

存在 I/Q 不平衡的 OFDM 全双工双向译码转发中继系统及其性能分析

吴皓威^{*①} 赵俊波^② 文 格^② 欧静兰^②

^①(重庆大学飞行器测控与通信教育部重点实验室 重庆 400044)

^②(重庆大学通信工程学院 重庆 400044)

摘 要: 全双工技术可以使频谱利用率翻倍, 是 5 G 系统的关键技术之一。采用直接变换结构的全双工系统中残余自干扰(Residual Self-Interference, RSI)和同相/正交(In-phase/Quadrature, I/Q)不平衡是限制系统性能的两大主要因素。该文针对存在 I/Q 不平衡的 OFDM 全双工双向中继系统, 建立了译码转发中继模式下的全双工系统信号模型, 分析了瑞利衰落信道下系统的中断性能, 获得了系统中断概率的闭式表达式。仿真结果不仅验证了理论分析的正确性, 还得到结论: 随着 I/Q 不平衡程度和残余自干扰强度的降低, 系统中断性能将得到改善; 只有沿着最速下降路线降低 I/Q 不平衡或中继节点 RSI, 才能实现最优的性能提升; 通过系统 I/Q 不平衡与 RSI 参数所在的坐标点和最速下降路线的相对位置关系, 来确定改善全双工双向中继系统中断性能的最优措施。

关键词: 全双工; 双向中继; I/Q 不平衡; 中断概率

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2017)03-0619-07

DOI: 10.11999/JEIT160545

OFDM Full-duplex Bidirectional DF Relaying System with I/Q Imbalance and Performance Analysis

WU Haowei^① ZHAO Junbo^② WEN Ge^② OU Jinglan^②

^①(Key Laboratory of Aircraft Tracking Telemetry & Command and Communication, Ministry of Education, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

^②(College of Communication Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The full-duplex transmission is one of the key technologies in the 5 G communication systems, due to the ability of improving spectrum efficiency. However, the performance of the full-duplex system, with the zero intermediate frequency structure, is badly impacted by the Residual Self-Interference (RSI) and In-phase/Quadrature (I/Q) imbalance. In this paper, the OFDM full-duplex bidirectional relaying system under the RSI and I/Q Imbalance (IQI) is investigated, in a cooperative scenario where the Decode-and-Forward (DF) protocol is considered. The outage performance of the system and its closed-form expressions are derived under Rayleigh fading channels, and the influences of the IQI and RSI on system performances are analyzed, respectively. The simulation results verify the analysis, and the conclusions are given as follows. First, the outage performance improves as decreasing of the IQI and RSI. Second, the optimal improvement of outage performance is achieved by reducing the RSI and I/Q imbalance, according the route with the steepest descent method. Third, the best way for enhancing the outage performance is chosen, by the relative position between the steepest descent route and the current coordinate of IQI-RSI.

Key words: Full-duplex; Bidirectional relaying; In-phase/Quadrature (I/Q) imbalance; Outage probability

1 引言

全双工技术通过自干扰消除, 实现同时同频带

实现收发信号, 可使频谱效率翻倍, 是一种前景广阔的双工技术^[1-3]。但全双工技术面临两大问题: 一方面是发射信号对接收端的干扰, 即自干扰问题。虽然现有的天线隔离手段或者自干扰消除方法^[4], 可在一定程度上抑制部分自干扰, 但存在的残余自干扰(Residual Self-Interference, RSI)仍然会影响系统性能。另一方面, 考虑硬件实现的成本、体积等因素, 全双工系统多采用直接变换的零中频收发机结构, 因而对模拟前端参数不理想较为敏感^[5-7]。同相/正交(In-phase/Quadrature, I/Q)不平衡^[7]是其

收稿日期: 2016-05-28; 改回日期: 2016-09-30; 网络出版: 2016-12-20

*通信作者: 吴皓威 wuhaowei@cqu.edu.cn

基金项目: 国家 863 计划项目(2015AA7072014C), 重庆市院士基金项目(cstc2014yykfy90001), 中央高校基本业务费项目(106112013CDJZR165502, CDJZR14100050)

Foundation Items: The National 863 Program of China (2015AA7072014C), The Chongqing Academician Fund Project (cstc2014yykfy90001), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (106112013CDJZR165502, CDJZR14100050)

中主要的不理想因素之一，特别是在正交频分复用 (OFDM) 系统中，I/Q不平衡会导致镜像子载波之间的干扰，从而严重影响全双工OFDM系统的整体性能。

协同中继通信技术提高了系统的覆盖范围和频谱效率，是未来5 G移动通信的关键技术之一^[8]，其中双向中继较单向中继能够最大化利用收发时隙，提高时间利用率，从而提高了整个系统的数据吞吐量和频谱效率^[9,10]。目前，国内外针对存在I/Q不平衡的中继系统研究多是针对采用半双工^[11,12]或者全双工^[13,14]方式的单向中继系统。例如，文献[11]研究了I/Q不平衡(I/Q Imbalance, IQI)对协同放大转发 (Amplify-and-Forward, AF) 中继通信系统的性能影响，并给出了基带补偿算法；文献[12]研究了系统收发两端存在I/Q不平衡时，采用机会中继选择可有效缓解I/Q不平衡的影响；文献[13,14]研究了I/Q不平衡对全双工译码转发 (Decode-and-Forward, DF) 单向中继通信系统的影响，考虑了直传路径与中继路径的折中问题，分析了在不同I/Q不平衡参数和不同RSI强度下的系统中断性能。针对存在收发I/Q不平衡的双向中继系统，文献[15]给出了半双工模式的AF中继系统的最优功率分配方案，并分析了不同功率分配方式对系统性能的影响。从文献调研的结果来看，目前还没有文献针对采用全双工模式，且同时存在I/Q不平衡的双向中继系统进行研究。

