

非对称双向中继信道中协作分集和网络编码的联合应用

池新生^{1,2} 郑宝玉¹

- (1. 南京邮电大学信号处理与传输研究院, 江苏 南京 210003;
2. “宽带无线通信与传感网技术”教育部重点实验室, 江苏 南京 210003)

摘 要: 本文应用非对称信道编码和网络编码技术实现了双向中继信道中非对称速率的传输。现实中无线通信环境具有差异性, 通信链路状况也不相同。利用非对称编码方式, 在较差链路引入更多的冗余信息来保证传输的可靠性, 也在较优链路采取较高的传输速率, 充分利用较优链路传输更多的信息。同时, 通过协作分集技术, 在接收端得到传输信息的多个副本, 可以实现无线通信系统的分集增益。在中继链路加入网络编码, 增加了系统的通信效率和编码增益。仿真结果表明, 通过非对称编码方式, 在较差链路端使用冗余更多的信道编码方式, 不但可以实现可靠性传输, 也比对称编码方式传输更多的信息。同时, 利用协作分集技术, 提供多个译码信息副本, 增加了译码的可靠性, 降低了系统误比特率。

关键词: 协作分集技术; 网络编码; 非对称调制; 信道差异

中图分类号: TP925 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2012)11-1613-07

Joint use of cooperative diversity and network coding in Asymmetric Two-Way Relay Channel

CHI Xin-sheng^{1,2} ZHENG Bao-yu¹

- (1. Institute of Signal Processing and Transmission, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China;
2. Key Lab of “Broadband Wireless Communication and Sensor Network Technology”, Nanjing 210003, China)

Abstract: In this paper, we proposed a scheme for asymmetric data transmission in three-point cooperative communication system with asymmetric channel coding and network coding. Wireless communication environment is varied, and the conditions of the communication link are not the same either. The scheme with asymmetric channel coding ensures the reliability of communication in the poor environment. Meanwhile, it transmits more data in better links to make full use of system resources. Through cooperative diversity, the destination can receive multiple copies of the information to achieve a diversity gain in wireless communication systems. Applying network coding in relay can increase the communication efficiency and can enhance the coding performance of the system. Simulations show that asymmetric coding adds more redundancy in poor links not only can ensure the reliability, but also transmit more information in better links. Meanwhile, cooperative diversity can enhance the reliability of decoding with providing multiple copies of the information, and it also reduces the system bit error rate.

Key words: Cooperative diversity; network coding; asymmetric coding; various channels

1 引言

协作分集技术可以通过协作链路发射多个信号样

本,在接收端对接收到的几个信号样本进行合并,为解调、译码提供更多的源信息。在存在直接链路的双向中继信道中,两个源节点可通过直接链路和中继链路进行

信息交互,这样构成了一个三点协作分集系统(如图1)。无线通信系统具有广播特性和通信的开放性。网络编码能有效的利用无线通信的这些特性,在通信节点对收到的信息不是单纯的存储转发,而是对接收到的信息进行网络编码,然后再发送。而在目的节点,通过本身保存的信息和接收到的编码信息可恢复得到所需的信息。协作分集和网络编码结合,不但能使通信系统得到协作增益,也能得到编码增益,增加了传输系统的可靠性。

网络编码最早是 Ahlswede 等人在文献[1]提出的,应用在有线网络。随后,Zhang 等人在文献[2]中提出了物理层网络编码(PLNC)在双向中继信道(TWR)中的应用。文献[3]设计了采用重复累计(Repeat Accumulate, RA)与 PLNC 的联合设计方案。该方案中,实现从中继节点接收到的叠加信号得到两个源点信息的代数叠加,最后得到网络编码后的信息的过程。文献[4]利用 TCM 码编码和调制结合的特性,采用网格编码维特比译码进行一次 TCM 译码,降低了50%的译码复杂度。随后研究开始考虑双向中继信道中非对称速率的传输。文献[5]研究了基于 Turbo 码的 UMTS 系统的3时隙非对称速率传输。文献[6]研究的重点在中继节点的广播阶段,即中继节点已经分别译码得到源点发来的信息,然后将得到的非对称速率信息进行网络编码,最后将编码后的码字广播出去。文献[7]考虑了通信信道的差异性,用非对称调制实现了两个时隙的非对称速率传输。

