

DOI: 10.13718/j.cnki.xdzk.2020.02.016

# 全双工双通路中继网络干扰处理与信号检测算法

刘 康<sup>1</sup>, 刘 璐<sup>1</sup>, 杨崇海<sup>2</sup>,  
汤 玮<sup>1</sup>, 冯文江<sup>2</sup>, 刘 欢<sup>1</sup>

1. 贵州电网有限责任公司 电力调度控制中心, 贵阳 550002; 2. 重庆大学 微电子与通信工程学院, 重庆 400044

**摘要:** 全双工双通路连续中继(FD-TPSR)网络频谱效率高, 状态控制简单, 但全双工中继存在残留自干扰(RSI), 发射中继对接收中继也会形成中继间干扰(IRI), 会导致通信性能下降. 这里提出一种中继间干扰处理方法, 中继节点消除部分 IRI, 以提高端到端信噪比; 保留部分 IRI, 在目的节点构成延迟转发编码结构, 以提供分集增益. 同时提出一种基于并行软干扰消除的匹配滤波(MF-PSIC)信号检测算法, 匹配滤波器结构简单, 实现复杂度低, 基于软输出的并行干扰消除能同时检测所有时隙的符号, 处理时延小. 仿真结果表明, 中继间干扰处理方法兼顾了分集增益和累积干扰与噪声因素, 相比于无 IRI 消除和完全 IRI 消除, 误比特率最低; MF-PSIC 信号检测算法实现复杂度低, 相比于 ML 信号检测算法仅有很少的性能损失.

**关键词:** 中继网络; 双通路连续中继网络; 全双工; 中继间干扰; 信号检测

**中图分类号:** TN925      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1673-9868(2020)02-0129-08

双通路连续中继(two-path successive relaying, TPSR)网络<sup>[1]</sup>以钻石中继(diamond relaying)结构为基础, 两个中继节点轮流接收和转发源节点发射符号, 目的节点在每个时隙能接收并解码来自源节点的发射符号, 频谱效率高<sup>[2]</sup>. 如果中继节点采用全双工(full-duplex, FD)通信还能简化状态控制<sup>[3]</sup>. 但在全双工 TPSR(FD-TPSR)网络中, 一方面, 全双工中继存在残留自干扰(residual self-interference, RSI), 会导致中继节点和目的节点的信噪比下降. 另一方面, 发射中继会对接收中继形成中继间干扰(inter-relay interference, IRI). 在基于放大转发(amplify-and-forward, AF)的 FD-TPSR 网络中, 虽然目的节点可以根据历史信息消除 IRI, 但会降低信噪比<sup>[4-5]</sup>; 而在采用译码转发(decode-and-forward, DF)的 FD-TPSR 网络中, 中继节点利用连续干扰消除(successive interference cancellation, SIC)首先解码 IRI 并从接收信号中剔除, 然后转发无 IRI 的信号至目的节点<sup>[6]</sup>, 但如果中继之间的信道质量差, IRI 解码差错会向目的节点传播<sup>[7]</sup>. 文献[8]针对解调转发(demodulate-and-forward, DmF)TPSR 网络提出一种混合策略, 依据中继间信道质量, 在差分解调和直接解调间切换. 文献[9]将多天线和波束赋形应用于 TPSR 网络, 设计了一种基于信噪比的中继选择协议, 分析了分布式空时编码传输方案的性能. 文献[10]针对多天线双向中继网络提出一种中继方案 and 用户组选择方案, 同时优化中继预编码器和接收检测器, 以降低中继间干扰和接收端自干扰. 信号检测主要关注可靠性和实时性, 基于极大似然(maximum likelihood, ML)准则的信号检测是最优检测<sup>[11]</sup>, 但处理复杂度高. 文献[12]采用最小均方误差-判决反馈均衡器执行信号检测, 能获得满分集增

收稿日期: 2019-03-20

基金项目: 中国南方电网有限责任公司科技项目(GZKJXM20170825); 重庆市基础科学与前沿技术研究重点项目(CSTC2017JCYJBX0047).

作者简介: 刘 康(1982-), 男, 高级工程师, 主要从事电力通信网规划、运行、检修等的研究.

益,但若排序出错,判决反馈均衡器在执行 SIC 时会造成差错传播,导致性能恶化.此外,采用逐符号判决反馈,目的节点必须完成所有源节点信号接收后才能处理,难以满足端到端时延要求.

