

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.02.017

引用格式:林少晶,杜二峰,管新荣.有限字符集下采用空间调制的物理层网络编码方案[J].电讯技术,2014,54(2):206-211. [LIN Shao-jing, DU Er-feng, GUAN Xin-rong. Spatial Modulation Based Physical-Layer Network Coding with Finite Alphabet[J].Telecommunication Engineering,2014,54(2):206-211.]

有限字符集下采用空间调制的物理层网络编码方案*

林少晶^{1,**},杜二峰²,管新荣³

(1. 福建对外经济贸易职业技术学院,福州 350016;2. 解放军 63886 部队,河南 洛阳 471003;
3. 解放军理工大学 通信工程学院,南京 210007)

摘 要:空间调制(Spatial Modulation)通过利用天线索引承载数据信息,可以提升复用增益,实现更高速传输。利用这一特性,可针对协同多址接入信道模型设计一种基于空间调制的物理层网络编码方案。在协同节点,将其中一个源信息映射成传统调制符号,而将另一个源信息映射到协同节点的天线序号上。在目的节点,通过最大似然检测,判决接收到的传统调制符号和发射天线序号,分别恢复两个源节点发送的信息。研究表明,由于两个源信息载体相互独立,基于空间调制的多址接入方案可以获得优于传统方案的容量区域。仿真结果表明,在高信噪比条件下,系统和速率近提高 1 倍,同时两路信息误码性能均较好。此外,考虑到实际系统中使用的并非理想的高斯信源,文中分析均基于有限字符集展开。

关键词:物理层网络编码;空间调制;有限字符集;协同多址接入

中图分类号:TN911.2 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)02-0206-06

Spatial Modulation Based Physical-Layer Network Coding with Finite Alphabet

LIN Shao-jing¹, DU Er-feng², GUAN Xin-rong³

(1. Fujian International Business & Economic College, Fuzhou 350016, China; 2. Unit 63886 of PLA, Luoyang 471003, China;
3. Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract:By exploiting the index of antenna as an additional dimension to convey part of the information bits, Spatial Modulation (SM) improves multiplexing gain and realizes a higher data rate. Motivated by this observation, an SM-based physical-layer network coding scheme is investigated for cooperative multiple access channel. After receiving the two source signals, the cooperation node maps them into traditional modulation symbol and the index of antenna, respectively. At the destination node, both source messages can be recovered by detecting the symbol and the antenna index. The analysis reveals that the SM-based multiple access scheme achieves a better capacity region than traditional scheme, because the source messages are conveyed on the independent dimension. The simulation results verify the validity of the proposed scheme from the perspective of capacity and symbol error probability. Moreover, finite alphabet inputs are considered because Gaussian inputs can never be realized in a practical communication system.

Key words:physical-layer network coding; spatial modulation; finite alphabet; cooperative multiple access channel

1 引 言

诸多优点,逐渐受到人们的青睐^[1]。其原理是利用
作为一种全新的物理层技术,空间调制由于其
各发送天线位置不同引起的信道差异来承载信息,

因此比传统 MIMO 方案多了一个调制维度,可获取更高传输速率。同时,由于每次传输过程中只需选取一根天线发射信号,未被选中天线都保持静默,空间调制避免了天线之间相互干扰和同步问题。这也使得在接收端只需进行单流检测,简化了接收机结构,降低了设备成本。文献[2]对空间调制的最佳接收方案进行了研究,提出了一种低复杂度检测方案。文献[3]分析了不同信道条件下空间调制的误符号性能。文献[4]则对空间调制的研究近况进行了较为全面总结,并提出了当前尚待突破的研究难点,其中一个重要问题就是仍缺乏一个从信息论角度对空间调制容量进行分析的统一框架。文献[5]在这一方面进行了初步探索,对空间调制的容量进行了推导,但并未得到一个直观结果。另一方面,传统上对通信系统性能的分析大都是基于高斯信源假设进行的,包括文献[5]。虽然高斯信源是理想的输入信源,但在实际系统中难以实现。因此,近年来对有限字符集信源条件下通信系统的性能研究受到了较多关注^[6-10]。研究发现,受有限离散输入信源的制约,系统的容量特性发生了相应变化,传统对高斯信源而言最优的功率分配、预编码算法也不再适用于有限字符集假设。

