

# 一种利用软信息网络编码在双向中继网络进行估计转发的方法

邓卫华,王闻今,金石,高西奇

(东南大学移动通信国家重点实验室,江苏南京 210096)

**摘要:** 在本文中,我们为双向中继网络(Two-way Relay Networks)设计了一种崭新的估计-转发(EF: Estimate-and-Forward)方法.在中继端信道解码后首先得到每一比特的对数似然比(LLR: Log-Likelihood Ratio),然后利用两个方向的比特 LLR 进行软信息网络编码,并借此构造出中继端的发送信号.因为此方法保留了两端比特信息的软信息并抑制了噪声,所以在任何条件下它的性能都要优于传统的放大-转发(AF: Amplify-and-Forward)方式和解码-转发(DF: Decode-and-Forward)方式,文中详细推导了三种转发方式的最大可达速率,得到 EF 方式下最大可达速率的上界和下界,还证明了 EF 方式较其它两种方式节省功率消耗,并通过仿真得到了速率曲线与误码率曲线,明确的验证了 EF 的优势.

**关键词:** 双向中继; 网络编码; 估计转发

**中图分类号:** TN929.5

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2012)02-0308-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.02.016

## An Estimate-and-Forward Scheme for Two-way Relay Networks with Soft Network Coding

DENG Wei-hua, WANG Wen-jin, JIN Shi, GAO Xi-qi

(National Mobile Communications Research Lab., Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

**Abstract:** This paper proposes a simple estimate-and-forward (EF) scheme for two-way relay networks. The relay node firstly calculates log-likelihood ratio (LLR) of bits from source nodes, then physical network encoding is performed in LLR domain instead of binary bits. The resulting new LLR is employed to generate the transmitted symbols at relay. Both upper and lower bounds are derived on the achievable sum rate of the proposed EF scheme. Performance evaluations confirm that EF scheme can improve the achievable sum rate and the bit error rate compared to conventional amplify-and-forward (AF) and decode-and-forward (DF) schemes.

**Key words:** two-way relay; network coding; estimate-and-forward

### 1 引言

协同中继系统通过共享相邻用户的天线而获得空间分集度,因而可以显著的提高系统性能.但在传统的单向中继系统中,由于每组信号的传递需要两个时隙,所以其频谱利用率只有无中继系统的 1/2.而双向中继系统可以同时传递两个方向的信息,有效的避免了频谱利用率的损失.

双向通信信道最早是由香农(Shannon)提出并加以研究的<sup>[1]</sup>,然后由 Boris Rankov 将其扩展到中继系统中<sup>[2]</sup>,并研究了全双工条件下双向中继信道的可达速率. Wooseok Nam<sup>[3]</sup>则详细分析了二进制双向中继信道

和高斯双向中继信道的性能. I. Hammerstrom 在文献[4]中将双向中继信道又扩展到多天线节点的环境下,并分析了获取信道状态信息对系统性能的影响. Petar Popovski<sup>[5]</sup>研究了多种二跳或三跳的双向中继信道,并将网络编码方法应用其中.有关此研究方向的其他一些重要文献参见[6~9].

对于传统的单向无记忆性中继网络, Gomadam, K. S. 和 Jafar, S. A. <sup>[10]</sup>找到了一种使接收信噪比最大化的中继函数,用这种中继函数进行转发的方式被称作估计-转发(EF: Estimate-and-Forward).文中证明了估计转发方式无论是在并行中继网络还是在串行中继网络中的表现都要优于放大-转发(AF: Amplify-and-Forward)和解码-

转发(DF: Decode-and-Forward)

一种顺其自然的考虑是将估计-转发方式应用到双向中继网络中,但由于双向中继网络中采用了网络编码,因此无法使用单向中继网络中的估计方法.本文提供了一种新的基于对数似然比(LLR: log-likelihood ratio)的软信息网络编码方法,采用该方法的系统性能明显优于传统的 AF 或 DF 方式,也可视为估计-转发方式在双向中继网络中的运用.

