

# 异步协同系统频选信道下基于线性 预处理的 DSTC 结构设计

成文婧 王海红 王欣 魏急波

(国防科学技术大学电子科学与工程学院, 长沙 410073)

**摘要:** 在协同中继系统中, 应用分布式空时码 (Distributed Space Time Coding, DSTC), 可以在有效提高系统效率的同时获得全协同分集。但是, 各中继节点的异步传输和节点间的多径衰落会破坏空时码字的结构, 使之不能获得全分集。本文针对两中继的异步协同系统, 提出了一种频率选择性信道下的基于线性预处理的 DSTC 传输结构。在此传输结构中, 源节点对发送数据块进行预处理后发送给中继节点, 中继节点对接收信号进行简单的共轭重排等处理, 使得在目的节点形成 DSTC 的结构。其中, 为抵抗异步传输和多径衰落引入的符号间干扰 (Inter-symbol Interference, ISI), 在源节点处和中继节点处均加入循环前缀 (Cyclic Prefix, CP)。于是目的节点对接收到的信号进行 DFT 处理后, 可以运用 ML 算法对数据信息进行检测。理论分析和仿真表明, 当存在定时误差和节点间为频率选择性信道时, 目的节点运用 ML 检测算法该传输结构可获得全空间分集和全多径分集。然后, 本文考虑了信道各径延迟为整数倍符号周期的情况, 并且证明了该传输结构的分集增益只与节点间信道的有效信道长度有关。

**关键词:** 异步协同系统; 频率选择性信道; 多径分集; 分布式空时编码; 线性预处理

**中图分类号:** TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2010)12-1795-10

## Linear Pre-processing based DSTC Scheme for Asynchronous Cooperative Systems under Frequency Selective Channels

CHENG Wen-jing WANG Hai-hong WANG Xin WEI Ji-bo

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073)

**Abstract:** Employing Distributed Space Time Coding (DSTC) at relay nodes, cooperative networks can achieve high bandwidth efficiency along with the full cooperative diversity. However, the time offsets among the relay nodes and multipath fading between nodes will destroy the structure of DSTC, which may drastically undermine the diversity potential of cooperative networks. This paper proposes a novel DSTC transmission scheme based on linear pre-processing for asynchronous cooperative systems with two relay nodes over frequency selective channels. In this proposed scheme, the data blocks are pre-processed at the source node and forwarded to relay nodes, and then permutation and conjugation operations are employed at the relay nodes to construct DSTC structure at the destination node. To combat the inter symbol interference (ISI) from multipath fading and timing errors, the cyclic prefix (CP) based transmission is considered at both the source node and the relay nodes. After DFT operations at the destination node, maximum likelihood (ML) detection can be applied to recover the transmitted signals. The analysis and simulation results demonstrate that the proposed scheme can achieve full space diversity and full multipath diversity for cooperative communication over frequency selective channels in the presence of asynchronism between relay nodes. Furthermore, the case that the time delay between multipath components is integral multiple symbol periods is considered in this paper. It is proved that the diversity order of the proposed scheme is only related with the effective channel length.

**Key words:** Asynchronous Cooperative System; Frequency Selective Channel; Multipath Diversity; Distributed Space Time coding (DSTC); Linear Pre-processing

### 1 引言

在协同系统中, 应用分布式空时码 (Distributed

Space Time Block Coding, DSTC), 可以有效提高系统效率并获得协同分集<sup>[1]</sup>。然而文献[1]的分析中, 作者假设理想的定时同步, 且各中继节点的发送信号同时到

达目的节点。但由于各节点地域上的分散性,很难实现准确的定时同步。定时误差会破坏 DSTC 的码字结构,造成严重的性能损失<sup>[2,3]</sup>。另外,文献[1]假设节点间为平衰落信道,不能直接用于多径信道的情况。多径衰落也会影响 DSTC 的性能,但为获得额外的多径分集提供了潜力。所以研究多径信道下的抵抗异步影响的 DSTC 传输结构具有重要意义。

针对以上问题,文献[4-7]研究了节点间信道为平衰落时异步协同系统中的 DSTC 设计。当存在定时误差时,所提出的码仍能获得空间分集。后来,文献[8-10]考虑节点间为多径信道的情况,所设计的 DSTC 可以在异步传输下获得空间分集和多径分集。但是在以上设计中,中继节点需要对接收信号进行解码前传(Decode and Forward, DF),并不适用于功率和复杂度受限的节点。为降低中继节点的复杂度,文献[11-13]针对  $R$  个中继的协同系统,应用 OFDM 技术,提出了基于 DSTC 的传输方案。这些方案中,中继仅对接收信号进行重排和放大前传(Amplify and Forward, AF),不仅实现简单,而且在异步传输下可达到  $R$  阶分集。但是,文献[11-13]假设节点间为平衰落信道,而且所提出的传输方案并不能直接扩展到多径信道的情况。文献[14]考虑节点间为多径信道的情况,提出了抵抗多径衰落和定时误差的均衡方法,并且对系统性能进行了理论分析。但是文献[14]仅针对单中继的情况。文献[15]针对两中继的协同系统,提出了一种单载波体制下的基于 Alamouti 码的传输结构。该方案中继处理简单,并且可以获得一定的多径分集。但是文献[15]并没有对该结构的分集增益进行理论分析。由文献[16]的结论,该结构在发送功率较大时,仅能获得空间分集。另外,以上文献均假设信道各径延迟为一个符号周期,而实际中信道各径延迟往往大于一个符号周期。

本文针对两中继的异步协同系统,应用 Alamouti 码,提出了一种基于线性预处理的传输结构。在该传输结构中,为抵抗异步传输和多径衰落带来的符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI),在源节点处和中继节点处均引入循环前缀(Cyclic Prefix, CP)。源节点对发送数据块进行预处理后发送给中继节点,然后中继节点对接收信号进行简单的共轭、重排等处理后发送至目的节点。目的节点对接收数据进行 DFT 处理后,可运用 ML 或 MMSE 算法对数据信息进行检测。然后通过推导其成对错误概率(Pairwise Error Probability, PEP)的上界得出,当各中继节点异步传输和节点间信道为多径衰落时,目的节点运用 ML 检测算法可获得全空间分集和全多径分集。另外,通过仿真分析得到目的节点运用线性检测算法仍可获得部分分集。最后考虑各径延迟为整数倍符号周期的情况,理论分析

和仿真表明,该传输方案的分集增益只与节点间信道的有效信道长度有关。

符号说明:  $(\cdot)^*$ ,  $(\cdot)^T$ ,  $(\cdot)^H$  分别表示对矩阵进行共轭,转置和共轭转置操作。 $\mathbf{I}_N$  表示  $N$  阶的单位矩阵。 $[\cdot]_p$  表示向量的第  $p$  个元素,  $[\cdot]_{p,q}$  表示矩阵的第  $p$  行第  $q$  列的元素。 $diag(\mathbf{a})$  表示对角矩阵,且对角线元素为  $\mathbf{a}$ 。设  $\mathbf{\Lambda}$  为对角矩阵,则  $|\mathbf{\Lambda}|^2 = \mathbf{\Lambda}^* \mathbf{\Lambda}$ ,即对角线元素取模。 $\mathbf{F} = \frac{1}{\sqrt{N}} [e^{-j2\pi(m-1)(n-1)/N}]_{m,n=1}^N$  为归一化的 DFT 矩阵。 $\|\cdot\|$  表示 Frobenius 范数。 $\otimes$  代表卷积运算。

## 2 基本假设和传输结构设计

本节首先给出基本假设,然后提出基于线性预处理的传输结构。这里考虑信道各径延迟为一个符号周期的情况,本文将在第4节分析信道各径延迟为整数倍符号周期的情况。

### 2.1 基本假设

这里考虑的协同场景,由一个源节点  $S$ ,一个目的节点  $D$  和两个中继节点  $R_j$ ,  $j=1,2$  组成,如图1所示。这里我们假设源节点和目的节点间不存在直传路径,其中两个中继节点用于协助源节点发送信息给目的节点。假设所有节点均配置半双工的单天线。节点间信道为频率选择性信道,信道在两个数据块时间内保持不变,每两个数据块时间独立变化。