多址接入模型在无线系统中应用广泛,如何提高多址接入效率是一个极具意义的研究课题。本文利用空间调制思想对协同多址接入信道进行物理层网络编码设计,并推导了在有限字符集信源输入条件下的容量域表达式及误符号概率。结果表明,由于空间调制利用两个互不相关维度承载数据的优良特性,本文所提方案获得的容量区域优于传统方案。

2 系统模型

考虑一个如图 1 所示的协同多址接入信道模型,由于距离原因没有直达链路,两个信源节点 A 和 B 通过协同节点 C 的帮助将数据传输到目的节点 D。其中 C 装备多根天线,其余节点则只装备单天线。假设 A、B 信源数据 x 和 y 分别取自等概符号集 $X = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ ($N = 2^p$) 和 $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_M\}$ ($M = 2^q$),且满足 $E(|x|^2) = 1$ 和 $E(|y|^2) = 1$;协同节点 C 各天线与 A、B、D 之间链路为 $\mathbf{f} = [f_1, f_2, \dots, f_K]$, $\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_K]$, $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_K]$ 。各信道互相独立,且假设 C 已知 $\mathbf{f}$ 和 $\mathbf{g}$, 目的节点 D 已知 $\mathbf{h}$ 。

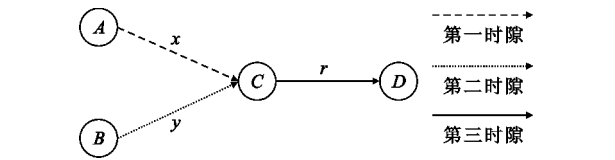


图 1 协同多址接入信道模型
Fig. 1 The cooperative multiple access channel model

在上述通信系统中, C 要将信源节点 A 和 B 的数据传递到目的节点 D, 可采取两种方案: 一种是分两次单独传输 x 和 y (即时分方案); 另一种是根据特定规则, 将两个数据重新“编码”成一个数据进行一次传输。本文提出的采用空间调制的物理层网络编码方案属于后者。在本方案中, 一次完整的数据接入过程分为 3 个时隙进行: 前两个时隙, 源节点 A、B 分别将数据 x 和 y 发送至协同节点 C (称为多址接入阶段); 第三个时隙, C 根据数据 y 选取唯一的一根天线来发送 x (称为协同转发阶段)。换言之, y 并未被当成传统调制符号直接发送, 而是调制在天线序号上, 接收端通过检测信号来源, 可反向推断出 y 。因此, 只需一次传输过程, 即可将 x 和 y 两数据一并传递到目的节点。相较于传统方案, 这既减少了发送次数, 又避免了多天线发送方案中的同步和干扰问题。而在时分方案中, 第三个时隙 (假设时长为 T) 要分成两个子时隙: 第一个子时隙 θT 时间内发送 x , 第二个子时隙 $(1-\theta)T$ 时间内发送 y , $0 \leq \theta \leq 1$ 。

需要注意的是, 尽管基于空间调制的协同多址接入方案多了一维信息载体, 但仍适用于传统的协同多址接入场景, 只需在协同节点 C 处采取上述过程处理。表 1 给出了根据数据 y 进行空间调制选择天线序号的一个示例。例如, 当 C 译码得到 $y = 101$ 时, 则选取 C 的第 6 根天线发射 A 的数据 x 。由于各天线与目的节点 D 之间的信道互不相同, 因此, 在接收端只要检测出信号是来自第 6 根发射天线, 就可唯一恢复出携带在天线序号上的数据 $y = 101$ 。当然, 这一过程要与数据 x 的检测联合进行。本文后续将分别讨论一步联合最大似然检测算法以及两步最大似然检测算法。为保证每个数据 y 都能有天线序号与其对应, 需满足条件 $K \geq M$, 本文后续讨论均假设 $K = M$ 。

