

联合正交调制与网络编码的协作 HARQ 方案

师晓晔, 葛建华, 李靖, 任德锋

(西安电子科技大学 综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

摘要: 为了提高正交调制协作系统的传输效率, 提出联合网络编码与正交调制协作混合自动重传请求方案。所提方案在重传中引入了网络编码, 使得系统可以在相同的时间内能够重传更多的信息, 从而节约了重传时间, 进而改善系统吞吐量。接着, 建立了 Markov 状态转移模型, 并推导了所提方案在各种脉冲幅度调制(PAM)方式下的误帧率和延时性能, 进而获得其吞吐量闭式近似解。仿真结果表明, 与传统正交调制协作 HARQ 方案相比, 所提方案在信噪比为 5 dB、10 dB、15 dB 处分别采用 2PAM、4PAM、8PAM 调制时都有近 8% 的吞吐量增益。

关键词: 协作通信; HARQ; 正交调制; 网络编码; 误帧率; 吞吐量

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2013)10-0076-08

Joint quadrature modulation and network coding for cooperative Hybrid-ARQ

SHI Xiao-ye, GE Jian-hua, LI Jing, REN De-feng

(State Key Lab of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: In order to improve the transmission efficiency of quadrature modulated cooperative diversity system, the joint network coding and quadrature modulated scheme for cooperative hybrid automatic repeat request (NC-QM-HARQ) was proposed. By introducing network coding in the retransmission, this scheme could retransmit more information at the same time, thus the retransmission time was saved, resulting in the improvement of the throughput. Furthermore, based on the system's Markov state transition model, the frame error rate (FER) and delay performance in the modulation of M-ary pulse amplitude modulation (PAM) were investigated, therefore the closed approximate solution of the throughput was acquired. Simulation results show that, the proposed scheme outperforms the traditional quadrature modulated cooperative diversity system HARQ scheme by a throughput gain of approximate 8% in the following scenes: 2PAM modulation at 5dB SNR, 4PAM at 10dB and 8PAM at 15dB.

Key words: cooperative communications; hybrid automatic repeat request; quadrature modulation; network coding; frame error rate; throughput

1 引言

网络编码作为一种备受瞩目的未来通信关键技术, 它能够显著地提高系统吞吐量和改善系统可靠性^[1,2]。其核心思想是网络中间节点不再是简单的存储转发, 而是通过线性算法来混合不同传输流并发送出去^[1]。同时, 混合自动请求重传(HARQ,

hybrid automatic repeat request)作为另一种能提升吞吐量性能的传统技术, 与网络编码结合有着广泛的应用前景。例如 Kumar 将网络编码应用于广播信道的重传中改善了原有系统的吞吐量性能^[3], 文献[4]则将网络编码与 HARQ 相结合提出一种可用于多址接入中继的 HARQ 方案, 也提升了中继系统的吞吐量性能。

收稿日期: 2012-08-24; 修回日期: 2013-04-20

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(2012CB316100); 国家自然科学基金资助项目(61101144); 国家“111”计划基金资助项目(B08038)

Foundation Items: The National Basic Research Program of China(973 Program)(2012CB316100); The National Natural Science Foundation of China(61101144); The “111” Project (B08038)

正交调制协作系统使用 2 个正交信道来支持信源和中继的信号同时传输，从而使系统获得更高的分集增益^[5-9]，而且很多在支持正交调制的实际系统中，如 802.11g 中有空闲的正交信道可以被利用^[7]。文献[8]提出了适用于正交调制协作系统的 HARQ 方案，进一步地改善正交调制系统的吞吐量性能，类似于传统的协作 HARQ 方案^[10,11]，也需要独立配置重传帧，导致重传效率不高。

为了提高正交调制系统的重传效率，本文将网络编码技术引入正交调制自动请求重传(QM-HARQ, quadrature modulated cooperative hybrid automatic repeat request)方案中，提出联合正交调制与网络编码的自动请求重传(NC-QM-HARQ, joint quadrature modulated and network coding for cooperative hybrid automatic repeat request)方案。该方案不需要配置独立的重传帧，从而节约了传输的时间，进而改善系统吞吐量和能量效率。然后，本文在建立马尔科夫模型的基础上，分析了所提方案的误帧率和时延性能，并得到系统吞吐量的理论表达式。仿真结果验证了所提方案的吞吐量性能要优于文献[8]中的传统方案。

2 系统模型

本文所研究的两用户协作分集系统模型如图 1 所示。用户 A 和 B 以及基站 D 均采用单天线和半双工传输，即不能同时发送和接收信息。D 将用户 A 发送的本地信息和伙伴用户 B 的信息按照一定的方式进行合并。因此，可将该协作分集系统看作虚拟的“两输入两输出”的多天线发射分集系统。

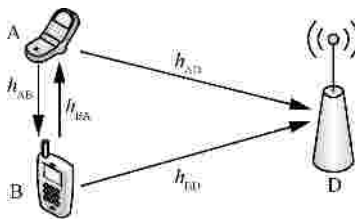


图 1 系统模型

用户间信道和上行信道的衰落系数用 h_{XY} 表示， $X \in \{A, B\}$ ， $Y \in \{A, B, D\}$ ，均服从均值为 0 的复高斯分布，方差为 s_{XY}^2 。 h_{XY} 相互独立，且在一个帧内保持不变。假设系统完全同步，接收端已知理想的信道信息，但发射端不能获得信道信息。

