

多中继协同通信系统中基于循环正交训练序列的信道估计算法

张志鹏^{1,2}, 钟杰^{1,2}, 赵民建^{1,2}

(1. 浙江大学 信息与电子工程学系, 浙江 杭州 310027; 2. 浙江省综合信息网技术重点实验室, 浙江 杭州 310027)

摘要: 提出了一种实用的基于循环正交序列的信道估计算法。源节点发送循环正交的信道训练序列, 各个中继节点对接收到的信道训练序列进行不同间隔的循环移位后向目的节点转发。尽管各个中继转发的序列在时间上是叠加的, 但序列之间不存在相关性。由此可以推导出相应的最小二乘信道估计和线性最小均方误差信道估计。仿真结果证明该算法具有较高的估计精度和效率, 同时运算复杂度较低。

关键词: 深空通信; 中继协同系统; 信道估计; 循环正交序列

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2012)08-0062-07

Channel estimation based on cyclic orthogonal training sequence for relay-assisted cooperative system

ZHANG Zhi-peng^{1,2}, ZHONG Jie^{1,2}, ZHAO Min-jian^{1,2}

(1. Department of Information and Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

2. Zhejiang Provincial Key Laboratory of Information Network Technology, Hangzhou 310027, China)

Abstract: A practical channel estimation algorithm based on cyclic orthogonal training sequence for relay-assisted cooperative system was presented. According to this algorithm, the source node transmitted a cyclic orthogonal training sequence, and the relay nodes circularly shifted the received training sequences before retransmitted them. Although the relays retransmitted the training sequences to the destination node simultaneously, the correlation among them was fully eliminated. The corresponding least square (LS) and linear minimum mean square (LMMSE) channel estimators were derived. Simulation results confirm that the proposed algorithm has high accuracy, high efficiency and low complexity.

Key words: deep space communication; relay-assisted cooperative system; channel estimation; cyclic orthogonal sequence

1 引言

在深空通信中, 无线信号微弱、且可能出现深衰落, 使得通信链路难以建立或保持。另外, 地面接收站接收的信号会因地面、山峦的反射而引入频率选择性衰落, 进一步恶化传输的性能, 进而限制了深空通信的可靠性, 当信号带宽增大时频率选择性衰落的影响会更加明显。传统的端到端单天线系

统抵抗深衰落以及多径的能力是有限的, 很难满足深空通信的要求。一种解决办法是引入多天线技术(MIMO), 其提供的分集增益可以有效地提升多径信道下传输的可靠性^[1]。虽然多天线技术可以在相当程度上提高抗衰落性能, 但是基于多天线的分集系统中采用了天线阵列, 增大了深空探测器的尺寸, 提高了成本, 大大增加了其实现难度。为了克服这个缺点, 可以考虑利用多个卫星中转地面站和

收稿日期: 2011-05-31; 修回日期: 2012-04-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61101103)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61101103)

深空航天器之间的信号，即引入基于多中继的协同通信系统^[2]。基于多中继的协同通信系统利用分布在空间不同位置的终端天线相互协同，虚拟传统的基于多天线的分集系统，在不明显增加终端实现复杂度的情况下实现分集。基于多中继的协同通信系统作为分集技术的一种实现方式，吸引了众多研究者的关注。文献[3]给出了协同系统的速率和信道容量，文献[4]将信道编码技术（Turbo码）引入到协同通信系统中，提高抵抗频率选择性衰落信道的能力，文献[5]将空时编码（STBC）引入协同通信系统，可以提升分集增益，获得更好的传输性能。

中继的方式常见的有译码前传（DF）和放大前传（AF），前者的中继节点收到源节点信号先译码再重编码前传，后者的中继节点收到源节点信号进行固定增益放大后就前传。网络中各节点是否要选择中继协同传输、选取哪些中继节点以及何种中继方式是中继协同通信研究必须要解决的问题。而这些问题解决离不开信道状态信息（CSI）的获得。文献[6]推导了中继通信中训练序列的功率分配准则，并给出了 LS 信道估计算法。文献[7]给出了放大前传模式下最优信道训练序列的设计方法，以及相应的 LMMSE 信道估计器。以上几种算法运算复杂度较高，文献[8]给出了一种多中继频分复用导频的方法，将各个中继转发的导频在频域上分开，并给出了低复杂度的 LS 和 LMMSE 信道估计器，但是该估计方法采用了内插来估计整体信道，当中继数量增加时信道估计精度急剧下降。

