

选择软消息转发协作下的物理层网络编码

林昀轩, 刘超, 包建荣, 姜斌, 吴俊

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江杭州 310018)

摘要: 为解决5G协作通信中基于软消息转发协作(Soft-Message-Forward, SMF)物理层网络编码存在的噪声放大等问题, 提出一种基于选择软消息转发(Selective Soft-Message-Forward, SSMF)协作的物理层网络编码及其门限判决译码算法. 根据迫零检测后噪声最小的叠加信号可靠性最高原理, 从中继节点接收信号集中选择可靠性最高的信号, 映射为对数似然比形式, 来提升误码率(Bit Error Ratio, BER)性能, 并降低复杂度. 仿真表明: 采用二进制相移键控调制, 且各信道为准静态瑞利衰落信道时, 所提SSMF协作编码性能相对更优. 当BER为 10^{-3} 时, 相对去噪转发分集、SMF及译码转发协作方案, 所提协作可分别获得约0.7dB、1.1dB与2.3dB的性能增益.

关键词: 双向中继系统; 协作编码; 选择软消息转发协作; 多输入多输出; 物理层网络编码; 协作通信

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2021) 07-1450-07

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

DOI: 10.12263/DZXB.20201369

Physical Layer Network Coding by Selective Soft-Message-Forward

LIN Yun-xuan, LIU Chao, BAO Jian-rong, JIANG Bin, WU Jun

(School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou, Zhejiang 310018, China)

Abstract: To solve the problem of noise amplification of the physical layer network coding (PNC) by soft-message-forward (SMF) in the fifth-generation cooperative communication, this paper proposes a PNC with selective soft-message-forward (SSMF) and a decoding scheme based on threshold decision. According to the principle that the superposition signal with minimum noise after zero forcing detection has the highest reliability, selecting the most reliable signal from the received signal set at the relay node and mapping this signal into log-likelihood ratio metrics can improve the bit error ratio (BER) performance and reduce the complexity. Simulation results indicate that the proposed SSMF cooperative coding performance is relatively better under quasi-static Rayleigh fading channel and binary-phase-shift keying (BPSK) modulation. At BER of 10^{-3} , the proposed cooperative coding scheme can obtain about 0.7dB, 1.1 dB and 2.3dB gains when compared with those of the denoise-and-forward based adaptive diversity scheme, the SMF scheme, and the decode-and-forward scheme, respectively.

Key words: two-way relay networks; cooperative coding; selective soft-message-forward; multiple input multiple output(MIMO); physical layer network coding; cooperative communication

1 引言

随着无线通信发展, 人们对高可靠低时延通信业务的需求越来越高. 目前, 5G商业化应用主要集中于增强移动宽带场景. 通过有限的无线带宽资源提高通信网络吞吐量和可靠性, 是目前亟待解决的研究热点. 在传统中继网络中, 两源节点彼此交互信息通过4个时隙完成, 并未充分利用频谱效率. 因此, 网络编码(Network Coding, NC)引起了无线研究者的广泛关注^[1]. 目

前, 高层网络编码(High-layer Network Coding, HNC)^[2]存在过度检测的缺陷, 在多址接入阶段(Multiple Access, MA), HNC用两个时隙来获取两源节点发送信息精确值. 但对于中继节点, 只需获得广播阶段(Broadcast, BC)传送回源节点的NC符号. 故出现了一种物理层网络编码(Physical-layer Network Coding, PNC)方法^[3]. 中继节点无需分别对接收信号译码, 仅需将无线信道叠加信号直接映射为NC符号, 将信号间的互干扰变成NC一部分. 对于PNC, 两源节点彼此交互信息只

收稿日期: 2020-12-01; 修回日期: 2021-01-06; 责任编辑: 覃怀银

基金项目: 国家自然科学基金(No. U1809201); 浙江省属高校基本科研业务费专项资金(No. GK209907299001-003, No. GK209907299001-023); 浙江省自然科学基金(No. LY20F010010)