不失一般性，下面讨论协作用户 A 的数据发送和接收过程，如图 2(a)的第 1 帧所示。图中 S_A^k (或 S_B^k) 为用户 A (或用户 B) 发送的第 k 帧本地数据序列，每次协作传输分 2 个阶段。

阶段 1：A 发送数据，同时 B 和 D 接收。此时，A 发送的数据分组包括本地数据 S_A^k 和对伙伴用户 B 的第 $k-1$ 帧数据 S_B^{k-1} 估值 \hat{S}_B^{k-1} 两部分，D 处的接收信号分别为

$$Y_{AD}^k = h_{AD}^k \left(M \left(S_A^k + q_A^k \cdot j \hat{S}_B^{k-1} \right) \right) + N_{AD}^k \quad (1)$$

其中， q_A^k 由用户 A 是否成功接收 B 的数据所决定，若成功则 $q_A^k = 1$ ；反之则 $q_A^k = 0$ 。噪声 $N_{XY}^k \sim CN(0, N_0)$ ， $M(\cdot)$ 为正交调制的映射函数， $M^{-1}(\cdot)$ 为相对应的解映射函数。假设 E_b 表示每比特信号的能量，于是此时信道 XY 的 ($X \in \{A, B\}$, $Y \in \{A, B, D\}$) 接收信噪比为 $g_{XY}^k = |h_{XY}^k|^2 E_b / N_0$ ，信道 XY 的平均信噪比为 $\bar{g}_{XY} = s_{XY}^2 E_b / N_0$ 。

阶段 2：B 在同向信道发送本地数据 S_B^k 以及在正交信道发送对伙伴 A 数据 S_A^k 的估值 \hat{S}_A^k ，同时 A 和 D 接收。此时，D 的接收信号分别为

$$Y_{BD}^k = h_{BD}^k \left(M \left(S_B^k + q_B^k \cdot j \hat{S}_A^k \right) \right) + N_{BD}^k \quad (2)$$

其中， q_B^k 由用户 B 是否成功接收 A 的数据所决定，若成功则令 $q_B^k = 1$ ；反之则令 $q_B^k = 0$ 。经过协作传输之后，D 通过最大比合并式(1)和式(2)两次接收的信号来检测 A 发送的数据。

3 重传方案设计

3.1 QM-HARQ 方案描述

图 2(a)反映了传统的 QM-HARQ 方案的帧结构，其中阴影部分为基站的反馈信号，v 为 ACK 信号，x 为 NAK 信号。从图 2(a)可以看出，数据传输发生错误时，需要配置专门的重传帧，用来重复传输上一帧数据。

3.2 NC-QM-HARQ 方案描述

如图 2(b)所示 NC-QM-HARQ 方案数据出错时并不需要配置专门的重传帧，而是通过网络编码将重传数据与新数据合并在一起传输，最后解码将它们恢复。

不失一般性，以用户 A 为例，所提 NC-QM-HARQ 方案的主要流程如下。



图 2 QM-HARQ 与 NC-QM-HARQ 方案帧结构示意图

步骤 1 普通协作传输帧，如图 2(b)中的第 1 帧所示，与传统正交调制协作系统一样，用户 A 发送本地数据，然后根据用户 B 是否成功接收用户 A 的数据分组：1) 接收成功时，令 $q_B^k = 1$ ，记作状态 1，状态概率为 P_1 ；2) 接收不成功时，令 $q_B^k = 0$ ，记作状态 2，状态概率为 P_2 。随后，基站对接收到的信号做循环冗余校验(CRC, cyclic redundancy check)，若成功接收则开始新一帧的传输，若失败则进行步骤 2。

步骤 2 网络编码传输帧，如图 2(b)中的第 2 帧所示，用户 A 先发送下一个数据分组 S_A^k ，接着根据用户 B 是否成功接收到数据分组 S_A^k 或数据分组 S_A^{k-1} ，分为 4 种传输状态。

1) 若 2 个数据分组都被成功接收，则用户 B 在第 2 阶段发送本地数据分组 S_B^k 以及数据分组 S_A^k 与 S_A^{k-1} 的网络编码值，即逐比特的异或值 $S_A^{k-1} \oplus S_A^k = \{s_A^{k-1,1} \oplus s_A^{k,1}, L, s_A^{k-1,l} \oplus s_A^{k,l}, L, s_A^{k-1,L} \oplus s_A^{k,L}\}$ ，相对应的接收信号为 $Y_{BD}^k = y_{BD}^{k,1}, y_{BD}^{k,2}, L, y_{BD}^{k,l}, L, y_{BD}^{k,L}$ ， $l = 1, 2, L, L$ ，其中， L 为第 k 帧中的比特数目。此时令 $q_B^{k-1} = 1$ 且 $q_B^k = 1$ ，记作状态 3，状态概率为 P_3 。