为了更好地适应实际的协同通信系统，针对上面提到的信道估计方法的不足，本文提出一种低运算复杂度、高精度的信道估计方法。该方法基于具有循环正交特性的训练序列，多个中继对接收到的源节点的训练序列进行循环移位，在各个中继间构建具有良好正交特性的信道训练字。仿真表明，该方法具有较低的运算复杂度，估计过程时间短，需要的训练序列较少，估计精度较高且估计精度不会因中继数量的增加而迅速下降。

本文的第 2 节将介绍协同通信的系统模型，第 3 节将推导出新的信道估计算法，第 4 节将给出该信道估计算法的仿真结果，并加以分析，第 5 节是结束语。

注：本文中，*表示卷积运算， \otimes 表示圆周卷积运算。 $(\cdot)^*$ 、 $(\cdot)^T$ 、 $(\cdot)^H$ 和 $(\cdot)^{-1}$ 分别表示矩阵的共

轭、转置、共轭转置和求逆运算。 $(\cdot)_{N,k}$ 表示对长度为 N 的向量进行了 k 个符号的循环移位。 $\text{tr}(\cdot)$ 表示求矩阵的迹，矩阵 \mathbf{I}_N 表示 N 维的单位方阵。

2 系统模型

假定中继协同通信系统如图 1 所示，该中继系统中有一个源节点， M 个中继节点 $R_i (i=1, 2, \dots, M)$ ，一个目的节点。为了突出分集增益是通过多中继协同获得的，假定每个节点都只有一根天线。一般情况下，源节点经过各个中继到达目的节点的传输时延是不同的。令经过第一个中继 R_1 的传输时延为 t_0 ，经过第 i 个中继的传输时延为 $t_0 + \tau_i$ ，比经过第一个中继的传输时延大 τ_i 。简单起见，假定 $\tau_M \geq \tau_{M-1} \geq \dots \geq \tau_2$ 。

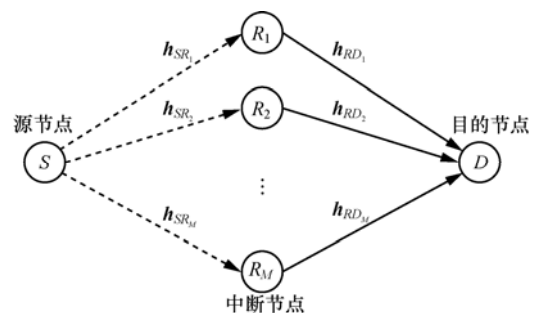


图 1 中继协同通信系统模型

2.1 信道模型

离散多径信道可以用一个抽头延迟模型来表示。当系统采用块传输策略时，假定信道在一个符号块内保持不变，信道的最大多径延迟为 L ，则离散信道可以表示为

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) \delta(n-l) \quad (1)$$

其中， l 为某条路径传输延时， $h(l)$ 为延时为 l 的路径的复数增益。表示为矩阵形式为 $\mathbf{h} = [h(0), h(1), \dots, h(L-1)]^T$ 。假定传输的符号块的长度为 N ，则信道的频率响应可以表示为

$$H(k) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) e^{j \frac{2\pi nk}{N}} \quad n, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2)$$

图 1 所示的中继协同通信系统中，第 i 个源-中继信道为 $\mathbf{h}_{SR_i} = [h_{SR_i}(0), h_{SR_i}(1), \dots, h_{SR_i}(L_{SR_i}-1)]^T$ ，其最大多径延迟为 L_{SR_i} 。

本算法中，考虑了经由各个中继的传输时延

差, 并将其作为中继-目的信道的一部分。经由第 i 个中继的传输时延差为 τ_i , 则该中继节点到目的节点的信道可以表示为 $L_{R,D} \times 1$ 维的向量:

$$\mathbf{h}_{R,D} = \left[\underbrace{0, 0, \dots, 0}_{\tau_i \uparrow}, h_{R,D}(0), h_{R,D}(1), \dots, h_{R,D}(L_{R,D} - 1 - \tau_i) \right]^T \quad (3)$$