## 2 系统模型

考虑一个双向中继系统,节点 A 和 C 要在中继 B 的帮助下完成双向通信.我们采用文献[5]中所讨论的三时隙(3-step)方式,即第一时隙节点 A 广播信号给 B 和 C,第二时隙节点 C 广播信号给 B 和 A,而第三个时隙中继 B 再将处理过的信号广播发送给 A 和 C,如图 1 所示.本系统中 A 与 C 之间存在着直达径,且所有的节点都工作在半双工模式下.

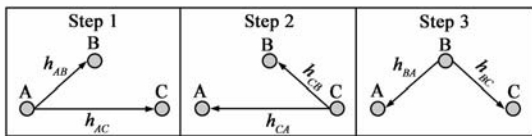


图1 含有直达径的三时隙双向中继网络

从第一时隙到第三时隙,每个节点所接收到的信号可以表示为:

$$y_{Aj} = \sqrt{P_A} h_{Aj} x_A + z_{Aj}, \text{ for } j \in \{B, C\} \quad (1)$$

$$y_{Cj} = \sqrt{P_C} h_{Cj} x_C + z_{Cj}, \text{ for } j \in \{A, B\} \quad (2)$$

$$y_{Bj} = h_{Bj} x_B + z_{Bj}, \text{ for } j \in \{A, C\} \quad (3)$$

式中的  $x_j, j \in \{A, B, C\}$  为每个节点的发送信号,且满足  $\varepsilon \{x_A^* x_A\} = \varepsilon \{x_C^* x_C\} = 1$ ;  $P_A$  与  $P_C$  是节点 A 和 C 的发送功率;  $h_{ij} \sim CN(0, d_{ij}^{-\nu})$  是从节点  $i$  到节点  $j$  的信道参数,其中  $d_{ij}$  是节点间归一化的距离,  $\nu$  是信道衰落指数;  $z_{ij} \sim CN(0, \sigma_{z_{ij}}^2)$  是加性高斯白噪声.假设信道信息在接收端是完全已知的,而在发送端未知.

对于双向中继系统来说,中继 B 的发送信号应当是  $y_{AB}$  和  $y_{CB}$  的函数:

$$x_B = f(y_{AB}, y_{CB}) \quad (4)$$

如果采用传统的放大-转发策略,中继端只需将前两个时隙的接收信号合并后放大,同时须满足中继节点 B 发送功率的限制  $\varepsilon[|f_{AF}(y_{AB}, y_{CB})|^2] = P_B$ , 因此

$$f_{AF}(y_{AB}, y_{CB}) = g(y_{AB} + y_{CB}) \quad (5)$$

式中,  $g$  为放大系数.因为接收端完全已知信道信息,所以节点 A 和 C 在第三时隙接收到 B 的信号后,可以将自身的发送信息从中完全减掉以避免干扰.

如果采用解码-转发的策略,中继端必须在前二个时隙对  $x_A$  和  $x_C$  进行解码,然后用解码的结果(可能有

误码)按比特构成  $x_B$ :

$$f_{DF}(y_{AB}, y_{CB}) = \sqrt{P_B}(\hat{x}_A \oplus \hat{x}_C) \quad (6)$$

式中的  $\hat{x}_A$  和  $\hat{x}_C$  是从  $y_{AB}$  和  $y_{CB}$  中解码所得,  $\oplus$  是指按比特异或运算.这是一种最简单的网络编码的方法,因为在中继端采取了硬判决的方式,所以信息会有所损失.节点 A 和 C 在接收到第三个时隙的信号后,将其与自己的发送信息按比特进行异或运算即可恢复原始信息.

## 3 估计-转发策略

在采用估计-转发策略之前,中继端首先需要计算前二个时隙中从节点 A 和 C 所获得的每个比特的软信息,而软信息通常是用对数似然比来表示的,即对于节点 A 或 C 所发送信号的第  $k$  个比特  $x_j(k), j \in \{A, C\}$ , 它的对数似然比为:

$$L(x_j(k)) = \log \frac{P(x_j(k) = +1 | y_{jB}(k))}{P(x_j(k) = -1 | y_{jB}(k))} \quad (7)$$

