

基于迫零方式下带有硬件损害的大规模MIMO全双工中继系统

金思年 岳殿武* 闫秋娜

(大连海事大学信息科学技术学院 大连 116026)

摘要: 该文考虑一个大规模MIMO全双工中继系统, 该系统下多个单天线的源节点和多个单天线的目的节点通过一个在接收端和发送端分别配置 N_{rx} 和 N_{tx} 根天线的中继进行通信。在非完美信道状态信息(CSI)和硬件损害的情况下, 中继端在译码转发(DF)的方式下使用迫零(ZF)方法去处理接收信号和发送信号, 并获得了闭合形式的接收速率表达式。根据这些表达式, 可以得到各种功率收缩规律, 发现随着中继端接收天线数量和发送天线数量以一定比例趋近于无穷大时, 源节点的能量、中继端的能量和导频的能量可以以一定条件收缩来维持系统性能。

关键词: 大规模MIMO; 全双工中继系统; 硬件损害; 译码转发; 迫零; 功率收缩

中图分类号: TN911.23

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2019)06-1352-07

DOI: 10.11999/JEIT180228

Massive MIMO Full-duplex Relaying with Hardware Impairments and Zero-forcing Processing

JIN Sinian YUE Dianwu YAN Qiuna

(College of Information Science and Technology, Dalian Maritime University, Dalian 116026, China)

Abstract: A massive MIMO full-duplex relaying system is considered in this paper, in which multiple single-antenna sources simultaneously communicate with multiple single-antenna destinations using a single relay that is equipped with N_{rx} receive antennas and N_{tx} transmit antennas. Under imperfect Channel State Information (CSI) and hardware impairment, the relay processes the received and transmitted signals by means of Zero-Forcing (ZF) and uses Decode-and-Forward (DF) scheme. The closed-form expressions of achievable rate are deduced. Based on these expressions, the various power scaling laws can be obtained. It is shown that when the two numbers of the relay receive and transmit antennas go to infinity but with a fixed ratio, the system can maintain a desirable quality of service in the case of scaling the transmit powers of the sources, relay and pilots.

Key words: Massive MIMO; Full-duplex relaying system; Hardware impairments; Decode-and-Forward (DF); Zero-Forcing (ZF); Power scaling

1 引言

大规模多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)技术由美国贝尔实验室的Marzetta^[1]在2010年首次提出, 由于大规模MIMO技术可以提升系统的能量效率和频谱效率, 因此其已成为未来5G通信系统中最具发展前景的研究方向^[2-6]。由于中继技术具有提供空间分集和扩展无线网络覆盖范围等方面优点, 所以逐渐被IEEE 802.11s和

IEEE 802.16j等标准所接受。基于此, 大规模MIMO全双工中继系统应运而生^[7-11], 该系统通过在中继接收端和发送端配置大量天线以起到节约能量和保证通信质量的目的。因为该系统需要配置大量的天线, 所以从经济角度出发需要用到低质量低成本的元器件, 而这些元器件所带来一个不可避免的问题就是硬件损害问题, 硬件损害主要体现在元器件处出现与发送和接收能量成比例的独立同分布的干扰噪声^[9-14]。

文献^[9]介绍了在非完美信道状态信息(Channel State Information, CSI)和带有硬件损害的情况下采用最大比合并/最大比传输(Maximum-Ratio Combining/Maximum-Ratio Transmission, MRC/MRT)处理方式下的全双工中继系统渐近速率。文献^[10]介绍了在中继端使用线性最小二乘法(Linear Square, LS)去估计CSI且带有硬件损害的

收稿日期: 2018-03-09; 改回日期: 2019-04-07; 网络出版: 2019-04-10

*通信作者: 岳殿武 dwyue@dlmu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61801074), 中央高校基本科研业务费专项资金(3132016347), 辽宁省自然科学基金(201602086)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China(61801074), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (3132016347), The Liaoning Provincial Natural Science Foundation (201602086)

情况下, 中继端采用迫零(Zero-Forcing, ZF)方式去处理接收和发送信号, 并获得了全双工中继系统的频谱效率表达式, 并以此获得了各种功率收缩情况下的系统性能。鉴于此, 由于ZF方式较MRC/MRT方式相比具有更好的处理性能且线性最小均方误差法(Linear Minimum Mean-Square-Error, LMMSE)与LS方法相比可以更准确地去估计CSI, 因此本文深入研究了大规模MIMO全双工中继系统在译码转发(Decode-and-Forward, DF)模式下采用ZF方式的传输方案, 得到了该系统在使用LMMSE去估计CSI和带有硬件损害情况下的可达速率, 并根据速率表达式对系统的功率收缩规律进行了分析, 最后通过仿真验证了理论分析的正确性。本文中出现了很多符号, 其中 $[\cdot]^H$ 和 $[\cdot]^T$ 表示共轭转置和转置; $\mathbf{I}_M$ 和 $\text{diag}\{\cdot\}$ 代表单位矩阵和对角矩阵; $E\{\cdot\}$ 和 $\text{Var}(\cdot)$ 表示期望运算和方差运算; $[\mathbf{A}]_{mn}$ 代表 $\mathbf{A}$ 的第 m 行 n 列的元素; $\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{\Sigma})$ 表示均值为0且协方差矩阵为 $\mathbf{\Sigma}$ 的循环对称复高斯向量。