其最大多径延迟为 $L_{R,D}$ 。则源节点到目的节点之间的总体信道为源-中继信道与中继-目的信道的线性卷积, 即:

$$h_{SR,D}(n) = h_{SR_i}(n) * h_{R,D}(n) \quad (4)$$

其最大多径延迟为 $L_{SR,D} = L_{SR_i} + L_{R,D} - 1$ 。矩阵形式为 $\mathbf{h}_{SR,D} = [h_{SR,D}(0), h_{SR,D}(1), \dots, h_{SR,D}(L_{SR,D} - 1)]^T$ 。令 $L_m = \max(L_{SR_i}, L_{R,D})$, 符号块前面插入的循环前缀 (CP) 的长度为 L_C 。当有 $L_C \geq L_m$ 时, 才能保证消除符号块间干扰 (IBI)。

2.2 系统模型

中继协同通信的过程可以分成 2 个阶段。第 1 阶段是倾听阶段, 该阶段源节点发送信号, 各个中继节点接收来自源节点的信号。第 2 阶段是协作阶段, 各个中继对第一阶段接收到的信号进行一定处理后转发^[9]。如果采用放大前传模式, 则只需对第一阶段的数据进行功率变换即可转发; 若为译码前传, 还需先对第一阶段的信号进行译码, 重编码后才能发送。此处采用复杂度较低的放大前传模式, 且假定第一阶段源节点发送的信号不会被目的节点接收, 即源节点和目的节点之间不存在直传链路。

在第 1 阶段, 源节点发送的信号为 $x(n)$, 则第 i 个中继上接收到的信号为

$$r_i(n) = x(n) * h_{SR_i}(n) + w_i(n) \quad i=1, 2, \dots, M \quad (5)$$

其中, $w_i(n)$ 表示第 i 个中继上的加性白高斯噪声。

在第 2 阶段, 各个中继节点将接收到的信号乘以一个放大系数后, 向目的节点转发。第 i 个中继的放大系数为 α_i 。假定理想频率同步, 则目的节点收到的信号为

$$\begin{aligned} y_D(n) &= \sum_{i=1}^M \alpha_i r_i(n) * h_{R,D}(n) + w_D(n) \\ &= \sum_{i=1}^M \left(\alpha_i (x(n) * h_{SR_i}(n) + w_i(n)) * h_{R,D}(n) \right) + w_D(n) \end{aligned} \quad (6)$$

如上所描述的系统, 中继通信的信道信息由 2 部分组成。一是源到中继的信道信息 (S-R CSI), 二是中继到目的节点的信道信息 (R-D CSI)。在估计信道信息时, 可以分别估计出 S-R CSI 和 R-D CSI, 但是对于放大转发的中继方式来说, 这样做的必要性不大。首先中继节点不对数据信息进行译码, 因而不需要利用 S-R CSI; 其次估计出的 S-R CSI 还需经过 R-D 信道传输, 降低了传输效率; 再次中继节点进行信道估计还会增加中继节点的复杂度以及功率消耗。因而, 此处只需估计出整体中继信道 (S-R-D CSI) $\mathbf{h}_{SR,D}$ 即可。

从系统模型可以看出, 如果要独立地估计出经由各个中继的 S-R-D 信道, 关键在于在第 2 阶段中各个中继节点转发的信道训练序列能够被目的节点所区分, 即要求各个中继转发的序列在时间上是不相关的。实现这种互不相关的特性已经有 2 种方法, 最简单的是在时间上相互独立, 即各个中继节点收到源节点的训练序列后, 依次转发收到的训练序列至目的节点, 这是时分(TDM)的方法; 另一种方法是各个中继节点在频域上将收到的训练序列乘以梳状函数, 加上 CP 后转发至目的节点, 这是频分(FDM)的方法^[8]。此处采用的方法是利用具有循环正交性的训练序列使得各个中继转发的信道训练序列互不相关, 从而使目的节点能够独立地估计出经过各个中继的 S-R-D 信道。

3 传输方案与信道估计算法

3.1 传输方案

采用块传输策略, 源节点发送的信号为 $x(n)$, 其矩阵形式为 $\mathbf{x} = [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]$ 。信号 $x(n)$ 前有长度为 $L_C \geq L_m$ 的循环前缀, 则线性卷积可以转化成圆周卷积的形式, 则在第 i 个中继上接收到的信号为

$$r_i(n) = x(n) \# h_{SR_i}(n) + w_i(n) \quad i=1, 2, \dots, M \quad (7)$$

在第 2 阶段, 第 i 个中继对接收的信号移除 CP 后, 恢复出长度为 N 的序列, 之后对恢复出的序列进行 $(i-1)L$ 个符号的循环移位。得到的新序列表示为

$$\begin{aligned} y_i(n) &= (r_i(n))_{N, (i-1)L} \\ &= (r_i(n - (i-1)L))_N \\ &= \begin{cases} r_i(n - (i-1)L), n \geq (i-1)L \\ r_i(N + n - (i-1)L), n < (i-1)L \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