2) 若只有数据分组 S_A^{k-1} 被成功接收，则令 $q_B^{k-1} = 1$ 且 $q_B^k = 0$ ，记作状态 4，状态概率为 P_4 。

3) 若只有数据分组 S_A^k 被成功接收，则令 $q_B^{k-1} = 0$ 且 $q_B^k = 1$ ，记作状态 5，状态概率为 P_5 。

4) 若 2 个数据分组都未能成功接收，则令 $q_B^{k-1} = 0$ 且 $q_B^k = 0$ ，记作状态 6，状态概率为 P_6 。

将用于指示状态的信息 q_B^{k-1} 和 q_B^k 作为 2 bit 参考信息提供给基站，于是基站 D 的接收信号为

$$Y_{BD}^k = h_{BD}^k \left(M \left(S_B^k + j(q_B^{k-1} S_A^{k-1} \oplus q_B^k S_A^k) \right) \right) + N_{BD}^k \quad (3)$$

步骤 3 根据步骤 2 中的不同情况，基站解调接收数据。为简化描述，将 $y_{AD}^{k-1,n}$ 、 $y_{AD}^{k,n}$ 和 $y_{BD}^{k,n}$ 分别记作 C_1 、 C_2 、 C_3 ，并将接收信号为 C_2 的条件下 $s_A^{k,n}$ 的后验对数似然比记作 $L(s_A^{k,n} | C_2) = \ln(P(s_A^{k,n} =$

$$1 | C_2) / P(s_A^{k,n} = 0 | C_2))^{[12]}$$

1) 当系统在步骤 2 中处于状态 3 时，由于各发送信道之间是独立的，故基站 D 可根据式(1)~式(3)得到用户 A 数据的后验信息为

$$\begin{aligned} P(s_A^{k,n} = 0 | C_1, C_2, C_3) &= P(s_A^{k,n} = 0 | C_1) \cdot \\ &P(s_A^{k,n} \oplus s_A^{k-1,n} = 0 | C_3) P(s_A^{k-1,n} = 0 | C_2) + \\ &P(s_A^{k,n} = 0 | C_2) P(s_A^{k,n} \oplus s_A^{k-1,n} = 1 | C_3) \cdot \\ &P(s_A^{k-1,n} = 1 | C_1) \end{aligned} \quad (4)$$

同理可求得 $P(s_A^{k,n} = 1 | C_1, C_2, C_3)$ 。

由此可计算出第 k 帧每个比特的后验对数似然比为

$$\begin{aligned} L(s_A^{k,n} | C_1, C_2, C_3) &\approx L(s_A^{k,n} | C_2) - \\ &\text{sign} \left(L(s_A^{k,n} \oplus s_A^{k-1,n} | C_3) \right) \text{sign} \left(L(s_A^{k-1,n} | C_1) \right) \cdot \\ &\min \left(\left| L(s_A^{k,n} \oplus s_A^{k-1,n} | C_3) \right|, \left| L(s_A^{k-1,n} | C_1) \right| \right) \end{aligned} \quad (5)$$

近似式见文献[12]，同理也可求得第 $k-1$ 帧的每个比特的后验对数似然比。

若系统为非编码系统，可根据最大似然比准则信息做出最终判决。

若系统为编码系统，则可将计算所得的最大似然比值作为软信息送入译码器进行译码。

注 1 以上方案同样也适用于多进制调制方式，只需按照文献[13]中的公式将基于符号的对数似然比 $L(s_A^{k,n})$ 拆分成基于比特的对数似然比 $L(x_A^{k,2n})$ 和 $L(x_A^{k,2n-1})$ 。

注 2 当用户 A 和用户 B 采用不同调制方式时，所提方案仍适用。只需得到逐比特似然值，并根据式(5)做逐比特运算。

2) 在状态 4、5、6 下，基站通过对接收信号作最大比合并来检测用户 A 的第 $k-1$ 帧和第 k 帧数据。

步骤 4 基站对接收到的信号做 CRC 校验，若数据分组 S_A^k 校验失败则重复步骤 2)，使用新的网络编

码传输帧来重传；若仅数据分组 S_A^{k-1} 校验失败则丢弃该数据分组并且误帧数增加 1；数据分组 S_A^k 校验成功则重复步骤 1，开始一帧新数据的传输。

设在状态 3、4、5、6 下基站接收数据分组 S_A^{k-1} 失败的状态分别为 Z_3 、 Z_4 、 Z_5 、 Z_6 。

4 性能分析

4.1 误帧率分析

本节分析系统在瑞利信道下并经过网络编码解码之后的误帧率。

对于高斯噪声信道模型， M 进制脉冲幅度调制 (PAM, pulse amplitude modulation) 信号的条件误符号率为^[14]： $P_{M,1}(g_{XY}) = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6}{M^2-1}} g_{XY}\right)$ ($X \in \{A, B\}, Y \in \{A, B, D\}$)。