表 1 数据 y 与天线序号对应关系			
Table 1 Mapping data y into the antenna indices			
数据 y	天线序号	数据 y	天线序号
000	1	100	5
001	2	101	6
010	3	110	7
011	4	111	8

3 容量分析

利用空间调制思想进行物理层网络编码的过程可以通过以下二到一的映射关系描述:

$$\psi:H\times X\rightarrow R \tag{1}$$

其中, $H=\{h_1,h_2,\cdots,h_K\}$ 为 C 到 D 的链路集合, $R=\{h_mx_n|\forall m,n\}$ 为 H 与 A 的符号集合 X 根据映射关系 ψ 重新得到的空间调制符号集, 共有 MN 个元素。从物理意义上看, 符号 $r=h_mx_n$ 代表“无噪声信道条件下 C 的第 m 根天线发送 x_n 时 D 接收到的信号”。因此, 在这种映射关系作用下, 对 D 而言原来的信源符号对 (x_n,y_m) 变成了 h_mx_n 。考虑高斯白噪声的影响, 第 m 根天线发送 x_n 时的接收信号 z 为

$$z=\sqrt{P_c}h_mx_n+v \tag{2}$$

其中, 噪声 v 服从零均值、方差为 σ^2 的复高斯分布, P_c 为 C 节点发射功率, 其值不影响公式推导, 故后文均假设 $P_c=1$ 。显然, 输入信号都是来自离散信源, 但由于 v 的存在 z 成为了一个连续随机变量。由式(2)可知, 在选定天线发送某特定符号时, z 服从复高斯分布, 且均值为 h_mx_n , 方差为 σ^2 , 其条件概率密度函数可表示为

$$p(z|h=h_m,x=x_n)=\frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{|z-h_mx_n|^2}{\sigma^2}\right) \tag{3}$$

由于 X 和 Y 均为等概符号集, 因此 $p(h=h_m)=1/M(\forall m)$, $p(x=x_n)=1/N(\forall n)$, 可得条件概率密度函数 $p(z|h=h_m)$ 和 $p(z|x=x_n)$ 以及边界概率密度函数 $p(z)$ 分别为

$$p(z|h=h_m)=\frac{1}{N}\sum_{n=1}^N\frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{|z-h_mx_n|^2}{\sigma^2}\right) \tag{4}$$

$$p(z|x=x_n)=\frac{1}{M}\sum_{m=1}^M\frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{|z-h_mx_n|^2}{\sigma^2}\right) \tag{5}$$

$$p(z)=\frac{1}{MN}\sum_{m=1}^M\sum_{n=1}^N\frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{|z-h_mx_n|^2}{\sigma^2}\right) \tag{6}$$

由式(3)和式(4)可得条件互信息量 $I(x;z|h)$ 为

$$\begin{aligned} I(x;z|h) &= \sum_{m=1}^M\sum_{n=1}^N\int_z p(x=x_n,h=h_m)\cdot \\ & p(z|h=h_m,x=x_n)\text{lb}\frac{p(z|h=h_m,x=x_n)}{p(z|h=h_m)}\text{d}z = \\ & \frac{1}{MN}\sum_{m=1}^M\sum_{n=1}^N\int_z \frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{|z-h_mx_n|^2}{\sigma^2}\right)\cdot \\ & \frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{|z-h_mx_n|^2}{\sigma^2}\right) \\ & \text{lb}\frac{1}{N}\sum_{n_2=1}^N\frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{|z-h_mx_{n_2}|^2}{\sigma^2}\right)\text{d}z \end{aligned} \tag{7}$$