本文针对全双工双通路连续中继网络,提出一种 IRI 处理方法,中继节点消除部分 IRI,以提高端到端信干噪比;保留部分 IRI,在目的节点构成延迟转发编码结构,以提供时分集.提出一种基于并行软干扰消除的匹配滤波(MF-PSIC)算法,匹配滤波器结构简单,实现复杂度低,基于软输出的并行干扰消除能并行检测所有时隙的符号,处理时延小,且具有与 ML 检测算法相近的性能.

## 1 系统模型

全双工双通路连续中继网络(TD-TPSR)由一个半双工源节点  $S$ ,两个全双工中继节点  $R_1$ 、 $R_2$  和一个半双工目的节点  $D$  构成,如图 1 所示.记源节点  $S$  到中继节点  $R_1$  和  $R_2$  的信道系数分别为  $f_1$  和  $f_2$ ,中继节点  $R_1$  和  $R_2$  到目的节点  $D$  的信道系数分别为  $g_1$  和  $g_2$ ,中继节点  $R_1$  和  $R_2$  之间的信道系数为  $h$ .假设信道为准静态瑞利衰落信道,所有信道系数服从均值为 0 和方差为 1 的实高斯分布. $S$  与  $D$  之间无直达链路,只能通过  $R_1$  和  $R_2$  中继通信.

## 2 中继间干扰处理方法

### 2.1 信道状态信息获取

FD-TPSR 网络采用基于导频的信道估计获得信道状态信息,其导频集合为  $\{p_1, p_2, p_3\}$ ,获取步骤如下:

在信道估计第 1 时隙,  $R_1$  和  $R_2$  分别发送导频  $p_1$  和  $p_2$ ,  $S$  发送导频  $p_3$ .  $D$  基于导频  $p_1$  和  $p_2$  估计获得  $R_1$  和  $R_2$  到  $D$  的信道系数  $g_1$  和  $g_2$ ;  $R_1$  和  $R_2$  基于导频  $p_3$  估计获得  $S$  到  $R_1$  和  $R_2$  的信道系数  $f_1$  和  $f_2$ ,  $R_1$  和  $R_2$

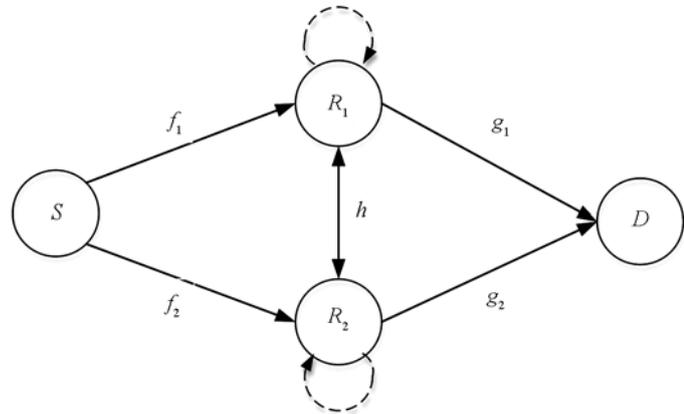


图 1 FD-TPSR 网络结构图

基于导频  $p_1$  和  $p_2$  估计获得  $R_1$  和  $R_2$  之间的信道系数  $h$ .

在信道估计第 2 时隙,  $R_1$  和  $R_2$  分别利用同相和正交载波将  $f_1$  和  $f_2$  发送至  $D$ ,此时,  $R_1$  和  $R_2$  分别获得了部分 CSI( $f_1, h$  和  $f_2, h$ ),而  $D$  获得了全局 CSI( $f_1, f_2, g_1, g_2, h$ ).

### 2.2 编码调制符号传输

源节点  $S$  将发送信息比特编码调制后生成长度为  $T$  的发送符号  $s=[s(1), \dots, s(T)]$ .在信号传输第 1 时隙,  $S$  向  $R_1$  和  $R_2$  广播发送符号  $s(1)$ ,  $R_1$  和  $R_2$  的接收信号分别为

$$\begin{aligned} y_{R_1}(1) &= f_1 s(1) + n_1(1) \\ y_{R_2}(1) &= f_2 s(1) + n_2(1) \end{aligned} \quad (1)$$

其中,  $n_1(1)$  和  $n_2(1)$  分别为  $R_1$  和  $R_2$  处的加性高斯白噪声,  $n_i(t) \sim \text{CN}(0, 1)$ ,  $i=1, 2$ ;  $t=1, \dots, T$ .在信号传输第 2 时隙,  $R_1$  和  $R_2$  分别对信号传输第 1 时隙的接收信号放大转发,其转发信号分别为

$$\begin{aligned} x_1(2) &= b y_{R_1}(1) \\ x_2(2) &= b y_{R_2}(1) \end{aligned} \quad (2)$$