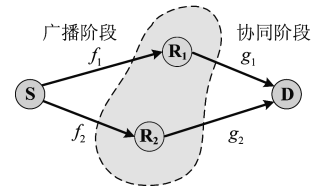


图1 协同场景

设  $S \rightarrow R_j$  和  $R_j \rightarrow D$  的信道分别为  $\mathbf{f}_j = [f_j(1), \dots, f_j(L_{f_j})]^T$  和  $\mathbf{g}_j = [g_j(1), \dots, g_j(L_{g_j})]^T$ , 其中  $\mathbf{f}_j$  和  $\mathbf{g}_j$  的各元素相互独立,且服从均值为 0 的复高斯分布。信道  $\mathbf{f}_j$  和  $\mathbf{g}_j$  的功率延迟分布(Power Delay Profile, PDP)分别为  $\delta_{f_j} = [\sigma_{f_j}(1), \dots, \sigma_{f_j}(L_{f_j})]^T$  和  $\delta_{g_j} = [\sigma_{g_j}(1), \dots, \sigma_{g_j}(L_{g_j})]^T$ , 且满足  $\sum_{l=1}^{L_{f_j}} |\sigma_{f_j}(l)|^2 = 1$  和  $\sum_{l=1}^{L_{g_j}} |\sigma_{g_j}(l)|^2 = 1$ 。 $\mathbf{H}_{f_j}$  和  $\mathbf{H}_{g_j}$  分别表示  $\mathbf{f}_j$  和  $\mathbf{g}_j$  所对应的  $N \times N$  循环矩阵,其第一列元素分别为  $\bar{\mathbf{f}}_j = [\mathbf{f}_j, 0, \dots, 0]^T$  和  $\bar{\mathbf{g}}_j = [\mathbf{g}_j, 0, \dots, 0]^T$ 。 $\mathbf{\Lambda}_{f_j}$  和  $\mathbf{\Lambda}_{g_j}$  分别表示  $\mathbf{f}_j$  和  $\mathbf{g}_j$  所对应的  $N \times N$  对角阵,其对角线元素分别为  $\mathbf{d}_{f_j} = [d_{f_j}(1), \dots, d_{f_j}(N)]^T$  和  $\mathbf{d}_{g_j} = [d_{g_j}(1), \dots, d_{g_j}(N)]^T$ , 其中  $d_{f_j}(n) = \sum_{l=1}^{L_{f_j}} \mathbf{f}_j(l) e^{-j2\pi(n-1)(l-1)/N}$ ,  $d_{g_j}(n) = \sum_{l=1}^{L_{g_j}} \mathbf{g}_j(l) e^{-j2\pi(n-1)(l-1)/N}$ 。于是可以得到  $\mathbf{d}_{f_j} = \mathbf{V}_{f_j} \mathbf{f}_j$ ,  $\mathbf{d}_{g_j} = \mathbf{V}_{g_j} \mathbf{g}_j$ , 其中  $\mathbf{V}_{f_j}(n, l) = e^{-j2\pi(n-1)(l-1)/N}$ ,  $1 \leq n \leq N$ ,  $1 \leq l \leq L_{f_j}$ ,  $\mathbf{V}_{g_j}(n, l) = e^{-j2\pi(n-1)(l-1)/N}$ ,  $1 \leq n \leq N$ ,  $1 \leq l \leq L_{g_j}$ 。

假设  $R_2$  的发送信号相对于  $R_1$  的发送信号晚一个符号周期到达目的节点,各节点达到理想的载波同步,目的节点完全已知信道信息  $\mathbf{f}_j$  和  $\mathbf{g}_j$  和相对时延。

传输过程分为两个阶段,第一阶段为广播阶段(broadcast phase),源节点的信息做线性预处理后发送至中继节点。第二阶段为协同阶段(cooperative phase),中继节点对接收信号做线性处理后,协同发送至目的节点。

## 2.2 基于线性预处理的传输结构设计

### A. 源节点发送信息

源节点的处理过程分为以下几个步骤:

step1:源节点将待发送的比特信息调制为符号信息  $z_{i,j}$ 。  $z_{i,j}$  取自星座点集  $\mathcal{C}$  集合  $\mathcal{C}$  的势为  $M$ ,且各元素能量为 1。

step2:设每个数据块包含  $N$  个符号,将连续的  $2N$  个符号组成两个数据块。假设第  $i$  个数据块表示为  $\mathbf{a}_i = [z_{i,1}, z_{i,2}, \dots, z_{i,N}]^T, i=1,2$ 。则所有可能的发送向量  $\mathbf{a}_i$  组成集合  $\mathcal{A}$  集合  $\mathcal{A}$  的势为  $M^N$ 。

step3:对连续两个数据块分别进行线性预处理,预处理后第  $i$  个数据块可表示为  $\mathbf{s}_i = \Theta \mathbf{a}_i, i=1,2$ ,其中  $\Theta$  为预处理矩阵。为保证预处理前后能量不变,  $\Theta$  满足  $\text{tr}(\Theta^H \Theta) = N$ 。本节将在 2.3 节对预处理矩阵的设计进行讨论。

step4:每个数据块  $s_i$  前加长度为  $l_{cp_i}$  的 CP 形成新的数据块  $\bar{s}_i$ ,此时数据块  $\bar{s}_i$  的长度为  $l_{cp_i} + N$ 。  $l_{cp_i}$  应满足  $l_{cp_i} \geq \max(L_{f_i}, L_{g_i})$ 。

step5:最后源节点将数据以  $P_s$  的功率发送至中继节点。

### B. 中继节点处理信息

中继节点接收到源节点发送的信息后,首先对其进行去 CP 处理。则在第  $j$  个中继节点的第  $i$  个数据块时间内的信号为

$$\mathbf{r}_{i,j} = \sqrt{P_s} \mathbf{H}_{f_j} \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_{i,j} \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{n}_{i,j}$  为复高斯白噪声向量,均值为 0,其协方差矩阵为  $\mathbf{I}_N$ 。不难得出  $\mathbf{r}_{i,j}$  各分量能量为  $P_s + 1$ 。

接着,中继节点对各自的  $\mathbf{r}_{i,j}$  进行处理,以在目的节点形成类似 Alamouti 码的结构,具体处理如表 1 所示,其中  $[\mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{a}]_p = \mathbf{a}((N-p+1) \bmod N + 1), p=1, \dots, N$ 。

然后,在每个数据块前加长度为  $l_{cp_2}$  的 CP,且满足  $l_{cp_2} \geq \max(L_{g_1}, L_{g_2}) + 1$ 。则此时每个数据块包含  $l_{cp_2} + N$  个符号。

由于表 1 的处理没有改变每个数据符号的能量,所以最终中继节点对各数据块乘以放大系数  $\sqrt{P_r/(P_s+1)}$ ,保证中继节点以  $P_r$  的功率发送数据至目的节点。

表 1 中继处理表格

	$R_1$	$R_2$
数据块 1	$\mathbf{r}_{1,1}$	$-\mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{r}_{2,2}^*$
数据块 2	$\mathbf{r}_{2,1}$	$\mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{r}_{1,2}^*$

### C. 目的节点接收信息

目的节点首先对接收信号进行去 CP 处理,则连续两个数据块时间内的信号可表示为:

$$\mathbf{y}_1 = \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{r}_{1,1} - \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{R} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{r}_{2,2}^* + \boldsymbol{\omega}_1 \quad (2)$$

$$\mathbf{y}_2 = \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{r}_{2,1} + \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{R} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{r}_{1,2}^* + \boldsymbol{\omega}_2 \quad (3)$$

其中,  $[\mathbf{R} \mathbf{a}]_p = \mathbf{a}((p-1) \bmod N + 1)$ ,  $\boldsymbol{\omega}_i$  为目的节点在第  $i$  个数据块内的复高斯白噪声向量,均值为 0,协方差矩阵为  $\mathbf{I}_N$ 。

将(1)代入(2)和(3),并根据性质  $\mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{H}^* \mathbf{x} = \mathbf{H}^H \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{x}$  可得到:

$$\mathbf{y}_1 = \sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1}} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{H}_{f_1} \mathbf{s}_1 - \sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1}} \mathbf{R} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{H}_{f_2}^H \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{s}_2^* + \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{n}_{1,1} - \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{R} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{n}_{2,2}^* + \boldsymbol{\omega}_1 \quad (4)$$

$$\mathbf{y}_2 = \sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1}} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{H}_{f_1} \mathbf{s}_2 + \sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1}} \mathbf{R} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{H}_{f_2}^H \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{s}_1^* + \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{n}_{2,1} + \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{R} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{n}_{1,2}^* + \boldsymbol{\omega}_2 \quad (5)$$

对  $\mathbf{y}_1$  和  $\mathbf{y}_2$  进行 DFT 变换,并根据性质

$$\mathbf{F}^H \mathbf{H}_{f_j} \mathbf{F} = \Lambda_{f_j}, \mathbf{F}^H \mathbf{H}_{g_j} \mathbf{F} = \Lambda_{g_j}, \mathbf{F}^H \mathbf{R} \mathbf{F} = \Lambda, \mathbf{F} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{a}^* = (\mathbf{F} \mathbf{a})^*, \text{其中 } \Lambda \text{ 的第 } k \text{ 个对角线元素为 } d(k) = \exp(-j2(k-1)/N)$$

则可得到

$$\mathbf{F} \mathbf{y}_1 = \sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1}} \Lambda_{g_1} \Lambda_{f_1} \mathbf{F} \mathbf{s}_1 - \sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1}} \Lambda \Lambda_{g_2} \Lambda_{f_2}^* (\mathbf{F} \mathbf{s}_2)^* + \mathbf{v}_1 \quad (6)$$

$$\mathbf{F} \mathbf{y}_2 = \sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1}} \Lambda_{g_1} \Lambda_{f_1} \mathbf{F} \mathbf{s}_2 + \sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1}} \Lambda \Lambda_{g_2} \Lambda_{f_2}^* (\mathbf{F} \mathbf{s}_1)^* + \mathbf{v}_2 \quad (7)$$

其中

$$\mathbf{v}_1 = \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{F} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{n}_{1,1} - \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{F} \mathbf{R} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{n}_{2,2}^* + \mathbf{F} \boldsymbol{\omega}_1$$

$$\mathbf{v}_2 = \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{F} \mathbf{H}_{g_1} \mathbf{n}_{2,1} + \sqrt{\frac{P_r}{P_s+1}} \mathbf{F} \mathbf{R} \mathbf{H}_{g_2} \mathbf{P}_N^{(1)} \mathbf{n}_{1,2}^* + \mathbf{F} \boldsymbol{\omega}_2$$

$\mathbf{v}_1$  和  $\mathbf{v}_2$  为复高斯向量,其均值为 0,协方差矩阵为

$$E(\mathbf{v}_1 \mathbf{v}_1^H) = E(\mathbf{v}_2 \mathbf{v}_2^H) = \frac{P_r}{P_s+1} |\Lambda_{g_1}|^2 + \frac{P_r}{P_s+1} |\Lambda_{g_2}|^2 + \mathbf{I}_N$$