以上非对称传输方案的实现是在信号调制过程中实现的,还没有相关文献研究通过信道编码实现非对称速率传输。由于无线通信空间的开放性,通信源节点所处的通信环境有差异,通信节点之间链路的传输能力也不一致。在有差异链路的传输系统中,如果采取对称信道编码的对称速率传输方案,较差链路传输的可靠性相对于较优链路难以保证。联合运用网络编码和非对称信道编码实现较高效率的可靠传输将是本文研究的重点。通过对较差信道采用较低速率但冗余更多的编码,较优信道采取较高速率和冗余较低的编码的非对称信道编码方式来引入不同的冗余信息,可充分利用较优链路传输更多信息,同时也保证较差链路的可靠性。本文提出的基于 RA 编码的非对称编码方案在存在直接链路的双向中继信道中实现了非对称速率的传输和非对称速率信息之间的网络编码。在源节点对多个信息副本进行联合译码,实现了协作分集增益。

论文的余下内容安排如下:第二部分介绍系统的模型,第三部分介绍非对称编码和网络编码方案的实现,第四部分针对所设计的方案进行系统性能分析,第五部分是仿真结果,第六部分是总结。

2 非对称编码协作传输系统模型

如图1所示,源节点 A 和 B 需要3个时隙完成信息交互。考虑无线通信环境的差异性,不失一般性假设源节点 B 通信环境较差,源节点 A 和中继 R 之间的链路优于节点 A 和 B 之间的链路,也优于中继 R 和节点 B 之间的链路。为了实现可靠性传输,源节点的信源速率必须受其链路最大传输能力的限制。系统实现最大能力传输时,源节点 A 的最大信源发送速率 R_A 大于源节点 B 的速率 R_B ($R_A > R_B$),即源节点 A、B 采用非对称速率传输。假设系统工作在半双工通信模式,完全同步,信号发送的功率都为 P,传输信道为双边功率谱密度等于 $N_0/2$,服从 $(0, \sigma^2)$ 的加性高斯白噪声信道。进一步假设源节点 A 发送的信源符号为 $S_A \in \{0, 1\}^K$,速率为 R_A ,经过规则 RA 编码得到 $C_A \in \{0, 1\}^N$,其码率为 $R_c = K/N$,再经过调制得到符号 X_A 。同样,节点 B 的信源符号为 $S_B \in \{0, 1\}^K$,码率为 R_B ,码字为 $C_B \in \{0, 1\}^N$,调制符号为 X_B 。

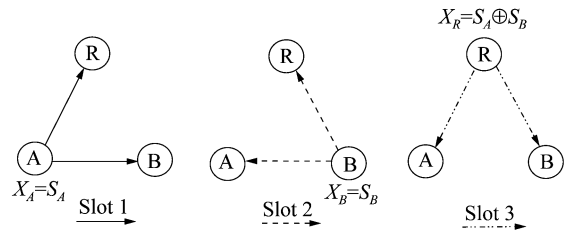


图1 系统传输模型
Fig. 1 System modeling

在第1个时隙,源节点 A 将源信息 S_A 编码调制后的信号 X_A 发送至源节点 B 和中继 R。在源节点 B 和中继 R 接收到的信号分别为:

$$\begin{cases} Y_B^A = X_A + W_{A,B} \\ Y_R^A = X_A + W_{A,R} \end{cases} \quad (1)$$

其中 $W_{A,B}, W_{A,R}$ 是方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。在第2个时隙,源节点 B 将源信息 S_B 编码调制后的信号 X_B 发送至节点 A 和中继 R。在节点 A 和中继 R 接收到的信号分别为:

$$\begin{cases} Y_A^B = X_B + W_{B,A} \\ Y_R^B = X_B + W_{B,R} \end{cases} \quad (2)$$