综上，本文针对存在I/Q不平衡的OFDM全双工双向中继系统，建立了译码转发中继模式下的全双工系统信号模型，分析了瑞利衰落信道下系统的中断性能，获得了系统中断概率的闭式表达式，并进行了仿真测试。仿真结果不仅验证了系统模型和理论分析的正确性，还得到如下结论：随着I/Q不平衡程度和残余自干扰强度的降低，系统中断性能将得到改善；只有沿着最速下降路线降低I/Q不平衡或减小中继节点RSI，才能实现最优的性能提升；通过系统I/Q不平衡与RSI参数所在的坐标点和最速下降路线的相对位置关系，来确定提升全双工双向中继系统中断性能的最优措施。

2 系统模型

图1给出了存在I/Q不平衡的3节点全双工双向中继系统模型，系统由两个节点A、B和一个中继节点R组成，每个节点都工作在全双工模式，可同时同频收发无线OFDM信号。节点A与B之间无法直接进行信息传输，需要通过中继节点R进行中继转发，中继节点将节点的信号译码处理后广播转发给两个节点。文中，字母和加上划线的字母分别

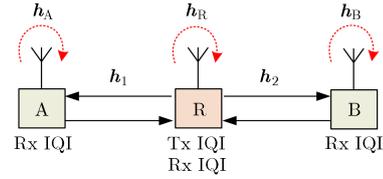


图1 全双工双向中继系统模型

表示频域和时域信号向量； h_1 和 h_2 分别表示中继节点与节点A、B之间的信道系数，都服从零均值复高斯分布，方差分别为 λ_1 和 λ_2 ； h_A, h_B, h_R 分别表示节点A、B和中继节点R的RSI信道频域冲激响应系数，均服从均值为零、方差为 λ_X 的高斯分布， $X \in \{A, R, B\}$ 。因为利用基带、射频和天线等自干扰抵消技术^[3,4]，每个全双工节点可以充分抑制自干扰中能量最强的成分，这样可将RSI看作是无直视径的多径衰落信道。

在时刻 i ，节点A和B分别将OFDM信号 \bar{s}_A^i 和 \bar{s}_B^i 同时发送至中继节点R，同时R广播发送信号 \bar{s}_R^{i-1} 给A、B两节点。 \bar{s}_R^{i-1} 是中继节点译码出 $i-1$ 时刻接收节点A和B的信号 \bar{s}_A^{i-1} 和 \bar{s}_B^{i-1} 后重新组合形成的信号。由于全双工系统存在发端对收端的自干扰， \bar{s}_R^{i-1} 的一部分作为残余自干扰将进入接收通道中。

考虑残余自干扰和接收I/Q不平衡影响，中继节点R接收信号的时域表达式为

$$\begin{aligned} \bar{y}_R^i = & u_R^r \bar{H}_1 \bar{s}_A^i + v_R^r (\bar{H}_1 \bar{s}_A^i)^* + u_R^r \bar{H}_2 \bar{s}_B^i \\ & + v_R^r (\bar{H}_2 \bar{s}_B^i)^* + \left(u_R^r u_R^t \bar{H}_R + v_R^r (v_R^t \bar{H}_R)^* \right) \bar{s}_R^{i-1} \\ & + \left(u_R^r v_R^t \bar{H}_R + v_R^r (u_R^t \bar{H}_R)^* \right) (\bar{s}_R^{i-1})^* \\ & + u_R^r \bar{n}_R + v_R^r (\bar{n}_R)^* \end{aligned} \quad (1)$$

其中， \bar{H}_1 与 \bar{H}_2 分别是链路A-R、B-R之间信道时域系数的循环移位矩阵， \bar{H}_R 是中继节点R的RSI信道时域系数的循环移位矩阵。各节点的发送信号满足 $E(\bar{s}_X^i (\bar{s}_X^i)^H) = \eta_X \mathbf{I}_M$ ，其中 η_X 表示不同节点的信号发射功率， $X \in \{A, R, B\}$ 。 \bar{n}_R 表示中继节点的零均值、方差为 N_0 的加性复高斯白噪声。设 $\epsilon_X^{t/r}$ 和 $\theta_X^{t/r}$ 分别表示幅度不平衡与相位不平衡^[7]，其上标 t/r 表示发送或接收过程，下标 $X \in \{A, R, B\}$ 代表不同的节点，则受I/Q不平衡影响的时域基带信号 \bar{g} 可表示为 $\bar{g}^{t/r} = u_X^{t/r} \bar{g} + v_X^{t/r} \bar{g}^*$ ，其中 $u_X^{t/r} = \cos(\theta_X^{t/r}/2) \mp j \epsilon_X^{t/r} \sin(\theta_X^{t/r}/2)$ ， $v_X^{t/r} = \epsilon_X^{t/r} \cos(\theta_X^{t/r}/2) - j \sin(\theta_X^{t/r}/2)$ ， $(\cdot)^*$ 表示共轭操作。

