, u 值又不能无限增大, u 值过大会使定时同步估计出错的概率变大。所以图9尚不能确定 u 的值, u 值过大或者过小都不能实现预期效果,因为 u 值过小不能有效地定位同步估计区间和滤除非定时度量峰值,无法实现设置门限值的优越性; u 值过大可能将同步最大度量峰值过滤掉,无法确定峰值对应的定时估计点。因此,需要通过参数 u 与定时同步估计均方误差的关系来缜密的探讨。

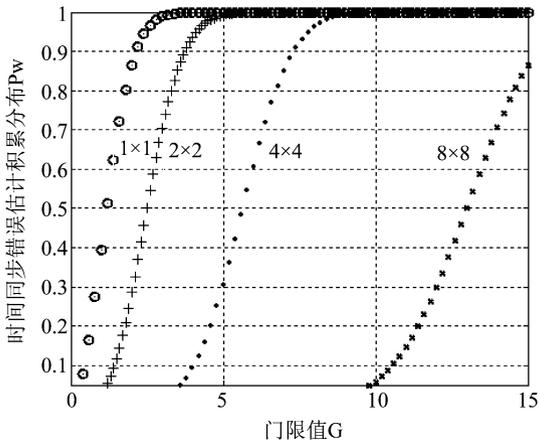


图7 门限值与定时同步错误积累分布的关系图

Fig. 7 PDF of timing inaccurate estimate VS. threshold

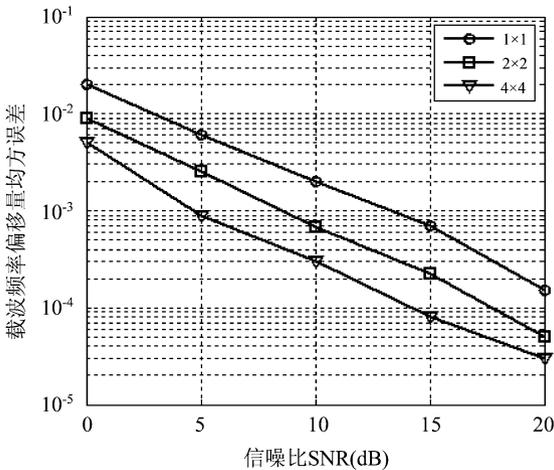


图8 信噪比与载波频率偏移量的均方误差关系图

Fig. 8 MSE of the carrier frequency offset VS. SNR

图10是参数 u 与定时粗同步估计的均方误差关系图。从图中可以看出,在 2×2 系统中,当 u 取值为1.5,1.6,1.7时定时粗同步均方误差值较小,粗定时估计较准确。将此三点作为 u 值,并代入到门限值 $G =$