在第 3 个时隙,中继节点对收到信号分别进行解调译码得到源信息 S_A 和 S_B ,然后进行信道编码、网络编码和调制的信号再生过程,得到信号 X_R ,并将其广播出去。在节点 A 和 B 接收到的信号分别为:

$$\begin{cases} Y_A^R = X_R + W_{R,A} \\ Y_B^R = X_R + W_{R,B} \end{cases} \quad (3)$$

3 非对称双向中继信道中协作分集和网络编码方案具体实现

3.1 源节点信道编码和调制过程

信道编码是在发送信息中加入冗余信息,增加通信的可靠性。当节点 A、B 所处的通信环境不一致,其通信链路的传输能力就不相同。因此,在较差链路可以通过增加更多的冗余信息来保证传输的可靠性。

假设源节点 A、B 要发送的信息分别为 S_A, S_B ,且发送速率 $R_A > R_B$,为了讨论方便,令 $R_A/R_B = 4/3$ 。其他不同速率传输的实现方式相似,这里就不赘述。本文采用规则重复累积码进行编码,其编码器如图 2 所示。RA 编码通过重复信息位 q 次来引入冗余信息。源节点 B 所处的通信环境较差,为了保证可靠性传输,可以取较大的重复次数 q 来增加冗余。所以在源节点 A 采用 $q=3$ 的规则 RA 码编码,源节点 B 采用 $q=4$ 进行编码。 S_A, S_B 信道编码后得到码字 C_A 和 C_B ,其速率相等。对码字进行 QPSK 调制,得到发送符号 X_A 和 X_B 。



图 2 规则 RA 码编码器结构
Fig. 2 RA encoder

3.2 中继节点网络编码的实现

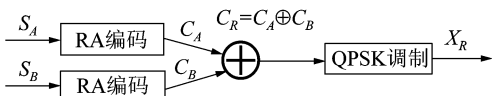


图 3 中继节点网络编码及信号再生过程
Fig. 3 Network coding in relay

中继节点在前面两个时隙收到信号, $Y_A^B = X_B + W_{B,A}$ 和 $Y_A^R = X_R + W_{R,A}$ 。在第一时隙和第二时隙分别解调译码得到源节点信息 S_A, S_B 。分别进行相应的规则 RA 编码得到 C_A, C_B ,然后进行网络编码得到 $C_R = C_A \oplus C_B$ 。最后将 C_R 按 QPSK 调制得到广播信号 X_R 。

3.3 源节点的译码过程

源节点 A、B 的译码方式是相同的,不失一般性,

本文只讨论源节点 B 的译码过程。

在源节点 B 为了得到节点 A 的信息 S_A ,由 RA 译码的 Tanner 图知,在译码时,每次以 6 位码字为单位进行译码。源节点 A 译码过程与源节点 B 不同的是,每次以 8 位码字为单位进行译码。在对数域的 BP 译码算法中,传递的信息值是用对数似然比 (Log-Likelihood Ratio, LLR) 来表示的,译码器输入的是码字的对数似然比值。在译码过程中,Tanner 图传递四种不同的信息:信息节点 u 到校验节点 c 的传递信息 $m(u, c)$ 、校验节点 c 到信息节点 u 的传递信息 $m(c, u)$ 、校验节点 c 到奇偶节点 y 的传递信息 $m(c, y)$ 、奇偶节点 y 到校验节点 c 的传递信息 $m(y, c)$ 。

