

正交中继信道的信道容量及资源分配

王文益^{1,2}, 吴仁彪¹, 梁军利³

(1. 中国民航大学天津市智能信号与图像处理重点实验室, 天津 300300; 2. 中国科学院声学研究所, 北京 100080;
3. 西安理工大学计算机科学与工程学院, 陕西西安 710048)

摘 要: 本文研究了一种正交中继信道的信道容量及资源分配问题. 其中, 源节点到中继节点之间的信道与源节点和中继节点到目的节点之间的信道在时间上相互正交. 论文首先求出了系统的信道容量上界及下界, 且中继策略为部分译码-转发时, 上界和下界相等, 从而给出了信道容量. 对于高斯正交中继信道, 为了最大化信道容量, 论文还研究了各种系统资源的优化问题, 包括时间、功率等. 仿真结果表明, 仅对信道的分配参数进行优化与优化所有的参数相比, 信道容量损失很小, 且给出了此时最优时间分配的解析解.

关键词: 无线通信; 中继信道; 信道容量; 资源分配

中图分类号: TN913.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 04-0771-05

Capacity of Orthogonal Relay Channel and Resource Allocation

WANG Wen-yi^{1,2}, WU Ren-biao¹, LIANG Jun-li³

(1. Tianjin Key Laboratory for Advanced Signal Processing, Civil Aviation University of China, Tianjin 300300, China;
2. Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China;
3. School of Computer Science & Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an, Shaanxi 710048, China)

Abstract: We consider an orthogonal relay channel, where the channel from the source to the relay and the channel from the source and the relay to the destination are orthogonal on time. Firstly, the upper bound and the lower bound of the capacity are proposed, and converge to the capacity, where the lower bound is based on partial decode-and-forward. Secondly, to maximize the capacity for Gaussian orthogonal relay channel, the resource allocation is studied. The simulations show that optimizing the time only brings very little loss about capacity compared to maximize all the possible parameters. The optimal time allocation is given analytically when optimizing the time only.

Key words: wireless communication; relay channel; channel capacity; resource allocation

1 引言

中继信道能够提供类似于多天线系统的高信道容量和高系统可靠性, 因而受到人们的广泛关注. 中继信道最早由 Van der Meulen 提出^[1], 而最重要的结论由 Cover 和 El Gamal 给出^[2], 他们在文中给出了几种特殊中继信道的信道容量(如: 退化中继信道, 回波中继信道等), 并提出了几种中继协议(如: 译码-转发, 压缩-转发等). 然而, 一般情况下的中继信道容量仍然未知. 在那之后的几十年并没有引起人们的关注. 直到 Sendonaris 等人在 CDMA 系统中研究了中继合作通信带来的增益^[3], 中继信道又重新受到人们的重视, 已有许多文献从多方面研究了中继信道的特性^[4~15].

早期的研究工作主要集中在全双工的中继信道^[1,2], 这要求中继节点能够在同样的频率同时接收和

发射, 并具有完全的回波抵消能力. 这虽然在实际中能实现, 但高昂的成本使它并不实用. 后来, 人们把更多的注意力放在了正交中继信道. Laneman 等人研究了正交中继信道带来的分集增益, 并提出了几种中继合作方式, 证明适当的选择中继合作方式, 中继信道能够提供类似于多天线系统的分集增益^[4,5]. Kramer 等人研究了多种中继信道(如: 广播信道, 多接入信道等)的信道容量及中继策略^[6]. Xie 等人研究了大规模无线网络中信道容量的规律^[7]. 文献[7~10]给出了不同形式正交中继信道的容量及资源分配. 还有其它文献分析了中继位置等因素对信道容量的影响^[11~15]. 但是, 在几乎所有研究的中继信道中, 都使源节点到中继节点和目的节点的信道与中继到目的节点的信道在时间上正交. 本文研究了另外一种正交信道. 其中, 源节点到中继节点的信道与源节点和中继节点一起到目的节点的信道在时

间上相互正交.