需 2 个时隙,可通过有限的无线带宽资源提高通信网络吞吐量,有效实现 5G 增强型移动宽带中具备更大的吞吐量、低延时等标准。

在 PNC 中,中继节点采用的协作算法对系统性能有较大影响。目前,常用的协作主要有以下几种:放大转发 (Amplifier-and-Forward, AF)、去噪转发 (DeNoise-and-Forward, DNF) 和译码转发 (Decode-and-Forward, DF) 协作。在 AF 协作中,中继节点接收到叠加信号后只是简单的将其放大后转发,不做任何其他处理^[4]。但中继节点放大叠加信号的同时,噪声也被放大,存在噪声放大问题。在 DF 协作中,中继节点通过译码可去除 MA 阶段传输时引入的噪声,能有效解决 AF 协作噪声放大问题^[5]。但当 MA 阶段,源-中继链路信道质量较差时,中继节点无法正确译码,极大影响系统误码率^[6]。研究表明,在不同信道条件下,AF、DF 协作各有其优点。因此,为充分利用 AF、DF 协作优点,弥补两者不足,人们提出了一种软消息转发 (Soft-Message-Forward, SMF) 协作^[7]。目前大多数研究,中继节点都是将叠加信号通过特定的规则映射到 GF(2) 上^[8]。不同于此,在 SMF 协作中,中继节点接收到叠加信号后,首先采用迫零检测 (Zero Forcing, ZF) 算法^[9],校正信道引入的失真。然后,将其映射为对数似然比 (Log-Likelihood Ratio, LLR) 形式。相较于传统的 GF(2) 域,将叠加信号映射为 LLR 形式,可更大程度保留叠加信号中所包含的可靠性消息,利于 BC 阶段目的节点的译码。

目前,PNC 研究主要侧重双向中继信道 (Two-Way Relay Channel, TWRC),即两个源节点通过一个中继节点互传信号^[10]。但多输入多输出 (Multiple-Input-Multiple-Output, MIMO) 技术可提高信道容量,且多天线在现代无线设备中获得广泛应用,故 PNC 与 MIMO 的结合成为研究热点^[11]。近年来,在 MIMO 网络中,针对 AF、DNF 和 DF 协作的中继 (或天线) 选择技术,已有了不少研究成果^[12-14]。然而,针对 SMF 协作的相关研究工作还较少。本文针对 SMF 协作,在 MIMO 双向中继网络模型下,提出一种基于选择软消息转发 (Selective Soft-Message-Forward, SSMF) 协作的 PNC 及其译码算法。根据迫零检测后噪声最小的叠加信号可靠性最高原理,从中继节点接收信号集中选择可靠性最高的信号映射为 LLR 形式,可有效解决 SMF 协作下因 ZF 算法导致的噪声放大问题,进一步提升系统误码率 (Bit Error Ratio, BER) 性能,并降低复杂度。

2 系统模型

在 MIMO 双向中继网络中,当用户或中继节点具备多天线时,系统能够获得分集增益。为了便于阐述,

本文引入记号 (M_1, M_R, M_2) , 其中, M_1 和 M_2 分别表示用户节点 S_1 和 S_2 的天线数目,而 M_R 则表示中继节点 R 配备的天线数目。目前,以获得分集为目的, MIMO 双向中继网络的研究主要关注以下对称结构,即 $(M, 1, M)$ 网络和 $(1, M, 1)$ 网络。对于 $(M, 1, M)$ 网络和 $(1, M, 1)$ 网络而言,系统所能获得的端到端最大分集增益均是 M 。但是, $(M, 1, M)$ 网络中总的天线数目为 $2M+1$, 而 $(1, M, 1)$ 仅为 $M+2$ 。因此,从获取系统端到端分集增益的角度考虑,中继端增加天线是更为经济有效的方法,并且 $(1, M, 1)$ 的网络结构与当前主流通信系统中通信设备的配置更为贴近。通常移动通信网的专属中继站配备多根天线,而期望双向交互信息的移动台由于系统复杂度和功率消耗限制,仅配备单根天线。故本文系统模型如图 1 所示,用户和中继节点分别具有 1 和 M 根天线。

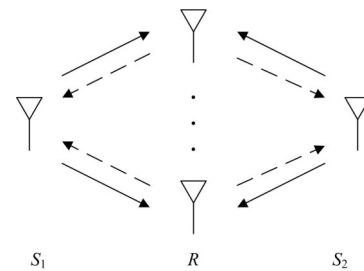


图 1 MIMO 双向中继信道模型

3 SSMF 协作

不失一般性,首先讨论中继节点 2 根天线的情况,即 $M=2$ 。整个协作分两个阶段: MA 和 BC 阶段。

在 MA 阶段,两用户节点 S_1, S_2 同时将待发送信号 x_1 和 x_2 经信道传输给中继节点 R 。信道为准静态瑞利衰落信道,在每个码字传输时,信道系数保持不变,但在不同码字传输时,信道系数随机变化。此时,中继节点各天线收到的信号可表示为:

$$\mathbf{X}_R = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} \quad (1)$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \sqrt{P_{S_1}} h_{11,1} & \sqrt{P_{S_2}} h_{12,1} \\ \sqrt{P_{S_1}} h_{21,1} & \sqrt{P_{S_2}} h_{22,1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{X} = [x_1 \quad x_2]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{N} = [n_{1,1} \quad n_{2,1}]^T \quad (4)$$

其中, P_{S_i} 表示源节点 S_i 的发射功率; $h_{ij,1}$ 表示 MA 阶段源节点 S_j 到中继节点第 i 根天线之间链路的信道系数,服从均值为 0, 方差为 δ_{ij}^2 的复高斯分布; $n_{i,1}$ 表示中继节点第 i 根天线处的加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN), 服从均值为 0, 方差为 σ_i^2 的复高斯

分布; x_i 表示源节点 S_i 发送的信号, 采用二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)调制.

