



文章编号:1001-9081(2018)10-2955-05

DOI:10.11772/j.issn.1001-9081.2018030591

联合信道-非相干网络编码调制方法

高枫越^{1,2}, 王琰^{1,2*}, 李牧¹, 于睿²

(1. 陆军工程大学 通信工程学院, 南京 210007; 2. 军事科学院 系统工程研究院, 北京 100141)

(*通信作者电子邮箱 bettina211@163.com)

摘要:针对时变双向中继信道下的物理层网络编码问题,提出多天线场景下不需要信道状态信息的联合信道编码的非相干物理层网络编码调制和检测方法。首先,为了实现物理层网络编码,设计了源节点的空间调制矩阵。然后,将差分空间调制与物理层网络编码结合,推导得到中继节点处叠加信号的最大后验概率检测表达式。同时,结合叠加信号的星座图,设计从叠加星座到中继转发符号的映射方案。最后,利用信道编码的线形结构,结合比特交织、信道译码与软入软出检测算法,进而得到联合信道-差分物理层网络编码迭代检测方法。仿真结果表明,所提方法能在双向中继场景下实现物理层网络编码的非相干传输与检测,有效提高了系统的吞吐量和频谱效率。

关键词: 双向中继信道; 物理层网络编码; 非相干检测; 信道编码; 差分空间调制

中图分类号: TN919.3 **文献标志码:** A

Joint channel non-coherent network coded modulation method

GAO Fengyue^{1,2}, WANG Yan^{1,2*}, LI Mu¹, YU Rui²

(1. Communications Engineering College, Army Engineering University of PLA, Nanjing Jiangsu 210007, China;

2. System Engineering Research Institute, Academy of Military Sciences PLA, Beijing 100141, China)

Abstract: For physical-layer network coding over time-varying bi-directional relay channels, a joint channel coding and non-coherent physical-layer network coded modulation and detection scheme without channel state information was designed in multiple-antenna environment. Firstly, the spatial modulation matrix at the source was designed to achieve physical-layer network coding. Then, a differential spatial modulation was combined with physical-layer network coding and maximum a posteriori probability of superimposed signal was derived at the relay. Moreover, considering the constellation of the superimposed signal, a mapping function to map superimposed signal to broadcasting signal was designed. Lastly, taking advantage of the linear structure of channel coding, and combining bit interleaving, channel decoding and soft-input soft-output detection algorithm, an iterative detection approach for joint channel differential physical-layer network coding was obtained. Simulation results show that the proposed scheme can achieve non-coherent transmission and detection used to physical-layer network coding for two-way relay channels and can effectively enhance the throughput and spectral efficiency of the system.

Key words: two-way relay channel; physical-layer network coding; non-coherent detection; channel coding; differential spatial modulation

0 引言

网络编码(Network Coding, NC)^[1-4]能够改善多用户无线网络的吞吐量和可靠性。对于双向中继网络(Two-Way Relay Network, TWRN),由于物理层网络编码(Physical-layer Network Coding, PNC)允许两个终端节点同时向中继节点传输信息,使得频谱效率翻倍。这种去噪转发(DeNoise and Forward, DNF)协议^[5]的方式相对于其他转发协议有更好的性能,它是一种从无线信道的复数域到有限域的一种多对一的映射技术。对于 DNF 协议,大多数文献都是基于相干检测方式的研究,即假设中继节点已知所有链路的信道状态信息(Channel State Information, CSI)^[6-7]。然而,相干接收机面临许多实际的挑战,需要大量的计算开销和高速的采样率来估计CSI。相比之下,非相干的双向中继系统实现复杂度更低,

但其抗噪声性能也更差。为了解决这个问题,多天线的双向中继系统可以通过实现额外的分集增益来提高误比特率(Bit Error Rate, BER)性能。空间调制(Spatial Modulation, SM)技术作为一种新的多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)技术,相对于传统MIMO技术在能量、BER性能及硬件复杂度上都更有优势^[8-10]。文献[11]考虑了有限字符输入系统的无线物理层安全传输问题,提出了一种SM安全传输方法。文献[12]推导了SM系统的BER上界,并通过合理配置天线数量和调制阶数,优化SM系统BER性能。差分空间调制(Differential Spatial Modulation, DSM)可以避免对信道信息的依赖,同时具有SM技术的全部优点,已经应用于点对点的传输系统^[13-16]和两跳的中继传输系统中^[17-18]。

由于PNC本身的差错控制能力有限,往往与信道编码结合,或称为联合译码的物理层网络编码(Joint Channel

收稿日期:2018-03-22;修回日期:2018-05-11;录用日期:2018-05-14。

作者简介:高枫越(1987—),男,辽宁海城人,博士研究生,主要研究方向:协同通信、网络编码、信道编码; 王琰(1983—),女,河南郑州人,工程师,博士研究生,主要研究方向:室内定位、资源分配; 李牧(1990—),男,河北辛集人,博士研究生,主要研究方向:物理层安全、路由协议、短波通信; 于睿(1988—),男,山东乳山人,工程师,硕士,主要研究方向:短波通信、无线路由。



decoding and physical-layer Network Coding, JCNC), 保证在提高吞吐量的同时, 提高信息的可靠性。文献[19]针对差分编码的AF和DNF的双向中继系统提出了非相干的ML检测方法。文献[20]基于二进制频移键控(Frequency Shift Keying, FSK)的PNC设计了联合Turbo码的非相干接收机。