其中,  $b = \sqrt{(\sqrt{A^2 + 6A + 1} - A - 1)/2}$  为  $R_1$  和  $R_2$  的放大系数,  $A = P/(\beta P^\lambda + 1)$ ,  $0 < \beta < 1$  表示线性自干扰抑制制度,  $0 < \lambda < 1$  表示指数自干扰抑制制度,  $P$  为  $R_1$  和  $R_2$  的发射功率.  $D$  的接收信号为

$$\begin{aligned} y_D(2) &= g_1 x_1(2) + g_2 x_2(2) + n_D(2) = \\ &= b(g_1 f_1 + g_2 f_2) s(1) + \omega(2) \end{aligned} \quad (3)$$

其中,  $\omega(2) = b[g_1 n_1(1) + g_2 n_2(1)] + n_D(2)$  表示在信号传输第 2 时隙目的节点  $D$  的接收等效干扰和噪声,  $n_D(t) \sim \text{CN}(0, 1)$ ,  $t=2, \dots, T+1$ .同时,  $R_1$ ( $R_2$ ) 接收  $S$  在该时隙的发送符号  $s(2)$  以及  $R_2$ ( $R_1$ ) 的转发

信号  $x_2(2)(x_1(2))$ ,  $R_1$  和  $R_2$  的接收信号分别为

$$\begin{aligned} y_{R_1}(2) &= f_1 s(2) + bh[f_2 s(1) + n_2(1)] + c_1(2) + n_1(2) \\ y_{R_2}(2) &= f_2 s(2) + bh[f_1 s(1) + n_1(1)] + c_2(2) + n_2(2) \end{aligned} \quad (4)$$

其中,  $c_1(2)$ ,  $c_2(2)$  分别为  $R_1$  和  $R_2$  处的残留自干扰,  $c_i(t) \sim CN(0, \beta P^\lambda)$ ,  $i=1,2; t=2, \dots, T$ . 在信号传输第 3 时隙,  $R_1$  和  $R_2$  分别对信号传输第 2 时隙的接收信号放大转发, 其转发信号分别为

$$\begin{aligned} x_1(3) &= b y_{R_1}(2) \\ x_2(3) &= b y_{R_2}(2) \end{aligned} \quad (5)$$

目的节点  $D$  的接收信号为

$$\begin{aligned} y_D(3) &= g_1 x_1(3) + g_2 x_2(3) + n_D(3) = \\ &= b(g_1 f_1 + g_2 f_2) s(2) + b^2 h(g_1 f_2 + g_2 f_1) s(1) + w(3) \end{aligned} \quad (6)$$

其中,  $w(3) = \tilde{c}(3) + \tilde{n}(3) + n_D(3)$  表示在信号传输第 3 时隙目的节点  $D$  的接收等效干扰和噪声,

$$\begin{aligned} \tilde{c}(3) &= b[g_1(c_1(2) + g_2 c_2(2))] \\ \tilde{n}(3) &= b^2 h[g_1 n_2(1) + g_2 n_1(1)] + b[g_1 n_1(2) + g_2 n_2(2)] \end{aligned}$$

同时,  $R_1(R_2)$  接收  $S$  在第 3 时隙的发送符号  $s(3)$  以及  $R_2(R_1)$  的转发信号  $x_2(3)(x_1(3))$ ,  $R_1$  和  $R_2$  的接收信号分别为

$$\begin{aligned} y_{R_1}(3) &= f_1 s(3) + a_1(3) + c_1(3) + n_1(3) \\ y_{R_2}(3) &= f_2 s(3) + a_2(3) + c_2(3) + n_2(3) \end{aligned} \quad (7)$$

其中,

$$\begin{aligned} a_1(3) &= bh[f_2 s(2) + bh y_{R_1}(1) + c_2(2) + n_2(2)] \\ a_2(3) &= bh[f_1 s(2) + bh y_{R_2}(1) + c_1(2) + n_1(2)] \end{aligned}$$

$R_1$  和  $R_2$  利用历史接收信号消除信号传输第 1 时隙接收信号对信号传输第 3 时隙接收信号形成的干扰, 保留信号传输第 2 时隙接收信号形成的干扰, 即

$$\begin{aligned} y'_{R_1}(3) &= y_{R_1}(3) - ({}^b h)^2 y_{R_1}(1) = \\ &= f_1 s(3) + a'_1(3) + c_1(3) + n_1(3) \\ y'_{R_2}(3) &= y_{R_2}(3) - ({}^b h)^2 y_{R_2}(1) = \\ &= f_2 s(3) + a'_2(3) + c_2(3) + n_2(3) \end{aligned} \quad (8)$$