这样在获得  $y_{jB}(k)$  以后就可以计算出相应的对数似然比.如果节点 A 和 C 发送正负极性信号的概率相等,即  $P(x_j(k) = +1) = P(x_j(k) = -1), j \in \{A, C\}$ , 则可以很容易的推导出  $L(x_j(k))$  的计算公式:

$$L(x_j(k)) = \frac{2\text{Re}[y_{jB}^*(k) h_{jB}]}{\sigma_{jB}^2} \quad (8)$$

而网络编码方式为:

$$x_B(k) = x_A(k) \oplus x_C(k) \quad (9)$$

利用对数似然比的定义及异或运算的特点,  $x_B(k)$  的对数似然比可以表示为  $L(x_A(k))$  和  $L(x_C(k))$  的函数:

$$L(x_B(k)) = \log \frac{e^{L(x_A(k))} + e^{L(x_C(k))}}{1 + e^{L(x_A(k)) + L(x_C(k))}} \quad (10)$$

由  $L(x_B(k))$  容易计算得到  $x_B(k)$  的均值和方差:

$$\varepsilon \{x_B(k)\} = \frac{e^{L(x_B(k))} - 1}{e^{L(x_B(k))} + 1} \quad (11)$$

$$\text{Var}(x_B(k)) = \frac{4e^{L(x_B(k))}}{(e^{L(x_B(k))} + 1)^2} \quad (12)$$

显然  $\varepsilon \{x_B(k)\}$  是  $x_B(k)$  的一个很好的估计值,因而将其作为第三时隙中继节点 B 的发送信号,即

$$f_{EF}(y_{AB}, y_{CB}) = \frac{e^{L(x_B(k))} - 1}{e^{L(x_B(k))} + 1} \quad (13)$$

通过采用软信息网络编码的方式,接收信号的软信息得以保留,且抑制了噪声,这是与传统 AF、DF 策略最大的区别.

为了便于解码,我们将  $x_B(k)$  的估计值  $\varepsilon \{x_B(k)\}$  视作  $x_B(k)$  的真实值叠加上一个噪声(估计误差),即

$$\varepsilon[x_B(k)] = x_B(k) + z_e = x_A(k) \oplus x_C(k) + z_e \quad (14)$$

显然噪声  $z_e$  的均值为零, 方差为  $\text{Var}(x_B(k))$ . 这样在第三时隙, 节点 A 和 C 收到的信号为:

$$y_{Bj} = h_{Bj} \cdot (x_A(k) \oplus x_C(k)) + h_{Bj} z_e + z_{Bj} \quad (15)$$

式中  $j \in \{A, C\}$ . 我们不妨假设噪声  $z_e$  也是高斯白噪声, 那么上式中的  $(h_{Bj} z_e + z_{Bj})$  也是一个高斯白噪声, 并且均值为零, 方差为  $(|h_{Bj}|^2 \text{Var}(x_B(k)) + \sigma_{Bj}^2)$ . 节点 A 和 C 对从中继 B 收到的信号与直达径的信号进行最大比合并, 即可解码. 需注意对节点 C 而言, 当  $x_C(k) = -1$  时, 式(15)成为  $y_{BC} = h_{BC} \cdot x_A(k) + h_{BC} z_e + z_{BC}$ , 而当  $x_C(k) = +1$  时, 式(15)成为  $y_{BC} = -h_{BC} \cdot x_A(k) + h_{BC} z_e + z_{BC}$ , 需分别进行最大比合并求解  $x_A(k)$ . 节点 A 亦然.

## 4 性能分析

下面考察三种不同转发方式的最大可达传输速率. 为便于计算, 做出如下假设: 所有节点的最大发送功率相同,  $P_A = P_B = P_C = P$ ; 在一个传递周期内所有的信道和噪声功率都有对称性,  $|h_{AC}|^2 = |h_{CA}|^2 = \gamma_0$ ,  $|h_{AB}|^2 = |h_{BA}|^2 = \gamma_1$ ,  $|h_{CB}|^2 = |h_{BC}|^2 = \gamma_2$ ,  $\sigma_{AC}^2 = \sigma_{CA}^2 = \sigma_0^2$ ,  $\sigma_{AB}^2 = \sigma_{BA}^2 = \sigma_1^2$ ,  $\sigma_{CB}^2 = \sigma_{BC}^2 = \sigma_2^2$ ; 节点 A、C 之间直达径的接收信噪比为  $\text{SNR}_0$ , A、B 间接收信噪比为  $\text{SNR}_1$ , B、C 间为  $\text{SNR}_2$ , 即  $\text{SNR}_0 = \frac{\gamma_0 P}{\sigma_0^2}$ ,  $\text{SNR}_1 = \frac{\gamma_1 P}{\sigma_1^2}$ ,  $\text{SNR}_2 = \frac{\gamma_2 P}{\sigma_2^2}$ .

