

## 不对称速率双向中继传输策略研究

魏浩<sup>\*①</sup> 郑宝玉<sup>①</sup> 侯晓赞<sup>①②</sup> 朱艳<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(南京邮电大学信号处理与传输研究院 南京 210003)

<sup>②</sup>(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

**摘要:** 在实际双向中继信道的通信传输中, 由于信道质量, 发射功率, 业务需求等条件的不对称, 双向信道的传输速率往往也是不对称的。该文针对双向中继信道中不对称速率传输的情况进行了研究, 基于物理层网络编码, 提出两种不对称传输的方案。第1种方案采用级联信道编码; 第2种方案采用子集编码和子集调制。这样设计使得中继节点对接收到的叠加信号只需一次译码就可以直接解出信息比特的异或, 从而降低了译码复杂度。仿真结果表明, 结合信道编码的不对称传输设计, 在提高系统有效性的同时, 进一步降低了误比特率, 保证了系统的可靠性。

**关键词:** 双向中继信道; 信道编码; 网络编码; 不对称速率

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)11-2748-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00424

## Asymmetric Rate Transmission Schemes in Two-way Relay Channel

Wei Hao<sup>①</sup> Zheng Bao-yu<sup>①</sup> Hou Xiao-yun<sup>①②</sup> Zhu Yan<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Signal Processing and Transmission,

Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

<sup>②</sup>(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** In practical communication of two-way relay channel, the transmission rate is always asymmetric because of the asymmetric channel quality, transmission power and rate requirement. This paper proposes two schemes of asymmetric transmission based on physical layer network coding. First one is cascaded channel coding, and second one is subset coding and subset modulation. The two schemes take advantage of the linearity of convolutional code so that the relay node can decode directly the superposition signal into the XOR bits. Simulation results show that the asymmetric schemes not only improve the transmission validity by increasing system capacity, but also guarantees the transmission reliability by lowering BER.

**Key words:** Two-way relay channel; Channel coding; Network coding; Asymmetric rate

### 1 引言

网络编码(Network Coding, NC)的概念是由文献[1]在2000年提出来的, 最初用于提高有线网络中组播吞吐量的性能。近年来, 基于无线信道的广播特性, 许多研究工作都集中于网络编码在无线网络中的应用。

双向中继信道(Two-Way Relay Channel, TWRC)是无线通信中的一个基本模块。文献[2]将网络编码的思想应用到物理层, 提出了物理层网络编码(Physical Layer Network Coding, PLNC)的新概念, 其基本思想是通过中继节点处恰当的调制解调

技术, 将相互叠加的信号直接映射为数据比特流的异或, 仅用2时隙就完成了双向信息交换, 不是避免干扰, 而是利用干扰来提高系统的吞吐量。文献[3]提出将信道编码与网络编码联合设计, 并进行了容量分析。为了进一步提高PLNC在无线通信系统中的可靠性, 可以分别采用Turbo码<sup>[4]</sup>, RA码<sup>[5]</sup>, TCM<sup>[6]</sup>等将信道编码技术、物理层网络编码和调制三者进行联合设计。

上面所提的文献都是研究端节点对称速率传输的情况, 而关于不对称速率传输的情况研究的较少。文献[7,8]以QPSK和16-QAM调制为例研究了TWRC中不对称调制的误码率性能和功率匹配。文献[9]在3时隙TWRC的广播阶段, 采用一种“插零”的方法, 实现不对称速率传输。文献[10,11]分别研究了不对称传输时中继功率分配和中断性能。如何基于2时隙的TWRC模型, 将调制、物理层网络编

2012-04-14 收到, 2012-06-13 改回

国家自然科学基金(60972039), 江苏省自然科学基金重点项目(BK2010077)和东南大学移动通信国家重点实验室开放课题基金(2010D02)资助课题

\*通信作者: 魏浩 nupt2006@126.com

码、信道编码三者结合起来还处于探索阶段，是一项具有挑战性的工作，目前相关的研究还不是很多。

本文针对2时隙的TWRC中不对称速率传输的情况进行了研究，基于物理层网络编码，提出了两种不对称传输的方案。第1种方案采用级联信道编码的方式，将信道编码和物理层网络编码两者联合起来设计，两个端节点采用不对称的信道编码方式但采用对称的调制方式。第2种方案采用子集编码和子集调制的方式，将调制、物理层网络编码、信道编码三者联合起来设计，两个端节点采用对称的信道编码方式但采用不对称的调制方式。这两种不对称传输方案，在保证系统有效性的同时，进一步降低了误比特率，提高了系统的可靠性。