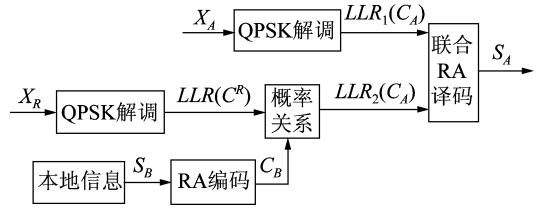


图 4 源节点 B 译码设计
Fig. 4 The decoder in source B

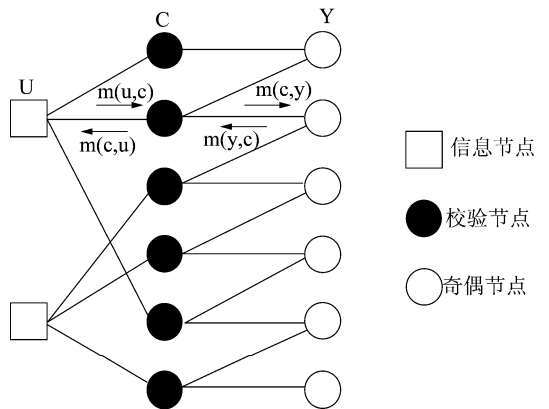


图 5 (2,6) 规则 RA 码 Tanner 图
Fig. 5 Tanner graph of the RA code

在 Tanner 图中,信息节点和码字节节点(奇偶节点)统称为变量节点。在常规 BP 译码过程中首先更新变量节点 $m(y, c)$ 和 $m(u, c)$,在文献[8]中给出其计算公式为:

$$\begin{cases} m(y, c) = \begin{cases} B(y) & y = y_{qn} \\ B(y) + m(c' + y) & c' \neq c, (c', y) \in E \end{cases} \\ m(u, c) = \sum_{c'} m(c', u) \quad c' \neq c, (u, c') \in E \end{cases} \quad (4)$$

其中 $B(y)$ 是每个码字的初始对数似然比值。

然后更新校验节点 $m(c, y)$ 和 $m(c, u)$:

$$\begin{cases} m(c, y) = \begin{cases} m(u, c) & c=c_1 \\ 2\operatorname{arctanh}\left(\tanh\left(\frac{m(u, c)}{2}\right) * \tanh\left(\frac{m(y', c)}{2}\right)\right) & (u, c), (y', c) \in E, y \neq y' \end{cases} \\ m(c, u) = \begin{cases} m(y, c) & c=c_1 \\ 2\operatorname{arctanh}\left(\tanh\left(\frac{m(y, c)}{2}\right) * \tanh\left(\frac{m(y', c)}{2}\right)\right) & (y, c), (y', c) \in E, y \neq y' \end{cases} \end{cases} \quad (5)$$

迭代完毕,对每个信息节点 $u \in U$, 计算 $s(u) = \sum_c m(u, c)$, 然后进行判决。

本文设计的基于两个对数似然比输入的联合译码算法是在常规译码基础上改进的。源节点 B 接收到符号: $Y_B^A = X_A + W_{A,B}$ 和 $Y_B^R = X_R + W_{R,B}$ 。在第一时隙, 源节点 B 接收到节点 A 发送的含噪声 QPSK 符号 Y_B^A , 每个 Y_B^A 包含 2 比特信道信息。假设 Y_B^A 被解调成 $C_A = \{00, 01, 10, 11\}$ 每个星座的概率分别为 $p(C_A = 00 | Y_B^A)$, $p(C_A = 01 | Y_B^A)$, $p(C_A = 10 | Y_B^A)$, $p(C_A = 11 | Y_B^A)$ 。

在文献[9]中给出了 1 维圆对称复随机变量 y 的概率密度分布函数为 $f(y) = \frac{1}{\pi\sigma^2} \exp(-(a^2 + b^2)/\sigma^2)$, 其中 a, b 为复随机变量 y 的实部和虚步。在本文中, 接收端收到的符号为 $Y = X + W = x_1 + w_1 + j * (x_2 + w_2)$, 当发送一个符号 X , 其先验概率密度为:

$$f(y | x) = \frac{1}{\pi\sigma^2} \exp(-((y_1 - x_1)^2 + (y_2 - x_2)^2)/\sigma^2) \quad (6)$$

在接收到一个符号 y , 其是由 $C = 00$ 调制的概率为 $p(C = 00 | y) = f(y | x)p(x)/p(y)$ (7)

其中 $p(x)$ 、 $p(y)$ 是已知样本概率。令常数 $K = p(x)/p(y)$, 则有 $p(C = 00 | y) = f(y | x)K$ 。其他符号的判决概率可类似求得。