考虑中继节点的发送I/Q不平衡、残余自干扰和接收I/Q不平衡影响，节点B的接收信号表示为

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{y}}_B^i &= \left(u_B^r u_R^t \bar{\mathbf{H}}_2 + v_B^r (v_R^t \bar{\mathbf{H}}_2)^* \right) \bar{\mathbf{s}}_R^{i-1} \\ &+ \left(u_B^r v_R^t \bar{\mathbf{H}}_2 + v_B^r (u_R^t \bar{\mathbf{H}}_2)^* \right) (\bar{\mathbf{s}}_R^{i-1})^* \\ &+ u_B^r \bar{\mathbf{H}}_B \bar{\mathbf{s}}_B^i + v_B^r \bar{\mathbf{H}}_B^* (\bar{\mathbf{s}}_B^i)^* + u_B^r \bar{\mathbf{n}}_B + v_B^r (\bar{\mathbf{n}}_B)^*\end{aligned}\quad (2)$$

其中, $\bar{\mathbf{H}}_B$ 是节点 B 处 RSI 信道时域系数的循环移位矩阵, $\bar{\mathbf{n}}_B$ 表示节点 B 的零均值、方差为 N_0 的加性复高斯白噪声。

对式(1)和式(2)进行傅里叶变换,可以得到中继节点 R 和节点 B 的第 k 个子载波信号的频域表达式分别为

$$\begin{aligned}y_{R,k}^i &= u_R^r h_{1,k} s_{A,k}^i + v_R^r (h_{1,k} s_{A,-k}^i)^* + u_R^r h_{2,k} s_{B,k}^i \\ &+ v_R^r (h_{2,k} s_{B,-k}^i)^* + \left(u_R^r u_R^t h_{R,k} + v_R^r (v_R^t h_{R,-k})^* \right) s_{R,k}^{i-1} \\ &+ \left(u_R^r v_R^t h_{R,k} + v_R^r (u_R^t h_{R,-k})^* \right) (s_{R,-k}^{i-1})^* \\ &+ u_R^r n_{R,k} + v_R^r (n_{R,-k})^*\end{aligned}\quad (3)$$

$$\begin{aligned}y_{B,k}^i &= \left(u_B^r u_R^t h_{2,k} + v_B^r (v_R^t h_{2,-k})^* \right) s_{R,k}^{i-1} \\ &+ \left(u_B^r v_R^t h_{2,k} + v_B^r (u_R^t h_{2,-k})^* \right) (s_{R,-k}^{i-1})^* \\ &+ u_B^r h_{B,k} s_{B,k}^i + v_B^r h_{B,-k}^* (s_{B,-k}^i)^* \\ &+ u_B^r n_{B,k} + v_B^r (n_{B,-k})^*\end{aligned}\quad (4)$$

其中, $h_{X,k}$ 表示节点间第 k 个子载波的频域信道冲激响应, $X \in \{A, B, R, 1, 2\}$, $k \in \{1, 2, \dots, M\}$, M 为系统子载波数目。对应地, $h_{x,-k}$ 表示其镜像位置子载波的频域信道冲激响应。同理, 可得节点 A 接收信号的时域和频域表达式。

设双向中继系统的中继节点译码处理能力足够强, 利用物理层网络编码技术, 可以完全将来自节点 A 和 B 的信号分离出来^[16]。因此在计算 A→R 链路信干噪比时, 可以将来自 B 节点的信号及其镜像信号看成是已知的, 从而忽略其影响。再根据式(3)和式(4), 可得链路 A→R 和 R→B 的第 k 个子载波上的信干噪比 $\gamma_{AR,k}$ 和 $\gamma_{RB,k}$, 表示为

$$\begin{aligned}\gamma_{AR,k} &= \frac{\eta_A |u_R^r h_{1,k}|^2}{\eta_A |v_R^r (h_{1,-k})^*|^2 + \eta_R |u_R^r u_R^t h_{R,k} + v_R^r (v_R^t h_{R,-k})^*|^2 + \eta_R |u_R^r v_R^t h_{R,k} + v_R^r (u_R^t h_{R,-k})^*|^2 + (|u_R^r|^2 + |v_R^r|^2) N_0} \\ &= \frac{\eta_A |u_R^r h_{1,k}|^2}{\eta_A |v_R^r (h_{1,-k})^*|^2 + \eta_R |u_R^r u_R^t h_{R,k}|^2 + \eta_R |v_R^r (u_R^t h_{R,-k})^*|^2 + (|u_R^r|^2) N_0}\end{aligned}\quad (5)$$