联立(6)和(7)可得到

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} \mathbf{F}\mathbf{y}_1 \\ (\mathbf{F}\mathbf{y}_2)^* \end{pmatrix} &= \sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1}} \begin{pmatrix} \Lambda_{g_1} \Lambda_{r_1} & -\Lambda \Lambda_{g_2} \Lambda_{r_1}^* \\ \Lambda^* \Lambda_{g_2}^* \Lambda_{r_1} & \Lambda_{g_1}^* \Lambda_{r_1}^* \end{pmatrix} \\
 \begin{pmatrix} \mathbf{F}\mathbf{s}_1 \\ (\mathbf{F}\mathbf{s}_2)^* \end{pmatrix} &+ \begin{pmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2^* \end{pmatrix} \quad (8)
 \end{aligned}$$

从式(8)可以看出,在目的节点的连续两个数据块上具有类似 Alamouti 码的形式,而且时延仅带来相位旋转,没有影响码字的正交性。

$$\text{令 } \Lambda_{eq} = \begin{pmatrix} \Lambda_{g_1} \Lambda_{r_1} & -\Lambda \Lambda_{g_2} \Lambda_{r_1}^* \\ \Lambda^* \Lambda_{g_2}^* \Lambda_{r_1} & \Lambda_{g_1}^* \Lambda_{r_1}^* \end{pmatrix}$$

将(8)式两边乘以 $\Lambda_{eq}^H$ ,并对噪声进行白化,可得到目的节点的第*i*个数据块满足:

$$\mathbf{x}_i = \Lambda \mathbf{F}\mathbf{s}_i + \xi_i = \Lambda \mathbf{F}\Theta \mathbf{a}_i + \xi_i \quad (9)$$

其中  
 $\Lambda =$

$$\sqrt{\frac{P_r P_s}{P_s+1} (|\Lambda_{g_1}|^2 |\Lambda_{r_1}|^2 + |\Lambda_{g_2}|^2 |\Lambda_{r_1}|^2) \frac{P_r}{P_s+1} |\Lambda_{g_1}|^2 + \frac{P_r}{P_s+1} |\Lambda_{g_2}|^2 + \mathbf{I}_N}^{-1} \quad (10)$$

$\xi_i$  为均值为0,协方差矩阵为 $\mathbf{I}_N$ 的复高斯向量。

#### D. 目的节点检测算法

根据模型(9),接收端对发送数据进行检测,这里考虑以下两种检测算法:

##### a) 最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 检测

由于 $\mathbf{a}_i$ 的各元素取自有限字符集,所以可运用ML检测算法,对发送向量 $\mathbf{a}_i$ 进行检测。即搜索 $\mathbf{a}_i$ 的所有可能取值,使ML度量最小,其表达式为:

$$\hat{\mathbf{a}}_i = \underset{\mathbf{a}_i \in \mathcal{A}}{\text{argmin}} (\|\mathbf{x}_i - \Lambda \mathbf{F}\Theta \mathbf{a}_i\|^2) \quad (11)$$

由第3节的分析可知,运用ML算法,所提出的传输结构可达到全多径分集和全空间分集。

##### b) 最小均方误差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) 检测

由于 $\Lambda$ 为对角阵, $\xi_i$ 服从复高斯分布,从而可运用MMSE线性检测算法求得 $\mathbf{F}\Theta \mathbf{a}_i$ 的各分量,然后再联合 $\mathbf{F}\Theta \mathbf{a}_i$ 的各分量做IDFT得到 $\Theta \mathbf{a}_i$ 的各分量。再将 $\Theta \mathbf{a}_i$ 的各分量分别进行对应的逆处理,即可得到 $\mathbf{a}_i$ 的各分量。

MMSE检测的表达式为:

$$(\mathbf{F}\Theta \mathbf{a}_i)_k = \frac{\alpha_k^*}{|\alpha_k|^2 + 1} (\mathbf{x}_i)_k$$

其中 $\alpha_k$ 为 $\Lambda$ 的第*k*个对角线元素。

由第5节的仿真结果可知,运用MMSE算法仍可获得部分分集。

#### E. 功率分配方式

假设系统的总发射功率为 $2P$ 。本文采用文献[1,11]的功率分配方式,即

$$P_s = P, P_r = \frac{P}{2} \quad (12)$$

将(12)代入(10)可得到此时的等效信道矩阵为:

$$\Lambda = \sqrt{P^2 (|\Lambda_{g_1}|^2 |\Lambda_{r_1}|^2 + |\Lambda_{g_2}|^2 |\Lambda_{r_1}|^2) (P |\Lambda_{g_1}|^2 + P |\Lambda_{g_2}|^2 + 2(P+1)\mathbf{I}_N)^{-1}} \quad (13)$$

### 2.3 预处理矩阵的设计

设计预处理矩阵,保证对于任意的 $\mathbf{a}_i$ 和 $\mathbf{a}_j$ ,且 $\mathbf{a}_i \neq \mathbf{a}_j$ ,都有 $\mathbf{F}\Theta(\mathbf{a}_i - \mathbf{a}_j)$ 的各元素不为零,即 $\text{diag}(\mathbf{F}\Theta(\mathbf{a}_i - \mathbf{a}_j))$ 满秩。从第3节的分析可以看出,该条件保证了系统达到全分集。当数据块长度 $N=2^m$ ,且系统采用通常的PAM, QAM, BPSK和QPSK调制时,根据文献[17]的结论,可选择预处理矩阵为 $\Theta = \text{diag}(1, \alpha, \dots, \alpha^{N-1})$ , $\alpha = \frac{j}{2N}$ 。其它情况可参见文献[17]。

## 3 性能分析

本节将基于系统模型(9),通过推导该系统的成对错误概率来分析系统在ML检测算法下的分集增益。要指出的是,ML检测算法下,所提出的传输结构可以获得最大分集增益,而在线性检测算法下,仍可获得部分分集。本节只对ML检测算法下的性能进行分析,MMSE的性能将在仿真中体现。后面分析基于以下假设:

1) 目的节点运用ML检测算法,且完全已知信道信息;

2) 信道 $\mathbf{f}_j$ 和 $\mathbf{g}_j$ 各元素相互独立,且服从均值为0的复高斯分布。信道各径功率服从均匀分布,即其对应的协方差矩阵分别为 $E(\mathbf{f}_j^H \mathbf{f}_j) = \frac{1}{L_{r_j}} \mathbf{I}_{L_{r_j}}$ 和 $E(\mathbf{g}_j^H \mathbf{g}_j) =$

$$\frac{1}{L_{g_j}} \mathbf{I}_{L_{g_j}};$$

3) 发送向量 $\mathbf{a}$ 的元素取自有限集 $\mathcal{A}$ 。

由于连续两个数据块对应相同的系统模型,所以具有相同的PEP。不失一般性,本节的分析中去掉下标*i*。

### 3.1 成对错误概率分析

设 $\mathbf{a}'$ 与 $\mathbf{a}$ 都属于发送向量集 $\mathcal{A}$ ,且 $\mathbf{a} \neq \mathbf{a}'$ , $P(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}')$ 表示发送 $\mathbf{a}$ 而接收端判决成 $\mathbf{a}'$ 的错误概率。令 $\mathbf{t} = \mathbf{F}\Theta \mathbf{a}$ , $\mathbf{t}' = \mathbf{F}\Theta \mathbf{a}'$ , $\mathbf{e} = \mathbf{t} - \mathbf{t}'$ ,并根据ML度量(11)式,可得到条件成对错误概率为

$$\begin{aligned}
 \mathcal{P}(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) &= \mathcal{P}(\|\mathbf{x} - \Lambda \mathbf{F}\Theta \mathbf{a}'\|^2 < \|\mathbf{x} - \Lambda \mathbf{F}\Theta \mathbf{a}\|^2) \\
 &= \mathcal{P}(\|\mathbf{x} - \Lambda \mathbf{t}'\|^2 < \|\mathbf{x} - \Lambda \mathbf{t}\|^2) \quad (14)
 \end{aligned}$$

其中 $\mathcal{P}$ 表示概率。

将系统模型(9)代入(14)可得



$$\mathcal{P}(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) = \mathcal{P}(\|\mathbf{Ae} + \boldsymbol{\xi}\|^2 < \|\boldsymbol{\xi}'\|^2) \quad (15)$$

将(15)式中的范数表达式展开,并化简可得

$$\begin{aligned} \mathcal{P}(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) &= \mathcal{P}(\mathbf{Ae} + \boldsymbol{\xi})^H (\mathbf{Ae} + \boldsymbol{\xi}) < \boldsymbol{\xi}'^H \boldsymbol{\xi}' \\ &= \mathcal{P}(-\mathbf{e}^H \mathbf{\Lambda}^H \boldsymbol{\xi}' - \boldsymbol{\xi}'^H \mathbf{Ae} > \mathbf{e}^H \mathbf{\Lambda}^H \mathbf{Ae}) \end{aligned} \quad (16)$$

由于  $\boldsymbol{\xi}_i$  为均值为 0,协方差矩阵为  $\mathbf{I}_N$  的复高斯向量,由(16)式可得出

$$\mathcal{P}(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) = Q_{Gauss} \frac{\|\mathbf{Ae}\|}{\sqrt{2}} \quad (17)$$

其中  $Q_{Gauss}(a) = \int_0^a \exp(-x^2/2) dx$ ,满足 Chernoff 边界  $Q_{Gauss}(a) \leq \exp(-a^2/2)$ 。从而得出条件成对错误概率的上界为

$$\mathcal{P}(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) \leq \exp - \|\mathbf{Ae}\|^2 / 4 \quad (18)$$