在新序列 $y_i(n)$ 前插入长度为 L_c 的 CP, 乘以放大系数 α_i 后转发到目的节点。由于本算法将各个中继的传输时延作为中继-目的信道的一部分, 因而可以将目的节点接收的信号表示为

$$\begin{aligned}
 y_D(n) &= \sum_{i=1}^M (\alpha_i y_i(n) \# h_{R_i D}(n)) + w_D(n) \\
 &= \sum_{i=1}^M \left[\alpha_i (x(n) \# h_{SR_i}(n) + w_i(n))_{N,(i-1)L} \# h_{R_i D}(n) \right] + w_D(n) \\
 &= \sum_{i=1}^M \left[\alpha_i (x(n))_{N,(i-1)L} \# h_{SR_i}(n) \# h_{R_i D}(n) \right] + w(n) \\
 &= \sum_{i=1}^M \left[\alpha_i (x(n))_{N,(i-1)L} \# h_{SR_i D}(n) \right] + w(n) \tag{9}
 \end{aligned}$$

其中, $w(n) = \sum_{i=1}^M (\alpha_i w_i(n) \# h_{R_i D}(n)) + w_D(n)$ 为目的节点上的等效噪声。

从式(9)可以看出, 多个中继节点对接收到的训练序列进行不同的循环移位, 等价于在源节点有多个天线发送了经过不同间隔循环移位的训练序列。

信道训练序列的传输和处理过程如图 2 所示。

定义整体中继信道的最大多径时延为 $L_{\max} = \max_i L_{SR_i D}$, 设定循环移位间隔 L 满足 $L_{\max} < L \leq N/M$ 。则本文提出的传输方案等价于一个具有 M 个发射天线的多天线系统, 各个天线发送经过不同间隔循环移位的正交序列, 且第 i 个天线发射的信号矩阵为

$$\mathbf{X}_i = \begin{bmatrix} x((i-1)L) & x((i-1)L-1) & \cdots & x((i-1)L+1-L_{\max}) \\ x((i-1)L+1) & x((i-1)L) & \cdots & x((i-1)L+2-L_{\max}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x((i-1)L+N-1) & x((i-1)L+N-2) & \cdots & x((i-1)L+N-L_{\max}) \end{bmatrix}$$

扩展整体信道 $h_{SR_i D}$ 长度至 L_{\max} , 即当 $L_{SR_i D} < n \leq L_{\max}$ 时, 有 $h_{SR_i D}(n) = 0$ 。则目的节点接收的信号可以表示为如下矩阵运算:

$$y_D = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2 \cdots \mathbf{X}_M] \cdot [\alpha_1 \mathbf{h}_{SR_1 D}^T, \alpha_2 \mathbf{h}_{SR_2 D}^T \cdots \alpha_M \mathbf{h}_{SR_M D}^T]^T + w \tag{10}$$

3.2 信道估计算法

对式(11)所示的表达式, 定义信号矩阵 $\mathbf{X}_S = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \cdots, \mathbf{X}_M]$; 将放大系数 α_i 作为各个整体中继信道的一部分, 定义总中继信道向量为