节点 B 收到一个符号 Y_B^A , 其中包含两位码字信息, 第一位判决为 0 的概率为 $p_1(0) = p(C = 00 | Y_B^A) + p(C = 01 | Y_B^A)$, 为 1 的概率为 $p_1(1) = p(C = 10 | Y_B^A) + p(C = 11 | Y_B^A)$ 。

第一位码字的对数似然比

$$\text{LLR}(1) = \log \frac{p_1(0)}{p_1(1)} = \log \frac{p(C = 00 | Y_B^A) + p(C = 01 | Y_B^A)}{p(C = 10 | Y_B^A) + p(C = 11 | Y_B^A)} \quad (8)$$

同理可得, 第二位判决为 0 的概率为 $p_2(0) = p(C = 00 | Y_B^A) + p(C = 10 | Y_B^A)$, 判为 1 的概率 $p_2(1) = p(C = 01 | Y_B^A) + p(C = 11 | Y_B^A)$, 第二位码字的对数似然比为

$$\text{LLR}(2) = \log \frac{p_2(0)}{p_2(1)} = \log \frac{p(C = 00 | Y_B^A) + p(C = 10 | Y_B^A)}{p(C = 01 | Y_B^A) + p(C = 11 | Y_B^A)} \quad (9)$$

根据以上对数似然比的计算公式, 可求得码字中每一位的对数似然比的值, 设其为 $\text{LLR}_1(C_B)$ 。一次译码以每 3 个信号为单位, 可计算得到 6 个对数似然比作为译码器的输入值。

源节点 B 收到中继节点发送的 QPSK 信号 Y_B^R , 每个 Y_B^R 符号含有 2 比特的信息。其解调成 $C_R = \{00, 01, 10, 11\}$ 每个星座的概率分别为 $p(C_R = 00 | Y_B^R)$ 、 $p(C_R = 01 | Y_B^R)$ 、 $p(C_R = 10 | Y_B^R)$ 、 $p(C_R = 11 | Y_B^R)$ 。源节点 B 保留信息副本 C_B , 根据 $C_R = C_A \oplus C_B$, 当给定一个 C_B 时, $p(C_R | Y_B^R, C_B)$ 和 $p(C_A | Y_B^R, C_B)$ 存在确定的概率对应关系。例如, 当 $C_B = 00$, $p(C_A = 00 | Y_B^R, C_B = 00) = p(C_R = 00 | Y_B^R, C_B = 00)$, 其他码字概率类似可得。参照对 Y_B^A 处理方式, 可求得 Y_B^R 中包含码字 C_A 的每位对数似然比的值, 设其为 $\text{LLR}_2(C_A)$ 。每次译码以 3 个符号为单位, 计算得到 6 个对数似然比, 然后作为译码器的另一个输入副本进行译码。

两个对数似然比输入的联合 RA 译码算法:

(a) 初始化边传递信息 $m(u, c)$, $m(c, u)$, $m(c, y)$, $m(y, c)$ 为零。

(b) 译码迭代 K 次, K 为预设值。把 $\text{LLR}_1(C_A)$ 作为译码输入, 利用公式(4)更新变量节点 $m(y, c)$ 和 $m(u, c)$; 利用公式(5)更新校验节点 $m(c, y)$ 和 $m(c, u)$ 。迭代完毕, 对每个信息节点 $u \in U$, 计算 $s_1(u) = \sum_c m(u, c)$ 。

(c) 重复步骤(a)(b), 不同的是此时把 $\text{LLR}_1(C_B)$ 替换成 $\text{LLR}_2(C_B)$ 作为译码输入。然后迭代得到 $s_2(u) = \sum_c m(u, c)$ 。

(d) 联合判决: $s(u) = s_1(u) + s_2(u)$, 如果 $s(u) \geq 0$, 则位 u 的译码值为 0, 否则为 1。

通过该算法, 对两个样本概率密度的对数似然比值累加后进行判决, 增加了译码正确率。

4 非对称传输系统信道容量分析

考虑系统的对称性,不是一般性,本文只讨论源节点 A 到节点 B 的信道容量,表示为: $C = \max I(A, B)$,其中 $I(A, B)$ 表示源节点 A 到节点 B 的互信息量。在分析过程中,假设源节点对接收到的符号进行分别译码,得到系统信道容量的一个近似值。