采用放大-转发(AF)策略时, 在最大比合并后, 第三时隙节点 C 的接收信噪比为:

$$\text{SNR}_{AF}^{A \rightarrow C} = \frac{(\sigma_0^2 g^2 \gamma_1 \gamma_2 + \sigma^2 \gamma_0)^2 P}{\sigma_0^4 g^2 \gamma_1 \gamma_2 \sigma^2 + \sigma^4 \gamma_0 \sigma_0^2} \quad (16)$$

式中,  $\gamma_0 = |h_0|^2 \sim G(1, d_0^{-\nu})$ ,  $\gamma_1 = |h_1|^2 \sim G(1, d_1^{-\nu})$ ,  $\gamma_2 = |h_2|^2 \sim G(1, d_2^{-\nu})$ ,  $G(\cdot, \cdot)$  表示 Gamma 分布;  $g$  是中继节点 B 的放大系数,  $g = \sqrt{\frac{P}{\gamma_1 P + \gamma_2 P + \sigma_1^2 + \sigma_2^2}}$ ;  $\sigma^2$  表示在第三时隙节点 C 接收到的叠加后的噪声功率  $\sigma^2 = g^2 \gamma_2 \sigma_1^2 + g^2 \gamma_2 \sigma_2^2 + \sigma_0^2$ . 两个方向的可达速率之和为:

$$R_{AF} = \log_2(1 + \text{SNR}_{AF}^{A \rightarrow C})(1 + \text{SNR}_{AF}^{C \rightarrow A}) \quad (17)$$

假设  $\sigma_0^2 = \sigma_1^2 = \sigma_2^2$ , 并且  $P \gg \sigma_0^2$ , 则可以得到较为简单的表达式:

$$R_{AF} \approx \log_2 \left[ \frac{(\gamma_2 \gamma_1 + \gamma_1 \gamma_0 + 3\gamma_0 \gamma_2)}{(3\gamma_2 + \gamma_1)} \cdot \frac{(\gamma_2 \gamma_1 + \gamma_2 \gamma_0 + 3\gamma_0 \gamma_1)}{(3\gamma_1 + \gamma_2)} \left( \frac{P}{\sigma_0^2} \right)^2 \right] \quad (18)$$

当  $\gamma_0 = 0$  即无直达径时, 则可以得到与文献[11]中类似的结果, 运用其方法可得到  $R_{AF}$  的完全闭式解.

采用解码-转发(DF)策略时, 第三时隙节点 C 的接收信噪比为:

$$\text{SNR}_{DF}^{A \rightarrow C} = \frac{(\sigma_2^2 \gamma_0 + \sigma_0^2 \gamma_2)^2 P}{\sigma^4 \gamma_0 \sigma_0^2 + \sigma_0^4 \gamma_2 \sigma_2^2} \quad (19)$$

同样假设  $\sigma_0^2 = \sigma_1^2 = \sigma_2^2$ , 可计算得到

$$R_{DF} = \min \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\gamma_1 P}{\sigma_0^2} \right), \log_2 \left( 1 + \frac{(\gamma_0 + \gamma_2) P}{\sigma_0^2} \right) \right\} + \min \left\{ \log_2 \left( 1 + \frac{\gamma_2 P}{\sigma_0^2} \right), \log_2 \left( 1 + \frac{(\gamma_0 + \gamma_1) P}{\sigma_0^2} \right) \right\} \quad (20)$$