由于  $\mathbf{A}$  的分母中存在随机变量,难以求解。考虑到当  $P$  足够大时,有如下近似:

$$\|\mathbf{Ae}\|^2 \approx \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{g_1} \mathbf{\Lambda}_{f_1} \mathbf{e} \right\|^2 / 4 + \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{g_2} \mathbf{\Lambda}_{f_2} \mathbf{e} \right\|^2 / 4 \quad (19)$$

则(18)可化简为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}' | \mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2) &\leq \exp - \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{g_1} \mathbf{\Lambda}_{f_1} \mathbf{e} \right\|^2 / 16 \cdot \\ &\quad \exp - \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{g_2} \mathbf{\Lambda}_{f_2} \mathbf{e} \right\|^2 / 16 \end{aligned}$$

则成对错误概率为

$$\begin{aligned} \mathcal{P}(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}') &\leq \int_{\mathbf{f}_1, \mathbf{g}_1} \exp - \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{g_1} \mathbf{\Lambda}_{f_1} \mathbf{e} \right\|^2 / 16 \, d\mathbf{f}_1 d\mathbf{g}_1 \\ &\quad \int_{\mathbf{f}_2, \mathbf{g}_2} \exp - \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{g_2} \mathbf{\Lambda}_{f_2} \mathbf{e} \right\|^2 / 16 \, d\mathbf{f}_2 d\mathbf{g}_2 \\ &\triangleq \mathbf{J}_1 \cdot \mathbf{J}_2 \end{aligned} \quad (20)$$

其中

$$\mathbf{J}_i \triangleq \int_{\mathbf{f}_i, \mathbf{g}_i} \exp - \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{g_i} \mathbf{\Lambda}_{f_i} \mathbf{e} \right\|^2 / 16 \, d\mathbf{f}_i d\mathbf{g}_i \quad (21)$$

则分集增益为

$$G_d = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{-\log(\mathcal{P}(\mathbf{a} \rightarrow \mathbf{a}'))}{\log P} \quad (22)$$

由(20)式可以看出 PEP 为  $\mathbf{J}_1$  和  $\mathbf{J}_2$  相乘的形式,且  $\mathbf{J}_1$  和  $\mathbf{J}_2$  相互独立,将(20)代入(22)可得,系统所达到的分集增益为

$$G_d \triangleq G_{d1} + G_{d2} = \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{-\log \mathbf{J}_1}{\log P} + \lim_{P \rightarrow \infty} \frac{-\log \mathbf{J}_2}{\log P} \quad (23)$$

也就是说系统的分集增益是路径 1:  $S \rightarrow R_1 \rightarrow D$  和路径 2:  $S \rightarrow R_2 \rightarrow D$  带来的分集增益之和。由式(21)可

以看出,  $\mathbf{J}_1$  和  $\mathbf{J}_2$  具有相似的表达式,所以以下的分析中,我们考虑路径  $i: S \rightarrow R_i \rightarrow D$  带来的分集增益,并表示为  $G_{di}$ 。路径  $i$  是信道  $\mathbf{f}_i$  和  $\mathbf{g}_i$  的级联信道,所以其对应的分集增益与  $\mathbf{f}_i$  和  $\mathbf{g}_i$  的衰落特性有关。接下来将分情况讨论路径  $i$  的分集增益。

### 3.2 $\mathbf{g}_i$ 或 $\mathbf{f}_i$ 为高斯信道

先来考虑  $\mathbf{g}_i$  为高斯信道的情况,即  $\mathbf{g}_i = 1$ 。此时

$$\begin{aligned} \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{g_i} \mathbf{\Lambda}_{f_i} \mathbf{e} \right\|^2 &= \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{f_i} \mathbf{e} \right\|^2 = \left\| \sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i} \mathbf{f}_i \right\|^2 \\ &= P \mathbf{f}_i^H \mathbf{V}_{f_i}^H \mathbf{\Lambda}_e^H \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i} \mathbf{f}_i \triangleq P \mathbf{f}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{f}_i \end{aligned} \quad (24)$$

其中  $\mathbf{\Lambda}_e = \text{diag}(e)$ ,  $\mathbf{B}_i = \mathbf{V}_{f_i}^H \mathbf{\Lambda}_e^H \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}$ 。由 2.3 节的分析可知,预处理矩阵  $\Theta$  保证对于  $\forall \mathbf{a} \neq \mathbf{a}'$  均有  $\mathbf{e}$  的各元素不为 0,即  $\mathbf{\Lambda}_e$  为满秩矩阵。又由于  $\mathbf{V}_{f_i}$  为列满秩矩阵,所以  $\text{rank}(\mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}) = L_{f_i}$ 。因为  $\mathbf{B}_i = (\mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i})^H \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}$ ,所以  $\text{rank}(\mathbf{B}_i) = \text{rank}(\mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}) = L_{f_i}$ 。

此时,将(24)代入(21)可得

$$\mathbf{J}_i = \int_{\mathbf{f}_i} \exp(-P \mathbf{f}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{f}_i / 16) d\mathbf{f}_i \quad (25)$$

定理 1: 设  $\mathbf{z}$  为服从复高斯分布的随机向量,其均值为零,协方差矩阵为  $\mathbf{\Omega}$ , 则有  $\int_{\mathbf{z}} \exp(-\mathbf{z}^H \mathbf{B} \mathbf{z}) d\mathbf{z} =$

$$\frac{1}{\det(\mathbf{I} + \mathbf{\Omega} \mathbf{B})}$$

证明参见文献[1]。

根据定理 1,式(25)可化简为

$$\mathbf{J}_i = \frac{1}{\det(\mathbf{I} + \frac{P \mathbf{B}_i}{16 L_{f_i}})} \quad (26)$$

由于  $\mathbf{B}_i$  为 Hermitian 矩阵,且满秩,则存在  $L_{f_i}$  个正特征值,设为  $\lambda_k, k=1, \dots, L_{f_i}$ , 则有

$$\mathbf{J}_i = \frac{1}{\prod_{k=1}^{L_{f_i}} (1 + \frac{P}{16 L_{f_i}} \lambda_k)}$$

当  $P$  足够大时,因式中的 1 可以忽略,则

$$\mathbf{J}_i \approx \frac{1}{\prod_{k=1}^{L_{f_i}} \frac{P}{4 L_{f_i}} \lambda_k} = P^{-L_{f_i}} (16 L_{f_i})^{L_{f_i}} \prod_{k=1}^{L_{f_i}} \lambda_k^{-1} \quad (27)$$

从(27)式可以看出,当  $\mathbf{g}_i$  为高斯信道时,路径  $i$  对应的分集增益为  $L_{f_i}$ ,即  $G_{di} = L_{f_i}$ 。同理可得,当  $\mathbf{f}_i$  为高斯信道时,  $G_{di} = L_{g_i}$ 。

### 3.3 $\mathbf{g}_i$ 和 $\mathbf{f}_i$ 为衰落信道

本节考虑  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{f}_i$  为衰落信道的情况,即  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{f}_i$  为平衰落信道或频选信道。这里我们仅给出结论,具体过程参见附录 2。

当  $L_{f_i} > L_{g_i}$  时

$$\mathbf{J}_i \leq \frac{P^{-L_{f_i}}}{16} \frac{\Gamma(L_{f_i} - L_{g_i}) L_{f_i}^{L_{g_i}}}{\Gamma(L_{f_i})} \quad (28)$$

当  $L_{f_i} < L_{g_i}$  时

$$\mathbf{J}_i \leq \frac{P_i^-}{16} \frac{\Gamma(L_{g_i} - L_{f_i}) L_{g_i}^{L_{f_i}}}{\Gamma(L_{g_i})} \quad (29)$$

当  $L_{f_i} = L_{g_i}$  时,

$$\mathbf{J}_i \leq \frac{P_i^-}{16} \frac{\log(P_i^- / 16 L_{f_i}) L_{f_i}^{L_{f_i}}}{\Gamma(L_{f_i})} \quad (30)$$

其中  $\lambda_k$  为矩阵  $\mathbf{B}_i \triangleq \mathbf{V}_{f_i}^H \mathbf{\Lambda}_e^H \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}$  的特征值, 均大于 0,  $\lambda_{\min}$  为矩阵  $\mathbf{B}_i$  的最小特征值;

从式(28)和式(29)可以看出, 当  $\mathbf{f}_i$  和  $\mathbf{g}_i$  都为衰落信道时, 路径  $i$  对应的分集增益为  $G_{di} = \min(L_{f_i}, L_{g_i})$ 。

总之, 系统的分集增益是路径  $S \rightarrow R_1 \rightarrow D$  和路径  $S \rightarrow R_2 \rightarrow D$  带来的分集增益之和。各路径对应的分集增益和节点间信道状况有关。具体来说, 对于路径  $i: S \rightarrow R_i \rightarrow D$ :

当  $\mathbf{g}_i$  为高斯信道时, 路径  $i$  对应的分集增益为  $L_{f_i}$ ;

当  $\mathbf{f}_i$  为高斯信道时, 路径  $i$  对应的分集增益为  $L_{g_i}$ ;

当  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{f}_i$  都为衰落信道时, 路径  $i$  对应的分集增益  $G_{di} = \min(L_{f_i}, L_{g_i})$ 。

### 3.4 对预处理矩阵的补充说明

以上分析可以看出, 由于预处理矩阵  $\Theta$  保证了对于  $\forall \mathbf{a} \neq \mathbf{a}'$  都有  $\mathbf{\Lambda}_e$  为满秩矩阵, 从而保证了  $\mathbf{B}_i = \mathbf{V}_{f_i}^H \mathbf{\Lambda}_e^H \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}$  也为满秩矩阵, 进一步保证了该传输结构可以获得全空间分集和全多径分集。