2 系统模型及信道估计

2.1 系统模型

假定本文采用与文献[10]中图1相同的系统模型, 其中 K 对源节点和目的节点通过一个全双工中继进行通信, 即源节点 S_k 和目的节点 $D_k(k=1, 2, \dots, K)$ 通过中继 R 进行通信。假定源节点和目的节点处配置单根天线, 中继接收端和发送端分别配置 N_{rx} 和 N_{tx} 根天线。用 $\mathbf{G}_{SR} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times K}$ 和 $\mathbf{G}_{RD} \in \mathbb{C}^{N_{tx} \times K}$ 分别表示 K 个源节点到中继接收端的阵列和 K 个目的节点到中继发送端的阵列, $\mathbf{G}_{SR}$ 和 $\mathbf{G}_{RD}$ 可以写为 $\mathbf{G}_{SR} = \mathbf{H}_{SR} \mathbf{D}_{SR}^{1/2}$ 和 $\mathbf{G}_{RD} = \mathbf{H}_{RD} \mathbf{D}_{RD}^{1/2}$, 其中小尺度衰落矩阵 $\mathbf{H}_{SR}$ 和 $\mathbf{H}_{RD}$ 中的元素服从独立同分布的 $\mathcal{CN}(0, 1)$, $\mathbf{D}_{SR}$ 和 $\mathbf{D}_{RD}$ 为大尺度衰落对角矩阵, $\beta_{SR,k}$ 和 $\beta_{RD,k}$ 分别为 $\mathbf{D}_{SR}$ 和 $\mathbf{D}_{RD}$ 的第 k 个对角元素[7, 9]。 $\mathbf{G}_{LI} \in \mathbb{C}^{N_{rx} \times N_{tx}}$ 表示中继发送端和接收端间的回环干扰矩阵, $\mathbf{G}_{LI}$ 中的每个元素服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_{LI}^2)$, 其中 σ_{LI}^2 代表回环干扰的强度。

2.2 信道估计

在实际中, 信道 $\mathbf{G}_{SR}$ 和 $\mathbf{G}_{RD}$ 需要在中继端进行估计, 最普遍的方法是利用导频序列, 在相同时间使源节点和目的节点发送长度为 $\tau(\tau \geq K)$ 的导频序列, 这样在中继接收端和中继发送端可以获得的导频接收矩阵为[10]

$$\mathbf{Y}_{rp} = \sqrt{P_P} \mathbf{G}_{SR} \mathbf{F}_S + \mathbf{G}_{SR} \mathbf{N}_{\lambda, SR} + \mathbf{N}_{\mu, SR} + \mathbf{N}_{rp} \quad (1)$$

$$\mathbf{Y}_{tp} = \sqrt{P_P} \mathbf{G}_{RD} \mathbf{F}_D + \mathbf{G}_{RD} \mathbf{N}_{\lambda, RD} + \mathbf{N}_{\mu, RD} + \mathbf{N}_{tp} \quad (2)$$

其中, P_P 表示每个导频符号的发送能量; $\mathbf{N}_{rp}$ 和 $\mathbf{N}_{tp}$

为中继接收端和发送端接收到的噪声, $\mathbf{N}_{rp}$ 和 $\mathbf{N}_{tp}$ 中的元素服从独立同分布 $\mathcal{CN}(0, 1)$; $\mathbf{F}_S \in \mathbb{C}^{K \times \tau}$ 和 $\mathbf{F}_D \in \mathbb{C}^{K \times \tau}$ 为来自源节点和目的节点处的离散傅里叶形式的导频矩阵[15], 具有 $\mathbf{F}_S \mathbf{F}_S^H = \tau \mathbf{I}_K$ 和 $\mathbf{F}_D \mathbf{F}_D^H = \tau \mathbf{I}_K$ 的性质。 λ_P 为信道估计阶段在源和目的节点处由于硬件损害所造成的非完美传输强度, μ_P 为在中继接收和发送端由于硬件损害所造成的非完美接收强度, 由于硬件损害的原因, 将会在源和目的节点处引入与导频发送能量成比例的独立同分布的干扰噪声 $\mathbf{N}_{\lambda, SR}$ 和 $\mathbf{N}_{\lambda, RD}$, 其中元素服从独立同分布 $\mathcal{CN}(0, \lambda_P P_P)$, 同理在中继接收端和发送端处也会引入与接收能量成比例的独立同分布的干扰噪声 $\mathbf{N}_{\mu, SR}$ 和 $\mathbf{N}_{\mu, RD}$, 根据式(1)和式(2)可知其中的元素分别服从独立同分布的 $\mathcal{CN}(0, \mu_P (P_P (1 + \lambda_P) \sum_{k=1}^K \beta_{SR,k} + 1))$

和

$$\mathcal{CN}(0, \mu_P (P_P (1 + \lambda_P) \sum_{k=1}^K \beta_{RD,k} + 1)) \quad [10]$$

假定在中继端接收和发送端采用LMMSE对信道进行估计[15], 即

$$\hat{\mathbf{G}}_{SR} = \frac{\mathbf{Y}_{rp}}{\sqrt{P_P}} \left(\mathbf{F}_S^H \mathbf{R}_{SR} \mathbf{F}_S + N_{rx} \left((\lambda_P + \mu_P + \lambda_P \mu_P) \sum_{k=1}^K \beta_{SR,k} + \frac{1 + \mu_P}{P_P} \right) \mathbf{I}_\tau \right)^{-1} \cdot \mathbf{F}_S^H \mathbf{R}_{SR} \quad (3)$$

$$\hat{\mathbf{G}}_{RD} = \frac{\mathbf{Y}_{tp}}{\sqrt{P_P}} \left(\mathbf{F}_D^H \mathbf{R}_{RD} \mathbf{F}_D + N_{tx} \left((\lambda_P + \mu_P + \lambda_P \mu_P) \sum_{k=1}^K \beta_{RD,k} + \frac{1 + \mu_P}{P_P} \right) \mathbf{I}_\tau \right)^{-1} \cdot \mathbf{F}_D^H \mathbf{R}_{RD} \quad (4)$$

其中,

$$\mathbf{R}_{SR} = \text{diag} \{ N_{rx} \beta_{SR,1}, N_{rx} \beta_{SR,2}, \dots, N_{rx} \beta_{SR,K} \} \quad (5)$$

$$\mathbf{R}_{RD} = \text{diag} \{ N_{tx} \beta_{RD,1}, N_{tx} \beta_{RD,2}, \dots, N_{tx} \beta_{RD,K} \} \quad (6)$$

