

协同中继系统同步算法研究

蒋雁翔* 尤肖虎

(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文考虑了协同中继系统中的多时偏和多频偏估计问题, 提出了一种基于恒幅零自相关基础序列的同步序列, 进而提出了相应的多时偏和多频偏估计算法, 相关的定时与频偏估计算法只需要做简单的自相关和互相关运算就可以获得良好的估计性能。仿真结果表明, 所提出的同步序列和同步算法在协同中继系统中可以取得满意的系统性能。

关键词: 无线通信; 协同中继系统; 同步序列; 定时估计; 频偏估计

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)01-0020-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.01421

Research of Synchronization Algorithm in Cooperative Relay Systems

Jiang Yan-xiang You Xiao-hu

(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The estimation of multiple timing offsets and multiple frequency offsets in cooperative relay system is investigated. A synchronization sequence based on constant amplitude zero auto-correlation sequence is constructed. Furthermore, the corresponding synchronization algorithms are proposed, which only need auto-correlation and cross-correlation operations. Simulation results show that the proposed preamble and synchronization algorithms can achieve satisfactory performance in cooperative relay system.

Key words: Wireless communication; Cooperative relay system; Synchronization sequence; Timing offset estimation; Frequency offset estimation

1 引言

传统的蜂窝通信系统所面临的基本问题是由有限带宽而导致的容量受限以及时变多径衰落导致的通信可靠性下降。如果继续采取这种网络结构, 将无法适应未来无线应用的要求。中继技术通过在蜂窝小区中放置一些功能相对简单的固定或移动中继站来放大或译码转发基站与移动用户之间的信号, 可以降低信号的发射功率, 延伸基站的覆盖范围, 消除覆盖盲区, 从而能够有效地降低成本^[1-3]。协同中继技术通过中继之间的协同, 可以利用空间分集进一步抵抗无线信道的多径衰落、克服阴影效应, 从而进一步增强通信质量, 提高频谱效率。中继技术由于可以利用空间分集来对抗信道衰落和改善多径环境中的系统性能得到了学术界的广泛关注, 正交频分复用(OFDM)技术由于可以取得更快的数据传输速率和更高的频谱效率因而在新一代移动通信

系统中得到了广泛的应用^[4]。在未来的宽带移动通信系统中, 将 OFDM 技术与中继技术相结合可以取得更大的系统性能增益。然而, OFDM 技术有其固有的缺点, 如对定时偏移和频率偏移的敏感性。

在学术界, 已经有很多文献对点对点 OFDM 系统中的时偏和频偏问题做了大量研究^[5-10]。根据频偏估计算法应用场景的不同, 可以分为连续模式算法和突发模式算法; 根据算法适用条件的不同, 可以分为粗同步算法和细同步算法; 根据算法所利用数据类型不同, 可以分为盲估计算法和训练序列估计算法。然而, 在协同中继系统中, 由于中继地理位置分布的不同以及多个晶振之间的互相不匹配, 在多个中继链路之间存在多个不同的定时偏移与多个不同的载波频率偏移, 这是协同中继系统有别于传统点对点通信系统的最显著之处。文献[11,12]研究了协同中继系统中的多时偏估计问题, 文献[13,14]研究了协同中继系统中的多频偏估计问题, 由于实际协同中继系统中多时偏和多频偏是同时存在的, 因而文献[11-14]中的研究是不全面的。文献[15]给出了协同中继系统中一种实际可行的多时偏和多频偏估计算法, 但是由于所提出的多频偏估计算法要进行矩阵求逆运算和两次特征分解运算其计

2010-12-27 收到, 2011-06-24 改回

国家 973 重点基础研究发展计划(2012CB316004), 国家科技重大专项(2012ZX03003013-004, 2009ZX03003-004-02), 国家自然科学基金(61071112)和东南大学科技基金(3204001105, KJ2010400)资助课题