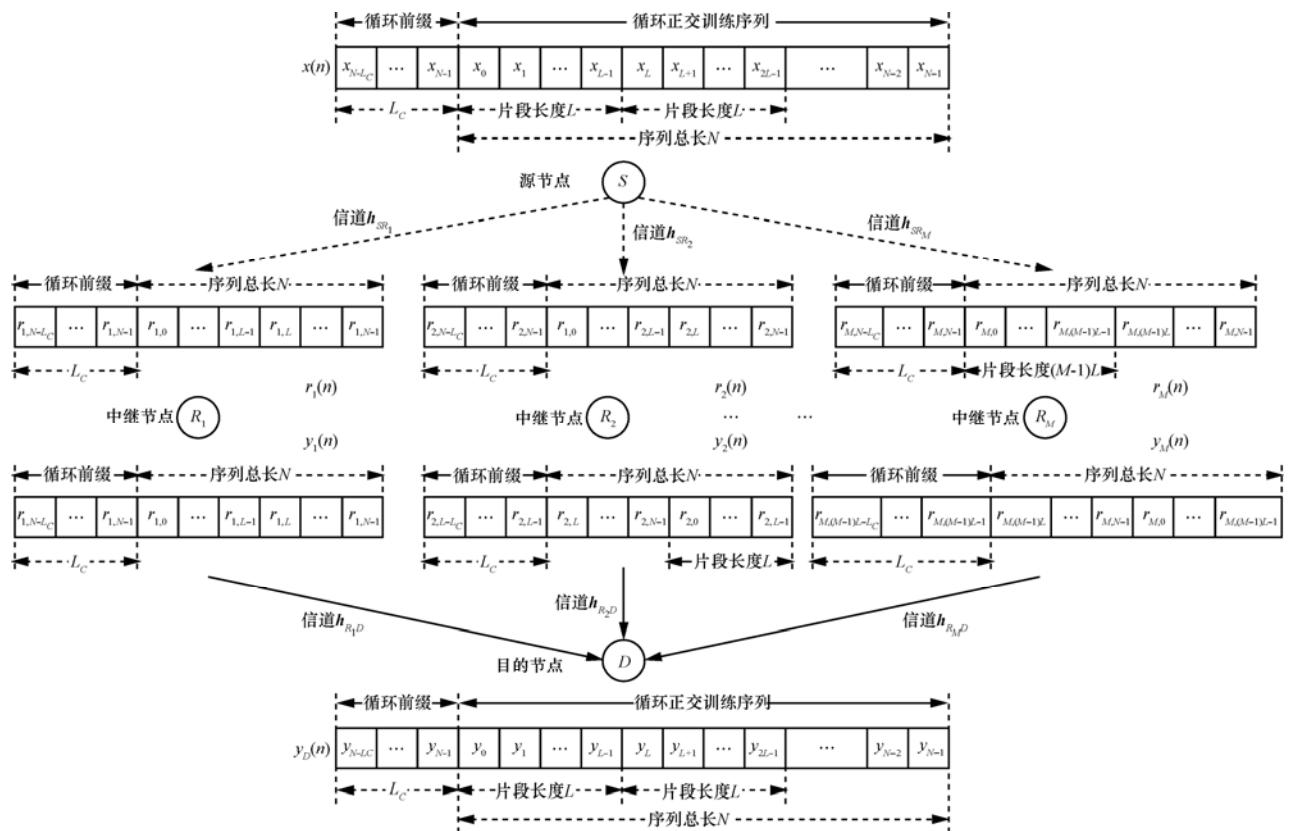


图 2 信道训练序列的传输和处理过程

$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_{SR_1D}, \mathbf{h}_{SR_2D}, \dots, \mathbf{h}_{SR_M D}]^T$, 则可以将目的节点接收到的信号表示为

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{X}_S \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (11)$$

信道的 LS(least square)估计值为 $\hat{\mathbf{h}}$ 。则该信道估计值的误差代价函数可表示为

$$J = \mathbf{e}^H \mathbf{e} = (\mathbf{X}_S \hat{\mathbf{h}} - \mathbf{y}_D)^H (\mathbf{X}_S \hat{\mathbf{h}} - \mathbf{y}_D) = \hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{X}_S^H \mathbf{X}_S \hat{\mathbf{h}} + \mathbf{y}_D^H \mathbf{y}_D - \hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{X}_S^H \mathbf{y}_D - \mathbf{y}_D^H \mathbf{X}_S \hat{\mathbf{h}} \quad (12)$$

最小化式(12)中的代价函数, 求 J 关于 $\hat{\mathbf{h}}$ 的导数, 令其结果为 0, 则有

$$\frac{\partial J}{\partial \hat{\mathbf{h}}} = 2\mathbf{X}_S^H \mathbf{X}_S \hat{\mathbf{h}} - 2\mathbf{X}_S^H \mathbf{y}_D = 0 \quad (13)$$

当 $\mathbf{X}_S^H \mathbf{X}_S$ 存在逆矩阵时, 信道的 LS 估计值可以表示为

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS} = \mathbf{X}_S^\dagger \mathbf{y}_D \quad (14)$$