$u^* |h_{max}|$ 函数中,所求出的 G 值都能够表现出优异特性。通过信噪比与定时同步估计的关系来确定,从中找出最优值。

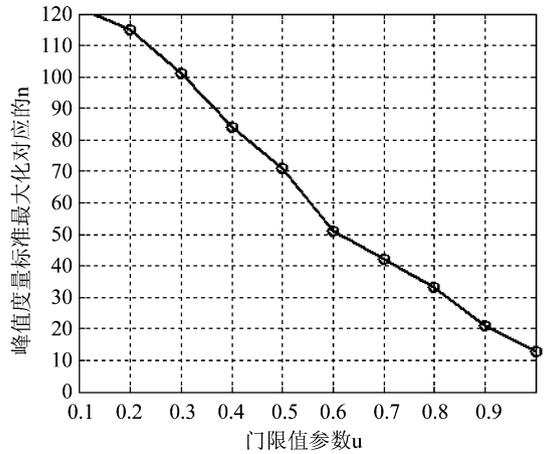


图9 门限值参数 u 与峰值度量标准最大化对应的 n 的关系图

Fig. 9 The parameter n for timing estimation VS. u

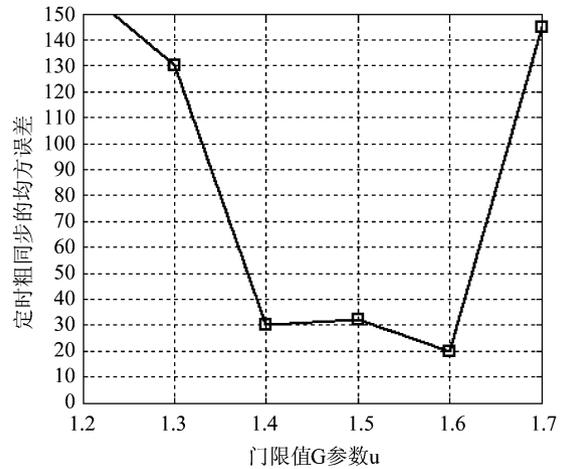


图10 门限值参数与定时同步均方误差的关系图

Fig. 10 MSE of coarse time estimation VS. u

图11为在 2×2 系统中, u 分别取1.5,1.6和1.7时,信噪比与定时同步估计的均方误差关系对照图。由图中数据可知,当 $3 < SNR < 8$ 时, $u = 1.6$ 使定时同步估计均方误差最小,当 $SNR > 8$ 时, $u = 1.6, 1.5$ 或者1.7能够表现出同样的性能。所以从整体考虑(包括低SNR的情况),先将1.6作为最优值,即 2×2 系统实现定时同步估计的最优门限值参数。但对于不同的 $Q \times P$ 系统, u 取1.6不能保证达到同样的效果。为了验证 $u = 1.6$ 时求得的 $G = u^* |h_{max}|$ 值能否作为不同 $Q \times P$ 系统的统一门限值,将参数1.6分别放入 4×4 和 8×8 系统中去探讨。

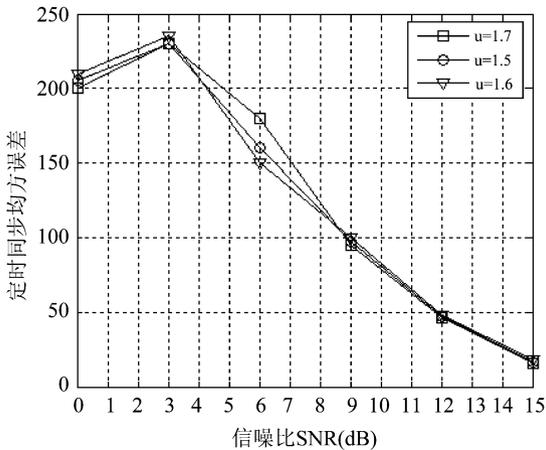


图 11 信噪比 SNR 与定时同步均方误差的关系图

Fig. 11 MSE of timing estimation VS. SNR

错率大约可以降低到 $10E^{-3}$ 以下。

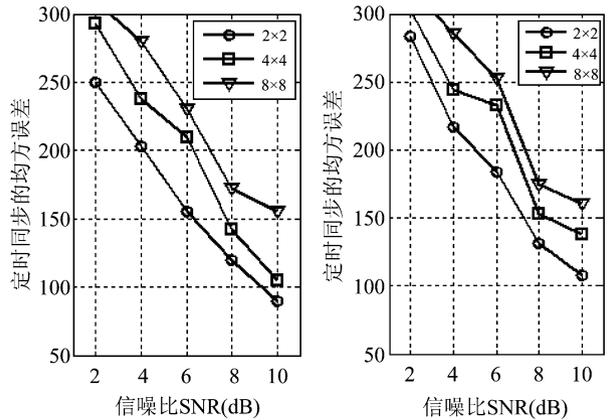


图 12 信噪比 SNR 与定时同步均方误差的关系图

(左图为经过门限方法处理, 右图未经过门限方法处理)

Fig. 12 MSE of timing synchronization estimation VS. SNR.

(Left: with threshold, Right: without threshold)

如图 12 所示, 对于 2×2 、 4×4 、 8×8 系统, 左图为运用门限值方法, 门限值取值 $G = 1.6 * |h_{max}|$ 时 SNR 和定时同步均方误差关系图。右图为未引入门限值情况下的 SNR 与定时同步均方误差关系图。从图中可知, 将由训练序列确定的门限值 G 引入到 MIMO-OFDM 系统同步过程中, 作为后续 OFDM 符号定时估计的峰值检测标准, 可以使定时同步均方误差值变小。同时, 把 u 取值为 1.6 作为门限值函数的参数, 可以适用于不同的 $Q \times P$ 系统。在经过一个或者多个 OFDM 符号的持续时间后, 信道状态会发生变化, 所以该门限值会随着持续的 OFDM 符号数量的增加 (门限值持续时间的增加), 对定时同步改善程度降低。针对该问题可以通过在多个 OFDM 符号持续时间段后, 再次运用本文方法对门限值 G 进行更新, 尽量提高该方案的稳定性。目前, 运用本文的门限函数只能确定第一个 OFDM 符号的最优门限值, 而该门限值可以应用到后续的符号中, 但并不能保证达到最优。如果要保证每一个 OFDM 符号都有最优的门限值, 需要不断的重复本文的求门限值方法, 必然会增加系统的复杂度。所以需要在复杂度和精确度两个方面进行均衡, 这是本文接下来的工作重点。