*通信作者: 蒋雁翔 yxjiang@seu.edu.cn

算复杂度比较高,难以在实际系统中应用。考虑到上述研究现状,研究适于实际协同中继系统的低复杂度同步算法变得十分必要。

在本文中,为了解决协同中继系统所特有的多时偏与多频偏问题,我们基于恒幅零自相关基础序列提出了一种新的同步序列,所提出的同步序列由两部分组成,第1部分由不等周期短基础序列构成,第2部分由长基础序列构成。根据所提出的同步序列中的不等周期短基础序列可完成定时偏移估计,根据所提出的同步序列中的长基础序列可完成频率偏移估计,相关的定时频偏估计算法只需要简单的自相关与互相关运算,计算复杂度低。短基础序列采用恒幅零自相关序列,并充分利用其良好的自相关与互相关属性以克服由于多时偏与多频偏影响所带来的中继间干扰;与长基础序列相对应的频域序列也采用恒幅零自相关序列,并充分利用其良好的自相关与互相关属性以同时优化小数频偏估计和整数频偏估计的性能。

整篇文章组织如下:第2节给出中继系统模型;第3节给出所提出的同步序列设计与相应的同步算法;计算机仿真结果在第4节给出;最后,第5节给出全文结束语。

2 系统模型

图1给出了 K 个中继的传输系统模型框图。

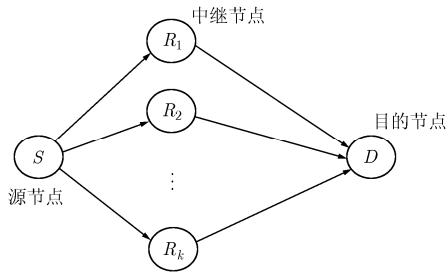


图1 中继传输系统模型框图

考虑从中继节点 R_1, \dots, R_K 到目的节点 D 的中继链路,假设相应于第 k 个中继的频域OFDM符号可以表示如下:

$$\tilde{\mathbf{s}}^{(k)} = [S^{(k)}(0), S^{(k)}(1), \dots, S^{(k)}(N-1)]^T \quad (1)$$

$$\text{其中 } S^{(k)}(m) = \begin{cases} S^{(k)}(m), & m \in C^{(k)} \\ 0, & \text{其他} \end{cases}, \quad C^{(k)} \text{ 是 } \tilde{\mathbf{s}}^{(k)} \text{ 中非}$$

零子载波的集合, $C^{(k)} \subset N = \{0, 1, \dots, N-1\}$, N 是一个OFDM符号的长度,则相应的低通等效时域信号可以表示如下:

$$\mathbf{s}^{(k)} = [s^{(k)}(0), s^{(k)}(1), \dots, s^{(k)}(N-1)]^T = \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{s}}^{(k)} \quad (2)$$

其中 \mathbf{F} 是 $N \times N$ 的归一化DFT(Discrete Fourier Transform)矩阵。假设相应于中继节点到目的节点的中继链路为频率选择性衰落信道,令 $h^{(k)}(l)$ ($l = 0, \dots, L-1$)表示第 k 个中继链路的信道响应,其中 L 是信道的阶数,令 $\varepsilon^{(k)}$ 表示第 k 个中继链路的归一化频率偏移,令 $\tau^{(k)}$ 表示第 k 个中继链路的归一化定时偏移,则经过目的节点接收到的删除循环前缀后的低通等效时域信号可表示如下:

$$r(n) = \sum_{k=1}^K \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m \in C^{(k)}} S^{(k)}(m) H^{(k)}(m) e^{j\frac{2\pi}{N}(n-\tau^{(k)})(m+\varepsilon^{(k)})} + w(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3)$$

其中 $H^{(k)}(m)$ ($m = 0, 1, \dots, N-1$)是 $h^{(k)}(l)$ ($l = 0, 1, \dots, L-1$)的 N 点DFT形式, $w(n)$ 是方差为 $\sigma_w^2 = N_0$ 的加性白高斯噪声。对 $r(n)$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$)做DFT运算,则有

$$\begin{aligned} R(q) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nq} + W(q) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{m \in C^{(k)}} S^{(k)}(m) H^{(k)}(m) \\ &\quad \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(n-\tau^{(k)})(m+\varepsilon^{(k)}-q)} + W(q) \\ &= \sum_{k=1}^K \sum_{m \in C^{(k)}} S^{(k)}(m) H^{(k)}(m) \beta(m + \varepsilon^{(k)} - q) \\ &\quad \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}\tau^{(k)}(m+\varepsilon^{(k)}-q)} + W(q), \quad q = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4) \end{aligned}$$