其中,

$$\begin{aligned} a'_1(3) &= bh[f_2 s(2) + c_2(2) + n_2(2)] \\ a'_2(3) &= bh[f_1 s(2) + c_1(2) + n_1(2)] \end{aligned}$$

在信号传输第  $t \geq 4$  时隙,  $R_1$  和  $R_2$  分别对信号传输第  $t-1$  时隙消除了部分干扰的接收信号执行放大转发, 其转发信号分别为

$$\begin{aligned} x_1(t) &= b y'_{R_1}(t-1) \\ x_2(t) &= b y'_{R_2}(t-1) \end{aligned} \quad (9)$$

目的节点  $D$  的接收信号为

$$\begin{aligned} y_D(t) &= g_1 x_1(t) + g_2 x_2(t) + n_D(t) = \\ &= b(g_1 f_1 + g_2 f_2) s(t-1) + b^2 h(g_1 f_2 + g_2 f_1) s(t-2) + w(t) \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $w(t) = \tilde{c}(t) + \tilde{n}(t) + n_D(t)$  表示在信号传输第  $t$  时隙目的节点  $D$  的接收等效干扰和噪声,

$$\begin{aligned} \tilde{c}(t) &= b^2 h[g_1 c_2(t-2) + g_2 c_1(t-2)] + b[g_1 c_1(t) + g_2 c_2(t)] \\ \tilde{n}(t) &= b^2 h[g_1 n_2(t-2) + g_2 n_1(t-2)] + b[g_1 n_1(t) + g_2 n_2(t)] \end{aligned}$$

同时,  $R_1(R_2)$  接收  $S$  在第  $t$  时隙的发送符号  $s(t)$  以及  $R_2(R_1)$  的转发信号  $x_2(t)(x_1(t))$ ,  $R_1$  和  $R_2$  的接收

信号分别为

$$\begin{aligned} y_{R1}(t) &= f_1 s(t) + a_1(t) + c_1(t) + n_1(t) \\ y_{R2}(t) &= f_2 s(t) + a_2(t) + c_2(t) + n_2(t) \end{aligned} \quad (11)$$

其中,

$$\begin{aligned} a_1(t) &= bh[f_2 s(t-1) + bh y_{R1}(t-2) + c_2(t-1) + n_2(t-1)] \\ a_2(t) &= bh[f_1 s(t-1) + bh y_{R2}(t-2) + c_1(t-1) + n_1(t-1)] \end{aligned}$$

$R_1$  和  $R_2$  利用历史信号消除信号传输第  $t-2$  时隙接收信号对信号传输第  $t$  时隙接收信号造成的干扰, 保留信号传输第  $t-1$  时隙接收信号形成的干扰, 即:

$$\begin{aligned} y'_{R1}(t) &= y_{R1}(t) - ({}^b h)^2 y_{R1}(t-2) = \\ & f_1 s(t) + a'_1(t) + c_1(t) + n_1(t) \\ y'_{R2}(t) &= y_{R2}(t) - ({}^b h)^2 y_{R2}(t-2) = \\ & f_2 s(t) + a'_2(t) + c_2(t) + n_2(t) \end{aligned} \quad (12)$$

其中,

$$\begin{aligned} a'_1(t) &= bh[f_2 s(t-1) + c_2(t-1) + n_2(t-1)] \\ a'_2(t) &= bh[f_1 s(t-1) + c_1(t-1) + n_1(t-1)] \end{aligned}$$

$R_1$  和  $R_2$  依次对各信号传输时隙的接收信号处理, 消除部分干扰后转发至  $D$ , 直到  $t = T + 1$ , 编码调制符号传输结束.