用 $\mathbf{e}_{SR}$ 和 $\mathbf{e}_{RD}$ 分别表示 $\mathbf{G}_{SR}$ 和 $\mathbf{G}_{RD}$ 的估计误差矩阵, 即

$$\mathbf{G}_{SR} = \hat{\mathbf{G}}_{SR} + \mathbf{e}_{SR} \quad (7)$$

$$\mathbf{G}_{RD} = \hat{\mathbf{G}}_{RD} + \mathbf{e}_{RD} \quad (8)$$

当 λ_P 较小时, 为了方便后面的处理计算, 假定 $\hat{\mathbf{G}}_{SR}$, $\mathbf{e}_{SR}$, $\hat{\mathbf{G}}_{RD}$ 和 $\mathbf{e}_{RD}$ 是彼此相互独立的, 用 $\hat{g}_{SR,k}$, $e_{SR,k}$, $\hat{g}_{RD,k}$ 和 $e_{RD,k}$ 分别表示 $\hat{\mathbf{G}}_{SR}$, $\mathbf{e}_{SR}$,

$\hat{\mathbf{G}}_{\text{RD}}$ 和 $\mathbf{e}_{\text{RD}}$ 的第 k 列;并且 $\hat{\mathbf{g}}_{\text{SR},k}$ 中的元素服从独立同分布的 $\mathcal{CN}(0, \delta_{\text{SR},k}^2)$, $\mathbf{e}_{\text{SR},k}$ 中的元素服从独立同分布的 $\mathcal{CN}(0, \delta_{\text{eSR},k}^2)$, $\hat{\mathbf{g}}_{\text{RD},k}$ 中的元素服从独立同分布的 $\mathcal{CN}(0, \delta_{\text{RD},k}^2)$, $\mathbf{e}_{\text{RD},k}$ 中的元素服从独立同分布的 $\mathcal{CN}(0, \delta_{\text{eRD},k}^2)$, 通过文献[15]中的方法可以计算出

$$\delta_{\text{gSR},k}^2 = \frac{\tau\beta_{\text{SR},k}^2}{(\lambda_P + \mu_P + \lambda_P\mu_P) \sum_{j=1}^K \beta_{\text{SR},j} + \tau\beta_{\text{SR},k} + \frac{1+\mu_P}{P_P}} \quad (9)$$

$$\delta_{\text{eSR},k}^2 = \beta_{\text{SR},k} - \delta_{\text{gSR},k}^2 \quad (10)$$

$$\delta_{\text{gRD},k}^2 = \frac{\tau\beta_{\text{RD},k}^2}{(\lambda_P + \mu_P + \lambda_P\mu_P) \sum_{j=1}^K \beta_{\text{RD},j} + \tau\beta_{\text{RD},k} + \frac{1+\mu_P}{P_P}} \quad (11)$$

$$\delta_{\text{eRD},k}^2 = \beta_{\text{RD},k} - \delta_{\text{gRD},k}^2 \quad (12)$$

3 DF方式的性能分析

3.1 DF传输过程

$$\mathbf{y}_{\text{R}}[i] = \sqrt{P_{\text{S}}} \mathbf{G}_{\text{SR}} \mathbf{x}[i] + \mathbf{G}_{\text{SR}} \mathbf{n}_1[i] + \sqrt{P_{\text{R}}} \mathbf{G}_{\text{LI}} \mathbf{s}[i] + \mathbf{G}_{\text{LI}} \mathbf{n}_3[i] + \mathbf{n}_2[i] + \mathbf{n}_{\text{R}}[i] \quad (13)$$

$$\mathbf{y}_{\text{D}}[i] = \sqrt{P_{\text{R}}} \mathbf{G}_{\text{RD}}^{\text{H}} \mathbf{s}[i] + \mathbf{G}_{\text{RD}}^{\text{H}} \mathbf{n}_3[i] + \mathbf{n}_{\text{D}}[i] + \mathbf{n}_4[i] \quad (14)$$

在时间 i , 式(13)表示所有 K 个源节点 S_k 同时向中继接收端发送它们的信号 $\sqrt{P_{\text{S}}}x_k[i]$, 与此同时式(14)表示中继将接收到的信号进行处理后得到 $\sqrt{P_{\text{R}}}\mathbf{s}[i] \in \mathbb{C}^{N_{\text{tx}} \times 1}$, 并将其向 K 个目的节点 D_k 进行广播, 假定源节点与目的节点距离较远, 源节点发送的信号不会被目的节点所接收[7, 9]。为保证 P_{S} 和 P_{R} 是每个源节点和中继的平均传输能量, 假定 $\text{E}\{|x_k[i]|^2\}=1$ 和 $\text{E}\{|\mathbf{s}[i]|^2\}=1$, 其中 $\mathbf{x}[i] = [x_1[i] \ x_2[i] \ \cdots \ x_K[i]]^{\text{T}}$ 。 $\mathbf{n}_{\text{R}}[i]$ 和 $\mathbf{n}_{\text{D}}[i]$ 表示中继接收端和目的节点处的加性噪声且其中每个元素都服从独立同分布的 $\mathcal{CN}(0, 1)$ 。 $\mathbf{n}_1[i]$, $\mathbf{n}_2[i]$, $\mathbf{n}_3[i]$ 和 $\mathbf{n}_4[i]$ 分别定义为源节点, 中继接收端, 中继发送端和目的节点处由于硬件损害而引入的独立同分布的干扰噪声, 即[9, 10]

$$n_{1,k}[i] \sim \mathcal{CN}(0, \delta_{1,k}), \delta_{1,k} = \lambda_1 P_{\text{S}} \text{E}\{|x_k[i]|^2\} \quad (15)$$

$$n_{2,m}[i] \sim \mathcal{CN}(0, \delta_{2,m}), \delta_{2,m} = \mu_1 \text{E}\{|y_{\text{R},m}[i]|^2\} \quad (16)$$

$$n_{3,m}[i] \sim \mathcal{CN}(0, \delta_{3,m}), \delta_{3,m} = \lambda_2 P_{\text{R}} \text{E}\{|s_m[i]|^2\} \quad (17)$$

$$n_{4,k}[i] \sim \mathcal{CN}(0, \delta_{4,k}), \delta_{4,k} = \mu_2 \text{E}\{|y_{\text{D},k}[i]|^2\} \quad (18)$$