比特交织编码调制(Bit-Interleaved Coded Modulation, BICM)是一种联合二进制信道编码与多进制调制的技术, 码字经过比特交织、调制, 送入信道, 接收机进行解调、解交织、软信息译码, 得到每个比特的软信息。正是这种比特交织的方式, 避免了突发错, 使得BICM有很好的抗衰落性能, 通过信道译码器到解调器的信息反馈和迭代检测可以改善BICM的能量效率, 这种从译码器到解调器的反馈称为比特交织编码调制迭代译码(BICM with Iterative Decoding, BICM-ID)^[21]。关于BICM-ID, 文献[22]设计了点对点的FSK调制的接收机, 文献[23]将其进一步扩展到双向中继系统中, 给出PNC方案的中继非相干接收机设计思路。文献[24]则考虑了模拟网络编码(Analog Network Coding, ANC)方案下端节点非相干接收机的设计方案。

综上所述, 关于BICM-ID系统中的非相干PNC接收机的研究还比较少, 本文基于BICM-ID系统, 提出了一种基于差分空间调制的PNC接收机设计方案。在没有CSI的情况下, 中继接收机能够采用非相干解调的方式得到网络编码比特的对数似然比(Likelihood Ratio, LLR), 经译码器进行软译码, 再通过迭代反馈的方式进一步改善系统的抗噪声性能。同时计算机仿真结果验证了本文方案能够实现可靠的PNC非相干接收。

1 系统模型

多天线下双向中继协同传输模型如图1所示, 系统由2个源节点(A和B)和1个中继节点(R)组成。两个源节点通过中继节点进行信息交换, 假设由于距离、障碍物等因素影响, 两个源节点之间没有直达链路。两个源节点各配备 N_t 根天线, 中继节点配备 N_r 根天线, 系统采用半双工的通信方式, 即在某一时刻节点只能进行发送或者接收。在k时刻, 从源节点到中继节点的信道分别用 $N_t \times N_r$ 的矩阵 $\mathbf{H}_A[k]$ 和 $\mathbf{H}_B[k]$ 表示。这里假设信道都服从相关的瑞利平坦衰落模型, 信道矩阵 $\mathbf{H}_i[k]$ 的每个元素都是均值为0、方差为1的复高斯随机变量, 即信道 $\mathbf{H}_i[k] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ ($i = A, B$)。假设衰落具有准静态特性, 衰落过程足够慢, 即假设信道参数 \mathbf{H}_i 在两个连续的矩阵传输间隔内保持不变。因此, 对所有k值, 有 $\mathbf{H}_i[k] \approx \mathbf{H}_i[k-1]$ 。同时考虑到信道的时变衰落特性, 信道参数之间的时间相关性服从最大的归一化多普勒频率为 f_D 的Jakes模型。

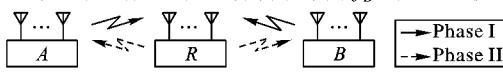


图1 双向中继系统模型
Fig. 1 Two-way relay system model

2 发射机传输方案

图2中给出了源节点发射机的传输过程方框图。首先, 源节点分别产生长度为 K 的信息比特序列 $u_i = u_{1,i}, u_{2,i}, \dots, u_{K,i}$, 然后经过码率为 r 的前向纠错码编码器, 得到长度为 $L = K/r$ 的二进制编码序列 $b'_i = b'_{1,i}, b'_{2,i}, \dots, b'_{L,i}$ 。然后, 将

编码序列 b'_i 经过比特交织器得到 b_i 。在此之后, 采用DSM调制方案, 将序列 b_i 映射为 $N_t \times N_t$ 的空间调制矩阵 \mathbf{V}_i 。空间调制矩阵 \mathbf{V}_i 中第 m 行第 t 列的元素 v_{st} , 定义为第 m 根传输天线在第 t 个子时隙发送的调制符号 $v_{st} \in \Psi$, 其中, $\Psi = \{\exp(j2\pi m/M) | m = 0, 1, \dots, M-1\}$ 。空间调制矩阵需要满足以下几个条件:

1) 每个子时隙只有一根天线能够发送信号, 也就是说, 空间调制矩阵的每一列中只有一个非零元素;

2) 在一个空间调制矩阵的传输期间, 每根天线在 N_t 个连续的子时隙中仅有一次能够发送信号, 也就是说, 空间调制矩阵的每一行中只有一个非零元素;

3) 信号的星座图是等能量的M-PSK(M-ary Phase-Shift-Keying)调制符号集 $\Psi = \{\exp(j2\pi m/M) | m = 0, 1, \dots, M-1\}$, 也就是说, 矩阵的每个元素都属于符号集合 Ψ 。

举个例子说明, 在二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)调制方式下, 当源节点天线数 $N_t = 2$ 时, 可以将两个二进制比特映射为一个 2×2 的空间调制矩阵。第一个比特表示发送的BPSK符号携带的信息是1还是0; 第二个比特表示天线的发送顺序是正序还是逆序, 即空间调制矩阵还是反对角阵。映射方案总结在表1中。