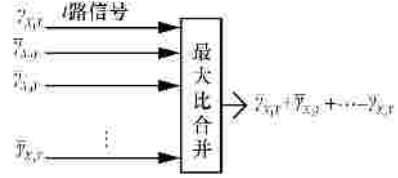
对于瑞利衰落信道模型，令 $z = 6g_{XY}/(M^2-1)$ ，由于 g_{XY} 服从指数分布，故 z 的概率密度函数为 $f_z(z) = 1/r_{XY} \cdot \exp(-z/r_{XY})$ ，其中 $r_{XY} = 6\bar{g}_{XY}/(M^2-1)$ 。于是，帧长为 N 个符号的 M -PAM 信号在瑞利信道下的误帧率 (简记作 P_{XY})

$$\begin{aligned} P_{M,N}(\bar{g}_{XY}) &= E_{g_{XY}} \left[1 - (1 - P_{M,1}(\bar{g}_{XY}))^N \right] \\ &= 1 - \int_0^\infty \left[(1 - 2(M-1)/M Q(\sqrt{z}),)^N \right] \cdot \\ &\quad \frac{1}{r_{XY}} \exp(-z/r_{XY}) dz \\ &\approx 1 - \int_0^\infty (1 - ae^{-bz})^N \frac{1}{r_{XY}} \exp(-z/r_{XY}) dz \\ &= 1 - \sum_{k=0}^N \frac{(-a)^k N!}{k!(N-k)!} \frac{1}{1+bkr_{XY}} \end{aligned} \quad (6)$$

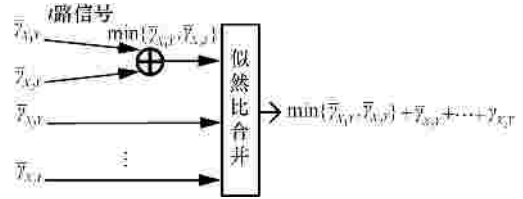
其中，近似式 b 采用 Prony 近似法 $\frac{2(M-1)}{M}$ 。
 $Q(\sqrt{z}) \approx a \exp(-bz)$ ，由计算机仿真可得到 $a = \frac{0.36(M-1)}{M}$ ， $b = 0.55$ 。

同理由图 3(a)所示的等效信噪比模型可求得最大比合并 t 路帧长为 N 个符号的 M -PAM 接收信号之后的误帧率

$$P_{X_1YX_2Y \dots X_tY} = P_{M,N,t}(\bar{g}_{X_1Y}, \bar{g}_{X_2Y}, \dots, \bar{g}_{X_tY}) \approx 1 - \sum_{k=0}^N \frac{(-a)^k N!}{k!(N-k)!} \frac{1}{1+bkr_{X_1Y}} \frac{1}{1+bkr_{X_2Y}} \dots \frac{1}{1+bkr_{X_tY}} \quad (7)$$



(a) t 路最大比合并等效信噪比模型



(b) 包含网络编码的 t 路合并等效信噪比模型

图 3 t 路合并后的等效信噪比模型示意

根据式(5)解码两条信道 X_1Y 、 X_2Y ($X_1 \in \{A, B\}, X_2 \in \{A, B\}, Y \in \{A, B, D\}$) 的网络编码之后，帧长为 N 的 M -PAM 接收信号的误帧率

$$\begin{aligned} &P_{M,N,2}^{NC}(\bar{g}_{X_1Y}, \bar{g}_{X_2Y}) \\ &= 1 - \int_0^\infty \int_0^\infty \left[\left(1 - \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\min(z_1, z_2)}\right) \right)^N \right] \cdot \\ &\quad \frac{1}{r_{X_1Y}} \exp(-z_1/r_{X_1Y}) \frac{1}{r_{X_2Y}} \exp(-z_2/r_{X_2Y}) dz_1 dz_2 \\ &\approx 1 - \sum_{k=0}^N \frac{(-a)^k N!}{k!(N-k)!} \frac{r_{X_1Y} + r_{X_2Y}}{bkr_{X_1Y}r_{X_2Y} + r_{X_1Y} + r_{X_2Y}} \end{aligned} \quad (8)$$

可将其简记作 P_{X_1Y, X_2Y}^{NC} ，同理由图 3(b)所示的等效信噪比模型可求得解码网络编码信号并将其与其他 $t-2$ 条信道的信号合并之后，帧长为 N 的 M -PAM 接收信号的误帧率

$$\begin{aligned} &P_{X_1YX_2Y \dots X_tY}^{NC} \\ &= P_{M,N,t}^{NC}(\bar{g}_{X_1Y}, \bar{g}_{X_2Y}, \dots, \bar{g}_{X_tY}) \\ &\approx 1 - \sum_{k=0}^N \frac{(-a)^k N!}{k!(N-k)!} \frac{r_{X_1Y} + r_{X_2Y}}{bkr_{X_1Y}r_{X_2Y} + r_{X_1Y} + r_{X_2Y}} \cdot \\ &\quad \frac{1}{1+bkr_{X_3Y}} \dots \frac{1}{1+bkr_{X_tY}} \end{aligned} \quad (9)$$

4.2 吞吐量分析

4.2.1 QM-HARQ 的吞吐量

根据排队论^[15]中的吞吐量定义，平均吞吐量等于平均通过量除以平均服务时间，本文中用成功传输的比特数来表示平均通过量，数据帧初传与重传时间之和表示平均服务时间，并假设每个数据帧所占用的时间为 T_m 。易求得 QM-HARQ 的吞吐量为

$$TP_{QM}^M = \frac{MN}{T_m} \cdot \frac{1 - \left[(P_{AB})^2 P_{AD,AD} + 2P_{AB} (1 - P_{AB}) P_{AD,AD,BD} + (1 - P_{AB})^2 P_{AD,BD,AD,BD} \right]}{1 + \left[P_{AB} P_{AD} + (1 - P_{AB}) P_{AD,BD} \right]} \quad (10)$$