其中, $\mathbf{X}_S^\dagger = (\mathbf{X}_S^H \mathbf{X}_S)^{-1} \mathbf{X}_S^H$ 称为矩阵 \mathbf{X}_S 的伪逆。由式(11)和式(14)可得信道 LS 估计的均方误差(MSE, mean square error)为

$$\begin{aligned} MSE &= \frac{1}{L_{\max} M} E \left(\left| \hat{\mathbf{h}}_{LS} - \mathbf{h} \right|^2 \right) \\ &= \frac{1}{L_{\max} M} E \left(\left| (\mathbf{X}_S^H \mathbf{X}_S)^{-1} \mathbf{X}_S^H \mathbf{w} \right|^2 \right) \\ &= \frac{\sigma_w^2}{L_{\max} M} \text{tr} \left[(\mathbf{X}_S^H \mathbf{X}_S)^{-1} \right] \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $\sigma_w^2 = E(\mathbf{w}^H \mathbf{w})$ 为目的节点的等效噪声功率。

经过第 i 个中继的整体中继信道的估计 $\hat{\mathbf{h}}_{LS}^{SR_i D}$ 为总中继信道向量 $\hat{\mathbf{h}}_{LS}$ 的一个片段:

$$\hat{\mathbf{h}}_{LS}^{SR_i D} = [\hat{\mathbf{h}}_{LS}((i-1)L_{\max} + 1), \dots, \hat{\mathbf{h}}_{LS}(iL_{\max})]^T \quad (16)$$

利用文献[9]中的方法可以通过 LS 信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_{LS}^{SR_i D}$ 以及噪声功率得到 LMMSE 信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_{LMMSE}^{SR_i D}$:

$$\hat{\mathbf{h}}_{LMMSE}^{SR_i D} = \mathbf{R}_{hh}^i \left(\mathbf{R}_{hh}^i + \sigma_w^2 (\mathbf{x} \mathbf{x}^H)^{-1} \right)^{-1} \hat{\mathbf{h}}_{LS}^{SR_i D} \quad (17)$$

其中, $\mathbf{R}_{hh}^i = E(\alpha_i^2 \mathbf{h}_{SR_i D} \mathbf{h}_{SR_i D}^H)$ 为第 i 个整体中继信道的自相关矩阵。

3.3 训练序列设计

若式(15)所示的估计误差取得最小值, 需要满足^[10]

$$\mathbf{X}_S^H \mathbf{X}_S = \sigma_s^2 \mathbf{I}_{ML_{\max}} \quad (18)$$

其中, $\sigma_s^2 = E(\mathbf{x}^H \mathbf{x})$ 为发送信号功率。则可得 MSE 的最小值为 $MSE = \sigma_w^2 / \sigma_s^2$ 。可以看出当利用最优序列作为信道训练序列时, LS 信道估计的误差只与信噪比相关。LS 信道估计的误差与信噪比成线性关系。

当 $\mathbf{X}_S^H \mathbf{X}_S$ 是 $ML_{\max} \times ML_{\max}$ 维的单位矩阵, 式(14)中的求逆运算十分简单。实现时可以将 $(\mathbf{X}_S^H \mathbf{X}_S)^{-1} \mathbf{X}_S^H$ 作为已知项存储。因而获得信道的 LS 估计只需要 $ML_{\max} \times N$ 次乘法运算和 $ML_{\max} \times (N-1)$ 次加法运算。

若要满足式(18), 训练序列需满足 2 个条件, 一是序列 $x(n)$ 与其循环移位的序列 $(x(n))_{N, L_D}$ 在其最大多径延迟 L_{\max} 内的相关特性为一单位冲激函数 $\sigma_s^2 \delta(n)$, 二是循环移位间隔超过 L 的序列之间相关值为 0。即:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \left[(x^*(n))_{N,i} (x(n))_{N,j} \right] = \begin{cases} \sigma_s^2, & i=j \\ 0, & |i-j| \leq L_{\max} \text{ 或 } |i-j| \geq L \end{cases} \quad (19)$$

或者更加严格的, 将上述条件写成:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \left[(x^*(n))_{N,i} (x(n))_{N,j} \right] = \begin{cases} \sigma_s^2, & i=j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (20)$$

称这种序列为等幅零互相关(CAZAC, constant amplitude zero auto correlation)序列。该序列的一种表达式为

$$x(n) = e^{j \frac{\pi u n^2}{N}}, n=0, 1, \dots, N-1 \quad (21)$$

其中, u 为与 N 互质的任意正整数。

4 性能仿真

本节将仿真在 2 个中继和 4 个中继的情况下, 上述基于循环正交序列的信道估计方法的 MSE 性能。循环正交序列采用 CAZAC 序列, 并与 TDM 和 FDM 信道估计的 MSE 性能对比。此外, 利用上述 LS 信道估计和 LMMSE 信道估计仿真中继系统的误码率(BER)性能, 并与利用理想信道信息下的 BER 作对比。