其中, λ_1 和 λ_2 分别代表源节点和中继发送端处由于硬件损害带来的发送干扰强度, μ_1 和 μ_2 分别代表中继接收端和目的节点处由于硬件损害带来的接收干扰强度[9, 10]。 $n_{1,k}[i]$, $n_{4,k}[i]$ 和 $y_{\text{D},k}[i]$ 分别代表 $\mathbf{n}_1[i]$, $\mathbf{n}_4[i]$ 和 $\mathbf{y}_{\text{D}}[i]$ 的第 k 个元素。 $n_{2,m}[i]$, $y_{\text{R},m}[i]$, $n_{3,m}[i]$ 和 $s_m[i]$ 分别代表 $\mathbf{n}_2[i]$, $\mathbf{y}_{\text{R}}[i]$, $\mathbf{n}_3[i]$ 和 $\mathbf{s}[i]$ 的第 m 个元素。

当在中继端接收端采用ZF方式进行线性接收时, 即接收信号 $\mathbf{y}_{\text{R}}[i]$ 通过乘上一个线性接收矩阵 $\mathbf{W}^{\text{H}} = (\hat{\mathbf{G}}_{\text{SR}}^{\text{H}} \hat{\mathbf{G}}_{\text{SR}})^{-1} \hat{\mathbf{G}}_{\text{SR}}^{\text{H}}$, 可以把接收信号分成 K 个数据流, 然后用第 k 个数据流去译码来自 S_k 的发送信号, 则接收到的第 k 个数据流表示为[9, 10]

$$r_k[i] = \sqrt{P_{\text{S}}} \mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{g}_{\text{SR},k} x_k[i] + \sqrt{P_{\text{S}}} \sum_{j \neq k}^K \mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{g}_{\text{SR},j} x_j[i] + \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{g}_{\text{SR},j} n_{1,j}[i] + \sqrt{P_{\text{R}}} \mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{LI}} \mathbf{s}[i] + \mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{LI}} \mathbf{n}_3[i] + \mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{n}_2[i] + \mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{n}_{\text{R}}[i] \quad (19)$$

其中, $\mathbf{g}_{\text{SR},k}$ 和 $\mathbf{w}_k$ 分别代表 $\mathbf{G}_{\text{SR}}$ 和 $\mathbf{W}$ 的第 k 列。

在进行完线性检测处理后, 中继端需要使用ZF方式去处理这些信号, 由于处理延时, 发送向量 $\mathbf{s}[i] = \mathbf{A} \mathbf{x}[i-d]$, d 为处理延时且 $d \geq 1$, 其中 $\mathbf{A} = \alpha_{\text{ZF}} \hat{\mathbf{G}}_{\text{RD}} (\hat{\mathbf{G}}_{\text{RD}}^{\text{H}} \hat{\mathbf{G}}_{\text{RD}})^{-1}$ 是线性预编码矩阵, α_{ZF} 的作用是为了满足中继发送端能量为一个常值, 即 $\text{E}\{|\mathbf{s}[i]|^2\}=1$, 则

$$\alpha_{\text{ZF}} = \sqrt{(N_{\text{tx}} - K) / \sum_{j=1}^K \delta_{\text{gRD},j}^{-2}}$$

因此第 k 个目的节点处的信号可以表示为[9, 10]

$$y_{\text{D},k}[i] = \sqrt{P_{\text{R}}} \mathbf{g}_{\text{RD},k}^{\text{H}} \mathbf{a}_k x_k[i-d] + \sqrt{P_{\text{R}}} \sum_{j \neq k}^K \mathbf{g}_{\text{RD},k}^{\text{H}} \mathbf{a}_j x_j[i-d] + \mathbf{g}_{\text{RD},k}^{\text{H}} \mathbf{n}_3[i] + n_{4,k}[i] + n_{\text{D},k}[i] \quad (20)$$

其中, $\mathbf{g}_{\text{RD},k}$ 和 $\mathbf{a}_k$ 分别代表 $\mathbf{G}_{\text{RD}}$ 和 $\mathbf{A}$ 的第 k 列, $n_{\text{D},k}[i]$ 为 $\mathbf{n}_{\text{D}}[i]$ 的第 k 个元素。

3.2 DF方式的可达速率分析

根据文献[10]中的方法, 可以将式(19)重新写

成一个已知均值增益乘上有效信号, 再加上有效噪声的形式, 因此式(19)可以重新表示为

$$r_k[i] = \underbrace{\sqrt{P_S} \mathbf{E} \{ \mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,k} \} x_k[i]}_{\text{有用信号}} + \underbrace{\tilde{\mathbf{n}}_{R,k}[i]}_{\text{有效噪声}} \quad (21)$$

其中,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{n}}_{R,k}[i] = & \sqrt{P_S} (\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,k} - \mathbf{E} \{ \mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,k} \}) x_k[i] \\ & + \sqrt{P_S} \sum_{j \neq k}^K \mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,j} x_j[i] \\ & + \sum_{j=1}^K \mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,j} n_{1,j}[i] \\ & + \sqrt{P_R} \mathbf{w}_k^H \mathbf{G}_{LI} \mathbf{s}[i] + \mathbf{w}_k^H \mathbf{G}_{LI} \mathbf{n}_3[i] \\ & + \mathbf{w}_k^H \mathbf{n}_2[i] + \mathbf{w}_k^H \mathbf{n}_R[i] \end{aligned} \quad (22)$$