本文余下的内容安排如下：第2节介绍系统模型。第3节给出了两种不对称传输方案的设计，并进行了具体说明。第4节对提出方案的性能进行仿真验证。第5节得出结论。

## 2 系统模型

本文采用的是基于物理层网络编码(PLNC)的2时隙双向中继信道(TWRC)模型，如图1所示。

图1中节点  $n_1$  与  $n_2$  是端节点，节点  $n_R$  是中继节

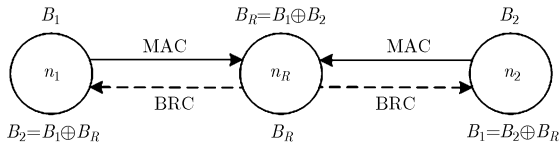


图1 TWRC系统模型

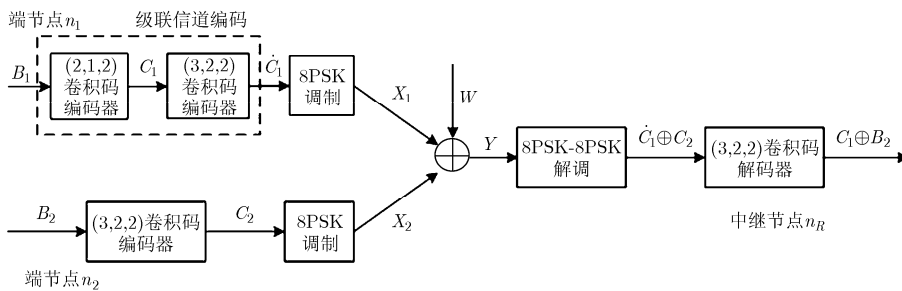


图2 级联信道编码的多址接入时隙传输模型

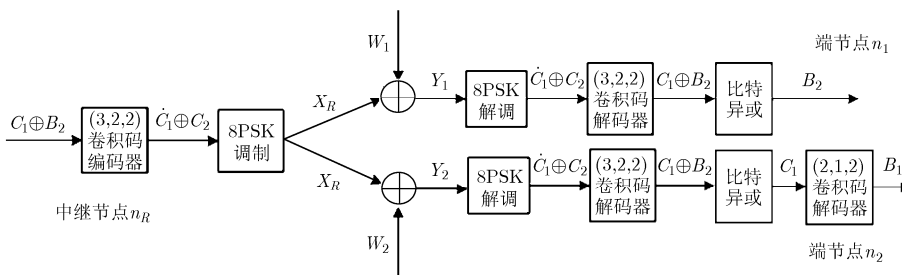


图3 级联信道编码的广播时隙传输模型

点。  $n_1$  与  $n_2$  通过  $n_R$  来交换信息。图中  $B_1 \in \{0,1\}$ ,  $B_2 \in \{0,1\}$ ,  $B_R \in \{0,1\}$  分别表示  $n_1, n_2, n_R$  节点的信息符号集。  $h_{ij} = G_{ij} / \sqrt{d_{ij}^\alpha}$  表示节点  $i$  到  $j$  的信道增益，其中  $i, j \in \{1,2,R\}$ ，其中  $\alpha$  是路径衰落指数，  $G_{ij}$  是衰落增益因子。  $W_i$ ,  $i \in \{1,2,R\}$  表示  $n_1, n_2, n_R$  节点处的加性高斯白噪声，均服从零均值复高斯分布，  $W_i \sim CN(0, \sigma_i^2)$ 。  $P_i$  为  $n_i$  节点的发送功率。除此之外，本文还做了如下假设：(1)系统采用时分半双工通信方式；(2)系统是码元同步的；(3)  $n_1$  与  $n_2$  之间没有直连链路；(4)信道特性为准静态且具有互易性；(5)节点能够得到准确的信道状态信息，使得节点在发送信号时，进行相位同步和幅度预均衡。

## 3 不对称传输方案

本节以物理层网络编码为基础，实现双向中继信道多址接入时隙和广播时隙完整的不对称速率传输。下面以(3,2,2)卷积码，(2,1,2)卷积码(信道编码)和8PSK, QPSK(调制)为例，讨论两种不对称传输方案。