而采用估计-转发(EF)方式时, 第三时隙节点 C 的接收信噪比为:

$$\text{SNR}_{EF}^{A \rightarrow C} = \frac{(\sigma^2 \gamma_0 P + \sigma_0^2 \gamma_2)^2}{\sigma^4 \gamma_0 P \sigma_0^2 + \sigma_0^4 \gamma_2 \sigma^2} \quad (21)$$

式中,  $\sigma^2$  是第三时隙 C 接收到的叠加噪声功率:

$$\sigma^2 = \gamma_2 \text{var}(x_B(k)) + \sigma_0^2 = \frac{4\gamma_2(\alpha + \beta)(1 + \alpha\beta)}{(\alpha + \beta + 1 + \alpha\beta)^2} + \sigma_0^2 \quad (22)$$

式中,  $\alpha = e^{\frac{2\text{Re}[y_{AB}^*(k)h_{AB}]}{\sigma^2}}$ ,  $\beta = e^{\frac{2\text{Re}[y_{CB}^*(k)h_{CB}]}{\sigma^2}}$ . 容易验证:  $0 < \frac{(\alpha + \beta)(1 + \alpha\beta)}{(\alpha + \beta + 1 + \alpha\beta)^2} < \frac{1}{4}$ , 因此  $\sigma_2^2 < \sigma^2 < \gamma_2 + \sigma_0^2$ . 因为  $\text{SNR}_{EF}^{A \rightarrow C}$  是关于  $\sigma^2$  的单调减函数, 所以可以由此得到  $R_{EF}$  的上界和下界(假设  $\sigma_0^2 = \sigma_1^2 = \sigma_2^2$ ):

$$R_{EF}^U = \log_2 \left[ \left( 1 + \frac{\gamma_0 P + \gamma_2}{\sigma_0^2} \right) \left( 1 + \frac{\gamma_0 P + \gamma_1}{\sigma_0^2} \right) \right] \quad (23)$$

$$R_{EF}^L = \log_2 \left[ \left( 1 + \frac{(\gamma_2 \gamma_0 P + \sigma_0^2 \gamma_0 P + \sigma_0^2 \gamma_2)}{\sigma_0^2 (\gamma_2 + \sigma_0^2)} \right) \cdot \left( 1 + \frac{(\gamma_1 \gamma_0 P + \sigma_0^2 \gamma_0 P + \sigma_0^2 \gamma_1)}{\sigma_0^2 (\gamma_1 + \sigma_0^2)} \right) \right] \quad (24)$$

需要注意的是, 当节点 A、C 到 B 的信道信噪比很高时,  $\alpha \rightarrow 0$  或  $\infty$ ,  $\beta \rightarrow 0$  或  $\infty$ ,  $\sigma^2 \rightarrow \sigma_0^2$ , 则有  $R_{EF} \rightarrow R_{EF}^U$ , 即  $h_1$  和  $h_2$  的信噪比越高,  $R_{EF}$  越接近于上界. 当  $h_1$  和  $h_2$  的信噪比至少有一个趋向于 0 时,  $\alpha \rightarrow 1$  或  $\beta \rightarrow 1$ ,  $\sigma^2 \rightarrow \gamma_2 + \sigma_0^2$ , 则有  $R_{EF} \rightarrow R_{EF}^L$ , 也就是说信噪比越低,  $R_{EF}$  越接近下界.

接下来对比三种转发方式的发送功率. 在放大-转发和解码-转发方式中, 中继节点 B 始终都是全功率工作, 而在估计-转发方式下, 发送的信号

$$\varepsilon \{x_B(k)\} = \frac{e^{L(x_B(k))} - 1}{e^{L(x_B(k))} + 1} = \frac{\alpha + \beta - 1 - \alpha\beta}{\alpha + \beta + 1 + \alpha\beta} \quad (25)$$