4.2.2 NC-QM-HARQ 的吞吐量

系统虽然由前几帧状态联合决定下一帧状态，但是连续出现两帧错误的概率较小，于是本文近似地认为系统属于一阶 Markov 过程^[16]。由于状态 2、4、6 中 S_A^k 都未被伙伴用户 B 成功接收，即此时在几种状态中用户 B 都不协作用户 A 传输，于是它们的转移概率相同，将其合并记作状态 a，而同样将状态 1、5 合并记作状态 b。图 4 给出了该 Markov 过程的状态转移流图。

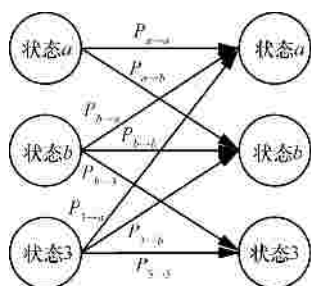


图 4 系统状态转移

其中， $P_{X \rightarrow Y}$ 表示状态 X 到状态 Y 的转移概率，求出各状态转移概率可知状态转移方程为

$$\begin{bmatrix} P_a \\ P_b \\ P_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{AB} & P_{AB} & P_{AB} \\ (1 - P_{AB}) & (1 - P_{AB})(1 - P_{AD,BD}) & (1 - P_{AB})(1 - P_{AD,AD,BD}^{NC}) \\ 0 & (1 - P_{AB})P_{AD,BD} & (1 - P_{AB})P_{AD,AD,BD}^{NC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_a \\ P_b \\ P_3 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$P_e^C = 1 - \left(TP_{QM}^M \cdot \frac{T_m}{MN} \right) = 1 - \frac{1 - \left[(P_{AB})^2 P_{AD,AD} + 2P_{AB} (1 - P_{AB}) P_{AD,AD,BD} + (1 - P_{AB})^2 P_{AD,BD,AD,BD} \right]}{1 + \left[P_{AB} P_{AD} + (1 - P_{AB}) P_{AD,BD} \right]} \quad (14)$$

进一步地，可以采用自适应的重传方案将这 2 种方案相结合，通过计算不同调制方式和重传方案的吞吐量 $\arg \max_M (TP_{QM}^M, TP_{NCQM}^M)$ ， $M=2, 4, 8, 1, 6$ 来选择最优的传输方案，可以同时拥有两者的优点，在低信噪比避免了网络引起的错误传播，在高信噪比下又节约了时间和能量，提高了重传的效率。

由式(6)~式(9)可得 $P_{AB}, P_{AD,BD}, P_{AD,AD,BD}^{NC}$ ，于是方程(11)的解为

$$P_a = P_{AB}$$

$$P_b = \frac{(1 - P_{AB})(1 - P_{AD,BD,AD}^{NC})(1 - P_{AB})}{1 - P_{AD,BD,AD}^{NC}(1 - P_{AB}) + P_{AD,BD}(1 - P_{AB})}$$

$$P_3 = \frac{(1 - P_{AB})(P_{AD,BD}(1 - P_{AB}))}{1 - P_{AD,BD,AD}^{NC}(1 - P_{AB}) + P_{AD,BD}(1 - P_{AB})}$$

系统各状态概率是由上一状态决定的，于是各状态下的误码率也由当前状态和上一状态同时决定，所以由状态概率及转移概率可知各状态下的误码率

$$P(Z_3) = P_b (1 - P_{AB}) P_{AD,BD,AD,BD}^{NC} + P_3 (1 - P_{AB}) P_m^{NC}$$

$$P(Z_4) = P_b P_{AB} P_{AD,BD,BD} + P_3 P_{AB} P_{AD,BD,AD,BD}^{NC}$$

$$P(Z_5) = P_a (1 - P_{AB}) P_{AD}$$

$$P(Z_6) = P_a P_{AB} P_{AD} \quad (12)$$

其中， $P_m^{NC} = P_{M,n,t}^{NC} (\bar{g}_{AD}, \bar{g}_{BD}, \bar{g}_{AD}, \bar{g}_{BD}) / 2$ ， $\bar{g}_{BD} / 2$ 为系统连续两帧采用网络编码时的等效信噪比。总的误码率为 $P_e^{NC} = P(Z_3) + P(Z_4) + P(Z_5) + P(Z_6)$ 。于是由 NC-QM-HARQ 中重传不占用更多的时间（即其传输时间为 T_m ），又由其总的的数据数为 MN ，通过率为 $1 - P_e^{NC}$ ，易求得 NC-QM-HARQ 的吞吐量为

$$TP_{NCQM}^M = \frac{MN}{T_m} (1 - P_e^{NC}) \quad (13)$$

为了在相同传输时间下公平地比较 2 种方案的误码率性能，故定义 QM-HARQ 的归一化误码率为

可以从式(10)和式(13)看出，最优的重传方案和调制方案的选择只与各个节点之间的平均信道增益和帧长有关。因此在通信网络平均信噪比变化较慢的场合，完全可以在传输开始之前事先计算出最优的重传和调制方案并通知各个节点，并不需要过多的系统开销。

5 仿真性能分析

仿真中采用 2PAM、4PAM 和 8PAM 星座调制，为了更公平地比较各种调制方式仿真中的信噪比都使用比特信噪比。所有信道互相独立，均服从准静态平坦瑞利衰落，且两用户 A 与 B 间信道互惠(即 $\bar{g}_{AB} = \bar{g}_{BA} = g_0$)。仿真数据的帧长为 128 bit。