对于中继节点而言, 其所关心的是要传送给目的节点的 NC 符号, 而非源节点发送信号 x_1 和 x_2 的准确值. 故在本文所提协作中, 中继节点并不单独检测两源节点所发送的信号, 而是通过和差线性变换来获得两路信号的“和信号”和“差信号”, 然后针对“和信号”或“差信号”检测^[15]. 此时, 中继节点各天线接收到的信号可重写为:

$$X_R = HX + N = (HD^{-1})(DX) + N = \hat{H}\hat{X} + N \quad (5)$$

其中, 有:

$$D = 2D^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} x_1 + x_2 \\ x_1 - x_2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

然后, 中继节点采用 ZF 算法, 校正信道引入的失真, 则有:

$$Y_R = GX_R = G(\hat{H}\hat{X} + N) = \hat{X} + GN = \hat{X} + \hat{N} \quad (8)$$

其中, $G = (\hat{H}^H \hat{H})^{-1} \hat{H}^H$, 表示 ZF 算法的均衡矩阵^[11].

$$\hat{N} = [\hat{n}_1 \quad \hat{n}_2]^T \quad (9)$$

其中, \hat{n}_i 表示 MA 阶段经 ZF 算法放大后的第 i 根天线处的噪声, 服从均值为 0, 方差为 $\hat{\sigma}_i^2 = \{G^H G\}_{i,i} \sigma_i^2$ 的复高斯分布.

最后, 中继节点将处理信号映射为 NC 符号. 由式 (8) 得, 中继节点不同天线接收到的叠加信号可靠性程度主要由 \hat{n}_i 决定. 选择 \hat{n}_i 最小的叠加信号映射, 可进一步提高系统 BER 性能和降低复杂度. 即有:

$$x_{NC} = \begin{cases} \text{LLR}(x_1 \oplus x_2 | y_{r_1}) & , \hat{\sigma}_1^2 < \hat{\sigma}_2^2 \\ \text{LLR}(x_1 \oplus x_2 | y_{r_2}) & , \text{otherwise} \end{cases} \quad (10)$$

其中,

$$\begin{aligned} & \text{LLR}(x_1 \oplus x_2 | y_{r_1}) \\ &= \log_e \frac{P(y_{r_1} | x_1 \oplus x_2 = 1)}{P(y_{r_1} | x_1 \oplus x_2 = -1)} \end{aligned} \quad (11)$$

$$= -\frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} + \log_e \left(e^{\frac{2y_{r_1}}{\hat{\sigma}_1^2}} + e^{-\frac{2y_{r_1}}{\hat{\sigma}_1^2}} \right) - \log_e 2$$

$$\begin{aligned} & \text{LLR}(x_1 \oplus x_2 | y_{r_2}) \\ &= \log_e \frac{P(y_{r_2} | x_1 \oplus x_2 = 1)}{P(y_{r_2} | x_1 \oplus x_2 = -1)} \end{aligned} \quad (12)$$

$$= \frac{2}{\hat{\sigma}_2^2} - \log_e \left(e^{\frac{2y_{r_2}}{\hat{\sigma}_2^2}} + e^{-\frac{2y_{r_2}}{\hat{\sigma}_2^2}} \right) + \log_e 2$$

因 $f(x_1, x_2) = \log_e(e^{x_1}, e^{x_2}) \approx \max(x_1, x_2)$ ^[16], 故为了降低复杂度, 并方便叠加信号波形处理, 将式 (11)、式

(12) 整理为:

$$\begin{aligned} & \text{LLR}(x_1 \oplus x_2 | y_{r_1}) \\ & \approx -\frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} + \max\left(\frac{2y_{r_1}}{\hat{\sigma}_1^2}, -\frac{2y_{r_1}}{\hat{\sigma}_1^2}\right) - \log_e 2 \end{aligned} \quad (13)$$

$$= -\frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} + \left| \frac{2y_{r_1}}{\hat{\sigma}_1^2} \right| - \log_e 2$$

$$\begin{aligned} & \text{LLR}(x_1 \oplus x_2 | y_{r_2}) \\ & \approx \frac{2}{\hat{\sigma}_2^2} - \max\left(\frac{2y_{r_2}}{\hat{\sigma}_2^2}, -\frac{2y_{r_2}}{\hat{\sigma}_2^2}\right) + \log_e 2 \end{aligned} \quad (14)$$

$$= \frac{2}{\hat{\sigma}_2^2} - \left| \frac{2y_{r_2}}{\hat{\sigma}_2^2} \right| + \log_e 2$$