而根据文献[16]的结论, 当  $P$  较大时, 文献[15]的传输结构仅能获得二阶的空间分集。这里要说明的是, 在  $P$  较小时可获得一定的多径分集, 但第5节的仿真表明此时本文传输结构仍然优于文献[15]中传输结构的性能。

## 4 扩展到信道各径延迟为整数倍符号周期的情况

本节我们考虑信道各径延迟为整数倍符号周期的情况, 分析此时系统的分集增益。假设信道有  $L$  个物理可分辨径, 表示为  $h(\tau) = \sum_{k=1}^L h_k \delta(\tau - \tau_k)$ 。这里, 我们定义  $L$  为信道的有效长度。设  $\tau_k$  为整数倍的符号周期, 即  $\tau_k = (n_k - 1)T$ , 其中  $n_k$  为整数,  $T$  为符号周期。则信道可表示为  $h(\tau) = \sum_{k=1}^L h_k \delta(\tau - (n_k - 1)T)$ 。这里我们定义  $L^{spread} = n_L$  为信道的扩展长度。当信道各径间延迟为一个符号周期时, 信道的有效长度和扩展长度相同。

设信道  $\mathbf{f}_i$  的有效长度为  $L_{f_i}$ , 扩展长度为  $L_{f_i}^{spread}$ , 即  $\mathbf{f}_i$  是长度为  $L_{f_i}^{spread}$  的列向量:  $\mathbf{f}_i(\tau) = \sum_{k=1}^{L_{f_i}^{spread}} \mathbf{f}_{ik} \delta(\tau - (n_k - 1)T)$ ,  $n_{L_{f_i}^{spread}} = L_{f_i}^{spread}$ 。此时  $\mathbf{\Lambda}_{f_i}$  的对角线元素  $\mathbf{d}_{f_i}$

$[d_{f_i}(1), \dots, d_{f_i}(N)]^T$  满足  $\mathbf{d}_{f_i} = \mathbf{V}_{f_i}^{spread} \mathbf{f}_i$ , 其中  $\mathbf{V}_{f_i}^{spread}(n, l) = e^{-j2\pi(n-1)(l-1)/N}$ ,  $1 \leq n \leq N, 1 \leq l \leq L_{f_i}^{spread}$ 。又由于信道  $\mathbf{f}_i$  仅在  $(n_k - 1)T, k = 1, \dots, L_{f_i}$  延迟时存在分量, 所以  $\mathbf{d}_{f_i} = \mathbf{V}_{f_i}^{eff} \hat{\mathbf{f}}_i$ 。其中  $\mathbf{V}_{f_i}^{eff}$  为  $N \times L_{f_i}$  的矩阵, 表示为  $\mathbf{V}_{f_i}^{eff}(n, \hat{l}) = e^{-j2\pi(n-1)(\hat{l}-1)/N}$ ,  $1 \leq n \leq N, \hat{l} = n_1, n_2, \dots, n_{L_{f_i}}$ ,  $\hat{\mathbf{f}}_i$  为长度为  $L_{f_i}$  的列向量, 表示为  $\hat{\mathbf{f}}_i = [f_{i1}, \dots, f_{in_{L_{f_i}}}]^T$ 。设信道  $\mathbf{g}_i$  的有效长度为  $L_{g_i}$ , 扩展长度为  $L_{g_i}^{spread}$ , 即  $\mathbf{g}_i$  是长度为  $L_{g_i}^{spread}$  的向量:  $\mathbf{g}_i(\tau) = \sum_{k=1}^{L_{g_i}^{spread}} \mathbf{g}_{ik} \delta(\tau - (n_k - 1)T)$ ,  $k = 1, \dots, L_{g_i}, n_{L_{g_i}^{spread}} = L_{g_i}^{spread}$ 。类似可得,  $\mathbf{d}_{g_i} = \mathbf{V}_{g_i}^{spread} \mathbf{g}_i$ , 其中  $\mathbf{V}_{g_i}^{spread}(n, l) = e^{-j2\pi(n-1)(l-1)/N}$ ,  $1 \leq n \leq N, 1 \leq l \leq L_{g_i}^{spread}$ 。  $\mathbf{d}_{g_i} = \mathbf{V}_{g_i}^{eff} \hat{\mathbf{g}}_i$ , 其中,  $\mathbf{V}_{g_i}^{eff}$  为  $N \times L_{g_i}$  的矩阵, 表示为  $\mathbf{V}_{g_i}^{eff}(n, \hat{l}) = e^{-j2\pi(n-1)(\hat{l}-1)/N}$ ,  $1 \leq n \leq N, \hat{l} = n_1, n_2, \dots, n_{L_{g_i}}$ 。  $\hat{\mathbf{g}}_i$  为长度为  $L_{g_i}$  的列向量, 表示为  $\hat{\mathbf{g}}_i = [g_{i1}, \dots, g_{in_{L_{g_i}}}]^T$ 。

### 4.1 $\mathbf{g}_i$ 或 $\mathbf{f}_i$ 为高斯信道

先来考虑  $\mathbf{g}_i$  为高斯信道的情况, 即  $\mathbf{g}_i = 1$ 。此时

$$\begin{aligned} \|\sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{g_i} \mathbf{\Lambda}_{f_i} \mathbf{e}\|^2 &= \|\sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_{f_i} \mathbf{e}\|^2 = \|\sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}^{spread} \mathbf{f}_i\|^2 = \\ &= \|\sqrt{P} \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}^{eff} \hat{\mathbf{f}}_i\|^2 = P \hat{\mathbf{f}}_i^H (\mathbf{V}_{f_i}^{eff})^H \mathbf{\Lambda}_e^H \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}^{eff} \hat{\mathbf{f}}_i \triangleq P \hat{\mathbf{f}}_i^H \hat{\mathbf{B}}_i \hat{\mathbf{f}}_i \end{aligned}$$

易知  $rank(\hat{\mathbf{B}}_i) = rank(\mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}^{eff})$ 。由于  $\mathbf{V}_{f_i}^{eff}$  的各列互不相关, 所以  $rank(\mathbf{V}_{f_i}^{eff}) = L_{f_i}$ 。又由于  $\mathbf{\Lambda}_e$  为满秩矩阵, 所以有  $rank(\hat{\mathbf{B}}_i) = L_{f_i}$ 。

按照3.2节中类似的推导方法, 可以得到

$$\mathbf{J}_i = \frac{1}{\det(I + \frac{P}{16L_{f_i}} \hat{\mathbf{B}}_i)} \quad (31)$$

进一步可近似为

$$\mathbf{J}_i \approx \frac{1}{\prod_{k=1}^{L_{f_i}} \frac{P}{16L_{f_i}}} = P^{-L_{f_i}} (16L_{f_i})^{L_{f_i}} \prod_{k=1}^{L_{f_i}} \lambda_k^{-1} \quad (32)$$

其中  $\lambda_k$  为  $\hat{\mathbf{B}}_i$  的特征值。

从式(32)可以看出, 当  $\mathbf{g}_i$  为高斯信道时, 路径  $i$  对应的分集增益为  $\mathbf{f}_i$  的有效长度  $L_{f_i}$ , 同理可得当  $\mathbf{f}_i$  为高斯信道时, 路径  $i$  对应的分集增益为  $\mathbf{g}_i$  的有效长度  $L_{g_i}$ 。比较式(32)和式(27), 可以看出, 两者有着相同的分集增益, 但在编码增益上不同。

### 4.2 $\mathbf{g}_i$ 和 $\mathbf{f}_i$ 为衰落信道

本节考虑  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{f}_i$  为衰落信道的情况。这里我们仅给出结论, 具体推导过程参见附录3。

当  $L_{f_i} \geq L_{g_i}$  时

$$\mathbf{J}_i \leq P_i^- \frac{\Gamma(L_{f_i} - L_{g_i}) L_{f_i}^{L_{g_i}}}{\Gamma(L_{f_i})} \quad (33)$$

当  $L_{f_i} < L_{g_i}$  时

$$\mathbf{J}_i \leq P_i^{-L_{f_i}} \frac{\Gamma(L_{g_i} - L_{f_i}) L_{g_i}^{L_{f_i}}}{\Gamma(L_{g_i})} \quad (34)$$

当  $L_{f_i} = L_{g_i}$  时,

$$\mathbf{J}_i \leq \frac{P_i^{-L_{f_i}} \log(P_i / 16 L_{f_i}) L_{f_i}^{L_{f_i}}}{16 \Gamma(L_{f_i})} \quad (35)$$

其中矩阵  $\widehat{B}_i \triangleq (\mathbf{V}_{f_i}^{eff})^H \mathbf{\Lambda}_e^H \mathbf{\Lambda}_e \mathbf{V}_{f_i}^{eff}$  的特征值均大于 0,  $\lambda_{\min}(\widehat{B}_i)$  为矩阵  $\widehat{B}_i$  的最小特征值;

从(33)和(34)可以看出,当  $\mathbf{f}_i$  和  $\mathbf{g}_i$  都为衰落信道时,路径  $i$  对应的分集增益为  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{f}_i$  的有效信道长度的最小值  $G_{di} = \min(L_{f_i}, L_{g_i})$ 。实际上,由于信道的物理可辨径数决定可提供的独立通路数,所以系统所获得的分集增益由有效信道长度决定。比较式(28)(29)(33)和(34)可以看出,两者有着相同的分集增益,但在编码增益上不同。