仿真利用的信道是准静态的瑞利多径信道, S-R 和 R-D 间信道最大延迟均为 $5\mu\text{s}$, 则 S-R-D 信道最大延迟为 $10\mu\text{s}$ 。符号速率设为 5MHz, FDM 方法中训练序列的长度为 256, 为降低 TDM 方法的

时间开销, TDM 方法中训练序列的长度为 $256/M$, M 为中继的数量。上述各种方法的 CP 长度均为 32。数据传输采用 OFDM, 每个数据符号块包含 256 个子载波。为方便仿真, 仅在目的节点上加噪, 将目的节点的信噪比作为整体的信噪比。

从图 3 和图 4 中可以看出, LMMSE 信道估计性能要优于 LS 信道估计。将本文提出的信道估计方法与 TDM 方法作对比, 其时间开销基本一致时, TDM 方法的 MSE 是本文信道估计方法的 M 倍。由于 TDM 方法采用的信道训练字长度为 $256/M$, 进行相关时能量为利用循环正交序列方法的 $1/M$, 因而 TDM 方法的估计性能更易受到噪声的影响, 且估计误差随着中继数量 M 的增加而增大。而本文提出的利用循环正交序列的信道估计方法的误差不会随着中继的增加而增大, 具有很好的稳定性。

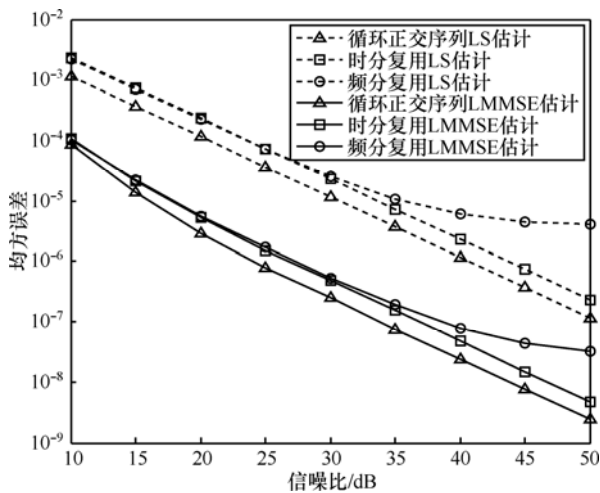


图 3 2 个中继时各种信道估计方法的均方误差性能

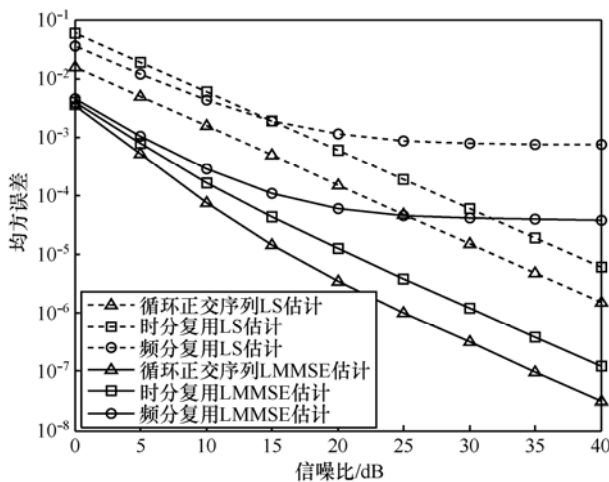


图 4 4 个中继时各种信道估计方法的均方误差性能

从图 3 和图 4 中可以看出, FDM 方法存在估计误差平台, 且当中继数量增加时误差平台上升, 如图 4 所示当信噪比高于 25dB 时估计误差不再下降。这是由于 FDM 方法采用内插算法, 而内插的误差会随着内插倍数 M 的增加而增大。本文提出的 LS 信道估计的 MSE 随着信噪比的升高持续降低, 因而更加适用于较多中继的系统。

图 5 比较了 2 中继和 4 中继情况下, 利用本文提出的 LS 和 LMMSE 信道估计结果与利用理想信道信息的 BER 性能。利用循环正交序列的 LMMSE 信道估计可以获得利用理想信道信息的 BER 性能, 证明利用循环正交序列进行信道估计具有很高的估计精度。