### 3.1 方案 1 级联信道编码

本小节采用级联信道编码的方式，将信道编码和物理层网络编码两者联合起来进行不对称传输的设计。其多址接入时隙和广播时隙的传输模型如图2和图3所示。

(1)多址接入时隙 如图2所示，  $n_1$  节点先将发送信息  $B_1$  进行(2,1,2)卷积码编码得到  $C_1$ ，然后再将  $C_1$  进行(3,2,2)卷积码编码得到  $C_1'$ ，  $n_1$  与  $n_2$  节点再分别进行8PSK调制得到  $X_1$  和  $X_2$  (星座图如图4所示)。

最后，将  $X_1$  和  $X_2$  同时发送至  $n_R$ 。

中继节点  $n_R$  接收到的信号可以表示为

$$Y_R = \sqrt{P_1}\lambda_1 h_1 X_1 + \sqrt{P_2}\lambda_2 h_2 X_2 + W_R \quad (1)$$

式中  $\lambda_1, \lambda_2$  分别为  $n_1$  节点与  $n_2$  节点的相位同步系数，使得  $\lambda_1 h_1 = |h_1|$ ， $\lambda_2 h_2 = |h_2|$ 。文献[10]证明了当发送功率比为1:1时，采用MPSK调制的叠加信号星座图解映射BER是最优的。所以PLNC还要满足幅度预均衡，即  $\sqrt{P_1}\lambda_1 h_1 = \sqrt{P_2}\lambda_2 h_2, P_1 |h_1|^2 = P_2 |h_2|^2 = P_0$ 。则  $n_R$  接收到的信号可以简单地表示为

$$Y_R = \sqrt{P_0}X_1 + \sqrt{P_0}X_2 + W_R = \sqrt{P_0}(X_1 + X_2) + W_R \quad (2)$$

设  $P_0 = 1$ ，则在不考虑噪声的情况下， $n_R$  接收到的叠加信号为  $X = X_1 + X_2$ ，叠加信号的星座图为8PSK-8PSK，如图5所示。之后， $n_R$  按照图5的映射关系将接收到的信号解调得到  $\dot{C}_1 \oplus C_2$ 。 $\dot{C}_1 \oplus C_2$  满足信道编码的线性性质<sup>[12]</sup>，设(3,2,2)卷积码的编码函数为  $\Gamma$ ，则有

$$\dot{C}_1 \oplus C_2 = \Gamma(C_1) \oplus \Gamma(B_2) = \Gamma(C_1 \oplus B_2) \quad (3)$$

即两个信息符号进行信道编码后的码字的线性组合是这两个信息符号的线性组合进行信道编码后的码字。所以， $\dot{C}_1 \oplus C_2$  再经过(3,2,2)卷积码解码得到  $C_1 \oplus B_2$ 。

(2)广播阶段时隙  $n_R$  节点先将  $C_1 \oplus B_2$  进行(3,2,2)卷积码编码得到  $\dot{C}_1 \oplus C_2$ ，再进行8PSK调制(如图4所示)得到  $X_R$ ，然后将  $X_R$  广播给  $n_1, n_2$  节点(设  $n_R$  节点为单位发送功率)。

$n_1$  节点接收到的信号可以表示为

$$Y_1 = \sqrt{P_R}h_1 X_R + W_1 \quad (4)$$

之后对  $Y_1$  进行8PSK解调和(3,2,2)卷积码解码得到  $C_1 \oplus B_2$ ，然后再进行异或操作得到  $n_2$  节点的信息  $B_2$ 。同样地， $n_2$  节点对接收信号  $Y_2$  进行8PSK解调和(3,2,2)卷积码解码得到  $C_1 \oplus B_2$ ，然后再进行异或操作得到  $n_1$  节点的信息  $C_1$ ，再进行(2,1,2)卷积码解码得到  $n_1$  节点的信息  $B_1$ 。