蜂窝通信系统中,选取源节点为终端,目的节点为基站,中继节点为其它终端.可以合理的选择与源节点相距非常近的终端作为中继节点.此时,一般的正交中继信道方式(源节点到中继节点和目的节点的信道与中继节点到目的节点的信道正交)并不一定是最优的.因此,本文研究了源节点到中继节点的信道与源节点和中继节点到目的节点的信道正交的情况.在该正交中继信道中,发射过程仍分为两个阶段,在第一阶段,源节点发射到中继节点.此时,目的节点并不接收源节点的信号.虽然目的节点接收也不违背半双工限制,但为了简化系统,本文并不假设目的节点此时接收源节点的发射信号.在第二个阶段,源节点和中继节点一起发射到目的节点.采用这种方式的主要原因是源节点和中继节点相距很近,它们之间的信道条件要远好于源节点和中继节点到目的节点之间的信道条件.因此,能够只利用很少的系统资源在源节点和中继节点之间传输信息,从而在第二阶段使源节点和中继节点能够进行合作来提高系统容量.

本文其余部分组织如下:在第2节中,首先研究了离散无记忆全双工平行中继信道,给出了信道容量上界和部分译码-转发下界;在第3节中,利用第2节中的结果,研究了离散无记忆正交中继信道的容量上界和下界,且上界和下界吻合,从而给出系统容量;在第4节中,将系统推广到高斯正交中继信道中,并给出该信道的信道容量;对于高斯正交中继信道在各种情况下的资源分配问题,在第5节中通过系统仿真进行了研究;最后给出结论.

2 平行中继信道

由于后面的研究将利用离散无记忆平行中继信道的结果,这里首先研究了离散无记忆平行中继信道.对于两维平行中继信道,源、中继和目的节点在两个相互独立的链路中通信.用 (x_1, x_2) 表示系统源节点的发射信号, $(\tilde{x}_1, \tilde{x}_2)$ 和 $(\tilde{y}_1, \tilde{y}_2)$ 分别表示中继节点的发射信号和接收信号, (y_1, y_2) 表示目的节点的接收信号.其系统框图如图1所示,图中分别用实线和虚线表示两个独立的链路.

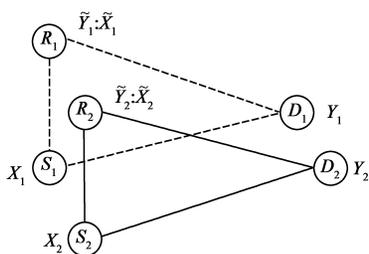


图1 平行中继信道系统结构

由系统结构的定义知道,系统的转移概率有

$$p(y_1, y_2, \tilde{y}_1, \tilde{y}_2 | x_1, x_2, \tilde{x}_1, \tilde{x}_2) = p(y_1, \tilde{y}_1 | x_1, \tilde{x}_1) p(y_2, \tilde{y}_2 | x_2, \tilde{x}_2) \quad (1)$$

利用Liang等的结果^[9],可以直接获得系统容量的最大流-最小切(Max-flow Min-cut)上界为

$$C_{up} = \sup_{p(x_1, \tilde{x}_1)} \min \{ I(X_1, \tilde{X}_1; Y_1) + I(X_2, \tilde{X}_2; Y_2), I(X_1; \tilde{Y}_1, Y_1 | \tilde{X}_1) + I(X_2; \tilde{Y}_2, Y_2 | \tilde{X}_2) \} \quad (2)$$

文献[9]中,给出了系统基于译码-转发的系统容量下界.在这里,本文给出了基于部分译码-转发的系统容量下界

$$C_{low} = \sup_{p(u_1, x_1, \tilde{x}_1)} \min \{ I(X_1, \tilde{X}_1; Y_1) + I(X_2, \tilde{X}_2; Y_2), I(U_1; \tilde{Y}_1 | \tilde{X}_1) + I(X_1; Y_1 | \tilde{X}_1, U_1) + I(U_2; \tilde{Y}_2 | \tilde{X}_2) + I(X_2; Y_2 | \tilde{X}_2, U_2) \} \quad (3)$$

其中 (U_1, U_2) 为辅助随机变量,它们相互独立.其中容量上界的证明在文献[9]给出,下界的证明可采用类似于文献[9]中给出的基于译码-转发的容量下界的证明方法.为了文章的简短,这里省去.

