

非正交全双工双向中继系统差错性能分析

冯文江, 刘国岭, 孔乾坤, 包涛涛, 唐冰蓝, 应腾达

(重庆大学通信工程学院, 重庆 400044)

摘要: 全双工(FD)通信方式能够将双向中继(TWR)系统的频谱效率提高一倍,但是解码可靠性受到残留自干扰的恶化. 本文研究非正交 FD-TWR 系统的差错性能. 在中继节点自干扰消除性能强于用户节点条件下,分析成对差错概率在高发射功率区间的渐进表达式,进而导出系统分集增益和编码增益. 针对系统编码结构,分析分集增益的可达条件. 与频谱效率相同的半双工 TWR 系统相比,充分抑制自干扰和采用满分集预编码的 FD-TWR 系统在误比特率为 10^{-3} 时具有 20dB 的差错性能优势.

关键词: 全双工通信; 双向中继; 残留自干扰; 成对差错概率; 满分集预编码; 协作通信

中图分类号: TN919.3 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)06-1397-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.06.018

Error Performance of Non-Orthogonal Full-Duplex Two-Way Relaying Systems

FENG Wen-jiang, LIU Guo-ling, KONG Qian-kun, BAO Tao-tao, TANG Bing-lan, YING Teng-da

(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The combination of full-duplex(FD) communication and two-way relaying(TWR) provides higher spectral efficiency, but the decoding reliability is worsened by residual self-interference(RSI). The error performance of non-orthogonal FD-TWR is investigated. With the assumption that the relay has more efficient self-interference cancellation than the user nodes, the diversity and coding gains are derived with the help of the approximate expression of pair-wise error probability in the high transmission power region. Based on the coding structure, the achievability of the diversity gain is analyzed. Compared with the half-duplex TWR system with the same spectral efficiency, the FD-TWR system with suppressed RSI and full-diversity precoder has the superiority of 20dB on the error performance at the bit error rate of 10^{-3} .

Key words: full-duplex; two-way relaying; residual self-interference; pair-wise error probability; full-diversity precoding; cooperative communication

1 引言

中继辅助的协作通信是增强系统可靠性、提高吞吐量和扩展覆盖范围的有效手段. 中继技术作为 LTE-A 的物理层关键技术^[1]被广泛研究. 传统的半双工(Half-Duplex, HD)单向中继(One-Way Relaying, OWR)系统需要占用正交的时频资源收发信号,造成频谱效率损失. 双向中继(Two-Way Relaying, TWR)技术能在两个传输阶段完成双向数据交换,频谱效率比 OWR 系统高 1 倍. 文献[2,3]分别导出了 TWR 系统的可达速率区间和比特差错率(Bit Error Rate, BER)的紧致上下界. 文

献[4]研究 TWR 系统差错概率与传输速率间的折中问题,提出了能最大化传输可靠性的速率和功率分配算法. 文献[5]针对具有完整信道状态信息(Channel State Information, CSI)的多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) TWR 系统,在最小化总均方误差(Mean Square Error, MSE)准则下提出了一种预编码方案,有效提升了系统的和速率. 文献[6]研究采用窃听协议的 MIMO TWR 系统,在最小化加权 MSE 准则下提出了能够提高可达和速率的预编码方案.

全双工(Full-Duplex, FD)技术是提高频谱效率另一种思路. 通过自干扰消除(Self-Interference Cancellat-

tion, SIC)^[7-9], FD 通信节点能够同时同频收发信号. 将 FD 和 TWR 技术结合能够进一步克服 HD 中继系统中存在的频谱效率损失. 文献[10]导出了 FD-TWR 系统的遍历容量上界. 文献[11]指出 FD-TWR 系统能够以轻微的中断性能损失换取更高的平均可达速率. 文献[12]提出了估计转发 FD-TWR 系统低复杂度译码器. 文献[13]结合 FD-TWR 和空间调制, 提出了最优双工模式切换机制.

与 HD-TWR 相比, FD-TWR 具有以下特征: 一是上行(信源到中继)和下行(中继到信源)传输能够同时进行, 传输效率高; 二是 FD 信源节点间存在直接链路, 能够支持非正交协作从而获得更高的分集阶数; 三是 FD 信源节点存在符号间干扰, 需要对多个时隙的接收信号进行联合译码. 本文研究非正交 FD-TWR 系统在残留自干扰(Residual Self-Interference, RSI)环境中的差错性能, 并通过仿真验证.

2 系统模型

由全双工用户节点 U_1 、 U_2 和中继节点 R 组成的 FD-TWR 系统模型如图 1 所示. 所有节点配置单天线. 考虑准静态瑞利衰落信道: U_i 与 R 间的信道增益记为 $h_i \sim \text{CN}(0, \varphi_i)$, $i \in \{1, 2\}$; U_1 与 U_2 间的直连信道增益记为 $h_0 \sim \text{CN}(0, \varphi_0)$. U_1 和 U_2 具有全局完美 CSI. R 采用放大转发(Amplify-and-Forward, AF)方式参与协作且仅能获取信道统计信息.