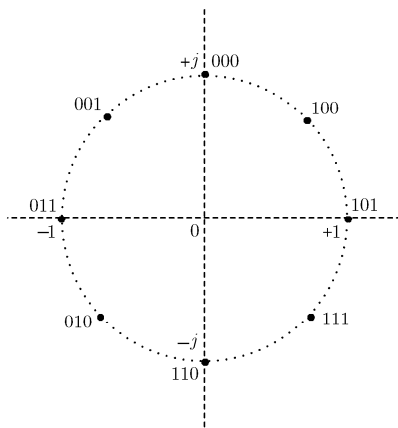


图4 星座图SPSK

### 3.2 方案2 子集编码与子集调制

本小节采用子集编码和子集调制的方式，将调制、物理层网络编码、信道编码三者联合起来设计。其多址接入时隙和广播时隙的传输模型如图6和图7所示。

(1)多址接入时隙 如图6所示， $n_1$  节点先对发送信息  $B_1$  进行比特插入操作，在‘0’，‘1’前分别插入‘0’和‘1’，得到  $\dot{B}_1$ 。然后  $n_1$  和  $n_2$  分别对  $\dot{B}_1$  和  $B_2$  进行(3,2,2)卷积码编码，得到  $C_1$  和  $C_2$ 。可知  $C_1 \in \{000, 011, 101, 110\}$ ， $C_2 \in \{000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111\}$ ， $C_1$  是  $C_2$  的子集。 $C_1$  和  $C_2$  分别进行QPSK和8PSK调制得到  $X_1$ (图8)和  $X_2$ (图4)。最后，将  $X_1$  和  $X_2$  同时发送至  $n_R$ 。

$n_R$  接收到的叠加信号的星座图为QPSK-8PSK，如图9所示。 $n_R$  按照图9的映射关系将接收到的信号解调得到  $C_1 \oplus C_2$ ，再经过(3,2,2)卷积码解码得到  $\dot{B}_1 \oplus B_2$ 。

(2)广播时隙  $n_R$  节点先将  $\dot{B}_1 \oplus B_2$  进行(3,2,1)卷积码编码得到  $C_1 \oplus C_2$ ，再进行8PSK调制(图4)，得到  $X_R$ ，然后广播给  $n_1, n_2$  节点； $n_1$  节点接收到的信号可以表示为  $Y_1 = X_R + W_1$ ，之后对  $Y_1$  进行8PSK解调和(3,2,2)卷积码解码得到  $\dot{B}_1 \oplus B_2$ ，然后再进行异或操作得到  $n_2$  节点的信息；同样， $n_2$  节点对  $Y_2$  进行QPSK解调和(3,2,2)卷积码解码得到  $\dot{B}_1 \oplus B_2$ ，然后再进行异或操作得到  $n_1$  节点的信息  $B_1$ 。

下面具体说明  $n_2$  节点可以对接收信号进行QPSK解调(8PSK的子集)的原因。 $n_2$  节点知道  $n_1$  节点对信息的插入比特操作，因此也知道  $n_1$  节点的信道码字  $C_1 \in \{000, 011, 101, 110\}$ 。当  $n_2$  节点发送的信道码字为  $C_2 \in \{000, 011, 101, 110\}$  时，有  $C_1 \oplus C_2 \in \{000, 011, 101, 110\}$ ，可按照图10进行解调；而当  $C_2 \in \{001, 010, 111, 100\}$  时，有  $C_1 \oplus C_2 \in \{001, 010, 111, 100\}$ ，可按照图11进行解调。