### 3 信号检测算法

目的节点  $D$  将所有时隙的接收信号构成向量形式:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (13)$$

其中,  $\mathbf{y} = [y_D(2), \dots, y_D(T+1)]^T$  表示目的节点  $D$  的接收信号向量,  $\mathbf{s} = [s(1), \dots, s(T)]^T$  表示源节点  $S$  的发送信号向量,  $\mathbf{w} = [w(2), \dots, w(T+1)]^T$  表示目的节点  $D$  的接收等效干扰和噪声向量,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_2 & h_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_2 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & h_1 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & h_2 & h_1 \end{bmatrix}$$

其中,

$$h_1 = b(g_1 f_1 + g_2 f_2) \quad h_2 = bh^2(g_1 f_2 + g_2 f_1)$$

为了执行信号检测, 提出一种基于并行软干扰消除的匹配滤波(MF-PSIC)信号检测算法, 匹配滤波器结构简单, 复杂度低, 基于软输出的并行干扰消除能同时检测所有时隙的符号<sup>[13]</sup>, 处理时延小. MF-PSIC算法结构如图 2 所示, 其基本思想如下:

计算匹配滤波加权矩阵  $\mathbf{K}$ :

$$\mathbf{K} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \quad (14)$$

利用加权矩阵  $\mathbf{K}$  执行源节点发送符号的粗估计  $\tilde{s}$ :

$$\tilde{s} = \mathbf{K}\mathbf{y} \quad (15)$$

第  $t$  时隙源节点发送符号的粗估计为

$$\tilde{s}(t) = \mathbf{w}_t \mathbf{y} \quad (16)$$

其中,  $\mathbf{k}_t$  表示加权矩阵  $\mathbf{K}$  的第  $t$  行向量.

发送符号  $s(t)$  的对数似然比(logarithmic likelihood ratio, LLR):

$$\eta(t) = \ln \left[ \frac{pr(s'(t) | s(t) = +1)}{pr(s'(t) | s(t) = -1)} \right] \quad (17)$$

根据 LLR 计算该符号的软输出:

$$s'(t) = \tanh(\eta(t)/2) \quad (18)$$

最后, 第  $t$  时隙源节点发送符号的精估计:

$$\hat{s}(t) = \tilde{s}(t) - \sum_{i=1, i \neq t}^T k_i h_i s'(i) \quad (19)$$

其中,  $h_i$  表示  $\mathbf{H}$  的第  $t$  列向量. 完成各时隙符号估计后, 再对其解调解码, 重构源节点信息比特, 从而完成接收信号并行检测.

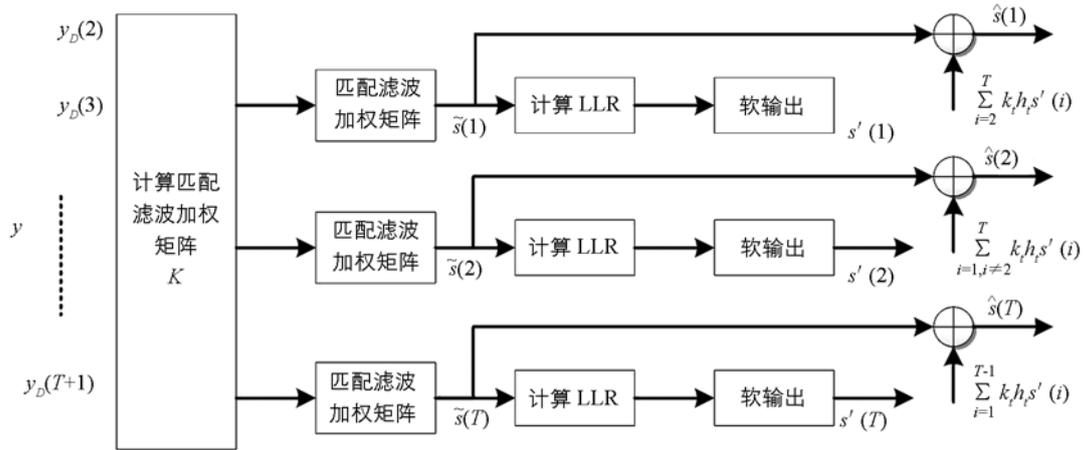


图 2 MF-PSIC 结构框图

### 4 差错性能分析

一般地, 成对差错概率(pairwise error probability, PEP) 无闭合表达式, 在分析差错性能时, 首先求取其上界, 然后分析分集增益. 将式(13) 改写为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{S}\mathbf{f}\mathbf{g} + \mathbf{w} \quad (20)$$

其中,

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s(1) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h^2 s(1) & s(2) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h^2 s(2) & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & s(T-1) & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & h^2 s(T-1) & s(T) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f} = \begin{bmatrix} f_1 & f_2 \\ f_2 & f_1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{g} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix}$$