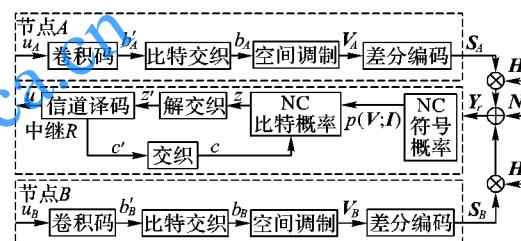


图2 发射机结构
Fig. 2 Transmitter structure

表1 BPSK下源节点空间调制映射方案($N_t = 2$)

Tab. 1 Source mapping for SM with BPSK and $N_t = 2$

序号	比特信息	$S_i[k]$	序号	比特信息	$S_i[k]$
0	00	$\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	2	10	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	01	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$	3	11	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

当 $N_t > 2$ 时, 根据 N_t 是奇数还是偶数, 分以下两种情况考虑:

1) 当 $N_t = 2L$ 时, 将 $2L$ 个编码比特每两个比特分为一组, 然后根据表2可以得到 L 个 2×2 的空间调制矩阵。接着将矩阵中的元素从内到外沿两条对角线扩展为 $2L \times 2L$ 的空间调制矩阵, 如图3(a)所示。

2) 当 $N_t = 2L + 1$ 时, 首先将第一个比特映射为BPSK调制符号, 放置在 $(2L+1) \times (2L+1)$ 的中心位置。其他 $2L$ 个比特同样是每两个分为一组, 得到 L 个 2×2 的空间调制矩阵, 接着将矩阵中的元素从内到外沿矩阵 $(2L+1) \times (2L+1)$ 的两条对角线向四周扩展, 最终得到 $(2L+1) \times (2L+1)$ 的空间调制矩阵, 如图3(b)所示。

本文与点对点通信的空间调制矩阵不同。以 $N_t = 2$ 为例, 在点对点通信中, 两根发射天线携带的信息不同, 每根天线上的调制符号均可携带1比特的信息。而本文在设计空间调制



矩阵时,两根天线携带的信息相同,与点对点通信相比少传输了 1 比特的信息。这种设计主要是考虑到中继节点对叠加信号的处理能力有限,因此以牺牲一定的传输效率为代价,降低系统的复杂度。

$$\begin{array}{c} \text{(a) } N_t=2L \\ \left[\begin{array}{cccccc} \cdots & & & & & \\ b_1 & 0 & 0 & b_2 & \cdots & \\ \cdots & c_1 & 0 & 0 & 0 & c \\ 0 & a_1 & a_2 & 0 & & \\ 0 & a_2 & a_1 & 0 & & \\ b_2 & 0 & 0 & b_1 & \cdots & \\ \cdots & c_2 & 0 & 0 & 0 & c \\ \end{array} \right] \quad \text{(b) } N_t=2L+1 \\ \left[\begin{array}{cccccc} \cdots & & & & & \\ 0 & b_1 & 0 & b_2 & 0 & \\ 0 & 0 & a & 0 & 0 & \\ 0 & b_2 & 0 & b_1 & 0 & \\ \cdots & c_1 & 0 & 0 & 0 & c \\ \cdots & c_2 & 0 & 0 & 0 & c \\ \end{array} \right] \end{array}$$

图 3 空间调制矩阵设计方案

Fig. 3 Design scheme for SM matrix

在进行空间调制得到矩阵 \mathbf{V}_i 后,将调制符号进行差分编码得到:

$$\mathbf{S}_i[k] = \mathbf{S}_i[k-1]\mathbf{V}_i[k]; \mathbf{S}_i[0] = \mathbf{I}_{N_t} \quad (1)$$

传输过程分为两个阶段:

在第一阶段,两个源节点分别将符号 $\mathbf{S}_i[k]$ 同时发送给中继节点,为了简化分析,假设传输信号之间理想同步,则中继节点接收到的符号可以表示为:

$$\mathbf{Y}_r[k] = \mathbf{S}_A[k]\mathbf{H}_A[k] + \mathbf{S}_B[k]\mathbf{H}_B[k] + \mathbf{N}_r[k] \quad (2)$$

其中: $\mathbf{N}_r[k] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ 是中继节点接收机处的白噪声信号。

在第二阶段,中继节点对接收到的叠加信号 $\mathbf{Y}_r[k]$ 进行解调、解交织,然后进行信道译码,得到合并的网络编码比特信息序列 $u = u_A \oplus u_B$, 得到网络编码比特序列以后, 中继节点对比特信息序列 u 按照与源节点相同的处理方式,重新进行信道编码、比特交织和常规的差分空间调制,最后广播给两个源节点,两个源节点接收到的信号可以表示为:

$$\mathbf{Y}_i[k] = \mathbf{H}_i[k]\mathbf{S}_r[k] + \mathbf{N}_i[k]; i = A, B \quad (3)$$

其中: $\mathbf{S}_r[k]$ 是经过差分调制后中继节点广播给两个源节点的传输符号; $\mathbf{N}_i[k] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_r}$ 是源节点接收机处的白噪声信号。源节点接收到信号以后进行解调、解交织和信道译码,得到中继发送比特序列 u 的估计值 \hat{u} 。最后,通过异或操作去掉自己的信息,从而得到另一源节点发送的信息。