在 BC 阶段, 中继节点所有天线将映射所得 NC 符号广播给用户节点 S_1 和 S_2 . 此时, 用户节点 S_1 、 S_2 接收的信号为:

$$y_{s_1} = \sqrt{P_{r_1}} h_{11,2} x_{NC} + \sqrt{P_{r_2}} h_{21,2} x_{NC} + n_{1,2} \quad (15)$$

$$y_{s_2} = \sqrt{P_{r_1}} h_{12,2} x_{NC} + \sqrt{P_{r_2}} h_{22,2} x_{NC} + n_{2,2} \quad (16)$$

其中, $h_{ij,2}$ 表示 BC 阶段中继节点第 i 根天线到用户节点 S_j 间链路的信道系数, 服从均值为 0, 方差为 δ_{ij}^2 的复高斯分布; P_{r_i} 表示中继节点第 i 根天线的发射功率, $n_{i,2}$ 表示用户节点 S_i 处的 AWGN, 服从均值为 0, 方差为 σ_i^2 的复高斯分布.

图 2 为 MA 阶段, (1, 2, 1) 网络中 SSMF 协作下的 PNC 流程图. 如图 2 所示, 当 $\hat{\sigma}_1^2 < \hat{\sigma}_2^2$ 时, 中继节点第 1 根天线对接收到的叠加信号 y_{r_1} 迫零检测, 并将其映射为 $\text{LLR}(x_1 \oplus x_2 | y_{r_1})$; 第 2 根天线不需对 y_{r_2} 处理, 只需将第 1 根天线映射得到的 $\text{LLR}(x_1 \oplus x_2 | y_{r_1})$ 在 BC 阶段一同转发出去. 因此, 相比于 SMF 协作, SSMF 协作的计算复杂度可从 $O(M^4 + M)$ 降为 $O(M^3 + M^2 + 1)$.

图 3 给出了 y_{r_1} 映射为的电路图. 在 SSMF 协作中, 中继节点只需对接收信号的叠加波形处理即可转发, 不需对其解调解码. 故本文所提采用 SSMF 协作的 PNC 具有较低复杂度及较好实用价值.

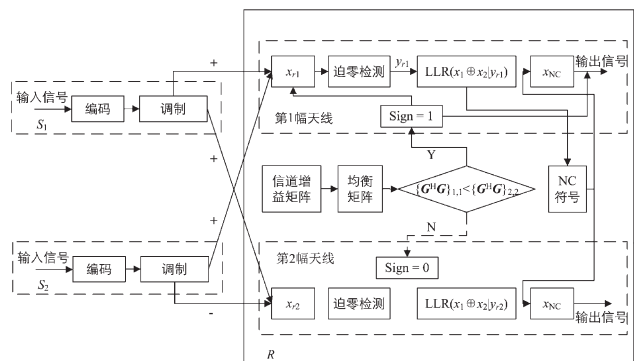


图 2 MA 阶段, (1,2,1) 网络中 SSMF 协作下的 PNC 流程图

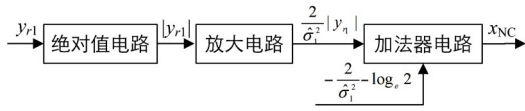


图3 y_{r1} 映射电路图

4 基于门限判决的协作译码

在 BC 阶段,中继节点广播信号给用户节点只通过一个时隙完成,用户节点收到的信号波形为所有信号波形的叠加,故无法使用最大比值合并(Maximal Ratio Combining, MRC)算法处理接收信号.同时,映射后信号也不再满足高斯分布,其概率密度函数无法计算,故最大似然(Maximum Likelihood, ML)检测也无法有效使用.为此,提出了一种基于门限判决(Threshold Decision, TD)的协作译码算法.

在 MA 阶段,用户节点 S_1 和 S_2 发送的信号均有两种可能,即“+1”与“-1”.故中继节点迫零检测后,接收的叠加信号共 4 种可能,如表 1 所示:

表 1 中继节点迫零检测后接收到的叠加信号

x_1	x_2	$x_1 \oplus x_2$	$y_{r1} = x_1 + x_2 + \hat{n}_1$	$y_{r2} = x_1 - x_2 + \hat{n}_2$
+1	+1	+1	$2 + \hat{n}_1$	\hat{n}_2
+1	-1	-1	\hat{n}_1	$2 + \hat{n}_2$
-1	+1	-1	\hat{n}_1	$-2 + \hat{n}_2$
-1	-1	+1	$-2 + \hat{n}_1$	\hat{n}_2

在 SSMF 协作编码中,中继节点选择 \hat{n}_i 最小的叠加信号映射并广播给各用户节点.以中继节点广播信号为例,此时, $\hat{\sigma}_1^2 < \hat{\sigma}_2^2, \hat{n}_i \approx 0$.