$$\begin{aligned}\gamma_{RB,k} &= \frac{\eta_R |u_B^r u_R^t h_{2,k} + v_B^r (v_R^t h_{2,-k})^*|^2}{\eta_R \left| \left(u_B^r v_R^t h_{2,k} + v_B^r (u_R^t h_{2,-k})^* \right) \right|^2 + \eta_B |u_B^r h_{B,k}|^2 + \eta_B |v_B^r (h_{B,-k})^*|^2 + (|u_B^r|^2 + |v_B^r|^2) N_0} \\ &= \frac{\eta_R |u_B^r u_R^t h_{2,k}|^2}{\eta_R |u_B^r v_R^t h_{2,k}|^2 + \eta_R |v_B^r (u_R^t h_{2,-k})^*|^2 + \eta_B |u_B^r h_{B,k}|^2 + \eta_B |v_B^r (h_{B,-k})^*|^2 + (|u_B^r|^2) N_0}\end{aligned}\quad (6)$$

在式(5)和式(6)的推导过程中使用下述条件进行了化简: (1)各个链路频域信道是独立的、零均值复高斯随机变量, 其包络的平方满足指数分布, 即 $|h_{X,k}|^2 \sim \exp(\lambda_{X,k})$, $|h_{X,-k}|^2 \sim \exp(\lambda_{X,-k})$, $X \in \{A, B, R\}$, 其中 $x \sim \exp(\lambda)$ 表示随机变量 x 服从参数为 λ 的指数分布; (2)对于子载波数目较多的 OFDM 系统, 可将远离中心频率的子载波的信道频域响应与其镜像间信道频域响应的看成是独立的, 忽略其交叉项, 则有 $|u_B^r v_R^t h_{B,k} + v_B^r (u_R^t h_{B,-k})^*|^2 \approx |u_B^r v_R^t h_{B,k}|^2 + |v_B^r (u_R^t h_{B,-k})^*|^2$; (3)对于实际系统中的 I/Q 不平衡^[7], 镜像抑制比 $|v_R^t/r|/|u_R^t/r| \ll 1$ 。从式(5)和式(6)可以看出, 存在 I/Q 不平衡的全双工双向中继系统中任意两节点间的信干噪比不仅与节点间的信道增

益、噪声功率等常规参数有关, 还与 I/Q 不平衡和残余自干扰等参数相关。

同理, 亦可获得链路 B→R 和 R→A 的第 k 个子载波上的信干噪比 $\gamma_{BR,k}$ 和 $\gamma_{RA,k}$ 。

3 性能分析

上述全双工双向中继系统中, 只有 A→R→B 和 B→R→A 两个方向的链路都不发生中断, 系统才能正常通信。因此, 可将系统全局中断概率表示为

$$P_{\text{out}} = 1 - (1 - P_{\text{ARB}})(1 - P_{\text{BRA}}) \quad (7)$$

其中, P_{ARB} 和 P_{BRA} 分别表示链路 A→R→B 和 B→R→A 的中断概率。为了求得系统全局的中断概率, 需要分别获得两个方向的链路中断概率。

下面先讨论链路 A→R→B。这条链路上 OFDM 信号第 k 个子载波的中断概率可定义为^[14]

$$P_{\text{ARB},k} = P_{\text{AR},k} + (1 - P_{\text{AR},k})P_{\text{RB},k} \quad (8)$$

其中, $P_{\text{AR},k} = \Pr\{\gamma_{\text{AR},k} \leq \gamma_{\text{th}}\}$ 与 $P_{\text{RB},k} = \Pr\{\gamma_{\text{RB},k} \leq \gamma_{\text{th}}\}$ 分别表示链路 A→R 与 R→B 上信号的第 k 个子载波的中断概率, $\gamma_{\text{th}} = 2^{r_{\text{th}}} - 1$ 表示达到期望速

$$\begin{aligned} P_{\text{AR},k} &= \Pr\{\gamma_{\text{AR},k} \leq \gamma_{\text{th}}\} \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty \int_0^\infty \Pr\left\{|h_{1,k}|^2 \leq \frac{\gamma_{\text{th}}}{\eta_{\text{A}}|u_{\text{R}}^r|^2} \left(\eta_{\text{S}}|v_{\text{R}}^r|^2 x_1 + \eta_{\text{R}}|u_{\text{R}}^r u_{\text{R}}^t|^2 x_2 + \eta_{\text{R}}|v_{\text{R}}^r (u_{\text{R}}^t)^*|^2 x_3 + (|u_{\text{R}}^r|^2) N_0 \right)\right\} \\ &\quad \cdot f_{|h_{1,-k}|^2}(x_1) f_{|h_{\text{R},k}|^2}(x_2) f_{|h_{\text{R},-k}|^2}(x_3) dx_1 dx_2 dx_3 \\ &= \int_0^\infty \int_0^\infty \left[1 - \frac{\exp(-b)}{\lambda_{1,k} \frac{\gamma_{\text{th}} \eta_{\text{S}} |v_{\text{R}}^r|^2}{\eta_{\text{A}} |u_{\text{R}}^r|^2} + \lambda_{1,-k}} \right] f_{|h_{\text{R},k}|^2}(x_2) f_{|h_{\text{R},-k}|^2}(x_3) dx_2 dx_3 \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $b = \lambda_{1,k} \gamma_{\text{th}} \left(\eta_{\text{R}} |v_{\text{R}}^r u_{\text{R}}^t|^2 x_2 + \eta_{\text{R}} |v_{\text{R}}^r (u_{\text{R}}^t)^*|^2 x_3 + |u_{\text{R}}^r|^2 N_0 \right) / \left(\eta_{\text{A}} |u_{\text{R}}^r|^2 \right)$, $f_Y(y)$ 是随机变量 Y 的概率密度函数。这里各个信道频域响应的模的平方都服从指数分布, 化简式(9), 从而得到链路 A→R 的第 k 个子载波上的中断概率为