其中 $W(q)$ ($q = 0, 1, \dots, N-1$)是 $w(n)$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$)的 N 点DFT形式,

$$\beta(t) = \begin{cases} 1, & t = 0 \\ \frac{1}{N} e^{j\pi(1-1/N)t} \frac{\sin(\pi t)}{N \sin(\pi t/N)}, & t \neq 0 \end{cases} \quad (5)$$

3 同步序列设计与同步算法研究

由于协同中继系统中多个定时偏移和多个频率偏移的存在,传统的时偏和频偏估计算法不能直接应用于协同中继系统中。因此,相应的同步序列设计和同步算法研究就显得尤为必要。

3.1 同步序列设计

设计中继系统训练序列结构如图2所示,其中ZP(Zero Prefix)代表空闲传输时段,不插入任何信号;CP(Cyclic Prefix)代表循环前缀;ZP和CP之间为长度为 L_{SS} 的短同步序列SS(Short Sequence),由多个周期重复长度为 $L_{SBS}^{(k)}$ 的短基础序列SBS(Short Basic Sequence)组成;CP之后为长度为 L_{LS} 的长同步序列LS(Long Sequence),由两个周期重复的长度为 L_{LBS} 的长基础序列LBS(Long Basic Sequence)组成。短同步序列SS用于做定时估计,长同步序列LS

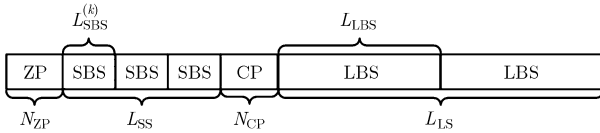


图 2 中继系统训练序列结构示意图

用于频偏估计。

在本文中,用于定时同步的短同步序列 SS 满足 3 个条件:(1)短基础序列 SBS 的周期性,主要利用其互相关以获得符号粗同步;(2)当目的节点寻求相应中继的粗定时位置时,其他中继信号给当前中继所带来的干扰应尽可能小;(3)短同步序列中的 SBS 应具有良好的自相关和互相关性质如下:

$$R^{(i,j)}(\tau) = \frac{1}{L_{\text{SBS}}^{(i)}} \sum_{n=0}^{L_{\text{SBS}}^{(i)}-1} u^{(i)}(n) (u^{(j)}(n-\tau))^* \quad (6)$$

$$= \begin{cases} 1, & i = j, \tau = 0 \\ 0, & i = j, \tau \neq 0 \\ c, & i \neq j \end{cases}$$

其中 $c \ll 1$ 。

假设短同步序列 SS 可表示如下:

$$u_{\text{SS}}^{(k)}(i) = u_{\text{SBS}}^{(k)}(i \bmod L_{\text{SBS}}^{(k)}), \quad i = 0, 1, \dots, L_{\text{SS}}, \quad k = 1, \dots, K \quad (7)$$

其中 $\{u_{\text{SS}}^{(k)}(i)\}$ 和 $\{u_{\text{SBS}}^{(k)}(i)\}$ 分别代表第 k 个中继发送的时域短同步序列和短基础序列,它们的长度分别用 L_{SS} 和 $L_{\text{SBS}}^{(k)}$ 表示。设计不同中继的短基础序列长度

不同,即

$$L_{\text{SBS}}^{(i)} \neq L_{\text{SBS}}^{(j)}, \quad i \neq j \quad (8)$$

短基础序列 SBS 的自相关性和互相关性会影响定时算法性能,我们希望用作定时同步的短基础序列能够有尖锐的自相关峰、尽可能小的互相关峰。

下面对比分析了常用的两种序列:PN 序列和 CAZAC(Constant Amplitude Zero Auto-Correlation)序列的相关特性。图 3 给出了 $K=2$ 、序列长度为 63、不存在频偏和噪声时,迭加序列与已知同步序列之间的循环相关特性,相关函数如下:

$$R(\tau) = \frac{1}{\sqrt{63}} \sum_{n=0}^{63-1} \left(\sum_{l=1}^K u_{\text{SS}}^{(l)}(n) \right) (u_{\text{SS}}^{(k)}(n-\tau))^* \quad (9)$$