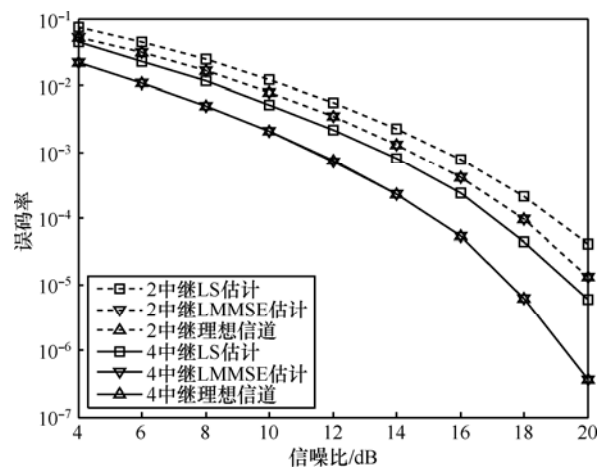


图 5 利用循环正交序列进行信道估计的系统误码率

5 结束语

本文分析了深空通信中应用多中继协同通信技术的意义, 研究了多中继协同系统中基于循环正交训练序列的信道估计算法, 推导了其 LS 信道估计和 LMMSE 信道估计, 并获得了最优信道训练序列的设计准则。通过在各个中继上循环移位接收到的循环正交序列, 可以消除各个中继转发序列之间的相关性, 因而目的节点能分别估计出经由各个中继的整体中继信道。本文提出的信道估计算法运算复杂度较低, 与已有的 TDM 方法和 FDM 方法仿真对比, 本文提出的方法具有较高的估计精度和稳定性, 且更加适用于具有较多中继节点的协同通信系统。利用本文提出的 LMMSE 信道估计的 BER 性能与利用理想信道信息的 BER 性能基本一致。本文提出的多中继协同通信的信道估计算法在深空通信中具有较高的应用价值。

参考文献:

- [1] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications[J]. IEEE Journal on Select Areas Commu, 1998, 16(9): 1451-1458.
- [2] NOSRATINIA A, HUNTER T E, HEDAYAT A. Cooperative communication in wireless networks[J]. IEEE Communications Magazine, 2004,42(8): 74-80.
- [3] SENDONARIS A, ERKIP E, AAZHANG B. User cooperation diversity part I and part II[J]. IEEE Trans Commu, 2003,51(11): 1927-1948.
- [4] HUNTER T, NOSRATINIA A. Coded cooperation under slow fading, fast fading and power control[A]. Proceedings of Conference on Signals, Systems and Computers[C]. 2002. 118-122.
- [5] JING Y, HASSIBI B. Distributed space-time coding in wireless relay networks[J]. IEEE Trans Wireless Commu, 2006, 5(12): 3524-3536.
- [6] MAVROKEFALIDIS C, RONTOGIANNIS A A, BERBERIDIS K. Optimal training design and placement for channel estimation in cooperative networks[A]. Proc IEEE SPAWC[C]. 2010. 1-5.
- [7] PANG J Y, SHEN G, WANG D Y, J *et al.* Channel estimation and optimal training design for amplify and forward MIMO relay channel under spatial fading correlation[A]. Proc IEEE VTC 2010-Fall[C]. 2010.1-5.
- [8] YU X F, ZHAO C M, PAN C. Channel estimation based on pilot frequency division multiplexing for distributed space-frequency coded cooperative communication system[A]. Proc IEEE VTC 2010-Spring[C]. 2010. 1-5.
- [9] EDFORS O, SANDELL M, VAN DE BEEK J J, *et al.* OFDM channel estimation by singular value decomposition[J]. IEEE Trans Commu, 1997,46(7): 931-939.
- [10] TUNG T L, YAO K, HUDSON R E. Channel estimation and adaptive power allocation for performance and capacity improvement of multiple-antenna OFDM systems[A]. Proc IEEE SPAWC[C]. 2001. 82-85.

作者简介:



张志鹏 (1987-), 男, 山东诸城人, 浙江大学硕士生, 主要研究方向为无线通信的同步和信道估计技术。



钟杰 (1980-), 男, 浙江湖州人, 博士, 浙江大学助理研究员, 主要研究方向为抗干扰与宽带无线通信技术。



赵民建 (1973-), 男, 浙江杭州人, 博士, 浙江大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信与卫星导航技术。