$$P_{\text{AR},k} = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{\gamma_{\text{th}}}{\rho_{\text{A}} \lambda_{1,k}}\right)}{\left(1 + \frac{|v_{\text{R}}^r|^2 \gamma_{\text{th}} \lambda_{1,-k}}{|u_{\text{R}}^r|^2 \lambda_{1,k}}\right) \left(1 + \frac{\eta_{\text{R}} |u_{\text{R}}^r u_{\text{R}}^t|^2 \gamma_{\text{th}} \lambda_{\text{R},k}}{\eta_{\text{A}} |u_{\text{R}}^r|^2 \lambda_{1,k}}\right) \left(1 + \frac{\eta_{\text{R}} |v_{\text{R}}^r (u_{\text{R}}^t)^*|^2 \gamma_{\text{th}} \lambda_{\text{R},-k}}{\eta_{\text{A}} |u_{\text{R}}^r|^2 \lambda_{1,k}}\right)} \quad (10)$$

其中, $\rho_{\text{A}} = \eta_{\text{A}}/N_0$ 表示节点 A 处的接收信干噪比。

同理可得链路 R→B 的第 k 个子载波上的中断概率为

$$P_{\text{RB},k} = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{|u_{\text{B}}^r|^2 \gamma_{\text{th}}}{\rho_{\text{R}} a \lambda_{2,k}}\right)}{\left(1 + \frac{|v_{\text{R}}^r (u_{\text{R}}^t)^*|^2 \gamma_{\text{th}} \lambda_{2,-k}}{a \lambda_{2,k}}\right) \left(1 + \frac{\eta_{\text{B}} |u_{\text{B}}^r|^2 \gamma_{\text{th}} \lambda_{\text{B},k}}{\eta_{\text{R}} a \lambda_{2,k}}\right) \left(1 + \frac{\eta_{\text{B}} |v_{\text{B}}^r|^2 \gamma_{\text{th}} \lambda_{\text{B},-k}}{\eta_{\text{R}} a \lambda_{2,k}}\right)} \quad (11)$$

其中, $a = |u_{\text{B}}^r u_{\text{R}}^t|^2 - |u_{\text{B}}^r v_{\text{R}}^t|^2 \gamma_{\text{th}}$, $\gamma_{\text{th}} \leq |u_{\text{R}}^t/v_{\text{R}}^t|^2$, $\rho_{\text{R}} = \eta_{\text{R}}/N_0$ 表示中继节点 R 处的接收信噪比。

为了便于分析, 设各节点的 I/Q 不平衡参数一致, 即 $u_{\text{R}}^t = u_{\text{R}}^r = u_{\text{A}}^r = u_{\text{B}}^r = u$, $v_{\text{R}}^t = v_{\text{R}}^r = v_{\text{A}}^r = v_{\text{B}}^r = v$ 。同时设 OFDM 系统子载波与其镜像信道频率响应的绝对值平方分布一致, 即 $\lambda_{1,k} = \lambda_{1,-k} = \lambda_1$, $\lambda_{2,k} = \lambda_{2,-k} = \lambda_2$, $\lambda_{\text{A},k} = \lambda_{\text{A},-k} = \lambda_{\text{A}}$, $\lambda_{\text{B},k} = \lambda_{\text{B},-k} = \lambda_{\text{B}}$ 。各个节点接收信噪比相同, 即 $\rho_{\text{A}} = \rho_{\text{R}} = \rho$ 。因此在式(8)中的中断概率 $P_{\text{AR},k}$ 和 $P_{\text{RB},k}$ 将与子载波序号 k 无关, 并将式(10)和式(11)代入式(8), 可得到链路 A→R→B 的中断概率为

$$P_{\text{ARB}} = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{\gamma_{\text{th}}}{\rho \lambda} \left(1 + \frac{1}{|u|^2 - \gamma_{\text{th}} |v|^2}\right)\right)}{\left(1 + 2 \frac{|v|^2}{|u|^2} \gamma_{\text{th}} + 2 \left(\frac{|v|^2}{|u|^2} \gamma_{\text{th}}\right)^2\right) \left(1 + |u|^2 \gamma_{\text{th}} \frac{\lambda_{\text{R}}}{\lambda_1}\right) \left(1 + \frac{1}{|u|^2} \gamma_{\text{th}} \frac{\lambda_{\text{B}}}{\lambda_1}\right)} \quad (12)$$