3 正交中继信道

本文研究的离散无记忆正交中继信道模型框图如图2所示,假设将系统资源(频率或时间)分成两个信道,分别进行源节点到中继节点的发射与源节点和中继节点一起到目的节点的发射.本文采用时间正交,并用 $t(0 \leq t \leq 1)$ 表示单位时间内系统分配给源节点发射到中继节点信道的的时间,则 $1-t$ 为源节点和中继节点一起发射到目的节点信道的的时间.系统的每次发射分为两个阶段.第一阶段,源节点传递信息到中继节点;第二阶段,源节点和中继节点一起发射到目的节点.其中, x_D, x_R 分别表示源节点在第一阶段和第二阶段的发射信号, \tilde{y}, \tilde{x} 分别表示中继节点在第一阶段的接收信号和第二阶段的发射信号, y 表示目的节点在第二阶段的接收信号.这样,该正交中继信道可以看作是平行中继信道的特殊形式.利用上一节中的结果,给出了该正交中继信道的信道容量上界和下界,并且发现两者吻合,从而给出了信道容量.

对照正交中继信道和平行中继信道,取 $X_1 = X_R,$

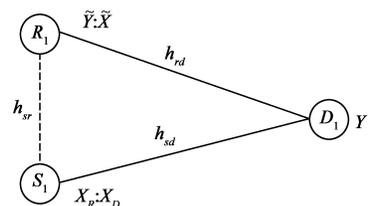


图2 正交中继信道系统结构

$\tilde{Y}_1 = \tilde{Y}, \tilde{X}_1 = 0, Y_1 = 0$ 和 $X_2 = X_D, \tilde{Y}_2 = 0, \tilde{X}_2 = \tilde{X}, Y_2 = Y$. 由此,利用第 2 节中的结果,可以得到系统容量的最大流-最小切上界为

$$C_{up} = \sup_{p(x_R) p(x_D, \tilde{x})} \min \{ (1-t)I(X_D, \tilde{X}; Y), tI(X_R; \tilde{Y}) + (1-t)I(X_D; Y|\tilde{X}) \} \quad (4)$$

利用同样的方式,得到系统基于部分译码-转发的容量下界为

$$C_{low} = \sup_{p(u_1, x_R) p(u_2, x_D, \tilde{x})} \min \{ (1-t)I(X_D, \tilde{X}; Y), tI(U_1; \tilde{Y}) + (1-t)I(X_D; Y|\tilde{X}, U_2) \} \quad (5)$$

对比容量的上界和下界发现,当取 $U_1 = X_R$ 和 $U_2 = 0$ 时, $C_{up} = C_{low}$, 信道容量上界和下界吻合,从而给出了该模型的系统容量.

$$C_{cap} = \sup_{p(x_R) p(x_D, \tilde{x})} \min \{ (1-t)I(X_D, \tilde{X}; Y), tI(X_R; \tilde{Y}) + (1-t)I(X_D; Y|\tilde{X}) \} \quad (6)$$

4 正交高斯中继信道

本节将信道容量结果推广到高斯正交中继信道. 其信道模型仍采用如图 2 所示信道模型. 其中, h_{sr}, h_{sd}, h_{rd} 分别表示相应的的信道增益. 则系统的接收信号与发射信号之间的关系可以表示为

$$\tilde{y} = h_{sr}x_R + z_1, y = h_{sd}x_D + h_{rd}\tilde{x} + z \quad (7)$$

其中 x_R, x_D 分别表示源节点在第一阶段和第二阶段的发射信号, \tilde{y}, y 分别表示中继节点和目的节点的接收信号, \tilde{x} 表示中继节点的发射信号, z_1, z 为相互独立的加性白高斯噪声, 功率系数为 N .

对所有发射信号加以功率的限制. 假设每个发射阶段, 系统发射的总功率一定. 即有

$$E(X_R^2) \leq P, \quad E(X_D^2) + E(\tilde{X}^2) \leq P \quad (8)$$

为了最大化信道容量, 显然应该在 X_D 和 \tilde{X} 之间进行功率分配, 取 $E(X_D^2) = P_1, E(\tilde{X}^2) = P_2$, 且有 $P_1 + P_2 \leq P$.

利用上述结论, 可以得到高斯正交中继信道的信道容量为

$$C(P) = \max_{t, \rho, P_1, P_2} \min \left\{ (1-t)C\left(\frac{h_{sd}^2 P_1}{N}\right) + h_{rd}^2 P_2 + 2\rho h_{sd} h_{rd} \sqrt{P_1 P_2}, tC\left(\frac{h_{sr}^2 P}{N}\right) + (1-t)C\left(\frac{h_{sd}^2 (1-\rho^2) P_1}{N}\right) \right\} \quad (9)$$

其中 $C(x) = 1/2 \log_2(1+x), 0 \leq t \leq 1, \rho$ 为 X_D 和 \tilde{X} 的相关系数, 且 $0 \leq \rho \leq 1, 0 \leq P_1, P_2 \leq P$.