3 网络编码符号的联合概率密度函数

在 k 时刻,中继节点根据相邻两个时刻从源节点接收到的信号 $\mathbf{Y}_r[k-1]$ 和 $\mathbf{Y}_r[k]$, 联合检测网络编码信息符号。将中继节点相邻两个时刻接收的信号写成向量形式,结合时变衰落信道的准静态特性,即相邻两时刻的 CSI 近似不变,将式(2)进行整理得到:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{Y}_r[k-1] \\ \mathbf{Y}_r[k] \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{Y}}_r} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{S}_A[k-1] \\ \mathbf{S}_A[k] \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{S}}_A} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_A \\ \mathbf{H}_A \end{bmatrix}}_{+} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{S}_B[k-1] \\ \mathbf{S}_B[k] \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{S}}_B} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{H}_B \\ \mathbf{H}_B \end{bmatrix}}_{+} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{N}_r[k-1] \\ \mathbf{N}_r[k] \end{bmatrix}}_{\bar{\mathbf{N}}_r} \quad (4)$$

可以看出,在已知源节点发送符号向量 $\bar{\mathbf{S}}_A$ 和 $\bar{\mathbf{S}}_B$ 的情况下,中继节点接收的符号向量 $\bar{\mathbf{Y}}_r$ 是一个服从复高斯分布的随机向量,根据文献 [19] 得到其 PDF(Probability Density Function) 可以表示为:

$$p(\bar{\mathbf{Y}}_r | \bar{\mathbf{S}}_A, \bar{\mathbf{S}}_B) = \frac{1}{(2\pi)^{2N_t N_r} \det(\Sigma_Y)} \exp(-\text{tr}(\bar{\mathbf{Y}}_r^H \Sigma_Y^{-1} \bar{\mathbf{Y}}_r)) \quad (5)$$

其中:

$$\Sigma_Y = N_r \begin{bmatrix} (2+N_0)\mathbf{I}_{N_t} & \mathbf{V}_A^H[k] + \mathbf{V}_B^H[k] \\ \mathbf{V}_A[k] + \mathbf{V}_B[k] & (2+N_0)\mathbf{I}_{N_t} \end{bmatrix} \quad (6)$$

令 $\mathbf{V}[k] = \mathbf{V}_A[k] + \mathbf{V}_B[k]$, 将式(5)的条件概率密度表达式经过展开得到:

$$\begin{aligned} p(\bar{\mathbf{Y}}_r | \mathbf{V}[k]) = & \frac{1}{(2\pi N_r)^{2N_t N_r} \det((2+N_0)^2 \mathbf{I}_{N_t} - \mathbf{V}[k] \mathbf{V}^H[k])} \times \\ & \exp\left(-\frac{1}{N_r} \text{tr}\left(((2+N_0) \mathbf{Y}_r^H[k-1] - \mathbf{Y}_r^H[k] \mathbf{V}[k])^{-1} \mathbf{Y}_r[k-1] + \right.\right. \\ & \left.\left. ((2+N_0) \mathbf{Y}_r^H[k] - \mathbf{Y}_r^H[k-1] \mathbf{V}^H[k]) \times \right.\right. \\ & \left.\left. ((2+N_0)^2 \mathbf{I}_{N_t} - \mathbf{V}[k] \mathbf{V}^H[k])^{-1} \mathbf{Y}_r[k] \right)\right) \end{aligned} \quad (7)$$

进而,得到最大后验概率的表达式:

$$\hat{\mathbf{V}}[k] = \arg \max_{\substack{\mathbf{V}[k] = \mathbf{V}_A[k] + \mathbf{V}_B[k] \\ \mathbf{V}_A[k], \mathbf{V}_B[k] \in \Omega}} p\{\bar{\mathbf{Y}}_r | \mathbf{V}[k]\} p\{\mathbf{V}[k]\} \quad (8)$$

其中: Ω 表示包含所有空间调制矩阵 $\mathbf{V}_i[k]$ 的集合。中继需要采用多对一的 DNF 映射 $\Theta: \Omega \rightarrow \mathcal{O}$ 以保证源节点能够正确译码。因此,映射必须满足排他准则^[25],同时根据式(8),将网络编码符号概率转化为相应的比特概率,以 BPSK 调制下,源节点天线数 $N_t = 2$ 的映射方案为例,中继处叠加符号映射方案总结在表 2 中。

表 2 BPSK 下中继节点空间调制映射表($N_t=2$)
Tab. 2 Relay mapping for SM with BPSK and $N_t=2$

序号	$\mathbf{V}_i[k]$	$(\mathbf{V}_A, \mathbf{V}_B)$	$\Theta(\mathbf{V}_A, \mathbf{V}_B)$	$b = b_A \oplus b_B$
0	$\begin{bmatrix} -2 & 0 \\ 0 & -2 \\ 0 & -2 \\ -2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 2 \\ 0 & 2 \\ 2 & 0 \end{bmatrix}$	$(0,0), (1,1), (2,2), (3,3)$	$\begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$	00
1	$\begin{bmatrix} -1 & -1 \\ -1 & -1 \\ 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$(0,1), (2,3)$	$\begin{bmatrix} 0 & -1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$	01
2	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$(0,2), (1,3)$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	10
3	$\begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$	$(0,3), (1,2)$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	11