令 $z-h_mx_n=v$, 则得 $z-h_mx_{n_2}=h_m(x_n-x_{n_2})+v$, 将上式重新整理为

$$\begin{aligned} I(x;z|h) &= \text{lb}N - \frac{1}{MN}\sum_{m=1}^M\sum_{n=1}^N\int_v \frac{1}{\pi\sigma^2}\exp\left(-\frac{|v|^2}{\sigma^2}\right)\cdot \\ & \text{lb}\sum_{n_2=1}^N\exp\left(-\frac{|h_m(x_n-x_{n_2})+v|^2-|v|^2}{\sigma^2}\right)\text{d}v = \\ & \text{lb}N - \frac{1}{MN}\sum_{m=1}^M\sum_{n=1}^N E_v\left[\text{lb}\sum_{n_2=1}^N\exp\left(-\frac{|h_m(x_n-x_{n_2})+v|^2-|v|^2}{\sigma^2}\right)\right] \end{aligned} \tag{8}$$

由于 $\sum_{n_2=1}^N\exp\left(-\frac{|h_m(x_n-x_{n_2})+v|^2-|v|^2}{\sigma^2}\right)=1+\sum_{\substack{n_2=1\\n_2\neq n}}^N\exp\left(-\frac{|h_m(x_n-x_{n_2})+v|^2-|v|^2}{\sigma^2}\right)$, 在 $\sigma^2\rightarrow 0$ (高信噪比) 时, 上式取得最大值 $\text{lb}N$ 。这一点与高斯信源时不同, 容量不是一直随信噪比增加而增加的。

类似地, 由式(3)、(5)及式(3)、(6)可推得 $I(h;z|x)$ 和 $I(h,x;z)$ 为

$$\begin{aligned} I(h;z|x) &= \text{lb}M - \\ & \frac{1}{MN}\sum_{m=1}^M\sum_{n=1}^N E_v\left[\text{lb}\sum_{m_2=1}^M\exp\left(-\frac{|(h_m-h_{m_2})x_n+v|^2-|v|^2}{\sigma^2}\right)\right] \tag{9} \\ I(x,h;z) &= \text{lb}MN - \\ & \frac{1}{MN}\sum_{m=1}^M\sum_{n=1}^N E_v\left\{\text{lb}\left[\sum_{m_2=1}^M\sum_{n_2=1}^N\exp\left(-\frac{|h_mx_n-h_{m_2}x_{n_2}+v|^2-|v|^2}{\sigma^2}\right)\right]\right\} \end{aligned} \tag{10}$$

将 C 在前两个时隙内的接收信号分别记为 u 和 w , 噪声分别记为 $s\sim CN(0,\sigma_2^2)$ 和 $t\sim CN(0,\sigma_2^2)$ 。假设 C 前两时隙均采用最大比接收, 利用上述方法可推得多址接入阶段的互信息量表达式为

$$I(x;u)=\text{lb}N-\frac{1}{N}\sum_{n=1}^N E_s\left[\text{lb}\sum_{n_2=1}^N\exp\left(-\frac{\|f\|^2(x_n-x_{n_2})+s\|^2-|s|^2}{\sigma_2^2}\right)\right] \tag{11}$$

$$I(y;w)=\text{lb}M-\frac{1}{M}\sum_{m=1}^M E_t\left[\text{lb}\sum_{m_2=1}^M\exp\left(-\frac{\|g\|^2(y_m-y_{m_2})+t\|^2-|t|^2}{\sigma_2^2}\right)\right] \tag{12}$$

综上, 由最大流最小割定理可知, 三时隙多址接入模型中 A 、 B 两个源节点的速率 R_A 和 R_B 需满足以下条件:

$$\begin{cases} R_A\leq\frac{1}{3}\min(I(x;u),I(x;z|h)) \\ R_B\leq\frac{1}{3}\min(I(y;w),I(h;z|x)) \\ R_A+R_B\leq\frac{1}{3}I(h,x;z) \end{cases} \tag{13}$$

4 检测性能分析

4.1 最大似然检测

由于信道集合 H 和 A 的发送符号集 X 都是确定的, 因此, 接收端对空间调制符号的检测可根据以下联合最大似然法则进行:

$$(\hat{h}, \hat{x}) = \arg \min_{h_m \in H, x_n \in X} |z - h_m x_n|^2 \quad (14)$$