根据式(20), 两个不同码字  $\mathbf{S}$  和  $\mathbf{S}'$  之间的欧式距离:

$$d^2(\mathbf{S}, \mathbf{S}') = \mathbf{g}^H \mathbf{f}^H \Delta \mathbf{S}^H \mathbf{\Sigma}^{-1} \Delta \mathbf{S} \mathbf{f} \mathbf{g} \quad (21)$$

其中,  $\Delta \mathbf{S} = \mathbf{S} - \mathbf{S}'$ ,  $\mathbf{\Sigma}$  为等效干扰和噪声  $\mathbf{w}$  的自相关矩阵. 因此, FD-TPSR 网络的成对差错概率可表示为

$$PEP = Q \left( \frac{\sqrt{d^2(\mathbf{S}, \mathbf{S}')}}{2} \right) \quad (22)$$

其中,  $Q(\cdot)$  为高斯 Q 函数. 然而, 高斯 Q 函数无法用初等函数表示, 为此, 求式(22) 的数学期望即切尔诺夫界(Chernoff bound):

$$\overline{PEP} = E_{f, g} \left\{ \exp \left[ - \frac{\mathbf{g}^H \mathbf{f}^H \Delta \mathbf{S}^H \Sigma^{-1} \Delta \mathbf{S} \mathbf{f} \mathbf{g}}{4} \right] \right\} \quad (23)$$

由于  $\mathbf{f}$  和  $\mathbf{g}$  是互相独立的复高斯随机向量, 求对  $\mathbf{g}$  的数学期望:

$$\overline{PEP} = E_f \left\{ \det^{-1} \left[ \mathbf{I} + \frac{\mathbf{f}^H (\Delta \mathbf{S}^H \Delta \mathbf{S}) \mathbf{f}}{4 \text{tr}(\Sigma)} \right] \right\} \quad (24)$$

上式利用了文献[14]的结论  $\Sigma \leq \text{tr}(\Sigma) \cdot \mathbf{I}$ . 根据分集增益定义, 分集阶数取决于矩阵的秩. 显然, 单位矩阵  $\mathbf{I}$  满秩;  $\mathbf{f}$  的元素取自连续的随机过程, 因此以概率 1 满秩.  $\Delta \mathbf{S}$  的秩较为复杂, 分为两种情形分别讨论:

情形 1 假设源节点发送的连续  $T$  个码字中仅有一个符号与其他符号不同, 称该符号为“异常符号”. 若该符号为  $s(T)$ , 则  $\Delta \mathbf{S}$  的秩为 1.

情形 2 若“异常符号”为  $s(1), \dots, s(T-1)$  中的任意一个, 则  $\Delta \mathbf{S}$  的秩为 2.

综上: 在源节点发送的所有符号中,  $s(T)$  取得 1 阶分集, 其他符号均取得 2 阶分集.

接下来考察等效干扰和噪声的功率特征, 根据式(13),  $\text{tr}(\Sigma)$  满足如下性质:

$$\text{tr}(\Sigma) \sim O(P^\lambda) \quad (25)$$

由此可知, 在 FD-TPSR 网络中, 由于全双工中继存在 RSI, 其等效干扰和噪声功率是发射功率的幂函数, 即每阶分集增益为  $1 - \lambda$ .

### 5 仿真实验与结果分析

采用蒙特卡洛法仿真评价中继干扰处理方法和信号检测算法的性能. 针对图 1 所示的 FD-TPSR 网络模型, 源节点采用 QPSK 调制, 中继节点采用 AF 转发协议, RSI 参数设置为  $\lambda=0.05, \beta=10^{-3}$ , 每次仿真中, 信道参数为独立实现的高斯随机变量.

图 3 所示为无 IRI 消除、部分 IRI 消除和完全 IRI 消除方法的误码性能对比. 由图可知, 部分 IRI 消除方法的误比特率最低, 这是因为完全消除 IRI 后, FD-TPSR 网络退化为 2 跳全双工单中继网络, 不能获得分集增益, 而无 IRI 消除方法虽然保留了分集增益的获取能力, 但由于 AF 转发固有的噪声和残留自干扰累积, 导致源节点发送符号的端到端信噪比降低, 而部分 IRI 消除方法兼顾了分集增益和累积干扰与噪声因素, 误比特率最低.