其中 $n-\tau$ 是模 63 减法。图 4 给出了存在频偏的情况下,序列之间相关函数的图形。中继 1 信号的归一化频偏: $\epsilon^{(1)} = 0.45$, 中继 2 信号的归一化频偏: $\epsilon^{(2)} = 0.38$ 。图中每一行代表一种序列(第一行是 CAZAC 序列,第 2 行是 PN 序列),每 1 列代表相应中继的发送序列(第 1 行是中继 1,第 2 行是中继 2)。从图中可以看出,CAZAC 序列的相关性能优于 PN 序列,而频偏对 PN 序列相关性能的影响远远大于对 CAZAC 序列的影响。因此,在本文所提出的同步序列中,我们选用 CAZAC 序列作为短基础序列。

在本文中,用于频率同步的同步序列我们也设计其满足 3 个条件:第一,长基础序列 LBS 的周期性;第二,相应于每个中继的受频偏影响的子载波应尽可能不受其他中继的频偏影响。为了抗频率选

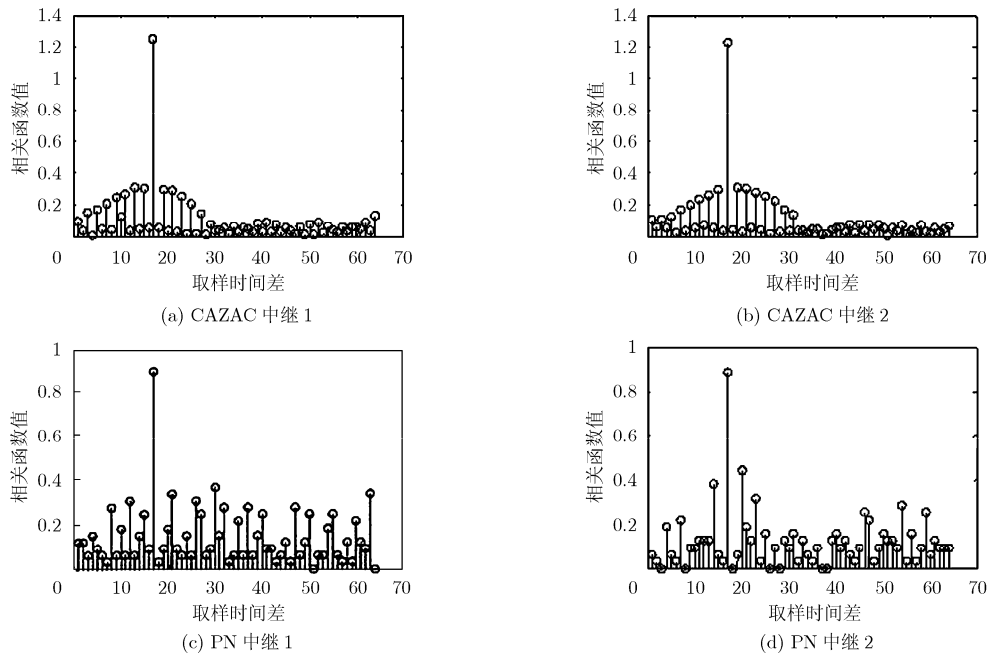


图 3 无频偏影响情况下相关函数图形

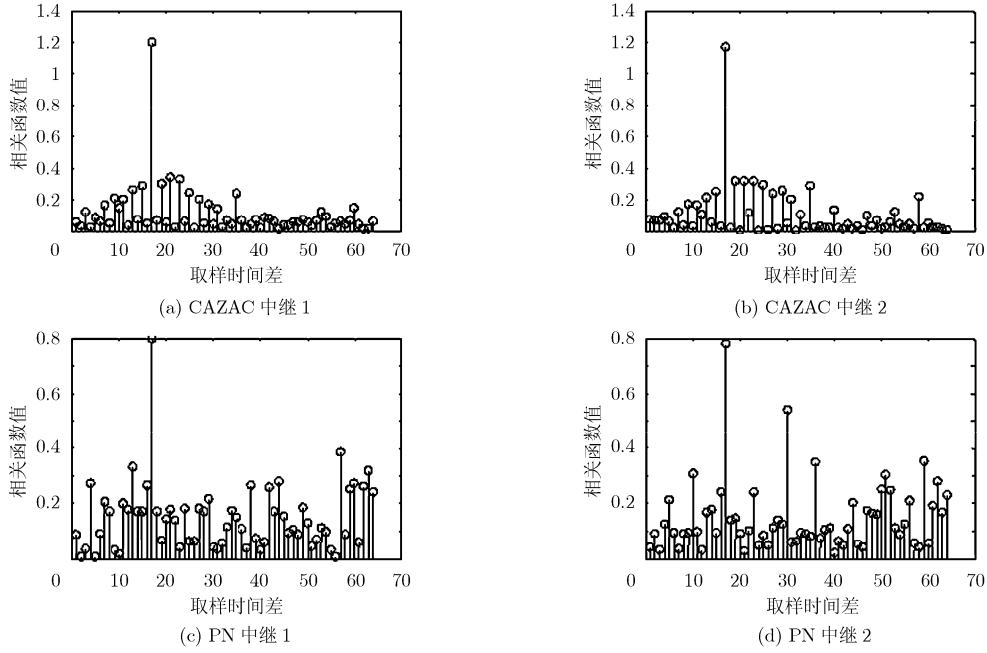


图4 有频偏影响下相关函数图形

择性衰落，采用交织载波分配方案。假设 N 个子载波被分成 KQ 个子带，每个子带 l ($0 \leq l \leq KQ - 1$) 有 $P = N/KQ$ 个子载波，相应的子载波可表示为 $lP + m$ ($m = 0, 1, \dots, P - 1$)。设每个中继分配 Q 个子载波，这些子载波均匀分布在 KQ 个子带中，中继 k 所占用的子带可表示为 $jK + k - 1$ ($j = 0, 1, \dots, Q - 1$)。设计 P 尽可能大以减少中继间的干扰。第三，相应于长基础序列 LBS 的频域序列也需要有良好的自相关和互相关属性以实现可靠的整数频偏估计。