通过信道跟天线之间的一一对应关系, 检测出 h , 即可恢复出 y 。上述联合最大似然检测算法共需进行 MN 次复数乘运算。

另一种复杂度较低的检测算法需分两步进行: 首先, 在假设信号 z 来自第 m 根天线的前提下, 从符号集 X 中找出一个最有可能的符号 $\hat{x}^m$, 即

$$\hat{x}^m = \arg \min_{x_n \in X} \left| x_n - \frac{h_m^* z}{|h_m|^2} \right|^2, m = 1, 2, \dots, M \quad (15)$$

再利用上面得到的符号对信号来自哪根天线进行最大似然判决, 从 M 中可能选出最有可能的 m , 即

$$\hat{m} = \arg \min_{h_m \in H} |z - h_m \hat{x}^m|^2 \quad (16)$$

以上两步最大似然判决方法所需复数乘运算的次数为 $2M$, 比联合最大似然判决法简单。

4.2 误符号率分析

当空间调制符号为 $r_{m,n} = h_m x_n$ 时, 接收信号为 $z = h_m x_n + v$ 。假设 $(m_2, n_2) \neq (m, n)$, 由式 (14) 可知, 将 $r_{m,n}$ 误判成 $r_{m_2, n_2} = h_{m_2} x_{n_2}$ 的概率 (成对差错概率) 为

$$\begin{aligned} P(r_{m,n} \rightarrow r_{m_2, n_2}) &= \Pr(|z - h_m x_n|^2 > |z - h_{m_2} x_{n_2}|^2) \\ &\stackrel{(a)}{=} \Pr\left[\operatorname{Re}(v(h_m x_n - h_{m_2} x_{n_2})^*) > \frac{|h_m x_n - h_{m_2} x_{n_2}|^2}{2}\right] \\ &\stackrel{(b)}{=} Q\left(\frac{|h_m x_n - h_{m_2} x_{n_2}|}{\sqrt{2}\sigma}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

其中, 步骤 (a) 用到了 $z - h_{m_2} x_{n_2} = h_m x_n - h_{m_2} x_{n_2} + v$ 这一变量代换; 步骤 (b) 则是因为考虑到 $\operatorname{Re}(v(h_m x_n - h_{m_2} x_{n_2})^*)$ 作为高斯变量的线性组合仍服从高斯分布, 且均值为 0, 方差为 $\sigma^2 |h_m x_n - h_{m_2} x_{n_2}|^2/2$, Q 函数为

$$Q(\alpha) = \int_{\alpha}^{+\infty} e^{-\frac{\mu^2}{2}} / \sqrt{2\pi} d\mu$$

由式 (17), 且考虑到对 h 的判决即等效于对 y 的判决, 因此, 目的节点 D 对 x, y 判决的误符号率分别计算如下:

$$P(x_n \rightarrow x_{n_2}) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M Q\left(\frac{|h_m(x_n - x_{n_2})|}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (18)$$

$$P(y_m \rightarrow y_{m_2}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Q\left(\frac{|(h_m - h_{m_2})x_n|}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (19)$$

考虑 x_n 和 x_{n_2} 的所有组合, 且 $x_n \neq x_{n_2}$ (对 y 同理), 得节点 D 第三时隙译码数据 x, y 的平均误符号率为

$$P_{Dx} = \frac{1}{N(N-1)} \sum_{n=1}^N \sum_{\substack{n_2=1 \\ n_2 \neq n}}^N \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M Q\left(\frac{|h_m(x_n - x_{n_2})|}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (20)$$

$$P_{Dy} = \frac{1}{M(M-1)} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{m_2=1 \\ m_2 \neq m}}^M \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Q\left(\frac{|(h_m - h_{m_2})x_n|}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (21)$$

同理, 前两时隙 C 对 x 和 y 的译码的误符号率分别为

$$P_{Cx} = \frac{1}{N(N-1)} \sum_{n=1}^N \sum_{\substack{n_2=1 \\ n_2 \neq n}}^N Q\left(\frac{\|f\|^2(x_n - x_{n_2})}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (22)$$

$$P_{Cy} = \frac{1}{M(M-1)} \sum_{m=1}^M \sum_{\substack{m_2=1 \\ m_2 \neq m}}^M Q\left(\frac{\|g\|^2(y_m - y_{m_2})}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (23)$$