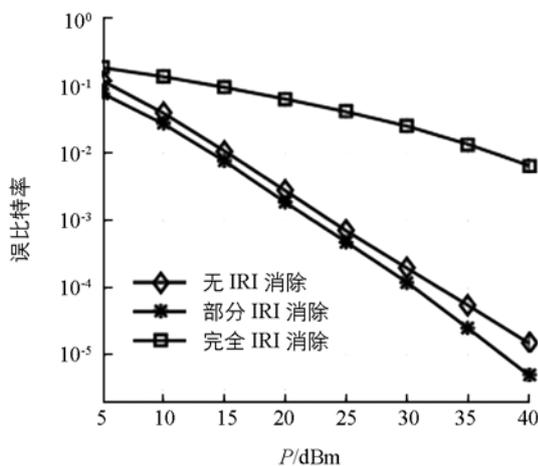


图 3 不同 IRI 处理方法的误码性能对比

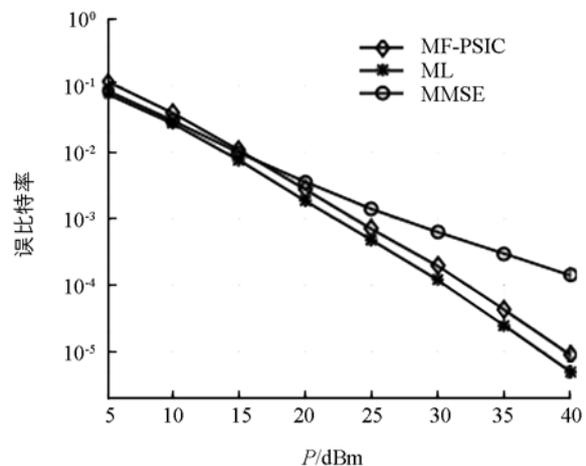


图 4 不同信号检测算法的误码性能对比

图 4 所示为极大似然(ML)信号检测算法、最小均方误差(MMSE)信号检测算法、MF-PSIC 信号检测算法的误比特率性能对比. 由图可知, 由于 MMSE 信号检测算法无法处理由信道记忆造成的符号间干扰, 其误码率曲线斜率逐渐趋于平缓, 表明线性接收机无法获得分集增益, 而 ML 信号检测算法和 MF-PSIC 信号检测算法的性能接近, 表明二者均能保证分集增益可达, 且 MF-PSIC 信号检测算法相比于 ML 信号检测算法, 仅有很少的性能损失.

图 5 所示为 ML 信号检测算法、MMSE 信号检测算法和 MF-PSIC 信号检测算法的计算复杂度对比曲线。显然, ML 信号检测算法的计算复杂度随发送符号数的增加快速增加。其原因在于: 多符号联合 ML 检测问题等效为格空间内最小二乘问题, 已被证明为 NP 难, 因此 ML 信号检测算法具有指数级计算复杂度。MMSE 信号检测算法的复杂度为  $O(T^2)$ , 运算量主要表现为矩阵求逆。相比而言, MF 检测仅需进行矩阵相乘运算, 且 LLR 计算可用查表等快速方法实现, 因此 MF-PSIC 信号检测算法的复杂度最低。

## 6 结 论

针对全双工双通路连续中继网络, 本文提出了一种中继间干扰处理方法及信号检测算法。在中继间干扰处理中, 中继节点消除部分中继间干扰, 以提高端到端信干噪比, 而目的节点利用保留的部分中继间干扰构成延迟转发编码, 旨在获得分集增益。在信号检测部分, 采用匹配滤波—软干扰消除的多符号并行检测, 匹配滤波器结构简单, 基于软输出的并行干扰消除能同时检测所有时隙的符号。仿真结果表明, 本文提出的中继间干扰处理方法兼顾了分集增益和累积干扰与噪声因素, 相比于无 IRI 消除和完全 IRI 消除, 误比特率最低。MF-PSIC 检测算法实现复杂度低, 相比于 ML 检测算法仅有很少的性能损失。