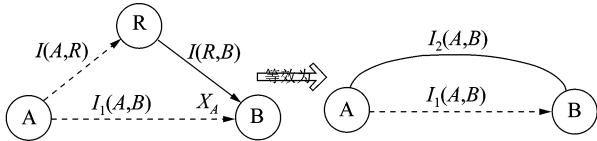


图 6 信道等效图

Fig. 6 Equivalent channel

在第一时隙,源节点 A 发送符号 X_A 至中继 R 和节点 B。在中继 R 和节点 B 进行译码,可得中继 R 和节点 A 的交互信息为 $I(A, R)$,节点 A、B 交互的信息为 $I_1(A, B)$ 。在第三时隙,节点 B 收到中继发送的符号 X_R ,译码得到节点 B 和中继 R 交互的信息为 $I(R, B)$ 。如图 6 所示,把中继链路等效为直接传输链路,则等效链路最大的交互信息为: $I_2(A, B) = \min \{ I(A, R), I(R, B) \}$ 。整个系统的信道容量为

$$C = \max I(A, B) = \max \{ I_1(A, B), I_2(A, B) \} \quad (10)$$

在本文系统中,信道的输入是 X ,输出是 $Y = X + W$, W 是服从 $N(0, \sigma^2)$ 分布的高斯白噪声。由文献 [10] 知,一个离散时间的 AWGN 无记忆信道,离散输入 X 和模拟输出 Y 之间的互信息量为

$$I(X; Y) = \sum_{j=0}^3 \sum_{i=0}^3 p(y_i | x_j) p(x_j) \log \frac{p(y_i | x_j)}{p(y_i)} \quad (11)$$

其中 $p(x_j) = \frac{1}{4}$ 为输入符号的样本概率, $p(y_i) = \frac{1}{4}$ 是输出符号的样本概率,由公式 (6) 得

$$\begin{aligned} p(y_i | x_j) &= \iint f(y | x) dy_1 dy_2 = \iint f(y | x) \\ &= \frac{1}{\pi\sigma^2} \exp(-((y_1 - x_1)^2 + (y_2 - x_2)^2) / \sigma^2) dy_1 dy_2 \end{aligned}$$

其积分区域为 QPSK 的符号判决区域。根据式 (10) (11) 可求得系统信道容量的近似值。

5 系统仿真结果分析

本文设计方案仿真采用 AWGN 信道,上行信道和下行信道具有相同的信道特性,仿真中,源节点 A 所处

的通信环境优于源节点 B,令较优链路的信噪比 (SNR) 比较差链路高 3dB。系统工作在半双工模式,完全同步,信号发送功率相同。图 7 给出了源信息从发送节点到接收节点的误码率。从中可以看出,采用存在中继节点的协作传输方案,系统传输的误比特率低于非协作传输系统。即相比较文献 [6, 7] 中的非协作传输方案,有效利用协作分集能提高译码的准确性和可靠性。图 8 给出了采用非对称编码传输方案跟对称编码方案之间误比特率的比较。对称编码方案在差异信道采取了相同的信道编码方式,这样较差链路的可靠性相对于较优链路难以保证。非对称编码方案在较差链路加入更多的信道编码信息,利用更多的冗余来保证传输的可靠性。从图 8 中可以看出,非对称调制方案的误比特率比对称调制低,可靠性较高。