其中, $\gamma_{\text{th}} \leq |u/v|^2$ 。

同理, 由节点 A, B 完全对等, 亦可得链路 B→R→A 的中断概率 P_{BRA} 。

为进一步简化结果, 设链路 A→R 与 B→R 信道的方差满足 $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$, 节点 RSI 方差满足 $\lambda_{\text{A}} =$

率 r_{th} 所需的信噪比。

不失一般性, 设不同节点的每个 OFDM 子载波频率与其镜像子载波频率的信道频率响应是相互独立的随机变量, 根据式(5)可得链路 A→R 的第 k 个子载波上的中断概率为

$\lambda_B = \lambda_S$ ，则将 P_{ARB} 和 P_{BRA} 代入式(7)，可获得系统全局中断概率为

$$P_{\text{out}} = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{\gamma_{\text{th}}}{\rho\lambda}\left(1 + \frac{1}{|u|^2 - \gamma_{\text{th}}|v|^2}\right)\right)}{\left(1 + 2\frac{|v|^2}{|u|^2}\gamma_{\text{th}} + 2\left(\frac{|v|^2}{|u|^2}\gamma_{\text{th}}\right)^2\right)\left(1 + |u|^2\gamma_{\text{th}}\lambda_R/\lambda\right)\left(1 + \frac{1}{|u|^2}\gamma_{\text{th}}\lambda_S/\lambda\right)} \quad (14)$$

其中， $\gamma_{\text{th}} \leq |u/v|^2$ 。

在实际系统中，I/Q不平衡较小，则有镜像抑制比 $|v/u|^2 \ll 1$ 。进一步简化式(14)，可得系统全局中断概率的简化表达式为

$$P_{\text{out}} = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{\gamma_{\text{th}}}{\lambda\rho}\left(1 + \frac{1}{|u|^2 - \gamma_{\text{th}}|v|^2}\right)\right)}{\left(1 + 2\gamma_{\text{th}}\frac{|v|^2}{|u|^2}\right)\left(1 + \gamma_{\text{th}}|u|^2\frac{\lambda_R}{\lambda}\right)\left(1 + \frac{\gamma_{\text{th}}\lambda_S}{|u|^2\lambda}\right)} \quad (15)$$

式(15)给出了影响系统全局中断概率的主要因素。从中可以看出，与一般的中继系统不同，存在I/Q不平衡的全双工双向中继系统的中断概率与I/Q不平衡程度、RSI强度有关。当系统的目标传输速率和接收信噪比均不变的情况下，增加I/Q不平衡程度或提高RSI强度，都会恶化系统的中断性能。

下文的仿真分析将给出系统中断概率随I/Q不平衡程度与RSI强度变化的3维关系图。理论上可以通过最速下降法，获得降低系统中断概率的最优方法或最佳路径，但由于式(15)求解偏导数难度较大，无法获得理想的闭式解。因此，仿真中将给出通过数学工具绘制的最佳路径。

4 仿真分析

下面通过仿真来说明 I/Q 不平衡和 RSI 对全双工双向 OFDM 中继系统性能的影响。如无特殊说明，仿真中全双工 OFDM 双向中继系统的参数如下：子载波数目为 64；各节点之间信道和 RSI 信道的径数均为 8，且每一径的信道系数都服从均值为零的高斯分布，各节点间信道的方差为 $\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda$ ，中继节点 RSI 信道的方差为 λ_R ，A、B 节点 RSI 信道的方差为 $\lambda_A = \lambda_B = \lambda_S$ ；系统期望传输速率为 $r_{\text{th}} = 4$ bps/Hz。仿真图中，I/Q 不平衡的程度可以用 $|v/u|^2$ 来衡量， $|v/u|^2$ 越大说明 I/Q 不平衡程度越大。

图 2 给出了系统中断概率随信噪比变化的关系曲线，其中节点间信道方差 $\lambda = 25$ dB，RSI 信道方差 $\lambda_S = -30$ dB。从中可以看出，I/Q 不平衡或 RSI 都会恶化全双工双向中继系统的中断性能，蒙特卡洛仿真结果逼近理论分析结果，从而证明了理论分析的正确性。

图 3 给出了全双工双向中继系统在不同 I/Q 不

平衡参数下，中断概率随 RSI 方差变化的关系曲线，其中 $\lambda = 20$ dB， $\lambda_S = -35$ dB，信噪比 $\rho = 40$ dB，4 组 I/Q 不平衡参数分别为 (0 dB, 0°)，(0.05 dB, 2°)，(0.15 dB, 2°) 和 (0.25 dB, 2°)。从图中可以看出，在不同 RSI 条件和 I/Q 不平衡参数条件下，实际仿真结果与理论分析结果逼近，验证了理论分析的正确性。同时还发现，当 RSI 越小，系统的中断性能越佳；不过由于存在 I/Q 不平衡的影响，系统中断性能会在 RSI 下降到一定数值后产生平台效应，限制了系统性能的进一步提升。