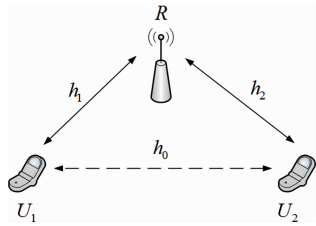


图1 双向中继系统模型图

假设 U_1 和 U_2 的发送数据分别为 $\mathbf{s}_1 = [s_1(1), s_1(2), \dots, s_1(T)]^T$ 和 $\mathbf{s}_2 = [s_2(1), s_2(2), \dots, s_2(T)]^T$, $\mathbf{E}(\mathbf{s}_1^\dagger \mathbf{s}_1) = \mathbf{E}(\mathbf{s}_2^\dagger \mathbf{s}_2) = T$. 其中, $(\cdot)^T$ 表示转置, $(\cdot)^\dagger$ 表示共轭转置, $\mathbf{E}(\cdot)$ 为期望运算符. 数据传输分为 2 个阶段, 在第 1 阶段: U_1 和 U_2 广播数据; 在第 2 阶段: 中继节点将用户信号叠加, 并向用户节点回传. R 在时隙 t 中的接收信号为:

$$y_R(t) = \sqrt{P_1} h_1 s_1(t) + \sqrt{P_2} h_2 s_2(t) + c_R(t) + n_R(t) \quad (1)$$

其中, P_i 为 U_i 的发射功率, P_R 为 R 的发射功率, $c_R(t) \sim \text{CN}(0, \beta_R P_R^{\lambda_R})$ 表示 R 处的 RSI, 其中 λ_i 描述了 SIC 效率, 而 β_i 描述了 SIC 的最低性能^[14]. $n_R(t) \sim \text{CN}(0, N_R)$ 是 R 处的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian

Noise, AWGN). 需要注意的是, 在时隙 $t = 1$ 中, R 仅接收信号而无信号转发, 因此 $x_R(1) = 0, c_R(1) = 0$. 相应地, 时隙 t 中 U_i 的接收信号为:

$$y_i(t) = \sqrt{P_i} h_{0i} s_j(t) + \sqrt{P_R} h_i x_R(t) + c_i(t) + n_i(t) \quad (2)$$

其中, $x_R(t) = b y_R(t-1)$ 是 R 的发送信号, $c_i(t) \sim \text{CN}(0, \beta_i P_i^{\lambda_i})$ 与 $n_i(t) \sim \text{CN}(0, N_i)$ 分别为 U_i 处的 RSI 和 AWGN, $i, j \in \{1, 2\}$ 且 $i \neq j$. R 选择适当的放大系数 b 使其发送信号满足能量约束 $\mathbf{E}(\mathbf{x}_R^\dagger \mathbf{x}_R) = T$. 采用固定增益放大方式, b 的取值为:

$$b = \sqrt{\frac{T-1}{(P_1 \varphi_1 + P_2 \varphi_2)(T-1) + \beta_R P_R^{\lambda_R}(T-2) + N_R(T-1)}} \quad (3)$$

根据系统的对称性, 仅讨论 U_1 的接收信号. U_1 剔除自身在前一时刻的发送信号 $s_1(t-1)$ 后, $y_1(t)$ 可简化为:

$$y_1(t) = \sqrt{P_2} h_{01} s_2(t) + b \sqrt{P_2 P_R} h_{11} h_2 s_2(t-1) + b \sqrt{P_R} h_{11} [c_R(t-1) + n_R(t-1)] + c_1(t) + n_1(t) \quad (4)$$

将 T 个时隙内 U_1 的接收信号改写为矩阵形式, 得到:

$$y_1 = \sqrt{P_2} \underbrace{(h_0 \mathbf{I}_T + \sqrt{P_R} h_1 h_2 \mathbf{B})}_{\mathbf{H}} \mathbf{s}_2 + \underbrace{\sqrt{P_R} h_1 \mathbf{B} (\mathbf{c}_R + \mathbf{n}_R)}_{\mathbf{w}} + \mathbf{c}_1 + \mathbf{n}_1 = \sqrt{P_2} \mathbf{H} \mathbf{s}_2 + \mathbf{w} \quad (5)$$

其中, \mathbf{I}_T 表示 $T \times T$ 的单位矩阵, $\mathbf{c}_R = [0, c_R(2), \dots, c_R(T)]^T$ 和 $\mathbf{c}_1 = [c_1(1), c_1(2), \dots, c_1(T)]^T$ 分别表示 R 和 U_1 处的 RSI 向量, $\mathbf{n}_R = [n_R(1), n_R(2), \dots, n_R(T)]^T$ 和 $\mathbf{n}_1 = [n_1(1), n_1(2), \dots, n_1(T)]^T$ 分别表示 R 和 U_1 处的 AWGN 向量, 矩阵 \mathbf{B} 第 $j+1$ 行第 j 列的元素为 b , 其余元素为零.