3.2 定时偏移估计

协同中继系统中，由于中继地理位置分布的不同，各中继节点到目的节点的时延不同，导致不同中继的训练序列在目的节点不能对齐，破坏训练序列的周期性。传统的帧检测算法并不能区分不同中继信号之间的时延，不适用于中继系统。本文中，基于不等周期训练序列的定时算法包含两个步骤，符号粗同步和符号细同步，均在时域完成。捕获是在粗同步过程中完成，同时定时偏移也被缩小到一个有限的区间。为了进一步提高定时同步性能，细同步算法用来估计系统残余的定时偏移。

粗同步估计：在目的节点处，接收机需要 K 个相关器分别估计每个中继信号的时延。已知第 k 个中继短基础序列的长度为 $L_{\text{SBS}}^{(k)}$ ，则度量函数的计算公式可表示如下：

$$P_1^{(k)}(d) = \left| \sum_{i=0}^{L_{\text{SS}} - L_{\text{SBS}}^{(k)} - 1} \left(r(d+i) r^*(d+i+L_{\text{SBS}}^{(k)}) \right) \right| \quad (10)$$

对应第 k 个中继的帧的符号粗同步估计可以由下式

得到

$$d_c^{(k)} = \arg\{d, P_1^{(k)}(d) > \eta\} \quad (11)$$

其中 η 为判决门限。

细同步估计：假设粗同步估计结果为 κ ，以该估计的位置为中心，距中心 $-T/2$ 到 $T/2$ 的区域定义为主值区间，如图 5 所示，用 $\Omega^{(k)}$ 表示中继 k 的主值区间，则细同步中的相关度量函数可计算为