4 迭代译码算法

为了进一步改善误码性能,本章在之前推导出的 PDF 的基础上给出了迭代检测算法。基本思想是中继节点检测器解调接收信号,计算出两个源节点发送的联合符号的概率,通过符号概率进一步计算出发送的二进制网络编码比特的概率。将网络编码比特概率信息转化为对数似然比 LLR 作为信道译码器的先验信息,信道译码器通过软译码得到网络编码比特的外信息,反馈回检测器再次进行解调。经过几次迭代后,最后由译码器输出二进制网络编码信息比特序列。

下面详细介绍具体的迭代译码过程。在所有解调和译码



的过程中,发送符号的概率是固定的,可以由式(7)计算得到,用 $p(\mathbf{V};\mathbf{I})$ 来表示。将这里的 \mathbf{V} 定义为由两个源节点信息符号 \mathbf{V}_A 和 \mathbf{V}_B 构成的联合符号,即:

$$\mathbf{V} = (\mathbf{V}_A, \mathbf{V}_B); \mathbf{V}_A, \mathbf{V}_B \in \Psi; \mathbf{V} \in \Psi^2 \quad (9)$$

中继节点需要针对每个联合符号计算概率 $p(\mathbf{V};\mathbf{I})$,由于集合 Ψ^2 中元素的个数为 $|\Psi|^2$,中继节点需要进行 $|\Psi|^2$ 次计算。而传统的点对点传输仅需要进行 $|\Psi|$ 次计算。

用 $p(b;\mathbf{I})$ 来表示信道译码器反馈回来的二进制网络编码比特概率,将 $p(\mathbf{V};\mathbf{I})$ 和 $p(b;\mathbf{I})$ 作为检测器的输入。其中, b 表示映射为联合符号 \mathbf{V} 的 q 个二进制比特。 $p(b;\mathbf{I}) = \{p(b_k; \mathbf{I}), 0 \leq k \leq q-1\}$, $b_k = b_{k,A} \oplus b_{k,B}, b_{k,i} \in \{0,1\}$ 表示映射为符号 \mathbf{V}_A 的第 k 个二进制比特。由于在第一次迭代检测时,没有译码器的反馈信息,假设比特概率 $p(b;\mathbf{I})$ 相等。经过检测器解调后,得到经过估计的编码比特概率值 $p(b;\mathbf{O}) = \{p(b_k; \mathbf{O}), 0 \leq k \leq q-1\}$ 。基于联合符号 \mathbf{V} 的输入输出分布均用概率表示,而基于映射为联合符号 \mathbf{V} 的网络编码比特的输入输出分布需要以 LLR 表示,同时 LLR 更便于软判决译码,因此,检测器输入的映射为符号 \mathbf{V} 的第 k 个编码比特概率 $p(b_k;\mathbf{I})$ 的 LLR 可以表示为:

$$c_k = \ln \frac{p(b_k = 1; \mathbf{I})}{p(b_k = 0; \mathbf{I})}; 0 \leq k \leq q-1 \quad (10)$$

其中: $p(b_k = 1; \mathbf{I})$ 和 $p(b_k = 0; \mathbf{I})$ 分别表示检测器输入的映射为符号 \mathbf{V} 的第 k 个编码比特为 1 和为 0 的概率。检测器输出的映射为符号 z 的第 k 个比特概率 $p(b_k; \mathbf{O})$ 的 LLR 可以表示为:

$$z_k = \ln \frac{p(b_k = 1; \mathbf{O})}{p(b_k = 0; \mathbf{O})}; 0 \leq k \leq q-1 \quad (11)$$

其中: $p(b_k = 1; \mathbf{O})$ 和 $p(b_k = 0; \mathbf{O})$ 分别表示检测器输出的映射为联合符号 z 的第 k 个编码比特为 1 和为 0 的概率。检测器输出比特概率与输入比特概率之间的关系可以表示为:

$$p(b_k = l; \mathbf{O}) = \sum_{\mathbf{V} \in \Psi^2 | b_k = l} p(\bar{\mathbf{Y}}_r | \mathbf{V}) \prod_{j=0, j \neq k}^{q-1} p(b_j; \mathbf{I}) \quad (12)$$

其中: $\{\Psi^2 | b_k = l\}$ 代表联合符号所携带的第 k 个比特信息 b_k 为 $l \in \{0,1\}$ 的所有符号的集合。可以将式(12) 改写为:

$$p(b_k = l; \mathbf{O}) = \sum_{\mathbf{V} \in \Psi^2 | b_k = l} p(\bar{\mathbf{Y}}_r | \mathbf{V}) \prod_{j=0, j \neq k}^{q-1} \frac{\exp(b_j c_j)}{1 + \exp(c_j)} \quad (13)$$

将式(13) 代入式(11),得到

$$z_i = \ln \frac{\sum_{\mathbf{V} \in \Psi^2 | b_k = 1} p(\bar{\mathbf{Y}}_r | \mathbf{V}) \prod_{j=0, j \neq k}^{q-1} \exp(b_j c_j)}{\sum_{\mathbf{V} \in \Psi^2 | b_k = 0} p(\bar{\mathbf{Y}}_r | \mathbf{V}) \prod_{j=0, j \neq k}^{q-1} \exp(b_j c_j)} \quad (14)$$