3 成对差错概率与上界

3.1 成对差错概率

式(5)表明 U_1 接收信号中存在期望符号间干扰, 为避免恶化差错性能, 本文采用多符号联合译码. 用户节点 U_1 处的成对差错概率^[15](Pairwise Error Probability, PEP)定义为: U_2 发送 \mathbf{s}_2 , U_1 判决输出 $\tilde{\mathbf{s}}_2 = [\tilde{s}_2(1), \tilde{s}_2(2), \dots, \tilde{s}_2(T)] \neq \mathbf{s}_2$ 的概率. 用户节点采用极大似然检测器, 在某个确定的信道实现 \mathbf{H} 下的条件 PEP 可用高斯 Q 函数的等效形式^[16]表示为:

$$P(\mathbf{s}, \tilde{\mathbf{s}} | \mathbf{H}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{P_2 \mathbf{h}_{02}^\dagger \mathbf{H}_1^\dagger \tilde{\mathbf{S}}^\dagger \mathbf{C}_w^{-1} \hat{\mathbf{S}} \mathbf{H}_1 \mathbf{h}_{02}}{4 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (6)$$

简洁起见, 式(6)略去了发送数据的下标. 其中 $P(\cdot)$ 表示事件概率, $\mathbf{h}_{02} = [h_{01}, h_2]^T$, $\mathbf{C}_w = \mathbf{E}(\mathbf{w} \mathbf{w}^\dagger)$,

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \sqrt{P_R}bh_1 \\ \vdots & \sqrt{P_R}bh_1 \\ 0 & \sqrt{P_R}bh_1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\hat{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} s(1) - \bar{s}(1) & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ s(2) - \bar{s}(2) & s(1) - \bar{s}(1) & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ s(3) - \bar{s}(3) & \cdots & s(2) - \bar{s}(2) & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ s(T) - \bar{s}(T) & 0 & \cdots & \cdots & 0 & s(T-1) - \bar{s}(T-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(11)中的条件 PEP 对所有可能的信道衰落状态进行遍历可得平均 PEP^[14]. 首先求关于 h_{02} 的期望, 得到^[17]:

$$P(s, \bar{s}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \underbrace{E_{h_1} \left(\det^{-1} \left(I_2 + \frac{P_2}{4\sin^2\theta} \Phi_{02} \mathbf{H}_1^\dagger \hat{\mathbf{S}}^\dagger \mathbf{C}_w^{-1} \hat{\mathbf{S}} \mathbf{H}_1 \right) \right)}_{\xi_\theta(s, \bar{s})} d\theta \quad (9)$$

其中, $\Phi_{02} = \text{diag}([\varphi_0, \varphi_2]^T)$, $\text{diag}(\cdot)$ 表示对角矩阵. $\xi_\theta(s, \bar{s})$ 中的行列式仅与 U_1 和 R 间的信道功率增益 $|h_1|^2$ 相关, 将其展开为关于 $|h_1|^2$ 的有理分式:

$$\det \left(I_2 + \frac{P_2}{4\sin^2\theta} \Phi_{02} \mathbf{H}_1^\dagger \hat{\mathbf{S}}^\dagger \mathbf{C}_w^{-1} \hat{\mathbf{S}} \mathbf{H}_1 \right) = \frac{F_1(|h_1|^2)}{F_2(|h_1|^2)} \quad (10)$$

记矩阵 \mathbf{C}_w 对角线上第 k 个元素为 ζ_k , $F_1(|h_1|^2)$ 和 $F_2(|h_1|^2)$ 可分别表示为:

$$\begin{aligned} F_1(|h_1|^2) &= \prod_{k=1}^T \zeta_k + \frac{P_2}{4\sin^2\theta} \varphi_0 \sum_{i=1}^T |\hat{s}(i)|^2 \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq i}}^T \zeta_k \\ &+ \frac{P_2}{4\sin^2\theta} \varphi_2 P_R b^2 |h_1|^2 \\ &\cdot \left(\frac{P_2}{4\sin^2\theta} \varphi_0 |\hat{s}(1)|^2 + \zeta_1 \right) \\ &\cdot \sum_{i=2}^T |\hat{s}(i-1)|^2 \prod_{\substack{k=2 \\ k \neq i}}^T \zeta_k \\ &+ \left(\frac{P_2}{4\sin^2\theta} \right)^2 \zeta_1 \varphi_0 \varphi_2 P_R b^2 |h_1|^2 \\ &\cdot \left[\sum_{i=2}^T \sum_{\substack{j=2 \\ j \neq i}}^T (\hat{s}(i)|^2 |\hat{s}(j-1)|^2 \right. \\ &\left. - \hat{s}^*(i) \hat{s}(i-1) \hat{s}^*(j-1) \hat{s}(j) \right) \prod_{\substack{k=2 \\ k \neq i \\ k \neq j}}^T \zeta_k \end{aligned} \quad (11)$$

$$F_2(|h_1|^2) = \prod_{k=1}^T \zeta_k \quad (12)$$

对 $F_2(|h_1|^2)/F_1(|h_1|^2)$ 进行部分分式分解, 可以逐项

求取 $\xi_\theta(s, \bar{s})$ 中关于 h_1 的期望:

$$\xi_\theta(s, \bar{s}) = E_{h_1} \left[\frac{F_2(|h_1|^2)}{F_1(|h_1|^2)} \right] = \omega_0 + \frac{1}{\varphi_1} \sum_{l=1}^{T-1} \omega_l J \left(-\frac{p_l}{\varphi_1} \right) \quad (13)$$

其中, p_l 是方程 $F_1(|h_1|^2) = 0$ 的第 l 个根, ω_l 是与 $|h_1|^2$ 无关的常数, $J(x) = \exp(x) E_1(x)$, $E_1(x) = \int_x^{+\infty} t^{-1} \exp(-t) dt = -\gamma_E - \ln(x) - \sum_{n=1}^{+\infty} (-x)^n / (n \cdot n!)$ 表示指数积分, $\gamma_E = 0.57721 \dots$ 为欧拉-马歇罗尼常数. 将式(13)代入式(9), 得到:

$$P(s, \bar{s}) = \frac{1}{\varphi_1 \pi} \int_0^{\pi/2} \omega_0 + \frac{1}{\varphi_1} \sum_{l=1}^{T-1} \omega_l J \left(-\frac{p_l}{\varphi_1} \right) d\theta \quad (14)$$

3.2 成对差错概率的上界

式(14)中关于 θ 的积分不存在闭式解, 但是可通过数值计算得到任意精度的平均 PEP. 为了直观展示非正交 FD-TWR 系统的差错性能, 本文推导平均 PEP 的紧致上界.