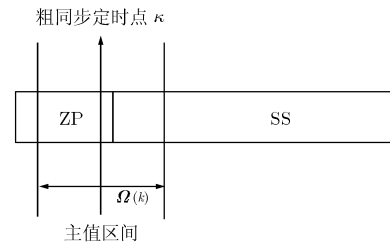


图5 主值区间确定示意图

$$P_2^{(k)}(d) = \sum_{n=0}^{L_{\text{SBS}}^{(k)} - 1} r(d+n) \left(u_{\text{SS}}^{(k)}(n) \right)^*, \quad d \in \Omega^{(k)} \quad (12)$$

主值区间中第 1 径的位置可以根据适当的门限 $\Gamma^{(k)}$ 获得。在主值区间中，细同步相关度量幅度大于门限的最小位置序号可检测为第 1 径的位置，对应第 k 个中继的帧的符号细同步估计可以由式(13)得到

$$d_p^{(k)} = \arg\{d, P_2^{(k)}(d) > \Gamma^{(k)}\} \quad (13)$$

门限 $\Gamma^{(k)}$ 可简单设计如下： $\Gamma^{(k)} = \beta \max_{d \in \Omega^{(k)}} |P_2^{(k)}(d)|$ 。

调节系数 β 的取值以使定时同步算法适应不同的信道环境， β 取值越大，定时算法抗噪声能力提高，多径检测能力下降，反之亦然。

3.3 频率偏移估计

小数频偏估计：基于所构造同步序列中的长同步序列 LS 做小数频偏估计。对目的节点接收到的第 1 个长基础序列 LBS 做 DFT 运算，则有

$$R_1(q) = \sum_{k=1}^K \sum_{m \in C^{(k)}} S^{(k)}(m) H^{(k)}(m) \beta(m + \varepsilon^{(k)} - q),$$

$$q = 0, 1, \dots, N-1 \quad (14)$$

特别地，在目的节点接收到的第 1 个长基础序列中来自第 k 个中继的第 p 个子载波的数据可表示如下：

$$R_1(C_p^{(k)}) = S^{(k)}(C_p^{(k)}) H^{(k)}(C_p^{(k)}) \beta(\varepsilon^{(k)})$$

$$+ \sum_{\substack{m \in C^{(k)} \\ m \neq C_p^{(k)}}} S^{(k)}(m) H^{(k)}(m) \beta(m + \varepsilon^{(k)} - C_p^{(k)})$$

$$+ \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \sum_{m \in C^{(k')}} S^{(k')}(m) H^{(k')}(m)$$

$$\cdot \beta(m + \varepsilon^{(k)} - C_p^{(k)}) \quad (15)$$

对目的节点接收到的第 2 个长基础序列做 DFT 运算，则有

$$R_2(q) = \sum_{k=1}^K \sum_{m \in C^{(k)}} S^{(k)}(m) H^{(k)}(m) \beta(m + \varepsilon^{(k)} - q) e^{j2\pi\varepsilon^{(k)}},$$

$$q = 0, 1, \dots, N-1 \quad (16)$$

特别地，在目的节点接收到的第 2 个长基础序列中第 k 个中继的第 p 个子载波的数据可表示如下：

$$R_2(C_p^{(k)}) = R_1(C_p^{(k)}) e^{j2\pi\varepsilon^{(k)}} + I(C_p^{(k)}) \quad (17)$$

其中 $I(C_p^{(k)})$ 表征来自其他中继的干扰信号，该干扰信号影响小数频偏估计的性能，可表示如下：

$$I(C_p^{(k)}) = \sum_{\substack{k'=1 \\ k' \neq k}}^K \sum_{m \in C^{(k')}} S^{(k')}(m) H^{(k')}(m)$$

$$\cdot \beta(m + \varepsilon^{(k)} - C_p^{(k)}) \left(e^{j2\pi\varepsilon^{(k')}} - e^{j2\pi\varepsilon^{(k)}} \right) \quad (18)$$