根据文献[10], 可知式(21)中的有用信号和有效噪声是不相关的, 通过使用和式(21)中类似的方法, 同样可将式(20)重新表述成 $\sqrt{P_R} \mathbf{E} \{ \mathbf{g}_{RD,k}^H \mathbf{a}_k \} \cdot x_k[i-d]$ 加上有效噪声的形式, 由于篇幅原因, 在此不再具体描述。

考虑系统的频谱效率, 在相干时间为 T 的间隔内, 需要消耗 τ 个符号间隔去进行信道估计, 并在余下的时间里进行数据的传输。通过将式(19)和式(20)重新表述成已知均值增益乘上有效信号, 再加上有效噪声的形式, 并利用文献[10]中的方法可以得到全双工中继系统采用DF方式的频谱效率和的下界表达式为

$$\begin{aligned} S_{FD} &= \frac{T-\tau}{T} \sum_{k=1}^K \log_2 (1 + \min(\text{SINR}_{SR,k}, \text{SINR}_{RD,k})) \end{aligned} \quad (23)$$

其中,

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{SR,k} = & P_S |\mathbf{E} \{ \mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,k} \}|^2 \\ & / \left\{ P_S \text{Var}(\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,k}) \right. \\ & + P_S \sum_{j \neq k}^K \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,j}|^2 \} \\ & + \sum_{j=1}^K \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,j} n_{1,j}[i]|^2 \} \\ & + P_R \mathbf{E} \{ \|\mathbf{w}_k^H \mathbf{G}_{LI} \mathbf{A}\|^2 \} \\ & + \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{G}_{LI} \mathbf{n}_3[i]|^2 \} + \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{n}_2[i]|^2 \} \\ & \left. + \mathbf{E} \{ \|\mathbf{w}_k^H\|^2 \} \right\} \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{RD,k} = & P_R |\mathbf{E} \{ \mathbf{g}_{RD,k}^H \mathbf{a}_k \}|^2 / \left\{ P_R \text{Var}(\mathbf{g}_{RD,k}^H \mathbf{a}_k) \right. \\ & + P_R \sum_{j \neq k}^K \mathbf{E} \{ |\mathbf{g}_{RD,k}^H \mathbf{a}_j|^2 \} \\ & \left. + \mathbf{E} \{ |\mathbf{g}_{RD,k}^H \mathbf{n}_3[i]|^2 \} + \delta_{4,k} + 1 \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

首先来计算 $\text{SINR}_{SR,k}$ 中出现的各部分, 其中[2, 16]

$$\mathbf{E} \{ \mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,k} \} = 1 + \mathbf{E} \{ \mathbf{w}_k^H \mathbf{e}_{SR,k} \} = 1 \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}(\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,k}) &= \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{e}_{SR,k}|^2 \} \\ &= \delta_{eSR,k}^2 \mathbf{E} \left\{ \left[\left(\hat{\mathbf{G}}_{SR}^H \hat{\mathbf{G}}_{SR} \right)^{-1} \right]_{kk} \right\} \\ &= \frac{\delta_{eSR,k}^2}{(N_{rx} - K) \delta_{gSR,k}^2} \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \sum_{j \neq k}^K \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,j}|^2 \} &= \sum_{j \neq k}^K \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{e}_{SR,j}|^2 \} \\ &= \frac{\sum_{j \neq k}^K \delta_{eSR,j}^2}{(N_{rx} - K) \delta_{gSR,k}^2} \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^K \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{g}_{SR,j} n_{1,j}[i]|^2 \} &= \lambda_1 P_S \left(1 + \frac{\sum_{j=1}^K \delta_{eSR,j}^2}{(N_{rx} - K) \delta_{gSR,k}^2} \right) \end{aligned} \quad (29)$$

$$\mathbf{E} \{ \|\mathbf{w}_k^H \mathbf{G}_{LI} \mathbf{A}\|^2 \} = \frac{\sigma_{LI}^2}{(N_{rx} - K) \delta_{gSR,k}^2} \quad (30)$$

$$\mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{G}_{LI} \mathbf{n}_3[i]|^2 \} = \frac{\lambda_2 P_R \sigma_{LI}^2}{(N_{rx} - K) \delta_{gSR,k}^2} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E} \{ |\mathbf{w}_k^H \mathbf{n}_2[i]|^2 \} &= \mu_1 \left(P_S (1 + \lambda_1) \sum_{k=1}^K \beta_{SR,k} \right. \\ & \quad \left. + P_R (1 + \lambda_2) \sigma_{LI}^2 + 1 \right) \\ & \quad / (N_{rx} - K) \delta_{gSR,k}^2 \end{aligned} \quad (32)$$

$$\mathbf{E} \{ \|\mathbf{w}_k^H\|^2 \} = \frac{1}{(N_{rx} - K) \delta_{gSR,k}^2} \quad (33)$$

将式(26)–式(33)代入式(24)即可求得 $\text{SINR}_{\text{SR},k}$ 为

$$\text{SINR}_{\text{SR},k} = (N_{\text{rx}} - K) P_{\text{S}} \delta_{\text{g}_{\text{SR},k}}^2 / \left[(N_{\text{rx}} - K) \lambda_1 P_{\text{S}} \delta_{\text{g}_{\text{SR},k}}^2 + (1 + \lambda_1) P_{\text{S}} \sum_{j=1}^K \delta_{\text{e}_{\text{SR},j}}^2 + (1 + \mu_1) ((1 + \lambda_2) \sigma_{\text{LI}}^2 P_{\text{R}} + 1) + (1 + \lambda_1) \mu_1 P_{\text{S}} \sum_{k=1}^K \beta_{\text{SR},k} \right] \quad (34)$$