### 参考文献:

- [1] OECHTERING T J, SCHNURR C, BJELAKOVIC I, et al. Broadcast Capacity Region of Two-Phase Bidirectional Relaying [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2008, 54(1): 454-458.
- [2] LIAU Q Y, LEOW C Y. Study of Relay Position in Two-Path Successive Relaying with Interference Cancellation [C]// IEEE Asia Pacific Conference on Wireless and Mobile Autust 28-30, 2014. Bali, Indonesia, New York, USA: IEEE, 2014.
- [3] LIU G, YU F R, JI H, et al. In-Band Full-duplex Relaying: A Survey, Research Issues and Challenges [J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2015, 17(2): 500-524.
- [4] ZHANG R. On Achievable Rates of Two-Path Successive Relaying [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(10): 2914-2917.
- [5] DOU G Q, DENG R, HE X W, et al. Precoding-Based Inter-Relay Interference Cancellation for Amplify-and-Forward Two-Path Successive Relay Networks [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2018, 25(2): 229-233.
- [6] LUO C B, GONG Y, ZHANG F C. Full Interference Cancellation for Two-Path Relay Cooperative Networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(1): 343-347.
- [7] TIAN F, ZHANG W, MA W K, et al. An Effective Distributed Space-Time Code for Two-Path Successive Relay Network [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(8): 2254-2263.
- [8] GONG Y, LUO C B, CHEN Z. Two-Path Successive Relaying With Hybrid Demodulate and Forward [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(5): 2044-2053.
- [9] GILAN M S, OLFAT A. On the Performance of Distributed Space-time Coding with Selection Relaying and Beamforming for Two-Path Successive Relay Network [C]// 2017 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), June 5-8, 2017. Istanbul, New York, USA: IEEE, 2017. IEEE Press, 2017: 1-5.
- [10] 陈绍东. 基于二次约束及用户组选择的双向中继网络 [J]. 西南师范大学学报(自然科学版), 2018, 43(1): 25-30.
- [11] YOON E. Maximum Likelihood Detection with a Closed-Form Solution for the Square QAM Constellation [J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(4): 829-832.

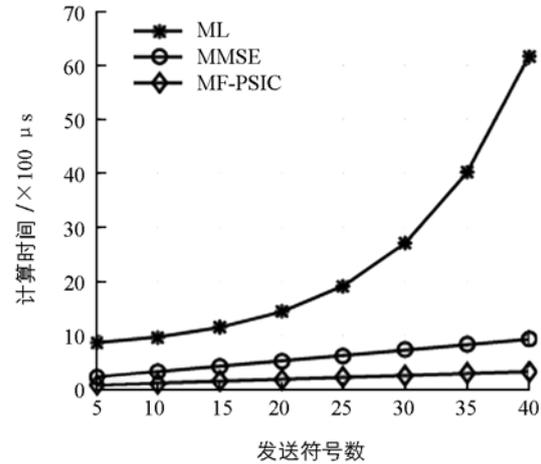


图 5 不同信号检测算法的计算复杂度对比

- [12] LIU Y, XIA X G, ZHANG H L. Distributed Linear Convolutional Space-time Coding for Two-relay Full-duplex Asynchronous Cooperative Networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(12): 6406-6417.
- [13] ZHANG M X, AHMED S, KIM S. Iterative MMSE-based Soft MIMO Detection with Parallel Interference Cancellation [J]. IET communications, 2017, 11(11): 1775-1781.
- [14] JI Y C, HAN C C, WANG A G, et al. Partial Inter-relay Interference Cancellation in Two-Path Successive Relay Network [J]. IEEE Communications Letters, 2014, 18(3): 451-454.

## An IRI Processing and Signal Detection Algorithm for Full-Duplex Two-Path Successive Relay Networks

LIU Kang<sup>1</sup>, LIU Lu<sup>1</sup>, YANG Chong-hai<sup>2</sup>,  
TANG Wei<sup>1</sup>, FENG Wen-jiang<sup>2</sup>, LIU Huan<sup>1</sup>

1. Power Distribution and Control Center, Guizhou Power Grid Co., Ltd., Guiyang 550002, China;

2. College of Microelectronics and Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China

**Abstract:** Full-duplex two-path successive relay (FD-TPSR) networks have high spectral efficiency and simple state control. However, there is residual self-interference (RSI) in full duplex relay, and there will also be inter-relay interference (IRI) between transmitting relay and receiving relay, which will lead to the degradation of communication performance. In this paper, an IRI processing method is proposed, in which the relay nodes eliminate partial IRI to improve the end-to-end signal-to-interference-to-noise ratio (SINR) and reserve partial IRI to form a delayed forwarding coding structure at the destination node to provide time diversity gain. A matched-filter with parallel soft interference cancellation (MF-PSIC) algorithm is proposed, in which the structure of the matched filter is simple and the implementation complexity is low, and the parallel interference cancellation based on soft output can simultaneously detect all time slot symbols in parallel, and the processing delay is small. The simulation results show that the proposed IRI processing method takes into account diversity gain, cumulative interference and noise effects and, compared with non-IRI cancellation and full IRI cancellation, its bit error rate is the lowest. The implementation complexity of MF-PSIC detection algorithm is low, and there is little performance loss compared with ML detection algorithm.

**Key words:** relay network; two-path successive relay network; full-duplex; inter-relay interference; signal detection

责任编辑 汤振金