由 $\beta(\varepsilon)$ 的函数特性可知：当 $|\varepsilon|$ 增大， $\beta(\varepsilon)$ 趋于 0。因此，可以设计长基础序列，使不同中继所占的非零子载波之间的距离足够大，这样可以减少其它中继对期望中继的信号干扰。设中继 k 所占子载波集合 $C^{(k)}$ ，中继 j 所占子载波集合 $C^{(j)}$ ， $k, j = 1, \dots, K$ ，假设 $k \neq j$ ，定义 Δ 为 $C^{(k)}$ 和 $C^{(j)}$ 之间的最短距离，则有

$$\Delta = \min\{|m - n|, m \in C^{(k)}, n \in C^{(j)},$$

$$k \neq j, k, j = 1, \dots, K\} \quad (19)$$

当 $k \neq k'$ 且 $m \in C^{(k')}$ 时，有

$$|m + \varepsilon^{(k)} - C_p^{(k)}| \geq |m - C_p^{(k)}| - |\varepsilon^{(k)}| \geq \Delta - 1 \quad (20)$$

如果 Δ 足够大，则 $\beta(m + \varepsilon^{(k)} - C_p^{(k)}) \approx 0$ 。进而有

$$R_2(C_p^{(k)}) \approx R_1(C_p^{(k)}) e^{j2\pi\varepsilon^{(k)}} \quad (21)$$

考虑到加性白高斯噪声的影响，则有

$$R_2(C_p^{(k)}) \approx R_1(C_p^{(k)}) e^{j2\pi\varepsilon^{(k)}} + W' \quad (22)$$

其中 $W' = W_2(C_p^{(k)}) - W_1(C_p^{(k)}) e^{j2\pi\varepsilon^{(k)}}$ 。根据式(21)，

小数频偏 $\hat{\varepsilon}_F^{(k)}$ 可以估计如下：

$$\hat{\varepsilon}_F^{(k)} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left\{ \frac{\sum_{m \in C^{(k)}} \text{Im}[R_2(m) R_1(m)^*]}{\sum_{m \in C^{(k)}} \text{Re}[R_2(m) R_1(m)^*]} \right\} \quad (23)$$

整数频偏估计：根据式(22)可知，其频偏估计范围为 $|\hat{\varepsilon}_F^{(k)}| \leq 1/2$ 。利用频域序列的 CAZAC 性质，通过自相关运算来做整数频偏估计如下：

$$\hat{\varepsilon}_I^{(k)} = \arg \max_v Y^{(k)}(v) \quad (24)$$

$$Y^{(k)}(v) = \sum_{m \in C^{(k)}} R((m+v)_N) (S^{(k)}(m))^* \quad (25)$$

相应地，可以获得最终的频偏估计如下：

$$\hat{\varepsilon}^{(k)} = \hat{\varepsilon}_F^{(k)} + \hat{\varepsilon}_I^{(k)} \quad (26)$$

4 仿真结果

在本小节中，通过计算机仿真来验证上面的理论分析和所提出的同步算法的性能。相应的系统参数设置如表 1 所示，其中，仿真所采用的 4 径瑞利衰落信道其路径增益和相对时延分别为 $\{0, -9.7, -19.2, -22.8\}$ dB， $\{0, 0.1, 0.2, 0.4\}$ μs 。

表 1 仿真参数

载频	3.2 GHz
带宽	20 MHz
FFT 尺寸, N	512
CP 长度, N_{cp}	64
中继数目, K	2
信道环境	4 径瑞利衰落信道

图 6 给出了定时同步算法的性能，仿真结果表明，基于由 CAZAC 序列所构造的 SBS 其定时同步算法的性能要好于基于由 PN 序列所构造的 SBS 其定时同步算法的性能，文献[15]所给出的算法在 0 dB 以下的低信噪比区域其定时同步性能比本文所提出的算法要稍好。图 7 给了频率同步算法在不同 Δ 取值下的系统性能以及与文献[15]所给出算法的性能比较，从仿真结果可以看出， Δ 取值越大，系统性