为了计算简便,采用 max-star 函数表示上面得到的结果, max-star 函数的表达式为:

$$\max_i \{x_i\} = \ln \left(\sum_i \exp(x_i) \right) \quad (15)$$

其中二元 max-star 函数可以展开为:

$$\max(x, y) = \max(x, y) + \ln(1 + \exp(-|x - y|)) \quad (16)$$

三元以上 max-star 函数可以通过对二元函数进行递归的方式求出。

5 仿真结果

本文方案是针对 DF 的 PNC,在该系统中,中继需要从两个源节点发送的叠加信号中检测出网络编码的比特信息,因此,系统的瓶颈在于中继节点的处理能力。在联合信道非相干 PNC 方案中,MAC 阶段中继的任务是重构两个源节点比特信息的 XOR,而在 BC 阶段中继重新进行调制编码后广播网络编码信息已经退化成点对点的通信过程,因此本文主要关心 MAC 阶段中继节点检测出的网络编码码字的抗噪声性能。

在本文的 Monte Carlo 仿真实验中,采用修改的 Jakes 模型模拟瑞利衰落信道,信道编码采用 1/2 码率的(7,5)卷积码,比特交织长度为 2000。假设两个源节点到中继的信道完全对称,两条信道的方差均为 1。信道相关性由归一化多普勒频率决定,根据信道归一化多普勒频率大小,将信道分为两种情况:1)所有节点都是固定的或者慢速移动的,即所有信道都是慢衰落, $f_D = 0.001$;2)所有节点都是移动的,即所有的信道都是快衰落, $f_D = 0.03$ 。

图 4 给出了基于 BPSK 调制方式,慢衰落 $f_D = 0.001$ 信道和快衰落 $f_D = 0.03$ 信道下相同频谱效率时不同传输天线数目的 BER 性能对比。从图 4(a)可以看出,随着天线数目的增加,误码率下降速度也随之加快,这说明增加天线数能够提高系统的分集增益;同时,可以看出,增益越来越小。采用比特交织技术后,BER 性能有所提升,在误码率为 10^{-4} 情况下, $N_t = N_r = 4$ 仅比 $N_t = N_r = 3$ 提高了 1 dB 左右。由于信道变化很慢,对 BER 的影响不明显,因此在慢衰落信道下可以有效地实现物理层网络编码的非相干传输。从图 4(b)中同样能够看出,增加天线数可以提高系统的分集增益。由于节点移动速度加快,多普勒频率更大,信道的时间相关性更低,由节点移动性带来的干扰对系统 BER 产生了影响,在误

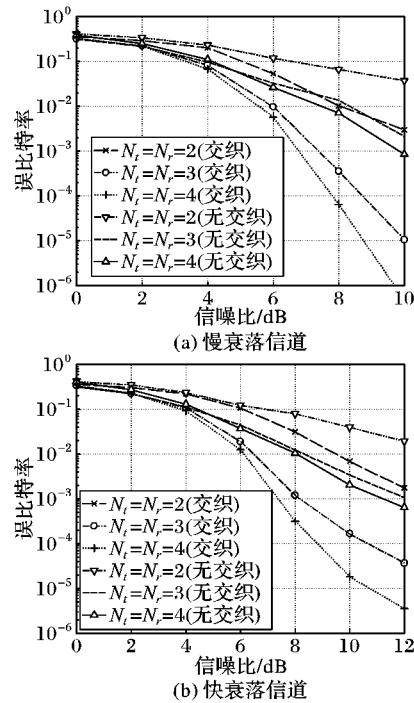


图 4 BPSK 调制不同天线数目中继节点处的 BER 性能
Fig. 4 Simulation BER under different antenna numbers for DBPSK at relay



码率为 10^{-4} 情况下, $N_t = N_r = 4$ 比 $N_t = N_r = 3$ 提高了 1.5 dB 左右。当 $N_t = N_r = 4$ 时, 误码率曲线的斜率随着信噪比增加变得缓慢, 说明本文对信道近似不变的假设而引入的干扰已经超过噪声, 成为影响系统抗噪声性能的主要因素。对比图 4(a)和(b), 也可以看到相同传输天线数目的条件下, 快衰落信道下系统的 BER 更高, 抗噪声性能更差。

6 结语

本文针对双向中继信道下的差分物理层网络编码问题, 提出了多天线场景下的联合信道-非相干物理层网络编码调制和检测方法。推导得到了中继节点处的最大后验概率检测表达式, 利用信道编码的线形结构, 结合比特交织、信道译码与软入软出检测算法, 进而得到联合信道-差分物理层网络编码迭代检测方法。仿真结果表明, 提出的方法能在双向中继场景下实现物理层网络编码的非相干传输与检测, 有效提高了系统的吞吐量和频谱效率。下一步, 将考虑差分正交空间调制与物理层网络编码的结合问题。

参考文献(References)