综上, 本文所提三时隙采用空间调制物理层网络编码方案的误符号率为

$$P_x = P_{Cx} + P_{Dx} - P_{Cx} P_{Dx} \quad (24)$$

$$P_y = P_{Cy} + P_{Dy} - P_{Cy} P_{Dy} \quad (25)$$

5 仿真结果

以下仿真中假设 X 和 Y 均为 QPSK 符号集, 即 $M=N=4$, 且发送功率均假设为 1, 故协同节点发送信噪比为 $SNR=1/\sigma^2$ 。考虑到本文重点是第三时隙的空间调制过程, 故不考虑前两时隙 A, B 节点发送信噪比的变化情况, 一律设为 20 dB。另外, 假设每个时隙时长均为 $T=1$, 时分方案中第一个子时隙占比 $0 \leq \theta \leq 1$ 。以上参数均为归一化参数, 不影响仿真结论。

图 2 所示为在协同节点不同发送信噪比条件下, A, B 两信源节点的容量域, 同时给出时分方案以作比较 (假设时分方案中采用多天线最大比发送)。对比两方案可得以下结论: 首先, 两种方案获得的容量域形状不同。本文方案容量域为一五边形限定的四角形区域, 因此, 两用户可同时获得较大速率, 且在高信噪比下近似为正方形区域, 均可接近最高速率。而在时分方案中容量域是一个三角形区域, 两

用户速率呈此消彼长关系,这是因为两个子时隙总时长一定,互为增减。其次,在协同节点 C 发送信噪比较低时,时分传输方案容量域优于本文方案。这是因为本文所提方案只用一根天线发送,而时分方案中多天线最大比发送。这也说明要实现空间调制的复用增益,对信噪比有一定要求。但是,随着信噪比提高,本文方案性能大大优于时分方案。最后一点,由于信源为有限字符集,所以不管信噪比多高,一次完整接入过程中 A 、 B 可传输信息量的最大值均为 $\text{lb}M=\text{lb}N=2\text{ b}$ 。因此,图中 R_A 和 R_B 最大值均为 $2/3$ 比特/时隙(需要注意的是,时分方案在较高信噪比时达到性能上限,故 10 dB 和 30 dB 对应的容量域接近重叠,导致图中只能看到两条实线)。

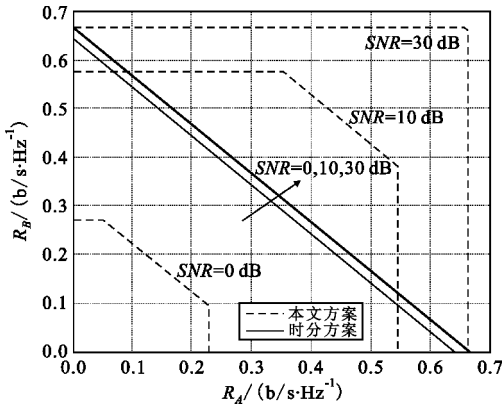


图2 源节点 A 、 B 的容量域, C 节点发送信噪比 SNR 为 $0, 10, 30\text{ dB}$
Fig. 2 The capacity region versus the transmit SNR at C , $\text{SNR}=0, 10, \text{ and } 30\text{ dB}$

图3所示为本文所提方案误符号性能仿真,可见由于两个源节点的数据承载在两个不同的维度,两者互不干扰,均可正常译码。

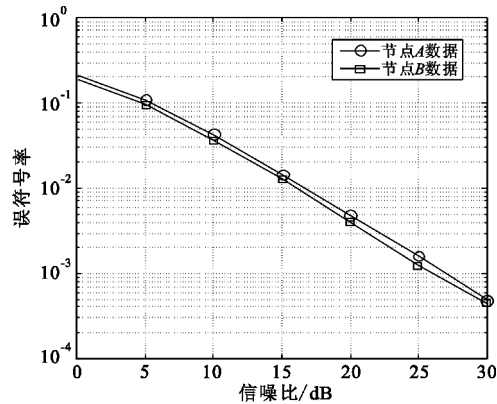


图3 源节点 A 、 B 数据的误符号率与协同节点 C 发送信噪比关系
Fig. 3 Symbol error probability versus the transmit SNR at C