可达到性证明可以用基于部分译码-转发的块状编码结构来给出. 取 $X_R \sim N(0, P), X_D \sim N(0, P_1)$ 且相互独立, 取 $X_1 \sim N(0, P_2)$ 独立于 X_R , 但与 X_D 为联合高斯的且 $E(X_D \tilde{X}) = \rho \sqrt{P_1 P_2}$. 代入式(5)可以得到信道容

量的下界由式(9)的表达式给出. 这相当于在第二发射阶段, X_D 用功率 $\rho^2 P_1$ 与中继节点合作, 帮助中继节点发射其在第一阶段收到的信息到目的节点. X_D 仅用剩下的功率 $(1-\rho^2) P_1$ 来发射新的信息到目的节点.

对于相反性证明给出如下.

根据信道容量的最大流-最小切上界, 信道容量上界为

$$C(P) \leq \sup_{p(x_R) p(x_D, \tilde{x})} \min \{ (1-t)I(X_D, \tilde{X}; Y), tI(X_R; \tilde{Y}) + (1-t)I(X_D; Y|\tilde{X}) \} \quad (10)$$

由式(10)中的第一项知道, 对于 X_D 和 \tilde{X} 的最优输入联合分布 $p(x_D, \tilde{x})$ 应该为高斯分布, 且取其相关系数为 ρ . 因此有

$$(1-t)I(X_D, \tilde{X}; Y) \leq (1-t)C\left(\frac{h_{sd}^2 P_1 + h_{rd}^2 P_2 + 2\rho h_{sd} h_{rd} \sqrt{P_1 P_2}}{N}\right)$$

而且由第二项中的 $I(X_R; \tilde{Y})$ 也可直接得出, X_R 的最优输入分布 $p(x_R)$ 也为高斯分布, 对于 $I(X_D; Y|\tilde{X})$ 中的 $p(x_D, \tilde{x})$, 也能得到与第一项相同的结果. 因此

$$tI(X_R; \tilde{Y}) + (1-t)I(X_D; Y|\tilde{X}) \leq tC\left(\frac{h_{sr}^2 P}{N}\right) + (1-t)C\left(\frac{h_{rd}^2 (1-\rho^2) P_1}{N}\right)$$

从而得到信道容量的上界也由式(9)给出. 完成了相反性证明.

5 系统资源分配

由信道容量公式(9)可以知道, 为了最大化系统容量, 需要对包括系统资源在内的多个参数进行优化, 这样使系统结构变得很复杂, 特别是由于在第二发射阶段源节点的发射信号和中继节点发射信号之间的相关性导致源节点和中继节点之间需要联合编码. 在这节里, 本文比较了针对不同数量的参数进行优化时, 相对于最大系统容量带来的损失, 探讨了简化系统结构的可能性.

接下来, 本文分为三种优化情况来比较不同的优化情况下的系统容量. 这三种优化分别为

- (1) 对 t, ρ, P_1, P_2 同时进行优化;
- (2) 取 $P_2 = P_1 = P/2$, 只对 t 和 ρ 同时优化;
- (3) 取 $P_2 = P_1 = P/2$, 且 $\rho = 0$, 只对 t 优化.

观察信道容量公式(9), 不难发现, 对于所有这些待优化参数, 容量公式是凸函数. 因此, 利用已有的凸优化算法可以找到对应的信道容量.

以没有中继的直接发射为对比, 如图 3 比较了三种情况下的信道容量. 前面已经提到, 本文主要考虑了 $h_{sr}^2 \geq h_{rd}^2$ 且 $h_{sr}^2 \geq h_{sd}^2$ 的情况. 这里取 $h_{sd} = 0\text{dB}, h_{sr} = 20\text{dB}, h_{rd} = 4\text{dB}, N = 1$.

在图 4 中, 针对三种优化情况, 考虑了当源节点到目的节点及中继到目的节点的信道增益系数一定时,

源节点到中继节点的信道增益系数 h_{sr} 对各种情况下信道容量的影响. 这里取 $h_{sd} = 0\text{dB}$, $h_{rd} = 4\text{dB}$, $P = 10\text{dB}$, $N = 1$.