- [1] PENG M, HU Q, XIE X, et al. Network coded multi-hop wireless communication networks: channel estimation and training design [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2015, 33 (2): 1–13.
- [2] GUAN W, LIU K J. Two-way network-coded relaying with delay constraint [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(1): 191–204.
- [3] UNNIKRISHNAN K G, RAJAN B S. Space-time coded spatial modulated physical layer network coding for two-way relaying [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(1): 331–342.
- [4] JEON Y, KIM Y-T, PARK M, et al. Opportunistic scheduling for multi-user two-way relay systems with physical network coding [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(4): 1290–1294.
- [5] LEE K, HANZO L. Resource-efficient wireless relaying protocols [J]. IEEE Wireless Communications Magazine, 2010, 17(2): 66–72.
- [6] LANG Y, WUBBEN D, KAMMEYER K. An improved physical layer network coding scheme for two-way relay systems [C]// Proceedings of the 2010 International ITG Workshop on Smart Antennas. Piscataway, NJ: IEEE, 2010: 107–114.
- [7] WUBBEN D, LANG Y. Generalized sum-product algorithm for joint channel decoding and physical-layer network coding in two-way relay systems [C]// Proceedings of the 2010 IEEE Global Telecommunications Conference. Piscataway, NJ: IEEE, 2010: 1–5.
- [8] BASNAYAKA D A, RENZO M, HAAS H. Massive but few active MIMO [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65 (9): 6861–6877.
- [9] BASAR E. Index modulation techniques for 5G wireless networks [J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(7): 168–175.
- [10] YANG P, XIAO Y, GUAN Y L, et al. Single-carrier SM-MIMO: a promising design for broadband large-scale antenna systems [J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2016, 18(3): 1687–1716.
- [11] 崔波, 刘璐, 李翔宇, 等. 有限字符输入的空间调制物理层安全传输方法 [J]. 通信学报, 2015, 36(2): 158–167. (CUI B,
- LIU L, LI X Y, et al. Physical-layer security transmission method based on spatial modulation with finite alphabet inputs [J]. Journal on communications, 2015, 36(2): 158–167.)
- [12] 王洋, 汪洋, 张继良, 等. 基于解析误比特率的空间调制系统配置优化 [J]. 哈尔滨工业大学学报, 2015, 47(11): 47–52. (WANG Y, WANG Y, ZHANG J L, et al. Configuration optimization of spatial modulation based on analytical bit error rate [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2015, 47(11): 47–52.)
- [13] BIAN Y, CHENG X, WEN M, et al. Differential spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64 (7): 3262–3268.
- [14] LI J, WEN M, CHENG X, et al. Differential spatial modulation with Gray coded antenna activation order [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(6): 1100–1103.
- [15] WEN M, CHENG X, BIAN Y, et al. A low-complexity near-ML differential spatial modulation detector [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(11): 1834–1838.
- [16] MESLEH R, ALTHUNIBAT S, YOUNIS A. Differential quadrature spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(9): 3810–3817.
- [17] ZHANG M, WEN M, CHENG X, et al. Differential spatial modulation for dual-hop amplify-and-forward relaying [C]// Proceedings of the 2015 IEEE International Conference on Communications. Piscataway, NJ: IEEE, 2015: 1518–1523.
- [18] ZHANG M, WEN M, CHENG X, et al. A dual-hop virtual MIMO architecture based on hybrid differential spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(9): 6356–6370.
- [19] CUI T, GAO F, TELLAMBURA C. Differential modulation for two-way wireless communications: a perspective of differential network coding at the physical layer [J]. IEEE Transactions on Communication, 2009, 57(10): 2977–2987.
- [20] VALENTI M C, TORRIERI D, FERRETT T. Noncoherent physical-layer network coding with FSK modulation: relay receiver design issues [J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59 (9): 2595–2604.
- [21] LI X, RITCEY J A. Bit-interleaved coded modulation with iterative decoding [J]. IEEE Communications Letters, 1997, 1(6): 169–171.
- [22] VALENTI M C, CHENG S. Iterative demodulation and decoding of turbo coded M-ary noncoherent orthogonal modulation [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(9): 1739–1747.
- [23] FERRETT T, VALENTI M C, TORRIERI D. An iterative noncoherent relay receiver for the two-way relay channel [C]// Proceedings of the 2013 IEEE International Conference on Communications. Piscataway, NJ: IEEE, 2013: 5903–5908.
- [24] FERRETT T, VALENTI M C. Noncoherent analog network coding using LDPC-coded FSK [C]// Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Communications. Piscataway, NJ: IEEE, 2017: 1–6.
- [25] AKINO T K, POPOVIKI P, TAROKH V. Optimized constellations for two-way wireless relaying with physical network coding [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27 (5): 773–787.