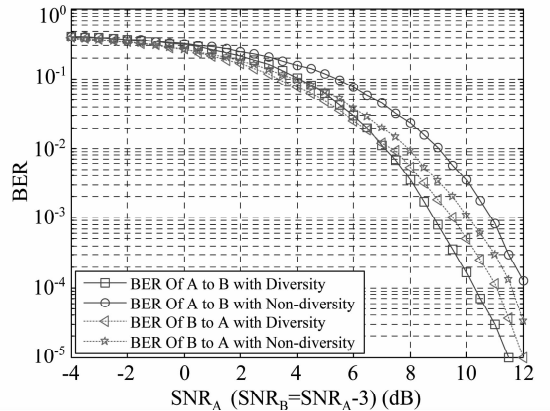


图 7 协作与非协作系统的误比特率

Fig. 7 The BER of diversity and non-diversity

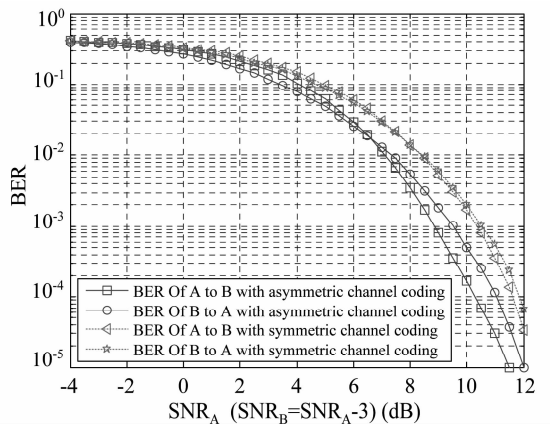


图 8 对称编码和非对称编码误比特率

Fig. 8 BER of asymmetric channel coding and symmetric channel coding

从图9可以看出,非对称编码方案在较差信道采用较低速率但冗余更多的编码,较优信道采取较高速率和冗余较低的编码的非对称信道编码方式来引入不同的冗余信息,充分利用较优链路传输更多信息,从而增加了传输系统的信道容量。为了衡量非对称编码方案对于对称编码方案系统信道容量提升的幅度。仿真时定义了一个相对容量增长率: $r = (C_{Asym} - C_{Sym}) / C_{Sym}$ 。其中, C_{Asym} 表示采用非对称编码传输时系统的信道容量, C_{Sym} 表示采用对称编码传输时系统的信道容量。 r 越大,表示在非对称编码系统相对于对称编码系统信道容量的提升越明显。图10给出了优劣信道信噪比在相差2dB、3dB、4dB下相对容量增长率 r 的数值曲线,图中分别用 r_2 、 r_3 、 r_4 。由此可得,优劣信道信噪比差异越大,非对称编码传输的相对容量增长率越大,信道容量的提升越显著。

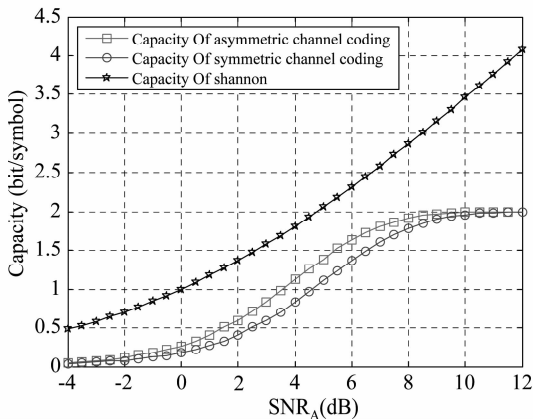


图9 对称编码与非对称编码的信道容量

Fig.9 The capacity of asymmetric channel coding and symmetric channel coding

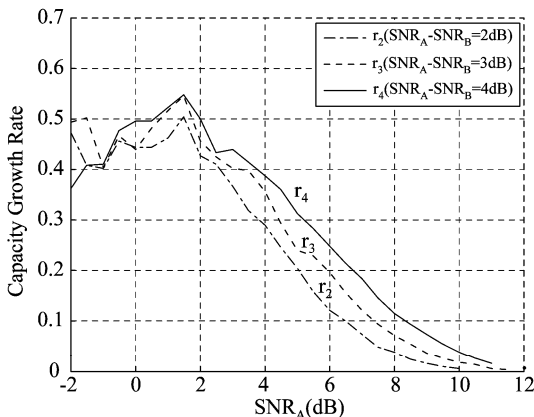


图10 差异信道下容量的相对增长比较

Fig.10 Relative growth rate of capacity

6 总结

本文研究了非对称速率双向中继信道中的协作分集和网络编码的联合实现。为实现非对称速率传输,在源节点采取了非对称编码方式。方案实现过程中考虑了无线通信环境的差异性,考虑了链路状况不一,利用非对称编码方式在较差传输链路中加入更多的冗余信息,增加可靠性。与对称编码方案相对,非对称编码方案在较优链路采用较高速率进行传输更多信息,增加了系统的通信容量,系统的资源得到了更充分的利用。同时,把分集技术和网络编码技术结合,在得到增加系统分集增益的同时,还能得到编码增益。