$P(s, \bar{s})$ 的切尔诺夫界为^[15]为:

$$P(s, \bar{s}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \xi_\theta(s, \bar{s}) d\theta < \frac{1}{2} \xi_{\pi/2}(s, \bar{s}) \quad (15)$$

式(15)去除了式(14)中的积分运算, 因此可利用式(13)结合主项平衡法^[18]获得平均 PEP 在高发射功率区间的渐进表达式. 为简便计, 设 $P_i = P_R = P$. 则当 $\theta = \pi/2$ 时, 将 $F_1(|h_1|^2)$ 近似表示为:

$$\begin{aligned} F_1(|h_1|^2) &\approx \frac{P^2}{16} \varphi_0 \varphi_2 P b^2 |h_1|^2 (|\hat{s}(1)|^4 \zeta_3^{T-2} \\ &+ |\hat{s}(1)|^2 \Gamma_0 \zeta_2 \zeta_3^{T-3} + \Gamma_1 \zeta_1 \zeta_3^{T-3} \\ &+ \Gamma_2 \zeta_1 \zeta_2 \zeta_3^{T-4}) \sim O(P^{(T-1)\lambda_1 + 1}) \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $O(P^n)$ 表示次数不高于 n 的关于 P 的多项式,

$$\Gamma_0 = \sum_{i=3}^T |\hat{s}(i-1)|^2,$$

$$\Gamma_1 = \sum_{i=3}^T |\hat{s}^\dagger(1) \hat{s}^\dagger(i) - \hat{s}(2) \hat{s}(i-1)|^2,$$

$$\Gamma_2 = \sum_{i=3}^{T-1} \sum_{j=i+1}^T |\hat{s}^\dagger(i-1) \hat{s}^\dagger(j) - \hat{s}(i) \hat{s}(j-1)|^2$$

显然, Γ_0 和 Γ_1 仅在 $T \geq 3$ 时存在, Γ_2 仅在 $T \geq 4$ 时存在. 根据用户节点的发送数据长度 T 的取值不同, 式(16)分为以下情形分别讨论.

(1) $T=1$

当仅有 1 个符号需要传输时, U_1 和 U_2 仅能通过直接链路进行数据交换, 中继无法参与协作, 系统退化为点对点通信系统, 平均 PEP 退化为平均误符号率:

$$P(s, \hat{s}) < \frac{4\beta_1}{\varphi_0} P^{-(1-\lambda_1)} + O(P^{-1}) \quad (17)$$

(2) $T=2$

当用户节点发送 2 个符号时, 中继节点在第 2 时隙

转发信号后终止传输,即以半双工模式参与协作.该情形下的平均 PEP 表示为:

$$P(s, \hat{s}) < \begin{cases} \frac{8\beta_1^2(\varphi_1 + \varphi_2)(1 - \lambda_1)}{\varphi_0\varphi_1\varphi_2|\hat{s}(1)|^4} P^{-2(1-\lambda_1)} \ln P + O(P^{\lambda_1-2}), & \lambda_1 \neq 1 \\ \frac{8\beta_1^2(\varphi_1 + \varphi_2)}{\varphi_0\varphi_1\varphi_2|\hat{s}(1)|^4} + O(P^{-1}), & \lambda_1 = 1 \end{cases} \quad (18)$$

(3) $T=3$

此时中继节点能够在第 3 个时隙内以全双工方式参与协作,平均 PEP 计算为:

$$P(s, \hat{s}) < \begin{cases} \frac{8\beta_1^2(\varphi_1 + \varphi_2)(1 - \lambda_1)}{\varphi_0\varphi_1\varphi_2\Gamma} P^{-2(1-\lambda_1)} \ln P + O(P^{\lambda_1-2}), & \lambda_1 \neq 1 \\ \frac{8\beta_1^2(\varphi_1 + \varphi_2)}{\varphi_0\varphi_1\varphi_2\Gamma} + O(P^{-1}), & \lambda_1 = 1 \end{cases} \quad (19)$$

其中, $\Gamma = |\hat{s}(1)|^4 + |\hat{s}(1)|^2\Gamma_0 + \Gamma_1$.