(下转第 2964 页)



- prediction algorithm applied in quality SVC [J]. Journal on Communications, 2011, 32(6): 148–156.)
- [5] SILVA T L D, AGOSTINI L V, CRUZ L A D S. Fast HEVC intra prediction mode decision based on EDGE direction information [C]// EUSIPCO 2012: Proceedings of the 2012 20th European Signal Processing Conference. Piscataway, NJ: IEEE, 2012: 1214–1218.
- [6] JIANG W, MA H, CHEN Y. Gradient based fast mode decision algorithm for intra prediction in HEVC [C]// CECNet 2012: Proceedings of the 2012 2nd International Conference on Consumer Electronics, Communications and Networks. Piscataway, NJ: IEEE, 2012: 1836–1840.
- [7] MOTRA A S, GUPTA A, SHUKLA M, et al. Fast intra mode decision for HEVC video encoder [C]// SoftCOM 2012: Proceedings of the 2012 20th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks. Piscataway, NJ: IEEE, 2012: 1–5.
- [8] SHEN L, ZHANG Z, AN P. Fast CU size decision and mode decision algorithm for HEVC intra coding [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2013, 59(1): 207–213.
- [9] KIM J, YANG J, LEE H, et al. Fast intra mode decision of HEVC based on hierarchical structure [C]// ICICS 2011: Proceedings of the 2011 8th International Conference on Information, Communications and Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE, 2012: 1–4.
- [10] ZHANG H, MA Z. Fast intra mode decision for High Efficiency Video Coding (HEVC) [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2014, 24(4): 660–668.
- [11] CHO S, KIM M. Fast CU splitting and pruning for suboptimal CU partitioning in HEVC intra coding [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2013, 23(9): 1555–1564.
- [12] LI H, LI Z G, WEN C. Fast mode decision algorithm for inter-frame coding in fully scalable video coding [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology, 2006, 16(7): 889–895.
- [13] LIN H C, PENG W H, HANG H M, et al. Layer-adaptive mode decision and motion search for scalable video coding with combined Coarse Granular Scalability (CGS) and temporal scalability [C]// ICIP 2007: Proceedings of the 2007 IEEE International Conference on Image Processing. Piscataway, NJ: IEEE, 2007: 289–292.
- [14] LIN H C, PENG W H, HANG H M. A fast mode decision algorithm with macroblock-adaptive rate-distortion estimation for intra-only scalable video coding [C]// ICME 2008: Proceedings of the 2008 IEEE International Conference on Multimedia and Expo. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2008: 765–768.
- [15] TOHIDPOUR H R, POURAZAD M T, NASIOPoulos P. Content adaptive complexity reduction scheme for quality/fidelity scalable HEVC [C]// ICASSP 2013: Proceedings of the 2013 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Piscataway, NJ: IEEE, 2013: 1744–1748.
- [16] GE Q Y, HU D. Fast encoding method using CU depth for quality scalable HEVC [C]// WARTIA 2014: Proceedings of the 2014 IEEE Workshop on Advanced Research and Technology in Industry Applications. Piscataway, NJ: IEEE, 2014: 1366–1370.
- [17] TOHIDPOUR H R, POURAZAD M T, NASIOPoulos P. Probabilistic approach for predicting the size of coding units in the quadtree structure of the quality and spatial scalable HEVC [J]. IEEE Transactions on Multimedia, 2016, 18(2): 182–195.
- [18] 李晓妮, 陈绵书, 桑爱军, 等. 质量可伸缩高性能视频编码中增强层快速算法[J]. 吉林大学学报(工学版), 2017, 47(2): 670–676. (LI X N, CHEN M S, SANG A J, et al. Enhancement layer fast coding algorithm for quality scalability in SHVC [J]. Journal of Jilin University (Engineering and Technology Edition), 2017, 47(2): 670–676.)
- [19] SEREGIN V, HE Y. Common SHM test conditions and software reference configuration [C]// JCT-VC 2014: Proceedings of the 2014 Joint Collaborative Team on Video Coding. Valencia: [s. n.], 2014: 20–34.
- [20] WANG H, KWONG S. Hybrid model to detect zero quantized DCT coefficients in H. 264 [J]. IEEE Transactions on Multimedia, 2007, 9(4): 728–735.
- [21] LEE B, KIM M. Modeling rates and distortions based on a mixture of Laplacian distributions for inter-predicted residues in quadtree coding of HEVC [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2011, 18(10): 571–574.
- [22] BJONTEGAARD G. Calculation of average PSNR difference between RD-curves [C]// VCEG 2001: Proceedings of the 2001 Video Coding Experts Group. Austin: [s. n.], 2001.

This work is partially supported by the Natural Science Foundation of Chongqing (cstc2016jcyjA0543).

LIU Yanjun, born in 1992, M. S. candidate. Her research interests include video coding.

ZHAO Zhiqiang, born in 1976, Ph. D., professor. His research interests include image processing, video coding.

LIU Yan, born in 1979, M. S., lecturer. Her research interests include video coding.

CUI Ying, born in 1992, M. S. candidate. Her research interests include video coding.

WANG Dayong, born in 1980, Ph. D., associate professor. His research interests include video coding.

RAN Peng, born in 1981, Ph. D., associate professor. His research interests include medical detection.

GUO Yijun, born in 1965, Ph. D., professor. His research interests include medical apparatus and instruments.

(上接第 2959 页)

GAO Fengyue, born in 1987, Ph. D. candidate. His research interests include cooperative communications, network coding, channel coding.

WANG Yan, born in 1983, Ph. D. candidate, engineer. Her research interests include indoor localization, resource allocation.

LI Mu, born in 1990, Ph. D. candidate. His research interests include physical-layer security, router protocol, short wave communications.

YU Rui, born in 1988, M. S., engineer. His research interests include short wave communications, wireless router.