由表 1 和式(13)得, x_{NC} 只有两种可能,即:

$$x_{NC} = \begin{cases} \frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} - \log_e 2, & x_1 \oplus x_2 = +1 \\ -\frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} - \log_e 2, & x_1 \oplus x_2 = -1 \end{cases} \quad (17)$$

将式(17)代入式(15),则用户节点 S_1 接收到的信号为:

$$y_{s1} = \begin{cases} (\sqrt{P_{r1}} h_{11,2} + \sqrt{P_{r2}} h_{21,2}) (\frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} - \log_e 2) + n_{1,2}, & x_1 \oplus x_2 = +1 \\ (\sqrt{P_{r1}} h_{11,2} + \sqrt{P_{r2}} h_{21,2}) (-\frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} - \log_e 2) + n_{1,2}, & x_1 \oplus x_2 = -1 \end{cases} \quad (18)$$

为了将接收的叠加信号 y_{s1} 根据 $x_1 \oplus x_2$ 的不同而映射到不同区域,采用基于 TD 的译码算法.根据链路信道系数,对其处理得:

$$y'_{s1} = \frac{y_{s1} + \sqrt{P_{r1}} h_{11,2} \log_e 2 + \sqrt{P_{r2}} h_{21,2} \log_e 2}{\sqrt{P_{r1}} h_{11,2} + \sqrt{P_{r2}} h_{21,2}}$$

$$= \begin{cases} \frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} + \frac{n_{1,2}}{\sqrt{P_{r1}} h_{11,2} + \sqrt{P_{r2}} h_{21,2}}, & x_1 \oplus x_2 = +1 \\ -\frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} + \frac{n_{1,2}}{\sqrt{P_{r1}} h_{11,2} + \sqrt{P_{r2}} h_{21,2}}, & x_1 \oplus x_2 = -1 \end{cases} \quad (19)$$

此时 $\hat{\sigma}_1^2$ 为一个较小正数,有关系式: $\left| \frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} \right| \gg$

$\left| \frac{n_{1,2}}{\sqrt{P_{r1}} h_{11,2} + \sqrt{P_{r2}} h_{21,2}} \right|$. 故用户节点 S_1 处的译码准则为:

$$x_1 \oplus x_2 = \begin{cases} +1, & y'_{s1} > 0 \\ -1, & y'_{s1} < 0 \end{cases} \quad (20)$$

当中继节点广播信号 $\text{LLR}(x_1 \oplus x_2 | y_{r2})$ 时,基于 TD 的译码算法也可按上述步骤推导得出,故不再阐述.

5 扩展

为说明 SSMF 协作下的物理层网络编码基本思想,上文首先讨论了中继节点配备 2 根天线的情况,即 $M = 2$. 接下来,讨论更一般的情况,即中继节点配备 L 根天线, $M = L$. 此时,和差矩阵 D 可表示为:

$$D = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & \dots \\ 1 & -1 & 1 & -1 & \dots \end{bmatrix}^T \quad (21)$$

以用户节点 S_1 接收到的信号为例,当中继节点有 L 根天线时,式(19)可以重写为:

$$y'_{s1} = \frac{y_{s1} + \sqrt{P_{r1}} h_{11,2} \log_e 2 + \dots + \sqrt{P_{rL}} h_{L1,2} \log_e 2}{\sqrt{P_{r1}} h_{11,2} + \dots + \sqrt{P_{rL}} h_{L1,2}}$$

$$= \begin{cases} \frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} + \frac{n_{1,2}}{\sqrt{P_{r1}} h_{11,2} + \sqrt{P_{r2}} h_{21,2} + \dots + \sqrt{P_{rL}} h_{L1,2}}, & x_1 \oplus x_2 = +1 \\ -\frac{2}{\hat{\sigma}_1^2} + \frac{n_{1,2}}{\sqrt{P_{r1}} h_{11,2} + \sqrt{P_{r2}} h_{21,2} + \dots + \sqrt{P_{rL}} h_{L1,2}}, & x_1 \oplus x_2 = -1 \end{cases} \quad (22)$$

6 计算复杂度分析

对于 SMF 协作,在中继节点处,每根天线接收的叠加信号都需一次 ZF 均衡与 NC 符号映射.而对 SSMF 协作,中继节点只需利用排序算法,选择一根天线接收的叠加信号进行 ZF 均衡与 NC 符号映射. ZF 均衡实质上

就是对信道求伪逆的过程,故其计算复杂度为 $O(M^3)$.由式(13)、式(14)得,将接收的叠加信号映射为NC符号的过程主要为基本的加减乘除运算,故其计算复杂度为 $O(1)$.对于排序算法,其平均复杂度为 $O(M^2)$.因此,在中继节点处,采用SMF、SSMF的协作计算复杂度如表2所示.其中, M 表示中继节点天线的数量.