(4) $T \geq 4$

当用户节点的发送符号数大于等于 4 时,中继节点主要以全双工方式参与协作.在 $F_1(|h_1|^2)$ 和 $F_2(|h_1|^2)$ 中约去公因子 ζ_3^{T-4} ,平均 PEP 可依式(13)计算为:

$$P(s, \hat{s}) < \begin{cases} \frac{8\beta_1^2(\varphi_1 + \varphi_2)^2(1 - \lambda_1)}{\varphi_0\varphi_1\varphi_2\Gamma'} P^{-2(1-\lambda_1)} \ln P + O(P^{\lambda_1-2}), & \lambda_1 \neq 1 \\ \frac{8\beta_1^2(\varphi_1 + \varphi_2)^2}{\varphi_0\varphi_1\varphi_2\Gamma'} + O(P^{-1}), & \lambda_1 = 1 \end{cases} \quad (20)$$

其中 $\Gamma' = 2|\hat{s}(1)|^4 + |\hat{s}(1)|^2\Gamma_0 + \Gamma_1 + \Gamma_2$.

4 性能分析

合并式(17)~(20),系统平均 PEP 可整理为如下函数:

$$P(s, \hat{s}) < \frac{P^{-G_d(T)}}{G_c(T)} + O(P^{\varepsilon(T)}) \quad (21)$$

其中,

$$\varepsilon(T) = \begin{cases} -1, & T=1 \\ \lambda_1 - 2, & T \geq 2 \end{cases}$$

函数 $G_d(T)$ 和 $G_c(T)$ 分别表示发送数据长度为 T 时的分集增益和编码增益.

4.1 分集增益

根据式(21),不同发送数据长度下的分集增益可表示为:

$$G_d(T) = \begin{cases} 1 - \lambda_1, & T=1 \\ 2(1 - \lambda_1) - \ln \ln P / \ln P, & T \geq 2 \end{cases} \quad (22)$$

由式(22)可知,FD-TWR 系统的分集增益仅与 λ_1 相关,且随着 λ_1 的增大而线性减小;当 $T \geq 2$ 时,中继能够参与协作,由于用户间的直连信道和中继信道分布特征不同,分集增益表达式中存在对数项 $\ln \ln P / \ln P$ ^[16,19].此外,分集增益表达式中不包含 β_i .根据 β_i 和 λ_i 的物理意义解释可知,影响系统分集增益的不是 SIC 的绝对值,而是 SIC 的效率. $\ln \ln P / \ln P$ 在 $P \rightarrow +\infty$ 时趋于零且变化缓慢,可忽略不计.当 $\lambda_1 \rightarrow 0$ 时,系统能够渐进取得最大分集增益 $G_d^{\max} \approx 2$,与 2×1 MIMO 系统的分集增益相近^[20].当 $\lambda_1 = 1$ 时,系统获得零分集,此时 RSF 功率随着发射功率线性增长,用户的接收信干噪比无法获得改善.

4.2 编码增益

系统的编码增益函数 $G_c(T)$ 定义如下:

$$G_c(T) = \begin{cases} \frac{\varphi_0|\hat{s}|^2}{4\beta_1}, & T=1 \\ \frac{\varphi_0\varphi_1\varphi_2|\hat{s}(1)|^4}{8\beta_1^2(\varphi_1 + \varphi_2)}, & T=2 \\ \frac{\varphi_0\varphi_1\varphi_2\Gamma}{8\beta_1^2(\varphi_1 + \varphi_2)\Xi[1, 1 - \lambda_1]}, & T=3 \\ \frac{\varphi_0\varphi_1\varphi_2\Gamma'}{8\beta_1^2(\varphi_1 + \varphi_2)^2\Xi[1, 1 - \lambda_1]}, & T \geq 4 \end{cases} \quad (23)$$

其中, $\Xi[a_1, a_2, \dots, a_n]$ 表示取 a_1, a_2, \dots, a_n 中的最小非零项.

式(23)表明,编码增益(本质上是编码结构)与 T 相关.事实上,编码结构取决于中继是否参与协作,以及参与协作时的双工方式:当 $T=1$ 时,中继不参与协作,系统不存在任何形式的编码;当 $T=2$ 时,中继以半双工方式协作,一半发送符号获得空间分集;当 $T \geq 3$ 时,中继主要以全双工方式协作,大部分发送符号都能获得分集增益. SIC 性能对编码增益也有显著影响:编码增益总是随着 β_1 减小而增大.虽然当 $T \geq 3$ 时,编码增益随 λ_1 的减小而减小,但在实际全双工系统中,一般有 $\beta_1 \ll (1 - \lambda_1) < 1$,因此编码增益主要取决于 β_1 ,即用户处 SIC 的最低性能.

4.3 分集增益可达性

若编码增益恒存在,则分集增益恒可达^[20].由于 $\varphi_0, \varphi_1, \varphi_2$ 均不为零,分集增益的可达条件等效为如下函数在 $s \neq \hat{s}$ 时恒不为零:

$$I_c(T) = \begin{cases} |\hat{s}|^2, & T=1 \\ |\hat{s}(1)|^4, & T=2 \\ \underbrace{|\hat{s}(1)|^4 + |\hat{s}(1)|^2\Gamma_0 + \Gamma_1}_{=\Gamma}, & T=3 \\ \underbrace{2|\hat{s}(1)|^4 + |\hat{s}(1)|^2\Gamma_0 + \Gamma_1 + \Gamma_2}_{=\Gamma'}, & T \geq 4 \end{cases}$$

$$(24)$$

在特定条件下,即使 $s \neq \bar{s}$, Γ_0 、 Γ_1 和 Γ_2 仍可能为零. 因此, $I_c(T) \neq 0$ 的充要条件是:

$$|\hat{s}(1)|^2 = |s(1) - \bar{s}(1)|^2 \neq 0 \quad (25)$$

通过满分集预编码^[15],可以保证式(25)恒成立. 引理 1 给出了一种满分集预编码的实现.