图 4 给出了不同 RSI 情况下系统中断性能随 I/Q 不平衡参数变化的关系曲线，其中节点间信道方差 $\lambda = 25$ dB，信噪比 $\rho = 40$ dB，仿真图中的横坐标使用镜像抑制比 $|v/u|^2$ 的对数形式，即 $10\lg|v/u|^2$ 。从图中可以看出，随着 I/Q 不平衡程度的增大，系统性能不断恶化，因此应采用 I/Q 不平衡补偿方法以提升系统的性能。

图 5 给出了系统中断概率与 I/Q 不平衡程度和中继节点 RSI 强度的 3 维关系图，而图 6 给出了等中断概率线与最速下降路径，其中 $\lambda = 25$ dB， $\lambda_S = -20$ dB，信噪比 $\rho = 40$ dB，I/Q 不平衡参数为 (0.05 dB, 2°)。从图中可以看出：(1)随着 I/Q 不平衡程度或中继节点 RSI 方差的降低，系统中断概率也随之降低；(2)只有沿着最速下降路径降低 I/Q 不平衡程度或中继节点 RSI 方差，才能实现最优的性能提升；(3)如果 I/Q 不平衡与 RSI 参数构成的 2 维坐标点在图 6 最速下降线的上方，则采取自干扰抑制措施，降低 RSI 更有利于改善系统中断性能，相应的代价也较低；(4)如果 I/Q 不平衡与 RSI 参数构成的 2 维坐标点在图 6 最速下降线的下方，则采取 I/Q 不平衡的抑制措施，降低 I/Q 不平衡对于改善系统中断性能的效果最为明显，相应的代价也较低。

上述结论指出了提高全双工双向中继系统中断性能的努力方向，即通过系统 I/Q 不平衡与 RSI 参数所在的坐标点和最速下降路线的相对位置关系，通过在降低 I/Q 不平衡和降低 RSI 中选择最优的、最经济的方案，以此来改善全双工双向中继系统中断性能。

5 结束语

本文研究了存在 I/Q 不平衡的 OFDM 全双工双

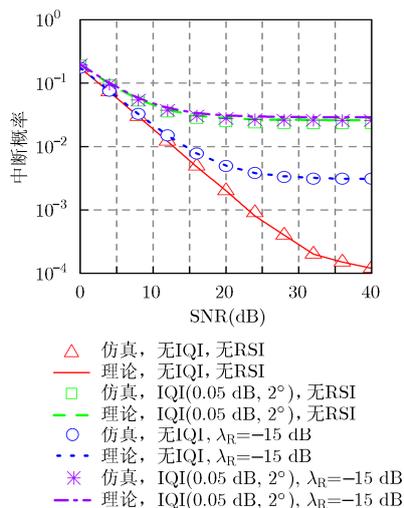


图2 中断概率与 SNR 的关系

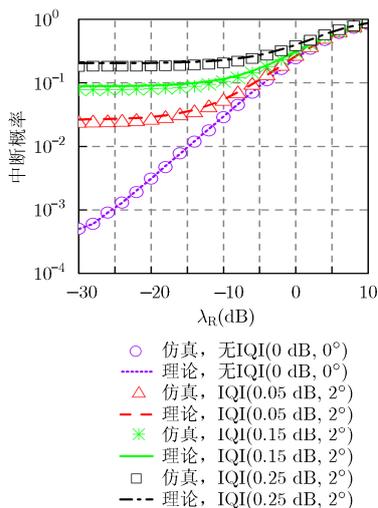


图3 中断概率与残余自干扰的关系

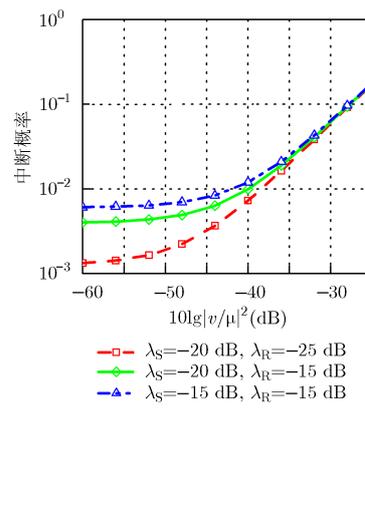


图4 中断概率与 I/Q 不平衡参数的关系

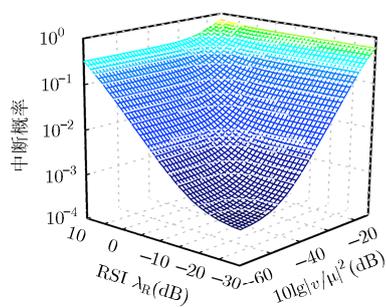


图5 中断概率与 I/Q 不平衡、中继 RSI 强度的 3 维关系图

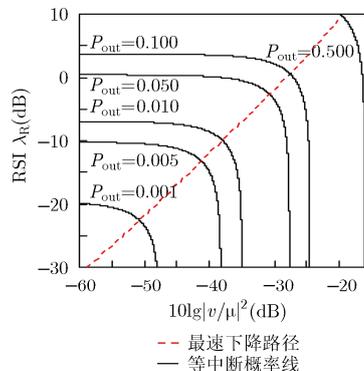


图6 等中断概率线与最速下降路径

向译码转发中继系统的中断性能, 推导了I/Q不平衡和存在RSI时系统中断概率的理论表达式, 结果表明, I/Q不平衡和RSI是影响中断率的两大主要因素, 增加I/Q不平衡性或提高RSI强度, 均会恶化系统的中断性能。本文还给出了可实现系统性能最优提升的最速下降路线, 只有沿该路线降低I/Q不平衡度或中继节点RSI强度, 才能以最低成本获得系统的性能改善; 同时还指出, 通过系统I/Q不平衡与RSI参数所在的坐标点和最速下降路线的相对位置关系, 可确定提升全双工双向中继系统中断性能的最优措施。