利用和计算 $\text{SINR}_{\text{SR},k}$ 类似的方法, 可以求得 $\text{SINR}_{\text{RD},k}$ 为

$$\text{SINR}_{\text{RD},k} = \frac{P_{\text{R}} \alpha_{\text{ZF}}^2}{\mu_2 P_{\text{R}} \alpha_{\text{ZF}}^2 + (1 + \mu_2) (\lambda_2 P_{\text{R}} \beta_{\text{RD},k} + P_{\text{R}} \delta_{\text{e}_{\text{RD},k}}^2 + 1)} \quad (35)$$

将式(34)和式(35)代入式(23), 即可求得采用ZF方式的全双工中继系统频谱效率表达式。

3.3 DF方式的功率收缩分析

现在考虑通过在中继端配置大量的天线来挖掘系统节约能量的潜力, 从以下两种功率收缩情况分析系统的可达速率:

情况1 假定 $\bar{P}_{\text{S}}$, $\bar{P}_{\text{R}}$ 和 $\bar{P}_{\text{p}}$ 是固定的, 且 $P_{\text{S}} = \bar{P}_{\text{S}} / N_{\text{rx}}$, $P_{\text{R}} = \bar{P}_{\text{R}} / N_{\text{tx}}$ 和 $P_{\text{p}} = \bar{P}_{\text{p}}$, 当 N_{rx} 和 N_{tx} 趋近于无穷大时, 采用ZF方式的全双工中继系统频谱效率表达式趋近为

$$\text{S}_{\text{FD}}^{\text{case1}} \rightarrow \frac{T - \tau}{T} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \min \left(\frac{\bar{P}_{\text{S}} \delta_{\text{g}_{\text{SR},k}}^2}{\lambda_1 \bar{P}_{\text{S}} \delta_{\text{g}_{\text{SR},k}}^2 + \mu_1 + 1}, \frac{\bar{P}_{\text{R}}}{\mu_2 \bar{P}_{\text{R}} + (1 + \mu_2) \sum_{j=1}^K \delta_{\text{g}_{\text{RD},j}}^{-2}} \right) \right) \quad (36)$$

情况2 假定 $\bar{P}_{\text{S}}$, $\bar{P}_{\text{R}}$ 和 $\bar{P}_{\text{p}}$ 是固定的, 且 $P_{\text{S}} = \bar{P}_{\text{S}} / N_{\text{rx}}^a$, $P_{\text{R}} = \bar{P}_{\text{R}} / N_{\text{tx}}^a$ 和 $P_{\text{p}} = \bar{P}_{\text{p}} / N_{\text{rx}}^{1-a}$, 当 N_{rx} 趋近于无穷大且 $N_{\text{tx}} = \kappa N_{\text{rx}}$, $\kappa > 0$ 和 $0 < a < 1$ 时, 采用ZF方式的全双工中继系统频谱效率表达式趋近为

$$\text{S}_{\text{FD}}^{\text{case2}} \rightarrow \frac{T - \tau}{T} \cdot \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \min \left(\frac{\bar{P}_{\text{S}} \bar{P}_{\text{p}} \tau \beta_{\text{SR},k}^2}{\lambda_1 \bar{P}_{\text{S}} \bar{P}_{\text{p}} \tau \beta_{\text{SR},k}^2 + (1 + \mu_1) (1 + \mu_{\text{p}})}, \frac{\bar{P}_{\text{R}} \bar{P}_{\text{p}} \tau \kappa^{1-a}}{\mu_2 \bar{P}_{\text{R}} \bar{P}_{\text{p}} \tau \kappa^{1-a} + (1 + \mu_2) (1 + \mu_{\text{p}}) \sum_{j=1}^K \beta_{\text{RD},j}^{-2}} \right) \right) \quad (37)$$

通过观察可以发现在情况1和情况2下, 随着中继接收端和发送端天线数量趋近于无穷大时, 对系统的源节点发送能量、中继端发送能量和导频发送能量进行功率收缩, 两种情况的渐近表达式都可以趋近于一个常值。通过观察可以发现, 两种情况的表达式十分相似, 分母部分都含有因源节点和目的节点的硬件损害而带来的随着发送能量成比例增长且无法消除的影响, 这说明为了提升系统性能应该着重从源节点和目的节点的元器件方面进行考虑。最后还发现了 $\text{S}_{\text{FD}}^{\text{case1}} \leq \text{S}_{\text{FD}}^{\text{case2}}$, 说明情况2是一种可以同时兼顾节能和系统性能这两方面的较优的功率收缩方式。

3.4 DF方式的遍历可达速率

式(23)得到的系统频谱效率下界是在假定中继

接收端和目的节点处已知信道增益的统计信息时(即 $\text{E}\{\mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{g}_{\text{SR},k}\}$ 和 $\text{E}\{\mathbf{g}_{\text{RD},k}^{\text{H}} \mathbf{a}_k\}$)得到的。为了验证式(23)是否可以完美地预测系统性能, 以及比较式(23)和遍历接收速率之间的差距, 本文采用文献[7]中的方法, 假定在中继接收端和目的节点处已知信道瞬时信息, 因此采用DF方式的全双工中继系统遍历传输速率表达式为

$$\bar{\text{S}}_{\text{FD}} = \frac{T - \tau}{T} \cdot \sum_{k=1}^K \text{E} \{ \log_2 (1 + \min(\bar{\text{SINR}}_{\text{SR},k}, \bar{\text{SINR}}_{\text{RD},k})) \} \quad (38)$$