综上所述,节点间信道的有效长度决定其对应的分集增益,而信道的扩展长度会影响其编码增益。

### 5 仿真结果

本节通过仿真验证所提出的传输结构的性能。系统采用 BPSK 调制。源节点和中继节点处的 CP 长度均满足第 2 节中提出的条件。系统采用式(12)的功率分配方式。节点间信道为衰落信道时,各径服从瑞利分布,各径功率服从均匀分布,并满足信道能量为 1。相对时延从 1 到 6 的整数中随机选择。如无特殊说明,信道各径延迟为符号周期。

#### 5.1 $\mathbf{g}_i$ 或 $\mathbf{f}_i$ 为高斯信道

图 2 为本文提出的传输结构在  $\mathbf{g}_i$  或  $\mathbf{f}_i$  为高斯信道时的性能仿真结果。目的节点运用 ML 检测算法,对应场景设置如下:

scenario 1:  $\mathbf{g}_1$  和  $\mathbf{g}_2$  为高斯信道,  $L_{f_1} = L_{f_2} = 2$ ;

scenario 2:  $\mathbf{f}_1$  和  $\mathbf{f}_2$  为高斯信道,  $L_{g_1} = L_{g_2} = 2$ ;

从图 2 中可以看出,scenario 1 和 scenario 2 下的性能曲线有着相同的斜率,这是因为根据理论分析,它们都达到四阶的分集增益。

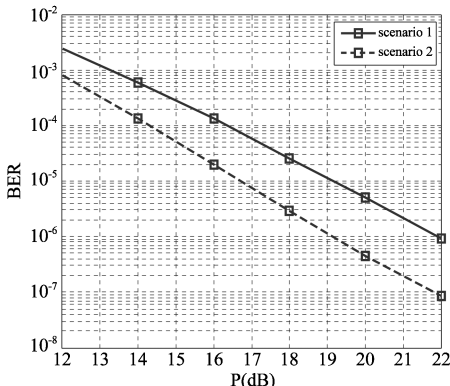


图 2  $\mathbf{g}_i$  或  $\mathbf{f}_i$  为高斯信道时的性能曲线

#### 5.2 $\mathbf{g}_i$ 和 $\mathbf{f}_i$ 为衰落信道

图 3 和图 4 为本文提出的传输结构在  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{f}_i$  为衰落信道时的性能仿真结果。目的节点运用 ML 检测算法,对应场景设置如下:

scenario 3:  $L_{f_1} = L_{f_2} = L_{g_1} = L_{g_2} = 1$ , 即  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{f}_i$  都为平衰落信道;

scenario 4:  $L_{f_1} = L_{f_2} = 2, L_{g_1} = L_{g_2} = 1$ ;

scenario 5:  $L_{f_1} = L_{f_2} = 3, L_{g_1} = L_{g_2} = 1$ ;

scenario 6:  $L_{f_1} = L_{f_2} = 4, L_{g_1} = L_{g_2} = 1$ ;

scenario 7:  $L_{f_1} = L_{g_1} = 2, L_{f_2} = L_{g_2} = 1$ ;

scenario 8:  $L_{f_1} = 2, L_{g_1} = 3, L_{f_2} = L_{g_2} = 1$ ;

scenario 9:  $L_{f_1} = L_{f_2} = L_{g_1} = L_{g_2} = 2$ ;

从图 3 中可以看出,scenario 3-6 的性能曲线有着相同的斜率,这是因为它们都达到二阶的分集增益。从图 4 中可以看出 scenario 7-8 的性能曲线有着相同的斜率且更高,这是因为它达到三阶的分集增益。scenario 9 的性能曲线斜率最高,达到四阶的分集增益。

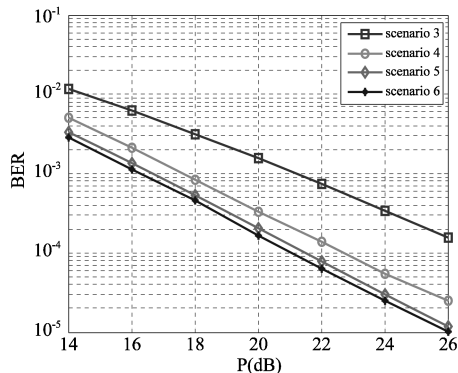


图 3  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{f}_i$  为衰落信道时的性能曲线

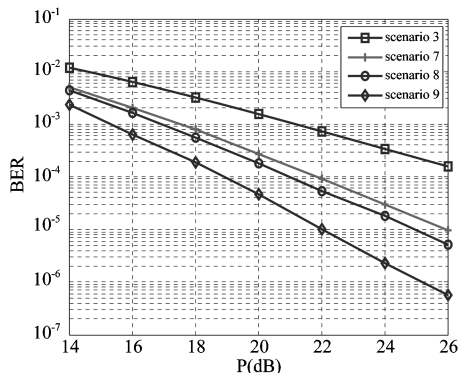


图 4  $\mathbf{g}_i$  和  $\mathbf{f}_i$  为衰落信道时的性能曲线

#### 5.3 和文献[15]的传输结构比较

图 5 为本文提出的传输结构和文献[15]的传输结构在 scenario 5 和 scenario 9 下的性能比较。目的节点均运用 ML 检测算法。可以看出,本文提出的传输结构和文献[15]的传输结构在 scenario 5 下的性能曲线有着相同的斜率,这是因为 scenario 5 下仅能获得二阶的空间分集。但是本文提出的传输结构具有更低的误码

率。而在 scenario 9 下,在低信噪比时,本文提出的传输结构的性能曲线与文献[15]的性能曲线具有相同的斜率。这是因为在低功率下,文献[15]的传输结构也获得了多径分集。但是在较高功率下,本文提出的传输结构的性能曲线比文献[15]的性能曲线的斜率更高,误码率更低。这是因为在  $P$  较高的情况下,文献[15]的结构只能获得二阶的空间分集,而本文提出的结构可以获得额外的多径分集。

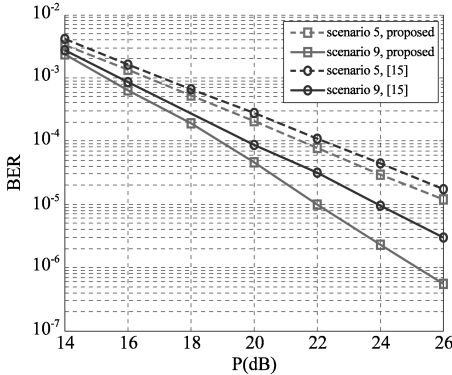


图5 和文献[15]的传输结构的性能比较

#### 5.4 MMSE 检测算法下的性能仿真

图6为本文提出的传输结构运用 ML 检测算法和运用 MMSE 线性检测算法的性能比较,主要仿真了其在 scenario 7 和 scenario 9 下的性能曲线。可以看出 MMSE 算法不能获得完全分集,但是其对应的性能曲线斜率均比 scenario 3 运用 ML 检测算法(此时仅达到二阶的空间分集)的性能曲线斜率要高。说明 MMSE 检测算法可以获得一定的多径分集。

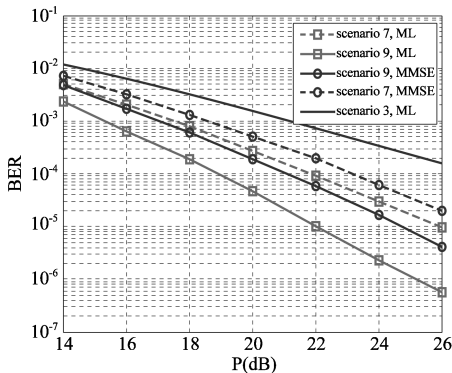


图6 MMSE 检测算法的性能仿真

#### 5.5 扩展到信道各径延迟为整数倍符号周期的情况

图7为本文提出的传输结构在 scenario 10 和 scenario 11 下的性能曲线。目的节点运用 ML 检测算法。信道场景设置如下:

scenario 10:  $L_{r_1} = L_{r_2} = L_{r_1}^{spread} = L_{r_2}^{spread} = 2$ ,  $L_{g_1} = L_{g_2} = L_{g_1}^{spread} = L_{g_2}^{spread} = 3$ ;

scenario 11:  $L_{r_1} = L_{r_2} = 2$ ,  $L_{r_1}^{spread} = L_{r_2}^{spread} = 4$ ,  $\mathbf{f}_1$  和  $\mathbf{f}_2$  的两径间延迟为 3 个符号周期,  $L_{g_1} = L_{g_2} = L_{g_1}^{spread} =$

$L_{g_2}^{spread} = 3$ ;

由图7可以看出,scenario 10 和 scenario 11 的性能曲线具有相同的斜率,说明它们达到相同的四阶分集。也就是说,虽然 scenario 11 下  $\min(L_{r_1}^{spread}, L_{g_1}^{spread}) + \min(L_{r_2}^{spread}, L_{g_2}^{spread}) = 6$ ,但是系统只能达到  $\min(L_{r_1}, L_{g_1}) + \min(L_{r_2}, L_{g_2}) = 4$  阶的分集增益。说明信道的有效长度决定系统的分集增益。