引理 1 定义分圆环 $Z(\zeta_r) = \left\{ \sum_{i=1}^r c_i \zeta_r^i \mid c_i \in \Omega, i = 1, 2, \dots, r-1 \right\}$, 其中 Ω 表示整数环 $\{\dots, 0, \pm 1, \pm 2, \dots\}$ 且 $\zeta_r = \exp\left(\frac{2j\pi}{r}\right)$. 令 $L = \prod_{l=1}^K l_k^{n_k}$, 其中 l_k 为素数, n_k 为正整数. 构造整数 $L_1 = L_2 \prod_{k=1}^K l_k^{m_k}$, 其中 $m_k \geq 1$ 且 L_2 与 L 互质, 并令 $Q = LL_1$. 定义 $L \times L$ 预编码矩阵:

$$\mathbf{F}_{\text{od}} = \mathbf{W}_L^\dagger \text{diag}(1, \zeta_Q, \dots, \zeta_Q^{L-1}) \quad (26)$$

其中, \mathbf{W}_L 为 $L \times L$ 离散傅里叶变换矩阵. 如果 $\mathbf{x} = \mathbf{F}_{\text{od}} \hat{\mathbf{s}}$, $\hat{\mathbf{s}} \in Z^L(\zeta_L)$ 且 $\hat{\mathbf{s}} \neq 0$, 那么向量 \mathbf{x} 中的所有元素均不为零.

引理 1 的证明见文献[21]. 通过选择适当的 L_1 、 L_2 和 Q , 可以构造维度为 $L = T$ 的预编码矩阵 \mathbf{F}_{od} , 使得当 $s \neq \bar{s}$ 时, $|\hat{s}(1)|^2$ 严格不为零. 根据式(26)可知, \mathbf{F}_{od} 是酉矩阵, 执行预编码后的用户节点仍然满足功率约束.

5 仿真分析

采用蒙特卡洛法仿真分析 FD-TWR 系统的差错性能, 并与 HD-TWR 系统比较. 用户节点发送 10^6 比特的数据. 信道参数如系统模型所述. 所有节点处的 AWGN 方差为 1, 发射功率取值范围为 5 ~ 40 dB. $V_S = \beta_S P^{\lambda_S}$ 和 $V_R = \beta_R P^{\lambda_R}$ 分别表示用户节点和中继节点处的 RSI 信号方差. FD 节点的调制方式为 QPSK. 其余仿真参数在各仿真场景中单独说明.

图 2 所示为 $\lambda_R = 0.1$ 时, 不同 λ_S 下系统 BER 随用户节点发射功率 P 的变化曲线, $\beta_S = 1, \beta_R = 0.1$. 用户节点每次传输 5 个符号. 由图可见, 随着 λ_S 增大, 分集增益减小, 且在 $\lambda_S = 1$ 时出现差错地板(零分集). 当 λ_S 相同时, 使用预编码使得系统能够保证分集增益可达性. 未进行预编码时的等效编码增益距离矩阵 $\hat{\mathbf{S}}^\dagger \hat{\mathbf{S}}$ 会出现秩亏, 导致分集增益损失和误码性能降低.

图 3 所示为 $\lambda_R = 0.1, \lambda_S = 0.2$ 时系统 BER 随用户节点发射功率 P 的变化曲线. 用户节点每次传输 5 个符号. 由图可知减小 β_S 能够降低系统 BER, 但当 β_S 从 10^{-3} 下降至 10^{-6} 时, 系统 BER 几乎没有变化. 其原因在于, 式(21)的基础是假设系统是干扰受限的, $\beta_S = 10^{-6}$ 时 RSI 信号会淹没在噪声中, 系统转化为噪声受限, RSI 对系统差错性能的影响可忽略. 另一方面, 由于预编码保证了系统编码增益恒不为零, 有预编码系统的 BER

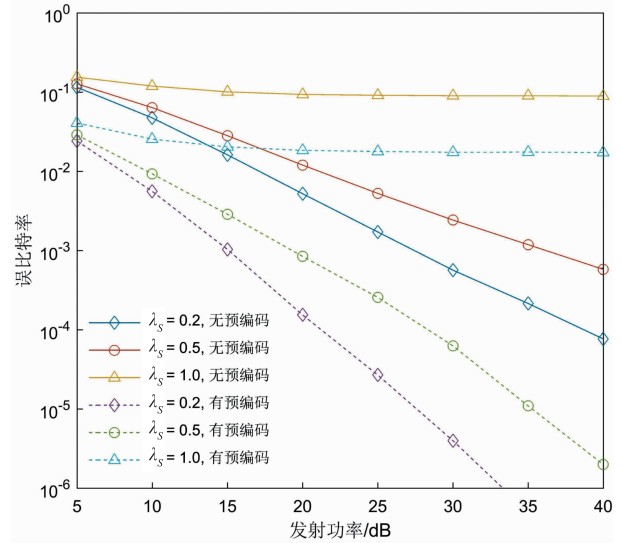


图2 $\lambda_R = 0.1$ 时系统误比特率与 λ_S 的关系

优于无预编码系统.