表2 中继节点采用SMF、SSMF协作复杂度对比

	SMF协作	SSMF协作
ZF均衡	M 次	1次
映射算法	M 次	1次
排序算法	0次	1次
总计算复杂度	$O(M^2+M)$	$O(M^2+M^2+1)$

7 仿真结果分析

为了验证所提基于SSMF协作PNC的有效性,从BER和吞吐量两方面对其仿真.仿真参数如表3所示.

表3 仿真参数

发射数据帧比特数 L	500 bit
端到端信道编码码率 R	1/2
用户节点发送功率 P_{s1}, P_{s2}	1W
中继节点各天线发射功率	1W
δ_y^2	1
σ_i^2	1

PNC可将两节点间信息交互从4个时隙缩减为2个时隙,极大提高系统吞吐量.图4对比了不同PNC端到端BER性能.当中继节点采用SMF协作时,其将接收的叠加信号波形映射为LLR形式,保留了包含在信号波形中的可靠性度量,故其性能相对DF协作有显著提高.当BER为 10^{-3} 时,相比于DF协作,SMF协作可获得约1.2 dB性能增益.不同于DF协作所有天线均参与

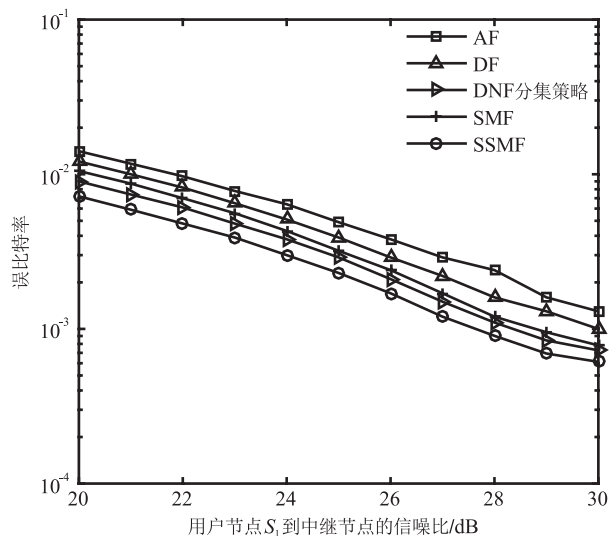


图4 不同PNC方案端到端BER性能对比

BC阶段协作转发,文献[14]所提基于DNF分集策略的PNC,以最大化系统和容量为目标函数,自适应选择天线参与BC阶段的协作转发,以获得性能增益.当BER为 10^{-3} 时,相比于DF协作,DNF分集策略可获得约1.6 dB性能增益.由式(11)得,在SSMF协作中,中继节点选择 \hat{n}_i 最小的叠加信号映射,有效解决了ZF算法导致的噪声放大问题.当BER为 10^{-3} 时,相对DNF分集策略、SMF与DF协作,所提协作可分别获得约0.7 dB、1.1dB及2.3 dB的性能增益.

网络吞吐量定义为中继节点每秒正确传输的平均信息比特数.不同PNC端到端吞吐量对比如图5所示.由式(19)得:当采用基于TD的译码算法时,用户节点可对接收到的叠加信号处理.因此,BC阶段整个译码过程仍可在一个时隙内完成.但在低信噪比时,基于SSMF协作的PNC的BER性能远优于其他方案,故其网络吞吐量是这5种方案中最佳的.随着信噪比增大,不同PNC方案BER均达到较小水平,故此时不同方案间的吞吐量性能差距逐渐变小,均接近于吞吐量上限,即2.5 Mbps.

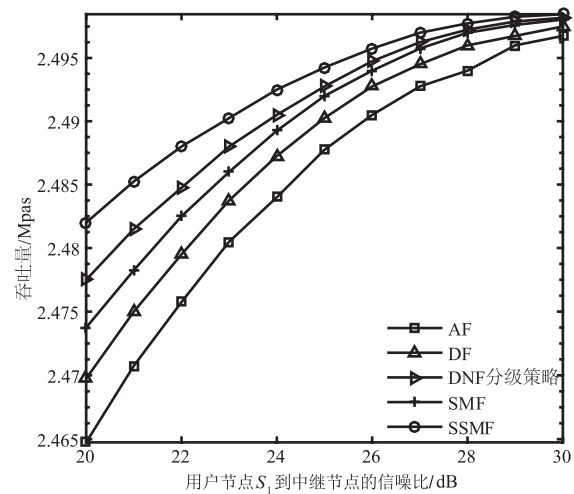


图5 不同PNC方案端到端吞吐量对比

随着中继节点天线数增加,MA阶段可供选择的叠加信号样本增多.故由式(11),多天线中继用于映射的叠加信号噪声将更小,其端到端BER性能更优.在不同天线数下,SSMF协作端到端BER性能和吞吐量分别如图6、图7所示.当天线数增加到一定程度时,继续增加中继节点天线数,用于映射的叠加信号中的噪声减小并不明显.此时,增加中继节点天线数换取的性能增益较小.如图6所示,在BER为 10^{-3} 时,相比于双天线中继,四天线中继可获约13 dB性能增益.但相比于六天线中继,八天线中继仅可获得约1 dB性能增益.