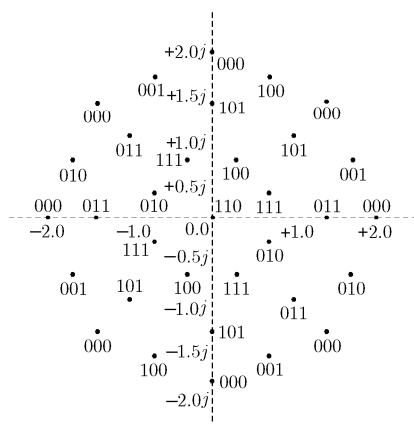


图5 叠加信号的星座图 SPSK-8PSK

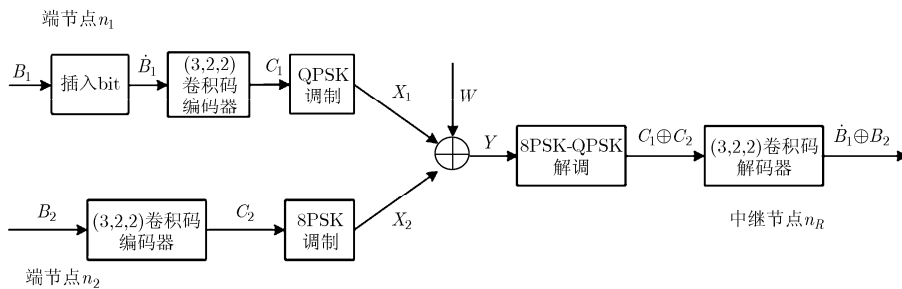


图6 子集编码和子集调制的多址接入时隙传输模型

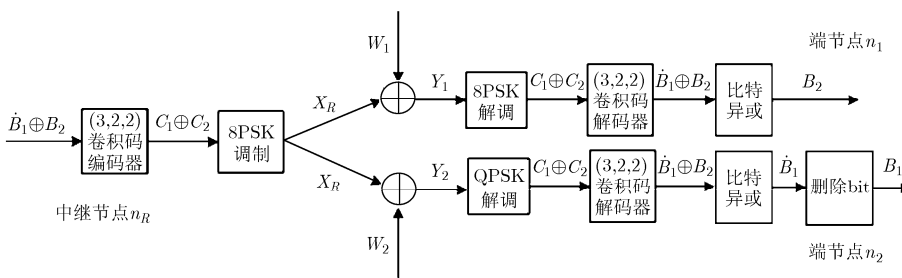


图7 子集编码和子集调制的广播时隙传输模型

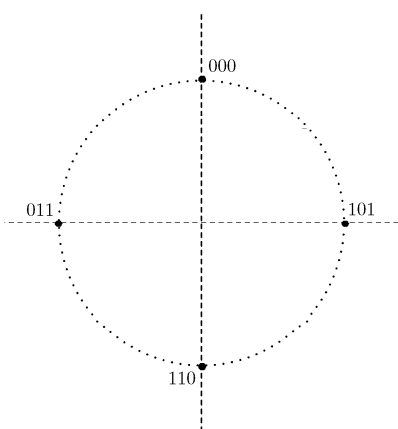


图8 星座图 QPSK

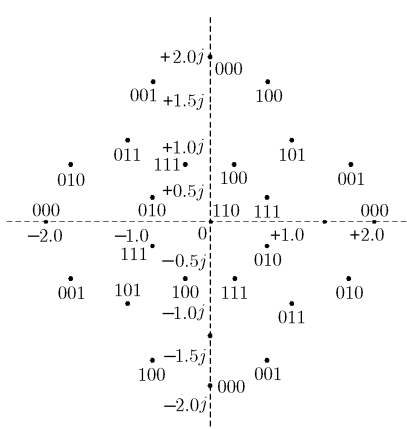


图9 叠加信号的星座图 QPSK-8PSK

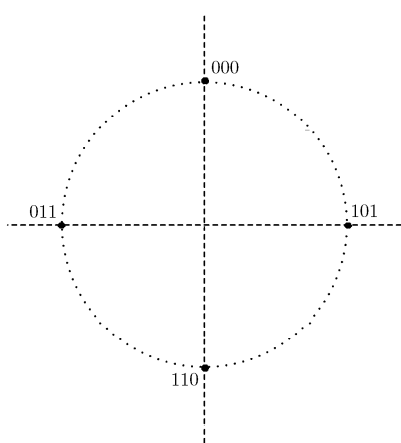


图10 子集星座图 QPSK 1

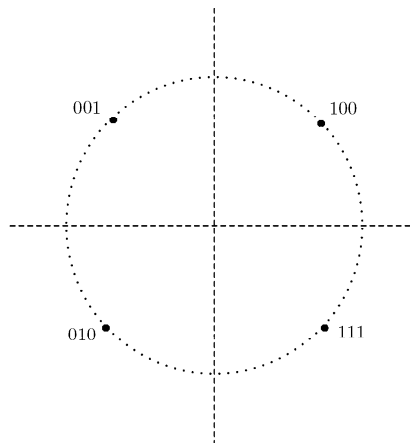


图11 子集星座图 QPSK 2

## 4 性能分析

### 4.1 BER 分析

(1)多址接入时隙 由文献[13]可推出中继节点  $n_R$  接收信号叠加星座图(图5,图9)的误比特率 BER 近似公式为

$$\left. \begin{aligned} \text{BER}_{\text{SPSK-SPSK}} &\approx \frac{4}{\log_2 8} Q\left(\sqrt{\frac{2-\sqrt{2}}{2}} \gamma_R \log_2 8\right) \\ &+ \frac{7/4}{\log_2 8} Q\left(\sqrt{(3-2\sqrt{2})} \gamma_R \log_2 8\right) \\ \text{BER}_{\text{QPSK-SPSK}} &\approx \frac{13/4}{\log_2 8} Q\left(\sqrt{\frac{2-\sqrt{2}}{2}} \gamma_R \log_2 8\right) \\ &+ \frac{1/2}{\log_2 8} Q\left(\sqrt{(3-2\sqrt{2})} \gamma_R \log_2 8\right) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$\gamma_R$  为中继节点  $n_R$  的接收比特信噪比,  $Q$  函数为  $Q(z) = \int_z^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx$ 。因此由式(5)可得