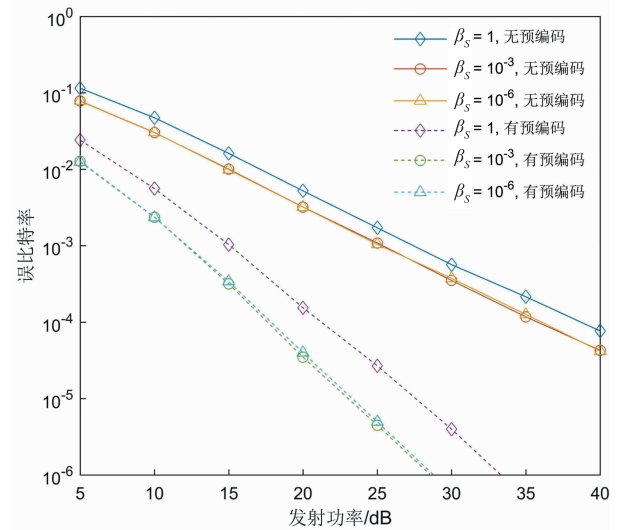


图3 $\lambda_R = 0.1, \lambda_S = 0.2$ 时系统误比特率与 β_S 的关系

图 4 所示为 FD 用户直传系统 ($T = 1$)、HD 中继辅助的 FD-TWR 系统 ($T = 2$)、FD 中继辅助的 FD-TWR 系统 ($T \geq 3$) 和 HD-TWR 系统^[2] 的 BER 随发射功率 P 的变化. 用户节点和中继的 SIC 性能参数分别为 $\lambda_S = 0.2$, $\beta_S = 1$ 和 $\lambda_R = 0.1, \beta_R = 0.1$. 为保证系统具有相同的频谱效率, HD-TWR 系统的调制方式为 16-QAM. 由图可知, 无论是否有中继参与协作, FD 系统的 BER 性能都明显优于 HD-TWR 系统, 原因有二: 一是 HD 节点无法利用用户节点间的直连信道, 造成分集增益损失; 二是 HD 采用高阶调制, 在相同误码要求下, HD 系统需要更大的发射功率. 上述现象表明, FD-TWR 系统在差错性能意义下的能效更优. 图 4 还指出了中继节点的双工方式对 FD-TWR 系统 BER 的影响. 当用户节点使用满分

集预编码时,FD 中继辅助系统的 BER 远低于 HD 中继辅助系统. 根据式(8)所示的编码结构,HD 中继辅助系统中用户节点每次传输 2 个符号 $s(1)$ 和 $s(2)$,其中 $s(2)$ 仅能通过直连信道传输,无法利用空间分集降低差错概率,从而导致系统整体 BER 上升. FD 中继辅助系统则不存在该弊端. 当用户节点均未使用预编码时,中继节点的双工模式对系统 BER 影响较小,但 FD-TWR 系统仍然具有微弱优势.

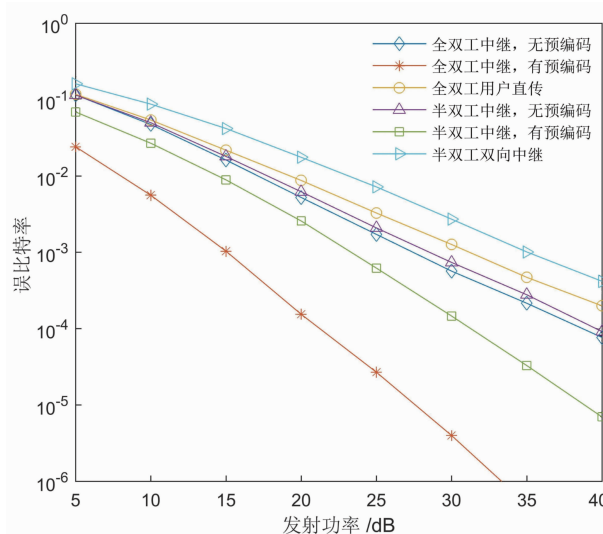


图4 不同中继模式下FD-TWR系统与HD-TWR系统误比特率对比

6 结论

本文研究了存在 RSI 的 3 节点 FD-TWR 系统的差错性能. 在中继的 SIC 能力强于用户前提下,导出了系统成对差错概率在高发射功率区间的渐进表达式,分析了系统分集增益和编码增益特征,论证了分集增益的可达条件. 理论分析指出,FD-TWR 的差错性能受限于用户处 RSI 功率特征:分集增益随 SIC 效率的提升而线性增加,能够渐进取得满分集;当系统表现为干扰受限时,增强 SIC 最低性能可以提高编码增益. 仿真结果表明,充分抑制 RSI 并采用预编码的 FD-TWR 系统差错性能远高于 HD-TWR 系统.