在低信噪比时,随着中继节点天线数增加,通信系统端到端吞吐量随之增加.但在高信噪比时,不同天线

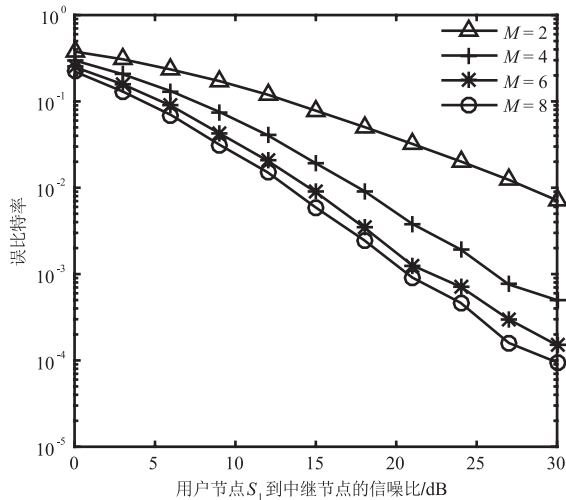


图6 不同天线数下端到端BER性能对比

数下端到端BER均已较小. 如图7所示,不同天线数下的端到端吞吐量差异并不大,均接近于吞吐量上限,即 2.5 Mbps.

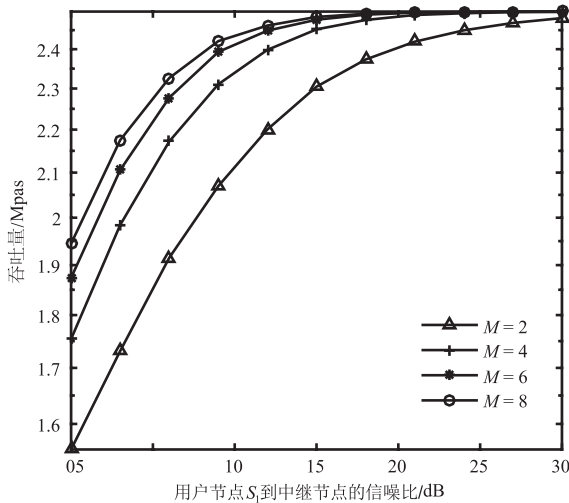


图7 不同天线数下端到端吞吐量对比

8 总结

为了提高MIMO双向中继信道系统性能和降低现有SMF协作编码复杂度,提出了一种SSMF协作编码方案和及采用门限判决的译码算法. 另外,还探讨了中继节点天线数等因素对所提SSMF协作编码的影响,并在相同条件下与现有PNC做了对比. 理论分析和仿真表明:与现有PNC相比,所提SSMF协作编码具有较低复杂度和更优吞吐量性能,适用于5G下的增强移动宽带场景.

参考文献

[1] 王练, 任治豪, 何利, 等. 中继协作无线网络中不完备反馈下基于网络编码的重传方案[J]. 电子学报, 2019, 47

(4): 818 – 825.