$$\text{BER}_{\text{QPSK-SPSK}} < \text{BER}_{\text{SPSK-SPSK}} \quad (6)$$

根据文献[12],卷积码在硬判决的加性高斯白噪声信道(AWGN)中采用最佳相干检测的误比特率近似公式为

$$\text{BER} \approx \frac{B_{d_f}}{k} 2^{d_f/2} \exp\left[-\frac{d_f}{2} \gamma_R\right] \quad (7)$$

式中,  $d_f$  是卷积码的自由距离,  $B_{d_f}$  是所有重量为  $d_f$  的码字序列所对应的信息序列的重量之和,  $k$  是编码前的信息比特数。对于(3,2,2)卷积码来说,  $d_f = 4$ ,  $B_{d_f} = 1$ ,  $k = 2$ 。

(2)广播时隙 由文献[13],可推出  $n_1$  节点与  $n_2$  节点接收信号星座图(图4,图10,图11)的误比特率 BER 近似公式为

$$\left. \begin{aligned} \text{BER}_{\text{SPSK}} &\approx \frac{2}{\log_2 8} Q\left(\sqrt{(2-\sqrt{2})} \gamma_1 \log_2 8\right) \\ \text{BER}_{\text{QPSK\_Subset}} &\approx \frac{2}{\log_2 8} Q\left(\sqrt{2} \gamma_2 \log_2 8\right) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式(8)中,  $\gamma_1$  和  $\gamma_2$  为  $n_1$  节点与  $n_2$  节点的接收比特信噪比。同样,由式(8)可得

$$\text{BER}_{\text{QPSK\_Subset}} < \text{BER}_{\text{SPSK}} \quad (9)$$

对于(2,1,2)卷积码来说,误比特率近似公式也为式(7),其中  $d_f = 5$ ,  $B_{d_f} = 1$ ,  $k = 1$ 。

### 4.2 容量分析

由文献[13]可知,多址接入时隙和广播时隙的加性高斯白噪声信道均可以看做如图12所示的等效虚拟信道。

等效虚拟信道  $C_V$  的输入是  $X$ , 输出是  $Y = X + W$ ,  $W$  服从零均值复高斯分布  $W \sim CN(0, \sigma^2)$ 。 $X = x_k$  ( $k = 0, 1, \dots, q-1$ ), 而输出  $Y = \{-\infty, +\infty\}$  是

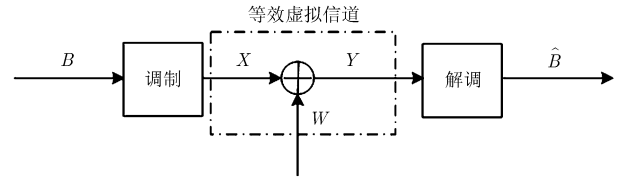


图12 等效虚拟信道

连续的。对于给定的  $X$ ,  $Y$  也是一个复高斯随机变量, 均值为  $x_k$ , 方差为  $\sigma^2$ , 即

$$p(y | X = x_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-(y-x_k)^2/2\sigma^2} \quad (10)$$

$C_V$  的信道容量为

$$\begin{aligned} C_V &= \max_{p(x_i)} I(X; Y) \\ &= \max_{p(x_i)} \sum_{i=0}^{q-1} \int_{-\infty}^{+\infty} p(y | x_i) p(x_i) \log_2 \frac{p(y | x_i)}{p(y)} dy \\ &= \max_{p(x_i)} \sum_{i=0}^{q-1} \int_{-\infty}^{+\infty} p(y | x_i) p(x_i) \\ &\quad \cdot \log_2 \frac{p(y | x_i)}{\sum_{k=0}^{q-1} p(y | x_k) p(x_k)} dy \end{aligned} \quad (11)$$

由于  $X$  是等概率的符号, 相应的发送概率  $p(x_i)$  可由各个调制的星座图得到。这样, 将  $p(x_i)$  与式(10)代入式(11)可得虚拟信道  $C_V$  的信道容量。

## 5 仿真实证

本节将对第4节分析和比较的结果进行仿真, 来验证所提方案的性能。在仿真中, 使用了10,000,000个数据包, 每个数据包中含有的比特数与相应的调制码元所含比特数一致。