其中,

$$\bar{\text{SINR}}_{\text{SR},k} = \frac{P_{\text{S}} |\mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{g}_{\text{SR},k}|^2}{P_{\text{S}} \sum_{j \neq k} |\mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{g}_{\text{SR},j}|^2 + \sum_{j=1}^K |\mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{g}_{\text{SR},j} n_{1,j}[i]|^2 + P_{\text{R}} \|\mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{LI}} \mathbf{A}\|^2 + |\mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{G}_{\text{LI}} \mathbf{n}_3[i]|^2 + |\mathbf{w}_k^{\text{H}} \mathbf{n}_2[i]|^2 + \|\mathbf{w}_k^{\text{H}}\|^2} \quad (39)$$

$$\overline{\text{SINR}}_{\text{RD},k} = \frac{P_{\text{R}} |g_{\text{RD},k}^{\text{H}} \mathbf{a}_k|^2}{P_{\text{R}} \sum_{j \neq k} |g_{\text{RD},k}^{\text{H}} \mathbf{a}_j|^2 + |g_{\text{RD},k}^{\text{H}} \mathbf{n}_3[i]|^2 + \delta_{4,k} + 1} \quad (40)$$

请注意式(38)中的遍历接收速率是在完美CSI情况下得到的,这在实际中属于一种理想情况,因此可以把其看成频谱效率和的上界。

4 仿真结果

首先给定大规模MIMO全双工中继系统的仿真环境:用户对的数量 $K=5$;导频序列长度 $\tau=K$;相干时间 $T=200$;假定大尺度衰落系数 $\beta_{\text{SR},k}=\beta_{\text{RD},k}=1$ ($k=1, 2, \dots, K$);回环干扰强度 $\sigma_{\text{LI}}^2=1$ dB;硬件损害强度在实际中一般不超过0.03,不过为了更好地检查系统性能,可以假定硬件损害强度在之后的仿真中超过0.03^[9];最后定义 $\lambda_1=\lambda_{\text{p}}=\mu_2=v$ 和 $\lambda_2=\mu_{\text{p}}=\mu_1=u$ 。

图1在 $N_{\text{rx}}=N_{\text{tx}}=50$ 和 $P_{\text{S}}=P_{\text{R}}=P_{\text{p}}=\text{SNR}$ 的情况下,对信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)与频谱效率之间的关系进行了仿真,将式(34)和式(35)代入式(23)即可得到在中继端使用LMMSE估计CSI情况下采用ZF处理方式的理论值,利用式(38)即可得到蒙特卡洛仿真值。在带有硬件损害的大规模MIMO全双工中继系统模型下,中继端使用LS方法估计CSI且采用ZF方式去处理接收和发送信号,文献[10]中的定理2给出了DF运行模式下的频谱效率表达式,本文为了与在LMMSE信道估计情况下的性能进行对比,也对其进行了仿真,并用图中的虚线表示这种情况。通过图1可以发现推导的理论结果基本吻合与通过蒙特卡洛仿真得到的仿真结果(理论推导的下界与仿真的上界十分接近),说明了理论推导的正确性;可以发现采用LMMSE信道估计下的系统性能要优于采用LS-ZF

方式下的性能,这也说明了在使用ZF方式处理信号的情况下,采用LMMSE进行信道估计可以更好地发挥系统的性能;在 $v=0.01$ 和 $u=0.05$ 情况下的频谱效率要优于 $v=0.05$ 和 $u=0.01$ 情况下的频谱效率,这说明源节点和目的节点处的元器件性能对于系统性能的提升要大于中继端元器件对系统性能的提升,因此从经济和系统性能两方面考虑,建议在源节点和目的节点处使用高质量的元器件,而在中继端使用低质量的元器件;在固定中继端天线数量的情况下,随着信噪比不断增加,系统的可达速率也随之增加,并会逐渐趋近于一个定值,特别是在高信噪比的情况下,增大信噪比不会再提升系统的可达速率,这符合于相应的分析结果,所以在实际应用中过度提高信噪比并不是一个明智的选择。由于推导的理论表达式与仿真结果基本匹配,所以在后面的仿真中我们将采用理论值对系统性能进行分析。

图2在 $\bar{P}_{\text{S}}=\bar{P}_{\text{R}}=\bar{P}_{\text{p}}=10$ dB和 $v=u=0.01$ 的情况下,中继接收端天线数与发送端天线数相同,即 $N_{\text{rx}}=N_{\text{tx}}$,对上面提到的两种功率收缩情况下频谱效率与天线数量之间的关系进行了仿真,并与式(36)和式(37)给出的理论渐近值进行了比较。可以发现情况2($P_{\text{S}}=\bar{P}_{\text{S}}/\sqrt{N_{\text{rx}}}$, $P_{\text{R}}=\bar{P}_{\text{R}}/\sqrt{N_{\text{tx}}}$ 和 $P_{\text{p}}=\bar{P}_{\text{p}}/\sqrt{N_{\text{rx}}}$)的性能要优于情况1($P_{\text{S}}=\bar{P}_{\text{S}}/N_{\text{rx}}$, $P_{\text{R}}=\bar{P}_{\text{R}}/N_{\text{tx}}$ 和 $P_{\text{p}}=\bar{P}_{\text{p}}$)的性能,这与之前的分析结果一致,而且随着天线数量趋近于1500根时,情况1的性能逐渐趋近于分析的理论渐近值,由于情况2的性能上升比较缓慢,所以在1500根天线的情况下并没有十分趋近于理论渐近值,但是当天线数量非常大时,本文对情况2的性能与理论渐近值重新进行了仿真,发现了情况2的性能已经十分趋近于式(37)给出的理论渐近值,验证了理论推导的正确性,由于篇幅原因,在此就不具体地给出情况2在巨大天线数量情况下的仿真曲线。