- WANG Lian, REN Zhi-hao, HE Li, et al. Retransmission scheme based on network coding for relay-assisted wireless network with imperfect feedback[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(4): 818 – 825. (in Chinese)
- [2] AMERIMEHR M H, ASHTIANI F, VALAEE S. Maximum stable throughput of network-coded multiple broadcast sessions for wireless tandem random access networks [J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2014, 13 (6): 1256 – 1267.
- [3] 刘外喜, 胡晓, 唐冬, 等. 安全的物理层网络编码的研究 [J]. 电信科学, 2010, 26(10): 93 – 97.
- LIU Wai-xi, HU Xiao, TANG Dong, et al. Research for secure physical layer network coding[J]. Telecommunications Science, 2010, 26(10): 93 – 97. (in Chinese)
- [4] LI Y, YU Q, HE K, et al. Apply uniquely-decodable codes to multiuser physical-layer network coding based on amplify-and-forward criterion [A]. 2015 IEEE Global Communications Conference[C]. San Diego, CA: ACM, 2015. 1 – 6.
- [5] 冯文江, 刘国岭, 孔乾坤, 等. 非正交全双工双向中继系统差错性能分析[J]. 电子学报, 2018, 46(06): 1397 – 1403.
- FENG Wen-jiang, LIU Guo-ling, KONG Qian-kun, et al. Error performance of non-orthogonal full-duplex two-way relaying systems [J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46 (06): 1397 – 1403. (in Chinese)
- [6] ELSAID L, RANJBAR M, RAYMONDI N, NGUYEN D. Full-duplex decode-and-forward relaying: secrecy rates and optimal power allocation[A]. 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference [C]. Sydney, NSW: ACM, 2017. 1 – 6.
- [7] OKYERE B, MUSAVIAN L, MUMTAZ R. Multi-user massive MIMO and physical layer network coding [A]. 2019 IEEE Globecom Workshops [C]. Waikoloa, HI, USA: ACM, 2019. 1 – 6.
- [8] CHEN Z, XIA B, HU Z, et al. Design and analysis of multi-level physical-layer network coding for gaussian two-way relay channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(6): 1803 – 1817.
- [9] 殷作亮, 毛兴鹏, 张钦宇, 等. 实现MIMO系统串行干扰消除迫零检测的快速递归算法[J]. 通信学报, 2012, 33 (07): 67 – 74.
- YIN Zuo-liang, MAO Xing-peng, ZHANG Qin-yu, et al. Fast recursive algorithm for implementation of MIMO ZF-SIC detection[J]. Journal on Communications, 2012,

33(07): 67 – 74. (in Chinese)

- [10] 李高祥, 杨霖, 林旭彬. 基于能量收集的多对双向 MIMO AF 中继系统的和速率分析[J]. 电子学报, 2019, 47(3): 531 – 537.

LI Gao-xiang, YANG Lin, LIN Xu-bin. Sum rate analysis of multi-pair two-way MIMO AF relay system based on energy harvesting[J]. Acta Electronica Sinica, 2019, 47(3): 531 – 537. (in Chinese)

- [11] 周冬, 曹海燕, 许方敏, 等. 大规模 MIMO 系统中基于权重高斯赛德低复杂度 ZF 预编码方案[J]. 电信科学, 2019, 35(03): 69 – 75.

Zhou Dong, Cao Hai-yan, Xu Fang-min, et al. A low complexity ZF precoding scheme based on weighted Gauss-Seidel in massive MIMO systems[J]. Telecommunications Science, 2019, 35(03): 69 – 75. (in Chinese)

- [12] SILVA S, AMARASURIVA G, TELLAMBURA C, et al. Relay selection strategies for MIMO two-way relay networks with spatial multiplexing [J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(12): 4694 – 4710.

- [13] NING H, LING C and LEUNG K. Active physical-layer network coding for cooperative two-way relay channels [A]. 2009 6th IEEE Annual Communications Society Conference on Sensor, Mesh and Ad Hoc Communications and Networks Workshops[C]. Rome: ACM, 2015. 1 – 6.

- [14] 高锐锋, 吉晓东, 包志华, 等. 多中继去噪重传物理层网络编码自适应分集策略[J]. 通信学报, 2017, 38(02): 81 – 93.

Gao Rui-feng, Ji Xiao-dong, Bao Zhi-hua, et al. Denoise-and-forward based adaptive diversity scheme for physical-layer network coding with multiple relay node [J]. Journal on Communications, 2017, 38(02): 81 – 93. (in Chinese)

- [15] ZHANG S, LIEW S C. Physical layer network coding with multiple antennas[A]. 2010 IEEE Wireless Communication and Networking Conference[C]. Sydney, NSW: ACM, 2010. 1 – 6.

- [16] BOYD S, VANDENBERGHR L. Convex Optimization

[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004.

作者简介



林昀轩 男, 1996 年生于浙江金华. 现为杭州电子科技大学通信工程学院硕士研究生. 主要研究方向为协作通信和物理层网络编码等.
E-mail: linyunxuan1@163.com



刘超(通信作者) 男, 1977 年生于湖北武汉. 现为杭州电子科技大学副教授, 硕士生导师. 主要研究方向为无线通信和计算机通信网等.
E-mail: liuchao@hdu.edu.cn



包建荣 男, 1978 年生于浙江杭州. 现为杭州电子科技大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为空间通信、协同信息论与编码、无线 AI 等.
E-mail: baojr@hdu.edu.cn



姜斌 男, 1980 年生于浙江衢州. 现为杭州电子科技大学高级实验师, 硕士生导师. 主要研究方向为空间无线通信和无线传感器网络等.
E-mail: jiangbin@hdu.edu.cn



吴俊 男, 1988 年生于湖北黄冈. 现为杭州电子科技大学讲师, 硕士生导师. 主要研究方向为认知无线电、无人机通信、网络安全、异常检测等.
E-mail: wuj@hdu.edu.cn