参考文献

- [1] ZHANG X, CHENG W, and ZHANG H. Full-duplex transmission in PHY and MAC layers for 5 G mobile wireless networks[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2015, 22(5): 112-121. doi: 10.1109/MWC.2015.7306545.
- [2] ZHANG Z, LONG K, VASILAKOS AV, et al. Full-duplex wireless communications: Challenges, solutions, and future research directions[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2016, 104(7):

1369-1409. doi: 10.1109/JPROC.2015.2497203.

- [3] ZHANG Z, CHAI X, LONG K, et al. Full duplex techniques for 5 G networks: Self-interference cancellation, protocol design, and relay selection[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(5): 128-137. doi: 10.1109/MCOM.2015.7105651.
- [4] HONG S, BRAND J, CHOI J, et al. Applications of self-interference cancellation in 5 G and beyond[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2014, 52(2): 114-121. doi: 10.1109/MCOM.2014.6736751.
- [5] SYRJALA V, VALKAMA M, ANTILLA L, et al. Analysis of oscillator phase-noise effects on self-interference cancellation in full-duplex OFDM radio transceivers[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(6): 2977-2990. doi: 10.1109/TWC.2014.041014.131171.
- [6] KORPI D, RIIHONEN T, SYRJALA V, et al. Full-duplex transceiver system calculations: Analysis of ADC and linearity challenges[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2014, 13(7): 3821-3836. doi: 10.1109/TWC.2014.2315213.

- [7] HORLIN F and BOURDOUX A. Digital Compensation for Analog Front-Ends[M]. England: Wiley, 2008: 71-95.
- [8] GUPTA A and JHA R K. A survey of 5 G network: Architecture and emerging technologies[J]. *IEEE Access*, 2015, 3: 1206-1232. doi: 10.1109/ACCESS.2015.2461602.
- [9] RATAJCZAK K, BAKOWSKI K, and WESOLOWSKI K. Two-way relaying for 5 G systems: Comparison of network coding and MIMO techniques[C]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Istanbul, Turkey, 2014: 376-381. doi: 10.1109/WCNC.2014.6952037.
- [10] 欧静兰, 吴皓威, 邹玉涛, 等. 过时信道状态下机会双向中继选择算法[J]. *北京邮电大学学报*, 2014, 37(6): 44-48. doi: 10.13190/j.jbupt.2014.06.009.
- OU Jinglan, WU Haowei, ZOU Yutao, *et al.* Opportunistic two-way relay selection scheme with outdated channel state information[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2014, 37(6): 44-48. doi: 10.13190/j.jbupt.2014.06.009.
- [11] MOKHTAR M, GOMAA A, and AL-DHAHIR N. OFDM AF relaying under I/Q imbalance: Performance analysis and baseband compensation[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(4): 1304-1313. doi: 10.1109/TCOMM.2013.020813.120576.
- [12] MOKHTAR M, BOULOGEORGOS A, KARAGIANNIDIS G K, *et al.* OFDM opportunistic relaying under joint transmit/receive I/Q imbalance[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(5): 1458-1468. doi: 10.1109/TCOMM.2014.022314.130911.
- [13] MOKHTAR M, AL-DHAHIR N, and HAMILA R. I/Q imbalance and loop-back self-interference effects in full-duplex OFDM DF relays[C]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, New Orleans, LA, USA, 2015: 81-86. doi: 10.1109/TCOMM.2014.2325036.
- [14] MOKHTAR M, AL-DHAHIR N, and HAMILA R. OFDM full-duplex DF relaying under I/Q imbalance and loopback self-interference[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(8): 6737-6741. doi: 10.1109/TVT.2015.2479257.
- [15] LI J, MATTHAIYOU M and SVENSSON T. I/Q imbalance in two-way AF relaying[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(7): 2271-2285. doi: 10.1109/TCOMM.2014.2325036.
- [16] WANG Z, HUANG J, ZHOU S, *et al.* Iterative receiver processing for OFDM modulated physical-layer network coding in underwater acoustic channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(2): 541-553. doi: 10.1109/TCOMM.2012.022513.120085.
- 吴皓威: 男, 1981年生, 副研究员, 研究方向为无线局域网、宽带无线通信等。
- 赵俊波: 男, 1991年生, 硕士生, 研究方向为无线局域网、数据链等。
- 文 格: 女, 1991年生, 硕士生, 研究方向为无线局域网、数据链等。
- 欧静兰: 女, 1981年生, 副教授, 研究方向为宽带无线通信、中继通信等。