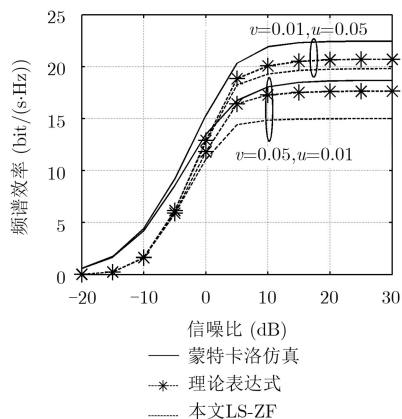


图1 ZF方式的频谱效率与信噪比的关系

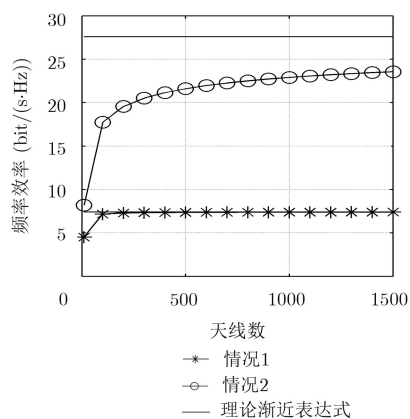


图2 ZF方式的频谱效率与天线数的关系

5 结束语

本文首先介绍了带有硬件损害影响的大规模MIMO全双工中继系统和LMMSE信道估计模型,然后在DF传输模式下对ZF方式的接收速率进行分析,最后在给定仿真环境下对其进行仿真分析和对比,验证了理论推导表达式的正确性,并且仿真结果说明源节点和目的节点处元器件的质量对于系统性能的影响远大于中继端处元器件对于系统性能的影响,因此在实际应用中也推荐在需要天线数量较少的终端配置质量较好的元器件,而在需要天线数量巨大的中继端配置质量一般的元器件,这种方法在兼顾系统性能的情况下更加物美价廉,因此推荐在带有硬件损害的大规模MIMO全双工系统中推广应用。

参考文献

- [1] MARZETTA T L. Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(11): 3590–3600. doi: [10.1109/TWC.2010.092810.091092](#).
- [2] NGO H Q, LARSSON E G, and MARZETTA T L. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(4): 1436–1449. doi: [10.1109/TCOMM.2013.020413.110848](#).
- [3] HUANG Yongming, HE Shiwen, WANG Jiaheng, *et al.* Spectral and energy efficiency tradeoff for massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, 67(8): 6991–7002. doi: [10.1109/TVT.2018.2824311](#).
- [4] TRAN T X and TEH K C. Spectral and energy efficiency analysis for SLNR precoding in massive MIMO systems with imperfect CSI[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(6): 4017–4027. doi: [10.1109/TWC.2018.2819184](#).
- [5] PIRZADEH H and SWINDLEHURST A L. Spectral efficiency of mixed-ADC massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2018, 66(13): 3599–3613. doi: [10.1109/TSP.2018.2833807](#).
- [6] ZHANG Xing, ZHONG Lin, and SABHARWAL A. Directional training for FDD massive MIMO[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(8): 5183–5197. doi: [10.1109/TWC.2018.2838600](#).
- [7] NGO H Q, SURAWEEA H A, MATTHAIIOU M, *et al.* Multipair full-duplex relaying with massive arrays and linear processing[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(9): 1721–1737. doi: [10.1109/JSAC.2014.2330091](#).
- [8] SHARMA E, BUDHIRAJA R, VASUDEVAN K, *et al.* Full-duplex massive MIMO multi-pair two-way AF relaying: Energy efficiency optimization[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(8): 3322–3340. doi: [10.1109/TCOMM.2018.2822273](#).
- [9] XIE Wei, XIA Xiaochen, XU Youyun, *et al.* Massive MIMO full-duplex relaying with hardware impairments[J]. *Journal of Communications and Networks*, 2017, 19(4): 351–362. doi: [10.1109/JCN.2017.000059](#).
- [10] JIN Sinian, YUE Dianwu, and NGUYEN H H. Power scaling laws of massive MIMO full-duplex relaying with hardware impairments[J]. *IEEE Access*, 2018, 6: 40860–40882. doi: [10.1109/ACCESS.2018.2857496](#).
- [11] XU Kui, GAO Yuanyuan, XIE Wei, *et al.* Achievable rate of full-duplex massive MIMO relaying with hardware impairments[C]. Proceedings of 2015 IEEE Pacific Rim Conference on Communications, Computers and Signal Processing, Victoria, Canada, 2015: 84–89.
- [12] ZHANG Jiayi, XUE Xipeng, BJÖRNSON E, *et al.* Spectral efficiency of multipair massive MIMO two-way relaying with hardware impairments[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, 7(1): 14–17. doi: [10.1109/LWC.2017.2750162](#).
- [13] ZHANG Qi, QUEK T Q S, and JIN Shi. Scaling analysis for massive MIMO systems with hardware impairments in rician fading[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(7): 4536–4549. doi: [10.1109/TWC.2018.2827068](#).
- [14] ZHU Jun, NG D W K, WANG Ning, *et al.* Analysis and design of secure massive MIMO systems in the presence of hardware impairments[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(3): 2001–2016. doi: [10.1109/TWC.2017.2659724](#).
- [15] BIGUESH M and GERSHMAN A B. Training-based MIMO channel estimation: A study of estimator tradeoffs and optimal training signals[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2006, 54(3): 884–893. doi: [10.1109/TSP.2005.863008](#).
- [16] ZHANG Xinlin, MATTHAIIOU M, COLDREY M, *et al.* Energy efficiency optimization in hardware-constrained large-scale MIMO systems[C]. Proceedings of the 11th International Symposium on Wireless Communications Systems, Barcelona, Spain, 2014: 992–996.

金思年: 男, 1991年生, 博士生, 研究方向为大规模MIMO技术和协作通信技术。

岳殿武: 男, 1965年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为大规模MIMO技术、毫米波技术和可见光技术。

闫秋娜: 女, 1975年生, 讲师, 研究方向为协作中继通信、MIMO无线通信理论和自适应调制技术。