参考文献

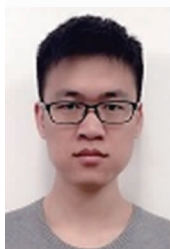
- [1] Nam Y H, Liu L, Wang Y, et al. Cooperative communication technologies for LTE-advanced [A]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing [C]. Dallas, Texas, USA: IEEE, 2010. 5610 – 5613.
- [2] Rankov B, Wittneben A. Achievable rate regions for the two-way relay channel [A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory [C]. Seattle, Washington, USA: IEEE, 2006. 1668 – 1672.
- [3] Ju M C, Kim I M. Error performance analysis of BPSK modulation in physical-layer network-coded bidirectional relay networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(10): 2770 – 2775.
- [4] Ngo H Q, Quek T Q S, Shin H. Amplify-and-forward two-way relay networks: Error exponents and resource allocation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(9): 2653 – 2666.
- [5] Li C, Yang L, Zhu W P. Two-way MIMO relay precoder design with channel state information [J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(12): 3358 – 3363.
- [6] Li C, Yang H J, Sun F, et al. Multiuser overhearing for cooperative two-way multi-antenna relays [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(5): 3796 – 3802.
- [7] 吴飞, 邵士海, 唐友喜. 一种基于多天线波束成形的全双工自干扰抵消算法 [J]. 电子学报, 2017, 45(1): 8 – 15. Wu Fei, Shao Shi-hai, Tang You-xi. A novel self-interference cancellation algorithm using multi-antenna beamforming in full-duplex system [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(1): 8 – 15. (in Chinese)
- [8] 刘建成, 全厚德, 赵宏志, 唐有喜. 基于迭代变步长 LMS 的数字域自干扰抵消 [J]. 电子学报, 2016, 44(7): 1530 – 1538. Liu Jian-cheng, Quan De-hou, Zhao Hong-zhi, Tang You-xi. Digital self-interference cancellation based on iterative variable step-size LMS [J]. Acta Electronica Sinica, 2016, 44(7): 1530 – 1538. (in Chinese)
- [9] 吴翔宇, 沈莹, 唐友喜. 室内环境下 2.6GHz 同时同频全双工自干扰信道测量与建模 [J]. 电子学报, 2015, 43(1): 1 – 6. Wu Xiang-yu, Shen Ying, Tang You-xi. Measurement and modeling of co-time co-frequency full-duplex self-interference channel of the indoor environment at 2.6GHz [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(1): 1 – 6. (in Chinese)
- [10] Sun X, Zhang D, Dai X. Performance analysis of full-duplex based two-way relaying [J]. China Communications, 2016, 13(11): 35 – 48.
- [11] Zhang Z, Ma Z, Ding Z, et al. Full-duplex two-way and one-way relaying: Average rate, outage probability, and tradeoffs [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(6): 3920 – 3933.
- [12] Han S, Cheng X, Yang L. A novel forwarding method for full-duplex two-way relay networks [J]. China Communications, 2017, 14(4): 65 – 72.
- [13] Zhang J, Li Q, Kim K J, et al. On the performance of full-duplex two-way relay channels with spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(12): 4966 – 4982.
- [14] Rodríguez L J, Tran N H, Le-Ngoc T. Performance of full-

- duplex AF relaying in the presence of residual self-interference[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9):1752–1764.
- [15] Ding Y, Zhang J K, Wong K M. The amplify-and-forward half-duplex cooperative system: Pairwise error probability and precoder design[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(2):605–617.
- [16] Craig J W. A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations[A]. Proceedings of IEEE Military Communications Conference [C]. McLean, Virginia, USA: IEEE, 1991. 571–575.
- [17] Tse D, Viswanath P. Fundamentals of Wireless Communication[M]. New York: Cambridge University Press, 2005.
- [18] Bender C M, Orszag S A. Advanced Mathematical Methods for Scientists and Engineers I: Asymptotic Methods and Perturbation Theory [M]. New York: Springer-Verlag, 2013.
- [19] Chang Y, Hua Y. Diversity analysis of orthogonal space-time modulation for distributed wireless relays [A]. Proceedings of IEEE International Conference on Acoustics Speech and Signal Processing [C]. Montreal, Quebec, Canada: IEEE, 2004. 561–564.
- [20] Tarokh V, Seshadri N, Calderbank A R. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998, 44(2):744–765.
- [21] Zhang J K, Liu J, Wong K M. Trace-orthonormal full diversity cyclotomic linear dispersion codes [A]. Proceedings of IEEE International Symposium on Information Theory [C]. Chicago, Illinois, USA: IEEE, 2004. 341–341.

作者简介



冯文江 男, 1963 年生于四川西充. 现为重庆大学通信工程学院教授、博士生导师. 主要研究方向为宽带无线接入技术、认知无线电、通信信号处理等.
E-mail: fengwj@cqu.edu.cn



刘国岭 男, 1989 年生于辽宁北票. 现为重庆大学通信工程学院博士研究生. 主要研究方向为全双工通信和协同通信.
E-mail: liuguoling@cqu.edu.cn



孔乾坤 男, 1993 年生于河南永城. 现为重庆大学通信工程学院研究生. 主要研究方向为 F-OFDM 的原理及框架和 OFDM 宽带传输技术.
E-mail: 2576916735@qq.com



包涛涛 男, 1993 生于湖北孝感, 现为重庆大学通信工程学院研究生. 主要研究方向为大规模 MIMO 系统的预编码技术.
E-mail: 20161213050@cqu.edu.cn



唐冰蓝 女, 1993 年生于四川广安. 现为重庆大学通信工程学院硕士研究生. 主要研究方向为图像处理.
E-mail: 734976090@qq.com



应腾达 男, 1991 年生于浙江永康. 现为重庆大学通信工程学院博士研究生. 主要研究方向为干扰对齐.
E-mail: tengdaying@cqu.edu.cn