### 5.1 BER 性能

对采用两种不对称传输方案时的中继节点  $n_R$ ,  $n_2$ ,  $n_1$  处的BER性能仿真验证。

图13, 图14, 图15分别为  $n_R$ ,  $n_2$ ,  $n_1$  处的BER性能曲线。图中‘ccc’表示级联信道编码, ‘scsm’表示子集编码和子集调制, ‘cc’表示进行了信道编码和译码, ‘cc 2 dB’表示  $n_1$  与  $n_R$  之间信道质量比  $n_2$  与  $n_R$  之间信道好2 dB。由图可得,  $n_R$  和  $n_2$  处采用不对称调制QPSK-SPSK的BER性能要优于对称调制SPSK-8PSK; 同时scsm的BER性能要优于ccc的性能。而两种不对称传输方式在  $n_1$  点处的BER性能是一样的, 当信道质量不对称时, BER性能也相应有所提高。

### 5.2 容量

对采用两种不对称传输方案时的  $n_1$  和  $n_2$  处的容量进行仿真验证。

图16和图17分别为  $n_2$  和  $n_1$  的容量。由图16可

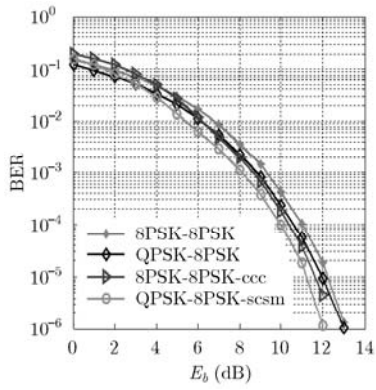


图13  $n_R$  的BER

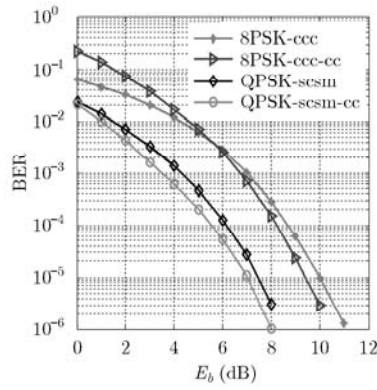


图14  $n_2$  的BER

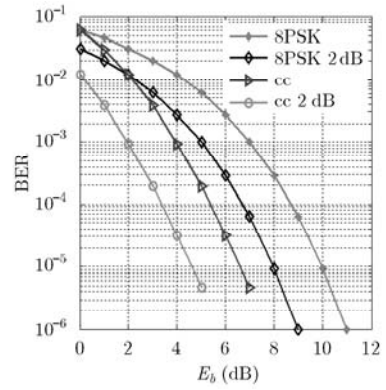


图15  $n_1$  的BER

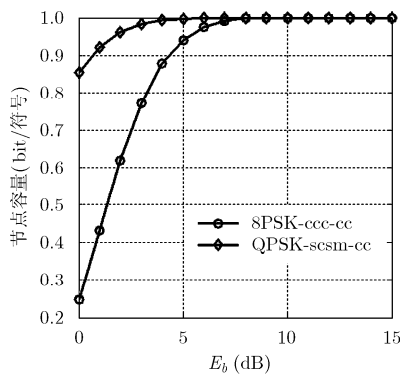


图 16  $n_2$  节点的容量

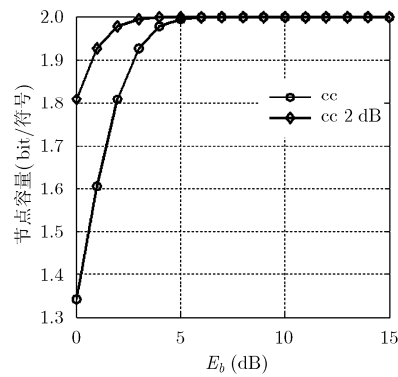


图 17  $n_1$  节点的容量

得，‘QPSK-scsm-cc’的容量要远大于‘sPSK-ccc-cc’。由图17可得，当信道质量提高，即信道质量不对称时，容量也相应有所提高。所以，当双向信道质量不对称时，采用不对称传输方式提高了系统的总容量。