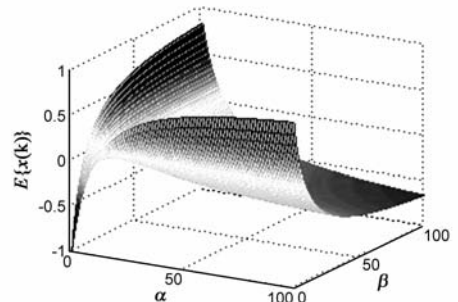


图2 估计-转发方式中继节点B发送信号的幅度

因为  $\alpha$  与  $\beta$  的分布很难求得,所以难以求出  $\epsilon\{x_B(k)\}$  的平均功率,但从图 2 中可以看到  $\epsilon\{x_B(k)\}$  的取值在  $(-1,1)$  区间,而且仅当  $\alpha$  和  $\beta$  至少有一个取值趋近于 0 或  $\infty$  时,  $\epsilon\{x_B(k)\}$  才趋近于 1 或 -1. 因此相比之下,用估计-转发方式可以节省中继节点的功率.

## 5 仿真结果

本小节中,将用 Monte Carlo 法从平均误码率和最大可达速率两个方面的仿真来评估此估计-转发方式的性能.平均误码率是指将两个方向的误码率进行算术平均后所得的结果,最大可达速率是指两个方向的最大可达速率之和.

图 3 表示了  $SNR_1 = SNR_2 = SNR_0 + 3\text{dB}$  时,即节点 A、C 到 B 的信噪比相同,而直达径信噪比稍差时三种转发方式的误码率曲线.从图中可以清楚的看到在低信噪比时 AF 好于 DF,高信噪比时 DF 好于 AF,而 EF 无论在何种信噪比条件下都要优于 AF 和 DF,这个结论与文献[10]中关于 EF 的结论是一致的.

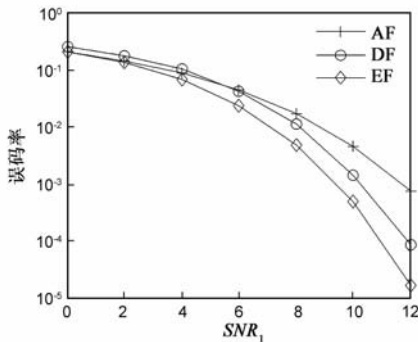


图3 当  $SNR_1 = SNR_2 = SNR_0 + 3\text{dB}$  时三种转发方式的误码率曲线图

图 4 显示了一种  $h_1$  和  $h_2$  不平衡的情形下,即节点 A 和 C 到 B 的信噪比不同时误码率曲线.在此种条件下,由于信噪比较差的信道对 DF 解码的影响较大,因此 DF 的误码率最高. AF 的表现要好于 DF,在低信噪比时的性能接近于 EF,但在高信噪比区域与 EF 仍有相当大的差距.

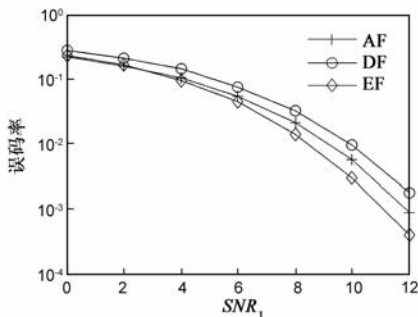


图4 当  $SNR_1 = SNR_2 + 3\text{dB} = SNR_0 + 3\text{dB}$  时三种转发方式的误码率曲线图

利用前面推导出三种转发方式的最大可达速率公式,若假设  $P/\sigma_0^2 = 10$ ,且  $SNR_1 = SNR_2 + 6\text{dB} = SNR_0 +$

3dB,则图 5 表示出了三种转发方式在此条件下的最大可达速率.EF 速率的下界曲线都要优于 AF 和 DF.同样由于  $SNR_2$  较低,使 DF 的速率性能受到很大限制.AF 虽在此种条件下要好于 DF,但在低信噪比时与 EF 有较大差距,在高信噪比时才接近于 EF 的下界.