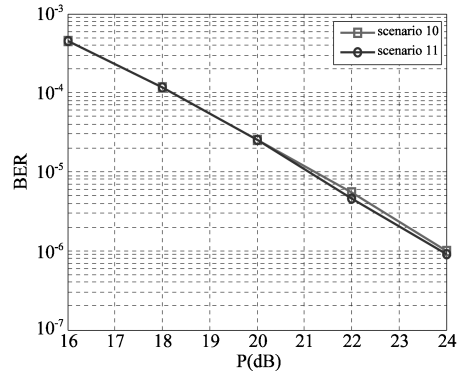


图7 信道各径延迟为整数倍符号周期的性能曲线

## 6 结论

本文针对二中继的协同系统,提出了一种基于线性预处理的传输结构,当存在定时误差和节点间多径衰落时,目的节点运用 ML 检测算法可以获得全空间分集和全多径分集,运用线性检测算法下可以获得部分分集。另外,推导了该传输结构在 ML 检测算法下 PEP 上界,得到该传输结构所能达到的分集增益。理论分析得出系统的分集增益是路径 1:  $S \rightarrow R_1 \rightarrow D$  带来的分集增益和路径 2:  $S \rightarrow R_2 \rightarrow D$  带来的分集增益之和。而路径  $i$  对应的分集增益,和路径  $i$  所对应的信道状况有关。当  $S \rightarrow R_i$  信道和  $R_i \rightarrow D$  信道都为衰落信道时,路径  $i$  对应的分集增益  $G_{di} = \min(L_{r_i}, L_{g_i})$ 。最后考虑信道各径延迟为整数倍符号周期的情况,提出了有效信道长度的概念,理论分析表明该传输方案的分集增益只和有效信道长度有关。下一步将针对信道各径延迟为非整数倍符号周期的情况,对该传输结构的性能做进一步研究。

### 附录 1: 证明定理 2

**定理 2:** 设随机变量  $Y = X_1 X_2$ , 且随机变量  $X_1$  和  $X_2$  相互独立, 则  $Y$  的特征函数

$$\Phi_Y(t) = E[\Phi_{X_1}(tX_2)] = E[\Phi_{X_2}(tX_1)]$$

其中  $\Phi_{X_1}(t)$  和  $\Phi_{X_2}(t)$  分别代表  $X_1$  和  $X_2$  的特征函数。

证明:

根据特征函数的定义,可以得到

$$\Phi_Y(t) = \int_Y e^{itY} dY = \int_{X_2} \int_{X_1} e^{itX_1 X_2} f(X_1 | X_2) f(X_2) dX_1 dX_2$$



因为  $X_1$  和  $X_2$  相互独立,所以  $f(X_1|X_2)=f(X_1)$ 。所以

$$\begin{aligned}\Phi_Y(t) &= \int_{X_1} \int_{X_2} e^{itX_1} f(X_1) dX_1 f(X_2) dX_2 \\ &= \int_{X_1} \Phi_{X_1}(tX_2) f(X_2) dX_2 = E[\Phi_{X_1}(tX_2)]\end{aligned}$$

另外根据

$$\Phi_Y(t) = \int_Y e^{itY} dY = \int_{X_1} \left( \int_{X_2} e^{itX_2} f(X_2|X_1) f(X_1) dX_2 \right) dX_1, \text{ 类似可得 } \Phi_Y(t) = E[\Phi_{X_2}(tX_1)]$$

结论得证。

## 附录 2: $\mathbf{f}_i$ 和 $\mathbf{g}_i$ 为衰落信道的分集增益分析

这里分析  $\mathbf{f}_i$  和  $\mathbf{g}_i$  都为衰落信道时的分集增益。我们应用文献[14]中给出的近似表达式:

$\|\mathbf{H}_1\mathbf{H}_2\mathbf{e}\|^2 \approx \|\mathbf{H}_1\|^2 \|\mathbf{H}_2\mathbf{e}\|^2 \approx \|\mathbf{H}_2\|^2 \|\mathbf{H}_1\mathbf{e}\|^2$ , 其中  $\mathbf{H}_1$  和  $\mathbf{H}_2$  为循环矩阵。

所以

$$\begin{aligned}\|\sqrt{P}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{g}_i}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 &= P \|\mathbf{F}\mathbf{H}_{\mathbf{g}_i}\mathbf{H}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{F}^H\mathbf{e}\|^2 = P \|\mathbf{H}_{\mathbf{g}_i}\mathbf{H}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{F}^H\mathbf{e}\|^2 \\ &\approx \frac{P}{N} \|\mathbf{H}_{\mathbf{g}_i}\|^2 \|\mathbf{H}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{F}^H\mathbf{e}\|^2 = P \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |\mathbf{g}_i(k)|^2 \|\mathbf{F}\mathbf{H}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{F}^H\mathbf{e}\|^2 \\ &= P \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |\mathbf{g}_i(k)|^2 \|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2\end{aligned}$$

根据  $\|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 = \|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{e}}\mathbf{V}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{f}_i\|^2 = \mathbf{f}_i^H\mathbf{V}_{\mathbf{f}_i}^H\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{e}}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{e}}\mathbf{V}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{f}_i \triangleq \mathbf{f}_i^H\mathbf{B}_i\mathbf{f}_i$ ,

且由于  $\mathbf{B}_i$  的秩为  $L_{\mathbf{f}_i}$ , 存在  $L_{\mathbf{f}_i}$  个正特征值, 设为  $\lambda_k$ 。则对其做特征值分解有  $\mathbf{B}_i = \mathbf{U}_i^H\mathbf{\Lambda}_i\mathbf{U}_i$ ,  $\mathbf{U}_i$  为正交矩阵,  $\mathbf{\Lambda}_i$  为  $L_{\mathbf{f}_i} \times L_{\mathbf{f}_i}$  的对角阵, 其对角线元素为  $\mathbf{B}_i$  的特征值, 则  $\|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 \approx \mathbf{f}_i^H\mathbf{U}_i^H\mathbf{\Lambda}_i\mathbf{U}_i\mathbf{f}_i$ 。

令  $\mathbf{q}_i = \mathbf{U}_i\mathbf{f}_i$ , 则  $\|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 \approx \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{f}_i}} \lambda_k |\mathbf{q}_i(k)|^2 \geq P_i^-$

$\sum_{k=1}^{L_{\mathbf{f}_i}} |\mathbf{q}_i(k)|^2 = P_i^- \mathbf{q}_i^H \mathbf{q}_i = P_i^- \mathbf{f}_i^H \mathbf{f}_i$ , 其中  $P_i^-$  为  $\mathbf{B}_i$  的最小特征值。则

$$\|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 \geq P_i^- \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |g_i(k)|^2 \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{f}_i}} |f_i(k)|^2 \quad (36)$$

将(36)代入(21)可得

$$\begin{aligned}\mathbf{J}_i &\leq \int_{\mathbf{f}_i, \mathbf{g}_i} \exp -P_i^- \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |g_i(k)|^2 \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{f}_i}} |f_i(k)|^2 / 16 \, d\mathbf{f}_i d\mathbf{g}_i \\ &= \Phi_{Y_i}(t) \Big|_{it=-P_i^-/16}\end{aligned} \quad (37)$$

其中,  $Y_i = X_{i1}X_{i2} = \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |g_i(k)|^2 \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{f}_i}} |f_i(k)|^2$ ,  $X_{i1} = \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |g_i(k)|^2$ ,  $X_{i2} = \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{f}_i}} |f_i(k)|^2$ 。  $\Phi_{Y_i}(t) = E[e^{itY_i}]$  为随机变量  $Y_i$  的特征函数,

由定理 2 得  $\Phi_{Y_i}(t) = E[\Phi_{X_{i1}}(tX_{i2})] = E[\Phi_{X_{i2}}(tX_{i1})]$

当  $L_{\mathbf{f}_i} > L_{\mathbf{g}_i}$  时, 为保证积分可积, 用  $\Phi_{Y_i}(t) = E[\Phi_{X_{i1}}(tX_{i2})]$  计算(37)式的值。

因为  $X_{i2} = \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{f}_i}} |f_i(k)|^2$  服从自由度为  $2L_{\mathbf{f}_i}$  的  $\chi^2$  分

布, 则其概率密度表达式为  $f_{X_2}(x_2) = \frac{L_{\mathbf{f}_i}^{L_{\mathbf{f}_i}}}{\Gamma(L_{\mathbf{f}_i})} x_2^{L_{\mathbf{f}_i}-1} e^{-x_2/L_{\mathbf{f}_i}}$ ;

又由于  $X_{i1} = \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |\mathbf{g}_i(k)|^2$  服从自由度为  $2L_{\mathbf{g}_i}$  的  $\chi^2$  分布, 则其特征函数为  $\Phi_{X_1}(t) = \frac{1}{(1-it)^{L_{\mathbf{g}_i}}}$

所以

$$\begin{aligned}\Phi_{Y_i}(t) \Big|_{it=-P_i^-/16} &= \int_{X_2} \frac{L_{\mathbf{f}_i}^{L_{\mathbf{f}_i}}}{\Gamma(L_{\mathbf{f}_i})} x_2^{L_{\mathbf{f}_i}-1} e^{-x_2/L_{\mathbf{f}_i}} \Phi_{X_1}(tx_2) dx \Big|_{it=-P_i^-/16} \\ &= \frac{L_{\mathbf{f}_i}^{L_{\mathbf{f}_i}}}{\Gamma(L_{\mathbf{f}_i})} \int_x x^{L_{\mathbf{f}_i}-1} e^{-x/L_{\mathbf{f}_i}} \frac{1}{(1+P_i^-x_2/16)^{L_{\mathbf{g}_i}}} dx\end{aligned}$$