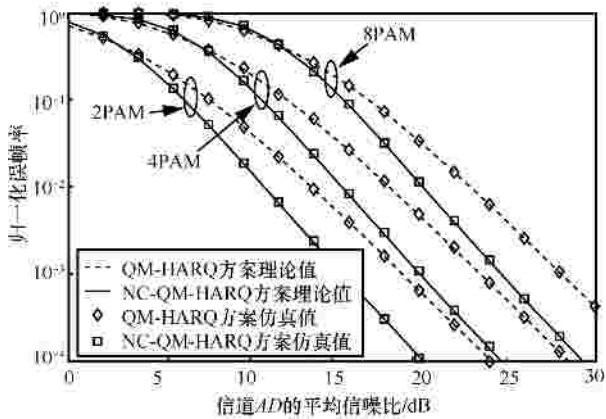
图 5 分别比较了 NC-QM-HARQ 方案和文献[8]中 QM-HARQ 在各种调制方式下随信道 AD 平均信噪比变化的归一化误帧率与归一化传输时延(其中， $\bar{g}_{AB} = \bar{g}_{AD} + 10\text{dB}$ ， $\bar{g}_{BD} = \bar{g}_{AD}$)。从图 5 中可以看出网络编码是一把双刃剑：一方面 QM-HARQ 在低信噪比下的归一化误帧率性能要优于 NC-QM-HARQ，这是由于 NC-QM-HARQ 中使用网络编码会产生严重错误传播从而影响到误帧率性能；另一方面 NC-QM-HARQ 的传输延时在不同信噪比和调制方式下都保持不变且明显小于传统方案，这也是由网络编码造成的，同传统方案相比，NC-QM-HARQ 重传时不需要使用更多的传输时间，即使在

误帧率低于 10^{-3} 的情况下，NC-QM-HARQ 在 3 种调制方式下都仍然比传统方案节约 5% 的传输时间和能量，于是在较高信噪比的条件下，NC-QM-HARQ 的归一化误帧率性能要明显优于 QM-HARQ，在误码率为 10^{-3} 的条件下 NC-QM-HARQ 有约 4 dB 的性能改善。为了更为全面地比较 2 种方案，下文将对它们的吞吐量性能做仿真分析。

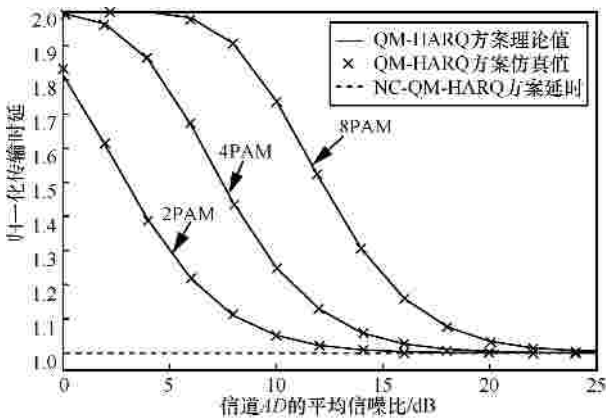
图 6(a)中比较了 QM-HARQ 和 NC-QM-HARQ 方案中在信道 AD 的不同信道质量下的吞吐量性能，其中， $\bar{g}_{AB} = \bar{g}_{AD} + 10\text{dB}$ ，AD 与 BD 为对称信道，即 $\bar{g}_{BD} = \bar{g}_{AD}$ 。由图中可知，当系统采用 2PAM 调制并且信噪比大于 3 dB 时，NC-QM-HARQ 的吞吐量性能都明显地优于 QM-HARQ，其中在 6 dB 达到近 8% 的最大吞吐量增益。同样地，当采用 4PAM 和 8PAM 调制时，NC-QM-HARQ 的吞吐量性能在较高的信噪比下都优于 QM-HARQ，分别在 16dB 和 20 dB 达到最大吞吐量增益(近 8%)。以吞吐量最优为目标，图 6 中的信噪比区间可以分成 5 部分：当信噪比低于 4 dB 时，采用 2PAM 调制与传统 QM-HARQ 重传相结合的方案为最优的方案，因为 2PAM 对抗信道衰落最优；当信噪比位于 4~6 dB、6~8 dB、8~13 dB 时，分别采用 2PAM 与 NC-QM-HARQ，4PAM 与 QM-HARQ 和 4PAM 与 NC-QM-HARQ 时吞吐量性能最优；当信噪比大于 13dB 时，此时信道质量较好，8PAM 与 NC-QM-HARQ 结合的方案有更高的数据率，能够更好提高系统吞吐量。同时也可以从仿真结果中得到各种吞吐量理论值与仿真值相符合，文中推导的理论公式可以满足实际应用。