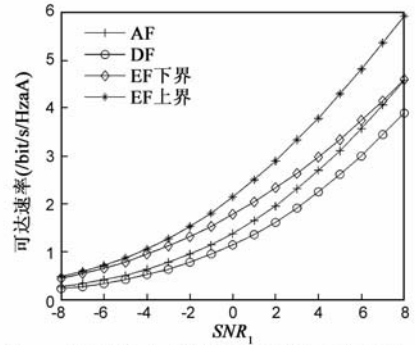


图5 三种转发方式的最大可达速率曲线图

## 6 结论

本文基于最大似然比的计算,设计出了一种在双向中继系统中适用的估计-转发方法,此方法相对于传统的 AF 减少了噪声的传递,相对于 DF 则保留了接收信号的软信息,因此无论是平均误码率还是最大可达速率的性能都要优于 AF 和 DF,同时还降低了中继节点的功率消耗.文中详细推导了三种转发方式的最大可达速率,并通过仿真得到了平均误码率、可达速率的变化曲线,验证了上述结论.

### 参考文献

- [1] C Shannon. Two-way communication channels[A]. Proc 4th Berkeley Symp Math Stat Prob[C]. Berkeley: University of California Press, 1961. 351 - 384.
- [2] B Rankov, A Wittneben. Achievable rate regions for the two-way relay channel[A]. Proc IEEE Int Symposium on Information Theory[C]. Seattle: IEEE, 2006. 1668 - 1672.
- [3] W Nam, S Chung, Y Lee. Capacity bounds for two way relay channels[A]. Proc International Zurich Seminar on Communications[C]. Zurich: IEEE, 2008. 144 - 147.
- [4] I Hammerstrom, M Kuhn, C Esli, J Zhao, A Wittneben, G Bauch. MIMO two-way relaying with transmit CSI at the relay [A]. Proc IEEE Signal Processing Advances in Wireless Comm. [C]. Helsinki, Finland: IEEE, 2007. 1 - 5.
- [5] P Popovski, H Yomo. Physical network coding in two-way wireless relay channels[A]. Proc ICC[C]. Glasgow, Scotland: IEEE, 2007. 707 - 712.
- [6] J N Laneman, D N C Tse, G W Wornell. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior [J]. IEEE Trans Inform Theory, 2004, 50(12): 3062 - 3080.
- [7] C Schnurr, T Oechtering, S Stanczak. On coding for the broad-

cast phase in the two-way relay channel[A]. Proceedings of the 41st Annual Conference on Information Sciences and Systems [C]. Baltimore: IEEE, 2007. 271 – 276.

- [8] 李国兵, 等. 最佳中继协作通信系统的功率分配算法[J]. 电子学报, 2008, 36(10): 1944 – 1948.

Li Guobing, et al. Power allocation in opportunistic cooperative relaying systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(10): 1944 – 1948. (in Chinese)

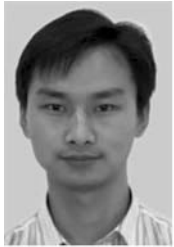
- [9] 黄辰, 等. 基于网络编码的无线网络分布式协作通信机制[J]. 电子学报, 2010, 38(10): 2302 – 2308.

Huang Chen, et al. Network coding based distributed cooperative communication mechanism in wireless network[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(10): 2302 – 2308. (in Chinese)

- [10] K Gomadam S Jafar. Optimal relay functionality for SNR maximization in memoryless relay networks[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(2): 390 – 401.

- [11] Y Han, S Ting, C Ho, W Chin. Performance bounds for two-way amplify-and-forward relaying[J]. Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(1): 432 – 439.

## 作者简介



**邓卫华** 男, 1977 年出生, 湖北沙市人, 东南大学移动通信国家重点实验室博士生, 主要研究方向为无线中继网络、协同通信等.

E-mail: dengweihua@gmail.com



**王闻今** 男, 1980 年生于浙江省宁波市. 2011 年毕业于东南大学移动通信国家重点实验室, 并获得博士学位. 目前研究方向为空时无线通信的接收技术、协作无线通信等.



**金石** 男, 1974 年出生, 安徽黄山人, 东南大学信息科学和工程学院副教授. 主要研究方向为多天线通信理论与技术、协同通信、卫星移动通信、随机矩阵理论在无线通信中的应用等.



**高西奇** 男, 1967 年 3 月生, 东南大学信息科学和工程学院教授, 博士生导师. 主要研究方向为空时无线通信理论与技术、宽带多载波传输与多址技术、现代信号处理及其在移动通信中的应用研究.