当  $P$  足够大时, 分母中的 1 可忽略, 即

$$\begin{aligned}\Phi_{Y_i}(t) \Big|_{it=-P_i^-/16} &\approx \frac{L_{\mathbf{f}_i}^{L_{\mathbf{f}_i}}}{\Gamma(L_{\mathbf{f}_i})} \frac{P_i^-}{16} \int_x x^{L_{\mathbf{f}_i}-L_{\mathbf{g}_i}-1} e^{-x/L_{\mathbf{f}_i}} dx \\ &= \frac{P_i^-}{16} \frac{\Gamma(L_{\mathbf{f}_i}-L_{\mathbf{g}_i}) L_{\mathbf{f}_i}^{L_{\mathbf{g}_i}}}{\Gamma(L_{\mathbf{f}_i})}\end{aligned} \quad (38)$$

这里用到公式<sup>[18]</sup>:  $\int_0^\infty x^{p-1} e^{-ax} dx = \frac{\Gamma(p)}{a^p}$ ,  $a > 0, p > 0$

当  $L_{\mathbf{f}_i} < L_{\mathbf{g}_i}$  时, 为保证积分可积, 用  $\Phi_{Y_i}(t) = E[\Phi_{X_{i2}}(tX_{i1})]$  计算(37)式的值。

类似可得到

$$\mathbf{J}_i \leq P_i^- \frac{\Gamma(L_{\mathbf{g}_i}-L_{\mathbf{f}_i}) L_{\mathbf{g}_i}^{L_{\mathbf{f}_i}}}{\Gamma(L_{\mathbf{g}_i})} \quad (39)$$

当  $L_{\mathbf{f}_i} = L_{\mathbf{g}_i}$  时,

$$\mathbf{J}_i \leq \frac{P_i^-}{16} \frac{\log(P_i^-/16L_{\mathbf{f}_i}) L_{\mathbf{f}_i}^{L_{\mathbf{f}_i}}}{\Gamma(L_{\mathbf{f}_i})} \quad (40)$$

## 附录 3: 信道各径延迟为整数倍符号周期, $\mathbf{f}_i$ 和 $\mathbf{g}_i$ 为衰落信道的分集增益分析

这里分析信道各径延迟为整数倍符号周期的情况。

根据附录 2 中类似的推导, 可得  $\|\sqrt{P}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{g}_i}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 = P \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |\mathbf{g}_i(k)|^2 \|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2$

注意到  $\|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 = \|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{e}}\mathbf{V}_{\mathbf{f}_i}^{\text{spread}}\mathbf{f}_i\|^2 = \|\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{e}}\mathbf{V}_{\mathbf{f}_i}^{\text{eff}}\hat{\mathbf{f}}_i\|^2 = \hat{\mathbf{f}}_i^H(\mathbf{V}_{\mathbf{f}_i}^{\text{eff}})^H\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{e}}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{e}}\mathbf{V}_{\mathbf{f}_i}^{\text{eff}}\hat{\mathbf{f}}_i \triangleq \hat{\mathbf{f}}_i^H\hat{\mathbf{B}}_i\hat{\mathbf{f}}_i = P_i^- \hat{\mathbf{f}}_i^H\hat{\mathbf{f}}_i$ , 其中矩阵  $\hat{\mathbf{B}}_i \triangleq (\mathbf{V}_{\mathbf{f}_i}^{\text{eff}})^H\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{e}}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{e}}\mathbf{V}_{\mathbf{f}_i}^{\text{eff}}$  的特征值均大于 0,  $P_i^-$  为矩阵  $\hat{\mathbf{B}}_i$  的最小特征值。

又由于信道  $\mathbf{g}_i$  仅在  $(n_k-1)T, k=1, \dots, L_{\mathbf{g}_i}$  延迟时存在分量, 则  $\sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |\mathbf{g}_i(k)|^2 = \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |\hat{\mathbf{g}}_i(k)|^2$

所以有  $\|\sqrt{P}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{g}_i}\mathbf{\Lambda}_{\mathbf{f}_i}\mathbf{e}\|^2 = P_i^- \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{g}_i}} |\hat{\mathbf{g}}_i(k)|^2 \sum_{k=1}^{L_{\mathbf{f}_i}}$

$|\hat{\mathbf{f}}_i(k)|^2$ 。

再依照附录2中类似的推导过程,可得到以下结论:

当  $L_{f_i} > L_{g_i}$  时

$$\mathbf{J}_i \leq \frac{P_i^{-L_{g_i}}}{16} \frac{\Gamma(L_{f_i} - L_{g_i}) L_{f_i}^{L_{g_i}}}{\Gamma(L_{f_i})} \quad (41)$$

当  $L_{f_i} < L_{g_i}$  时

$$\mathbf{J}_i \leq \frac{P_i^{-L_{f_i}}}{16} \frac{\Gamma(L_{g_i} - L_{f_i}) L_{g_i}^{L_{f_i}}}{\Gamma(L_{g_i})} \quad (42)$$

当  $L_{f_i} = L_{g_i}$  时,

$$\mathbf{J}_i \leq \frac{P_i^{-L_{f_i}}}{16} \frac{\log(P_i^{-L_{f_i}}/16L_{f_i}) L_{f_i}^{L_{f_i}}}{\Gamma(L_{f_i})} \quad (43)$$

## 参考文献

- [1] Jing Y D and Hassibi B. Distributed space-time coding in wireless relay networks [J]. IEEE Trans. Wireless Commun., Dec. 2006, vol. 5, no. 12. pp. 3524-3536.
- [2] Mei Y, Hua Y B, Swami A and Daneshrad B. Combating synchronization errors in cooperative relays [C]. Proc. ICASSP2005, March 2005, vol. 3; pp. 369-372.
- [3] Yadav A, Juntti M and Karjalainen J. Combating Timing Asynchronism in Relay Transmission for 3GPP LTE Uplink [C]. Proc. WCNC 2009, Budapest, Hungary, April, 2009.
- [4] Li Y and Xia X G. A family of distributed space-time trellis codes with asynchronous cooperative diversity [J]. IEEE Trans. Commun., Apr. 2007, vol. 55, no. 4, pp. 790-800.
- [5] Shang Y and Xia X G. Shift-full-rank matrices and applications in space-time trellis codes for relay networks with asynchronous cooperative diversity [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, July 2006, vol. 52, no. 7, pp. 3153-3167.
- [6] Damen M O and Hammons A R. Delay-tolerant distributed-TAST codes for cooperative diversity [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, Oct. 2007, vol. 53, no. 10, pp. 3755-3773.
- [7] Guo X and Xia X G. Distributed linear convolutive space-time codes for asynchronous cooperative communication networks [J]. IEEE Trans. Wireless Commun., May 2008, vol. 7, no. 5, pp. 1857-1861.
- [8] Zhong Z, Zhu S, and Nallanathan A. Distributed space-time trellis code for asynchronous cooperative communications under frequency selective channels [J]. IEEE Trans. Wireless Commun., Feb. 2009, vol. 8, no. 2, pp. 796-805.
- [9] Zhong Z, Zhu S, and Nallanathan A. Delay-Tolerant Distributed Linear Convolutional Space-Time Code with Minimum Memory Length under Frequency-Selective Channels [J]. IEEE Trans. Wireless Commun., Aug. 2009, vol. 8, no. 8, pp. 3944-3949.
- [10] Zhong Z, Zhu S, Lv G, and Liu T. Distributed Space-time Coded Transmission Achieving Full Cooperative and Multipath Diversities for Asynchronous Cooperative Communications. Proc. VTC 2008-Fall, Calgary, Alberta, Sept., 2008.
- [11] Guo X and Xia X G. A Distributed Space-Time Coding in Asynchronous Wireless Relay Networks [J]. IEEE Trans. Wireless Commun., May 2008, vol. 7, no. 5, pp. 1812-1816.
- [12] Rajan G S and Rajan B S. OFDM based Distributed Space Time Coding for Asynchronous Relay Networks [C]. Proc. ICC 2008, Beijing, May, 2008.
- [13] Rajan G S and Rajan B S. Multi-group ML decodable Collocated and Distributed Space Time Block Codes [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, July 2010, vol. 56, no. 7, pp. 3221-3247.
- [14] Mheidat H, Uysal M, and Al-Dhahir N. Equalization techniques for distributed space-time block codes with amplify-and-forward relaying [J]. IEEE Trans. Signal Processing, May 2007, vol. 55, no. 5, pp. 1839-1852.
- [15] Yan K, Ding S, Qiu Y, Wang Y and Liu H. A Simple Single-Carrier Space-Time Transmission Scheme for Asynchronous Cooperative Communications over Frequency-Selective Channels [C]. Proc. ICACT 2008, Feb. 2008.
- [16] Ghogho M, Gil-Jimenez V P and Swami A. Multipath Diversity and Coding Gains of Cyclic-Prefixed Single Carrier Systems [C]. Proc. ICASSP2009, Taipei, April, 2009.
- [17] Boutros J and Viterbo E. Signal Space Diversity: A Power-and Bandwidth-Efficient Diversity Technique for the Rayleigh Fading Channel [J]. IEEE Trans. Inform. Theory, July 1998, vol. 44, no. 4, pp. 1453-1467.
- [18] Spiegel M R, Schiller J, Srinivasan R A. Schaum's Outline of Theory and Problems of Probability and Statistics [M]. Second Edition. the McGraw-Hill company, 2000.

## 作者简介



Cheng Wenjing (1985-), 女, 国防科学技术大学博士生, 研究方向为分布式空时编码技术。E-mail: chengwenjing@nudt.edu.cn

王海红 (1984-), 男, 国防科学技术大学博士生, 研究方向为 MIMO 系统的检测技术。

王欣 (1980-), 男, 国防科学技术大学讲师, 研究方向为 MIMO 及协同 MIMO 技术。

魏急波 (1967-), 男, 国防科学技术大学教授, 博士生导师, 研究方向为通信信号处理与通信网络。