图 6(b)反映了 AD 与 BD 信道不对称($\bar{g}_{AD} = \bar{g}_{BD} + 10\text{dB}$ ， $\bar{g}_{AB} = \bar{g}_{AD} + 10\text{dB}$)的情景。从图中可知在 2PAM 调制方式下，NC-QM-HARQ 的吞吐量性能在信噪比大于 7 dB 时要优于 QM-HARQ 的吞吐量性能。与 QM-HARQ 相比，采用 2PAM、4PAM、8PAM 调制的 NC-QM-HARQ 吞吐量性能增益分别在 12 dB、15 dB、21 dB 时最大，都达到近 5%。从式(8)可得当两条用户基站信道 AD 与 BD 的信道质量不对称时，信道质量较差的信道会影响整体性能，与之对应的就是图 6(b)中的非对称信道场景的吞吐量性能较图 6(a)差。

不同用户间信道下 NC-QM-HARQ 方案与 QM-HARQ 方案的吞吐量性能比较($\bar{g}_{AD} = \bar{g}_{BD} = 10\text{dB}$)如图 7(a)所示，随着用户间信道质量的改善，2 种



(a) 误帧率比较



(b) 传输时延比较

图 5 NC-QM-HARQ 与 QM-HARQ 的误帧率与传输时延比较

方案的吞吐量性能都得到一定的提升, 在较高的信噪比(2PAM 调制为大于 4 dB, 4PAM 为大于 9 dB)下, NC-QM-HARQ 方案的吞吐量性能要优于 QM-HARQ 方案。这是因为用户间信道质量越好, NC-QM-HARQ 方案在重传时能够使用网络编码的概率就越大, 从而吞吐量性能的提升就越高。

图 7(b)给出 NC-QM-HARQ 方案与 QM-HARQ 方案在不同最大重传次数 N 时的吞吐量性能比较, 其中, $\bar{g}_{AB} = \bar{g}_{AD} + 10 \text{ dB}$, $\bar{g}_{BD} = \bar{g}_{AD}$, N 为最大重传次数。从图中可以看出随着最大重传次数的增加, NC-QM-HARQ 方案与传统 QM-HARQ 方案的吞吐量性能都有所提高, 其中 NC-QM-HARQ 方案在 4 dB 提升约 1.4% 的吞吐量, 传统 QM-HARQ 方案同样也在 4 dB 提升约 1.6% 的吞吐量。显而易见, 在最大重传次数为 2 时, NC-QM-HARQ 方案的吞吐量性能在高信噪比仍优于传统 QM-HARQ 方案。

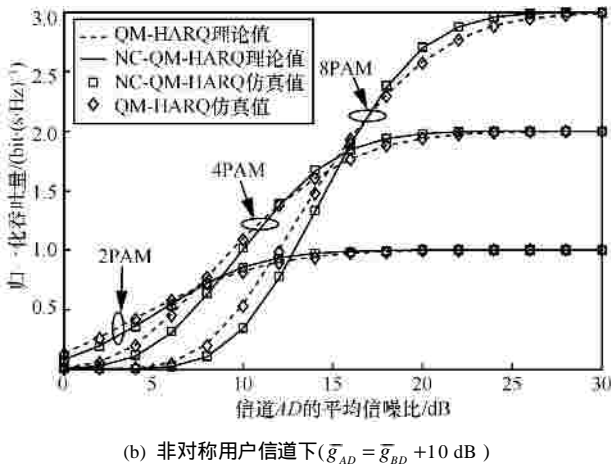
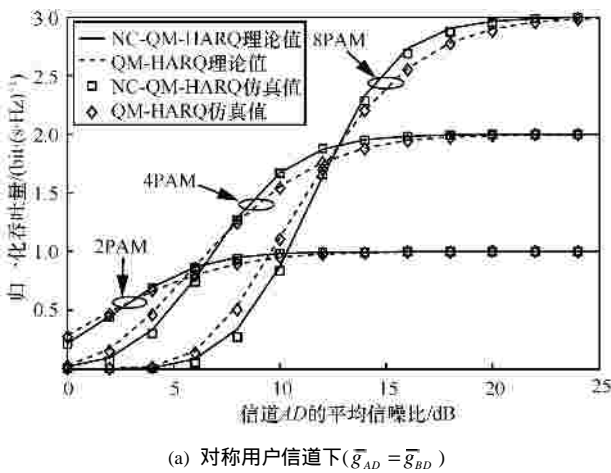


图 6 NC-QM-HARQ 与 QM-HARQ 在不同 AD 平均信噪比下的吞吐量性能比较

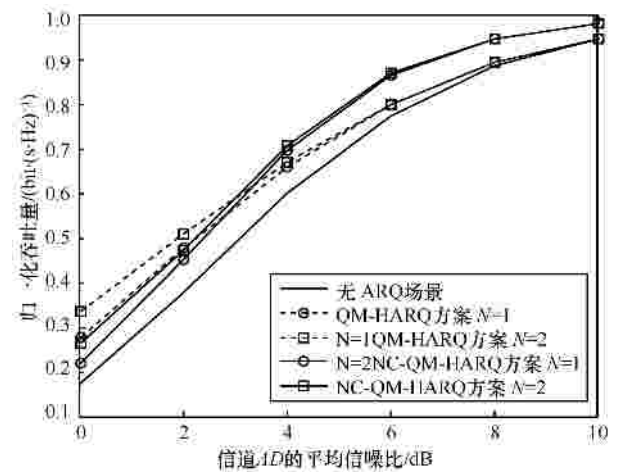
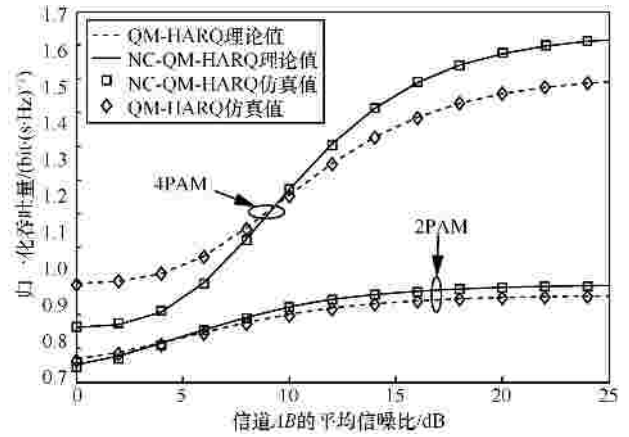