6 结束语

作为 MIMO 应用中一种新兴的物理层技术,空间调制因其诸多优势日益受到关注。每次只需激活一根天线用于发送信号,因此避免了天线间的干扰及同步问题,同时由于增加了一个新的信号承载维度,提高了系统的复用增益。多址接入模型在无线系统中应用广泛,如何提高多址接入效率是一个具有实用意义的研究课题。利用空间调制多维承载信息的特性,可设计一种新型基于物理层网络编码思想的多址接入方案。分析表明,相较于传统方案,基于空间调制的协同多址接入方案能获取更优的容量域。空间调制研究方兴未艾,诸多具有理论及实际意义的研究课题正待解决,本文对其在物理层网络编码的应用做了初步尝试。未来可拓展到双向中继、协同广播等其他信道模型,而当所有节点都装备多天线时,空间调制与预编码的联合优化问题也值得研究。

参考文献:

[1] Mesleh R, Haas H, Sinanovic S, et al. Spatial modulation [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(4): 2228–2241.

[2] Jeganathan J, Ghrayeb A, Szczecinski L. Spatial modulation: Optimal detection and performance analysis [J]. IEEE Communication Letters, 2008, 12(8): 545–547.

[3] Alshamali A, Quza B. Performance of spatial modulation in correlated and uncorrelated Nakagami fading channel [J]. Journal on Communications, 2009, 4(3): 170–174.

[4] Renzo M D, Haas H, Grant P M. Spatial modulation for multiple-antenna wireless systems—a survey [J]. IEEE Communication Magazine, 2011, 49(12): 182–191.

[5] Yang Y, Jiao B. Information-guided channel-hopping for high data rate wireless communication [J]. IEEE Communication Letters, 2008, 12(4): 225–227.

[6] Lozano A, Tulino A M, Verdu S. Optimum power allocation for parallel Gaussian channels with arbitrary input distributions [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(7): 3033–3051.

[7] Xiao C, Zheng Y R, Ding Z. Globally optimal linear precoders for finite alphabet signals over complex vector Gaussian channels [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(7): 3301–3314.

[8] Harshan J, Rajan B S. On two-user Gaussian multiple access channels with finite input constellations [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2011, 57(5): 1299–

1327.

[9] Mohammed S K,Viterbl E,Hong Y,et al. Precoding by pairing subchannels to increase MIMO capacity with discrete input alphabets [J]. IEEE Transactions on Information Theory,2011,57(7):4156–4169.

[10] Zeng W,Xiao C,Wang M,et al. Linear precoding for finitealphabet inputs over MIMO fading channels with statistical CSI [J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2012,60(7):3134–3148.

作者简介:



林少晶(1981—),女,福建永泰人,2003年于电子信息工程学院获学士学位,现为硕士研究生、工程师、福建对外经济贸易职业技术学院讲师,主要研究方向包括电子与通信工程、物联网技术等;

LIN Shao-jing was born in Yongtai, Fujian Province, in 1981. She received the B. S. degree from Institute of Electronic Information Engineering in 2003. She is now a graduate student and also an engineer and lecturer. Her research concerns electronic and communication engineering, Internet of Things.

Email:ywygxr_@ aliyun. com

杜二峰(1987—),男,河南郑州人,2009年获通信工程专业学士学位,现为解放军63886部队助理工程师;

DU Er-feng was born in Zhengzhou, Henan Province, in 1987. He received the B. S. degree in 2009. He is now an assistant engineer.

管新荣(1987—),男,江西于都人,2009年获通信工程专业学士学位,现为解放军理工大学博士研究生。

GUAN Xin-rong was born in Yudu, Jiangxi Province, in 1987. He received the B. S. degree in 2009. He is currently working toward the Ph. D. degree.