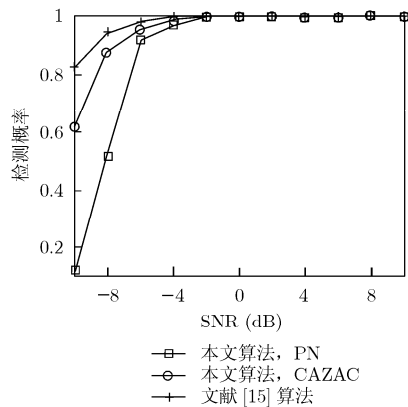


图6 定时同步算法检测概率比较

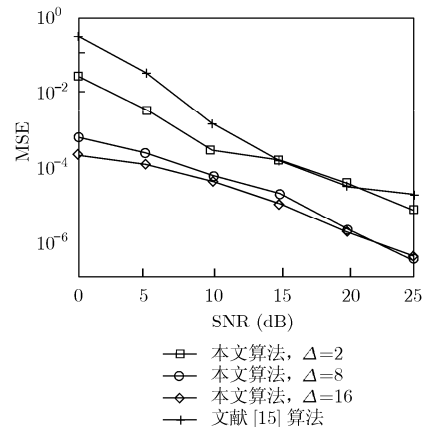


图7 频偏估计算法性能比较

能越好,且在 $\Delta = 8, 16$ 时,本文所提出的算法其性能要远远优于文献[15]所给出算法的性能。考虑到文献[15]所给出的同步算法需要进行复杂的矩阵求逆运算和两次特征分解运算,而本文所提出的算法只需要简单的自相关和互相关运算,对计算复杂度和算法性能进行综合比较,可以看出本文所提出的算法要优于文献[15]所给出的算法。

5 结论

本文给出了一种适于协同中继系统的同步序列构造方法和相应的定时频偏估计算法。所提出的同步序列由两部分组成,第1部分由不等周期短基础序列构成,第2部分由长基础序列构成。根据所构造同步序列中的不等周期短基础序列可完成定时偏移估计,根据所构造同步序列中的长基础序列可完成频率偏移估计,相关的定时频偏估计算法只需要简单的自相关与互相关运算即可。所提出的序列构造方法有效地解决了协同中继系统中所特有的多时偏与多频偏问题,基于该序列的同步算法计算复杂度低、估计性能好。

参考文献

- [1] Soldani D and Dixit S. Wireless relays for broadband access. *IEEE Communications Magazine*, 2008, 46(3): 58-66.
- [2] Sydir J and Taori R. An evolved cellular system architecture incorporating relay stations. *IEEE Communications Magazine*, 2009, 47(6): 115-121.
- [3] Molisch A. Relaying, Multihop, and Cooperative Communications. United Kingdom: John Wiley and Sons Ltd., 2011, Chapter 22.
- [4] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come. *IEEE Communications Magazine*, 1990, 28(5): 5-14.
- [5] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Transactions on Communications*, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [6] Schmidl T M and Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [7] Morelli M and Mengali U. Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(9): 1580-1589.
- [8] Minn H, Fu X, and Bhargava V K. Optimal periodic training signal for frequency offset estimation in frequency-selective fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(6): 1081-1096.
- [9] Choi Ji-won, Lee J, et al. Joint ML estimation of frame timing and carrier frequency offset for OFDM systems employing time-domain repeated preamble. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(1): 311-317.
- [10] Al-Dweik A, Hazmi A, et al. Blind iterative frequency offset estimator for orthogonal frequency division multiplexing systems. *IET Communications*, 2010, 4(16): 2008-2019.
- [11] Mehrpouyan H and Blostein S D. Estimation, training, and effect of timing offsets in distributed cooperative networks. Proceedings of IEEE Globecom, Miami, USA, Dec. 2010: 1-5.
- [12] Li X, Wu Y, et al. Timing synchronization in decode-and-forward cooperative communication systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(4): 1444-1455.
- [13] Zhang Y, Jia D, et al. Multiple carrier frequency offsets estimation in cooperative OFDM systems. Proceedings of IEEE WiCOM, Chengdu, China, Sept. 2010: 1-5.
- [14] Thiagarajan L B, Sun S, et al. Multiple carrier frequency offset and channel estimation for distributed relay networks. Proceedings of IEEE Globecom, Miami, USA, Dec. 2010: 1-5.
- [15] Huang Q, Ghogho M, et al. Practical timing and frequency synchronization for OFDM-based cooperative systems. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(7): 3706-3716.

蒋雁翔: 男, 1977年生, 副教授, 博士, 研究方向为新一代无线通信系统。

尤肖虎: 男, 1962年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线与移动通信系统、现代数字信号处理等。