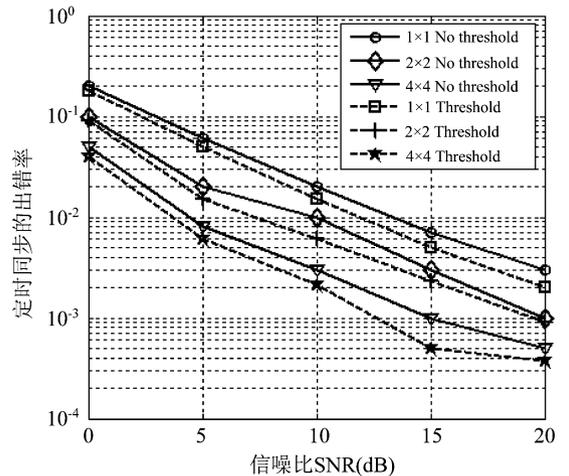


图 13 信噪比 SNR 与定时同步的出错率关系图

Fig. 13 The timing synchronization error rate VS. SNR

图 13 为在不同的 MIMO-OFDM 系统中, 通过运用门限值方法改善定时同步出错率的关系图, 图中门限值参数 u 取值 1.6, 门限值取值 $G = 1.6 * |h_{max}|$ 。由图可知, 在定时同步过程中引用门限值可以降低同步估计的出错率, 随着 SNR 值的增加, 性能越优越, 特别当 SNR 大于 15dB 时, 在 4×4 MIMO-OFDM 系统中, 定时出

6 总结

本文对 MIMO-OFDM 同步问题进行了研究。针对传统的定时同步算法误码率较高的问题, 引入了门限值方法。同时在门限值求值过程中, 利用 CAZAC 序列设计出的重复共轭交错训练信号, 提出载波频率补偿算法。仿真结果表明, 该算法有助于快速、准确的计算出门限值, 从而提高定时同步的准确度。但本文设计的训练序列在不同发送天线端不能套用统一的数据形式, 需要适时的对数据进行共轭、交错处理, 使相邻天线上的训练序列保持交错形式, 增加了系统设计的复杂度。

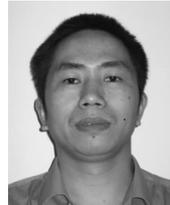
参考文献

- [1] Gordon L Stuber, Barry J R. Broadband MIMO-OFDM wireless communications [J]. Proceedings of the IEEE, 2004, 92(2): 271-294.
- [2] Sun X T, Wang Q, Cimini L J, et al. ICI/ISI-aware beamforming for MIMO-OFDM wireless systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(1): 378-385.
- [3] Frank R L, Zadoff S A, et al. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties (Corresp.) [J]. IRE Transactions on Information Theory. 1962, 8(6): 381-382.
- [4] Chu D. Polyphase codes with good periodic correlation properties (Corresp.) [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1972, 18(4): 531-532.
- [5] Hanzo L, Akhtman Y, Wang L, et al. MIMO-OFDM for LTE, WiFi and WiMAX: Coherent versus non-coherent and cooperative Turbo transceivers [M]. Wiley, 2010.
- [6] Peng D, Luo L P, et al. The diversity algorithms of timing synchronization for MIMO-OFDM systems in mobile environments [C]. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2006: 1-4.
- [7] Zhou E, Zhang Z, et al. Precise timing synchronization algorithm for burst MIMO-OFDM transmission [R]. NTT DOCOMO Technical Journal, 2010, 10(4): 30-37.
- [8] K. Kim. Method for creating symmetric-identical preamble and method for synchronization symbol and frequency of orthogonal frequency division multiplexed signals by using symmetric-identical preamble [P]. Samsung Electronics Co, 2003, No: US 2003/0072256 A1.
- [9] Park B, Cheon H, et al. A novel timing estimation method for OFDM systems [J]. IEEE Communications Letters, 2003, 7(5): 239-241.
- [10] Mody A N, Stuber G L. Synchronization for MIMO-OFDM systems [C]. Global Telecom. Conference, 2001: 509-513.
- [11] Peng D, Luo L P, et al. A novel spatial diversity algorithms of carrier frequency offset synchronization for MIMO-OFDM systems [C]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2006: 122-24.
- [12] Zhou E, Zhang X, et al. Synchronization algorithms for MIMO-OFDM systems [C]. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2005: 18-22.
- [13] Gottumukkala V K V, Minn H. Capacity Analysis and Pilot-Data Power Allocation for MIMO-OFDM with Transmitter and Receiver IQ Imbalances and Residual Carrier Frequency Offset [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(2): 553-565.
- [14] MacKay D J C. Good error-correcting codes based on sparse very matrices [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1999, 45(2): 399-431.

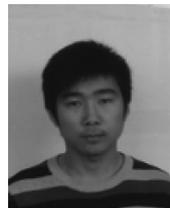
作者简介



陈威(1985-),男,河南人,硕士研究生,湖南大学计算机与通信学院,主要研究方向为多载波通信信号处理、阵列信号处理等。E-mail: chenwei@hnu.edu.cn



伍仁勇(1971-),男,湖南双峰人,华中科技大学博士,副教授,本文通信作者,湖南大学计算机与通信学院,主要研究方向为无线自组织网络、多用户信号处理、通信系统建模与性能评价等。E-mail: wurenong@hnu.edu.cn



杨智明(1987-),男,湖南人,硕士研究生,湖南大学计算机与通信学院,主要研究方向为多载波通信信号处理、阵列信号处理等。E-mail: yangzhiming@hnu.edu.cn