### 6 结束语

本文对2时隙的TWRC不对称传输方式进行了研究。基于物理层网络编码，提出了两种不对称传输的方案。第1种方案采用级联信道编码，在信道编码时，发送速率较小的端节点先将信息进行一级信道编码，之后两个端节点再进行相同的信道编码；在调制时，两个端节点仍然采用相同的调制方式，采用这种方案时只需在发送速率较小的端节点增加一级信道编码器即可，系统复杂度较低。第2种方案采用子集编码和子集调制，在信道编码时，发送速率较小的端节点先将信息进行重复编码(插入相同bit)，之后两个端节点再进行相同的信道编码，使得速率较小的端节点的信道编码码字是速率较大的端节点的子集；在调制时，两个端节点采用不同的调制方式，速率较小的端节点采用的调制方式是速率较大的端节点的子集，采用这种方案时两个端节点的调制和解调方式需作出相应的改变，复杂度比第1

种方案要高。通过性能分析和仿真实验，当双向信道质量不对称时，两种不对称传输的方案都能提高系统的有效性和可靠性，第2种方案的复杂度要高于第1种方案，但性能较好。

如何进一步提高系统有效性和可靠性是值得研究的问题。在提高有效性方面，可以根据双向信道质量的不对称进行发送功率的最优分配；而在提高可靠性方面，可以使用纠错能力更强的信道编码，如Turbo码。以上也是我们今后研究的方向。

### 参考文献

- [1] Ahlswede R, Cai Ning, Li Shuo-yen, *et al.* Network information flow[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000, 46(4): 1204-1216.
- [2] Zhang Sheng-li, Liew Soung-chang, and Patrick P L. Physical-layer network coding [C]. Proceedings of the 12th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking, Los Angeles, CA, USA, Sep. 24-29, 2006: 358-365.
- [3] Zhang Sheng-li, Zhu Yu, Liew Soung-chang, *et al.* Joint design of network coding and channel decoding for wireless networks [C]. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Hong Kong, China, March 11-15,

- 2007: 780-785.
- [4] Popovskip P, Yomo H, Aalborg U, *et al.* Physical network coding in two-way wireless relay channels[C]. IEEE International Conference on Communications, ICC 2007, Glasgow, Scotland, June 24-28, 2007: 707-712.
- [5] Zhang Sheng-li and Liew Soung-chang. Channel coding and decoding in a relay system operated with physical-layer network coding[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(5): 788-796.
- [6] Chen Zhi-cheng, Zheng Bao-yu, Ji Xiao-dong, *et al.* Joint design of physical layer network coding and channel decoding based on trellis coded modulation in two-way relay channel [C]. 2011 International Conference on Wireless Communications and Signal Processing, WCSP 2011, Nanjing, China, Nov. 9-11, 2011, 2011: 1-5.
- [7] Zhang Xiao-guang, Li Yong-hua, Lin Jia-ru, *et al.* On performance of judging region and power allocation for wireless network coding with asymmetric modulation [C]. IEEE 74th Vehicular Technology Conference, San Francisco, USA, Sept. 5-8, 2011: 1-5.
- [8] Zhang Xiao-guang, Li Yong-hua, Lin Jia-ru, *et al.* Asymmetric network coding in two-way relay channels for cooperative communications: SER performance and power matching[C]. IEEE 14th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, WPMC 2011, Brest, France, Oct. 3-7, 2011: 1-5.
- [9] Zhao Jian, Kuhn M, Wittneben A, *et al.* Asymmetric data rate transmission in two-way relaying systems with network coding[C]. IEEE International Conference on Communications, Cape Town, South Africa, May 23-27, 2010: 1-6.
- [10] 吉晓东, 郑宝玉. 物理层网络编码机会中继及中断性能分析[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(5): 1186-1192.
- Ji Xiao-dong and Zheng Bao-yu. Opportunistic relaying and outage analysis for physical-layer network coding[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(5): 1186-1192.
- [11] 吉晓东, 郑宝玉. 不对称放大转发双向中继功率分配及中继位置选择[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 416-422.
- Ji Xiao-dong and Zheng Bao-yu. Optimum power allocation and relay location for asymmetric two-way amplify-and-forward relaying[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(2): 416-422.
- [12] 张宗橙. 纠错编码原理和应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 150-201.
- Zhang Zong-cheng. Error Correction Coding Principles and Applications[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 150-201.
- [13] Goldsmith A. Wireless Communications [M]. UN, Cambridge University Press, 2005: 172-203.
- 魏 浩: 男, 1988 年生, 硕士生, 研究方向为网络编码、协作通信.
- 郑宝玉: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为智能信号与信息处理、无线网络与通信信号处理、量子信息处理.