图 7 NC-QM-HARQ 与 QM-HARQ 在不同用户间信道与不同最大重传次数下吞吐量性能比较

6 结束语

本文研究针对传统正交调制协作系统中重传效率不高的问题, 提出了一种新的 HARQ 方案, 即 NC-QM-HARQ 方案, 该方案中通过联合计算似然值的方法来实现对网络编码后信息的似然值合并, 从而节约近 5% 传输时间并提高了传输效率。并以数据帧为单位分析了其一阶 Markov 过程, 得到其误帧率和吞吐量的闭式近似解。仿真结果表明文中所提方案在对称用户信道和非对称用户信道都能有效地改善系统吞吐量的性能, 与原有方案相比分别可达近 8% 和 5% 的吞吐量增益。尽管本文研究考虑的是 2 个用户的协作传输场景, 但所提方案也可应用到其他协作场景中。

参考文献：

- [1] AHLWEDE R, CAI N, LI S Y. Network information flow[J]. IEEE Trans Inform Theory, 2000, 46(4):1204-1214.
- [2] 季彦成, 葛建华, 李靖等. 增强型编码双向中继方案及中断概率分析[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(1):199-204.
JI Y C, GE J H, LI J, *et al.* Design and outage probability analysis of an incremental coded bi-direction relaying scheme[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011, 33(1):199-204.
- [3] JAY K S, DEVEAVRAT S, MURIEL M. ARQ for network coding[A]. IEEE International Symposium on Information Theory[C]. 2008. 1651-1655.
- [4] 孙岳, 李颖, 王新梅. 基于网络编码的协作 HARQ 协议[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(10):2326-2331.
SUN Y, LI Y, WANG X M. Cooperative hybrid-ARQ protocol based on network coding[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2009, 31(10):2326-2331.
- [5] MAHINTHAN V, MARK J W, SHEN X S. A cooperative diversity scheme based on quadrature signaling[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2007, 6(1):41-45.
- [6] 李靖, 葛建华, 王勇等. 一种资源利用率高的协作无线系统[J]. 西安电子科技大学学报, 2009, 36(1):28-32.
LI J, GE J H, WANG Y, *et al.* Recourse efficient cooperative wireless system[J]. Journal of Xidian University, 2009, 36(1):28-32.
- [7] KRIKISIS I. An architecture for amplify-and-forward cooperative systems with real modulations[J]. Int J Commun Syst, 2010, 23:91-99.
- [8] MAHINTHAN V, RUTAGEMWA H. Cross-layer performance study of cooperative diversity system with ARQ[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2009, 58(2):705-719.
- [9] MAHINTHAN V, JON W M. Performance analysis and power allocation for M-QAM cooperative diversity systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(3):1237-1247.
- [10] YU G D, ZHANG Z Y, QIU P L. Cooperative ARQ in wireless networks: protocols description and performance analysis[A]. ICC Proceedings[C]. Turkey, 2006. 3608-3614.
- [11] WEI N, ZHAO C, COLLINGS I B. Hybrid ARQ based cooperative relaying in wireless dual-hop networks[A]. ICC Proceedings[C]. South Africa, 2010.1-6.
- [12] HAGENAUER J, OFFER E, PAPKE L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes[J]. IEEE Trans Inf Theory, 1996, 42(2): 429-445.
- [13] 任德锋, 葛建华, 王勇等. 一种新的基-4SOVA 译码算法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(8):1963-1968.
REN D F, GE J H, WANG Y, *et al.* A novel radix-4SOVA algorithm[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011, 33(8):1963-1968.
- [14] PROALIS J G. Digital Communications, 4th ed[M]. New York: McGraw-Hill, 2003.
- [15] CAIRE G, TUNINETTI D. The throughput of hybrid-ARQ protocols for the Gaussian collision channel[J]. IEEE Trans on Info Theory, 2001, 47(5):1971-1988.
- [16] STROOCK D W. An Introduction to Markov Processes, 6th ed[M]. Springer, 2005.

作者简介：



师晓晔 (1982-), 男, 山西定襄人, 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为绿色通信、协作通信和 HARQ 等。



葛建华 (1961-), 男, 江苏南通人, 西安电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为移动通信系统中的无线传输技术、MIMO-OFDM 系统和数字电视等。



李靖 (1980-), 男, 湖北荆州人, 西安电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为绿色通信、协作通信、空时编码和无线资源管理等。



任德锋 (1983-), 男, 河南濮阳人, 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为信道编码和认知无线电等。