参考文献

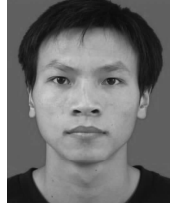
- [1] Ahlswede R, Cai N, Li S Y, and Yeung RW. Network information flow [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(4):1204-1216.
- [2] Zhang S, Liew S, and Lam P. Physical-layer network coding [C] // Proc of MobiCom'06. California, 2006. 358-365.
- [3] Zhang S and Liew S C. Channel coding and decoding in a relay system operated with physical-layer network coding [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27(5): 789-796.
- [4] 陈志成, 郑宝玉, 吉晓东, 肖小潮. 一种基于TCM的信道编码与物理层网络编码的联合设计[J]. 电子与信息学报, 2011, V33(11): 2594-2599. Chen Zhi-cheng, Zheng Bao-yu, Ji Xiao-dong, Xiao Xiao-chao. An Improved Joint Design of Physical Layer Network Coding and Channel Coding Based on Trellis Coded Modulation in Two-way Relay Channel [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, V33(11): 2594-2599. (in Chinese)
- [5] J. Hou, C. Hausl and R. Kotter. Distributed turbo coding schemes for asymmetric two way relay communication [C] // IEEE Intl. Workshop on turbo codes and related topics (ICC), Sept. 2008, pp. 237-242.
- [6] Jian Zhao, Kuhn, M., Wittneben, A., Bauch, G. Asymmetric Data Rate Transmission in Two-Way Relaying Systems with Network Coding [C] // IEEE International Conference on Communications (ICC). 2010, IEEE. 1-6.
- [7] 池新生, 郑宝玉, 陈志成, 魏浩. 非对称速率的双向中继信道物理层网络编码[J]. 信号处理, 2012, 28(4): 500-506.

Chi Xin-sheng, Zheng Bao-yu, Chen Zhi-cheng, Wei Hao. Asymmetric Two-Way Relay Communication with Physical Layer Network Coding [J]. Signal Processing, 2012, 28(4): 500-506. (in Chinese)

- [8] 高宏峰, 许宗泽. RA 码译码简化算法的研究[J]. 四川大学学报: 工程科学版. 2004, V36(4): 107-110.
GAO Hong-feng, XU Zong-ze. Reduced Complexity Decoding Algorithms for Repeat Accumulate Codes [J]. Journal of Sichuan University (Engineering science edition). 2004, V36(4): 107-110. (in Chinese)
- [9] 仇佩亮. 信息论与编码[M]. 北京: 高等教育出版社, 2003: 165-170.
Qiu Pei-liang. Information Theory and Coding [M]. Beijing: High Education Press, 2003: 165-170. (in Chinese)
- [10] John G P. 数字通信[M]. 第四版. 北京: 电子工业出版社, 2004. 274-276.
John G P. Digital communications [M]. Vection four. Bei-

jing Electronic industry Press, 2004. 274-276. (in Chinese)

作者简介



池新生(1987-), 男, 出生于福建省闽清县。2009年毕业于福州大学。现为南京邮电大学通信与信息工程学院信号与信息处理专业硕士研究生; 主要研究方向为协作通信与网络编码技术。

E-mail: xinschi@yahoo.cn



郑宝玉(1945-), 男, 出生于福建省闽侯县。南京邮电大学教授、博士生导师, 上海交通大学兼职教授、博士生导师, 中国通信学会通信理论与信号处理专业委员会主任委员, IEEE 南京分会主席。主要研究方向为智能信号处理、通信信号处

理和量子信号处理等。E-mail: zby@njupt.edu.cn