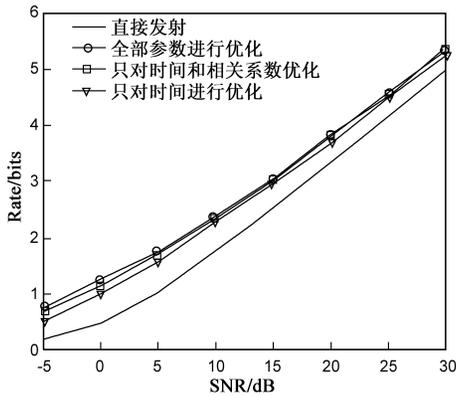


图3 针对四种优化情况下系统容量的比较

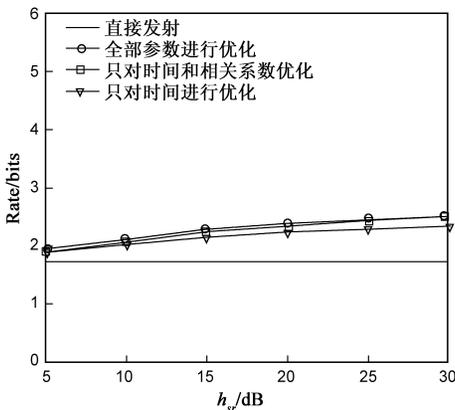


图4 源节点到中继节点的信道增益系数对系统容量的影响

在图 5 中, 针对三种优化情况, 考虑了当源节点到目的节点及源节点到中继节点的信道增益系数一定时, 中继节点到目的节点的信道增益系数 h_{rd} 对各种情况下信道容量的影响. 这里取 $h_{sd} = 0\text{dB}$, $h_{sr} = 20\text{dB}$, $P = 10\text{dB}$, $N = 1$.

从图 3、4、5 中不难看出, 三种优化情况下, 系统容量相对于没有中继直接发射时的系统容量都有显著的增益. 图 3 中, 在高信噪比区域, 三种情况下的系统容量

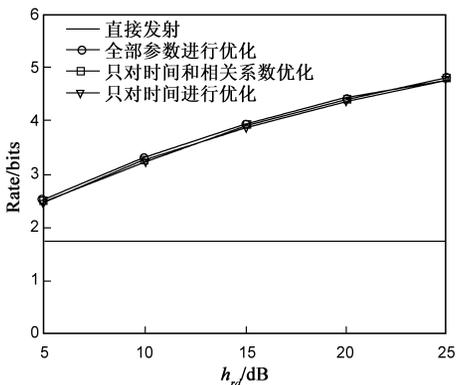


图5 中继节点到目的节点的信道增益系数对系统容量的影响

几乎一样; 对于图 4 中, 源节点到中继节点的信道增益系数较小时, 三种情况下的系统容量也几乎一样, 当增益系数变大时, 三者之间的差别有所变大, 但是仍然非常小; 在图 5 中, 当中继到目的节点的信道增益系数变大时, 三种情况下的系统容量也几乎一样. 并且, 更重要的是, 从上述三幅图看到, 三种优化情况下, 系统容量的差别非常小. 其中, 对全部参数进行优化时, 系统容量最大, 而当只对时间和相关系数进行优化时, 系统容量次之, 而当只对时间进行优化时, 系统容量最小. 特别值得一提的是, 如果只对时间和相关系数进行优化, 相对于对全部参数进行优化时的系统容量几乎一样, 而只对时间优化带来相对明显一点的容量损失. 因此, 我们可以根据需要选择对时间和相关系数优化或者只对时间进行优化. 当仅对时间进行优化时, 固定第二发射阶段的源节点的发射功率和中继节点的发射功率各为总功率的一半, 且此时源节点和中继节点之间的发射信号相互独立, 而仅仅进行第一发射阶段和第二发射阶段之间时间的优化. 在这种情况下, 源节点和中继节点可以各自相互独立地编码, 从而简化了系统的结构.

这样, 在第三种优化参数的情况下, 即假设在第二发射阶段, 源节点和中继节点的发射功率各取总功率的一半, 而且这个阶段中源节点和中继节点的发射信号相互独立, 即 $\rho = 0$. 此时, 系统的容量可以表示为

$$C_3(P) = \max_t \min \left\{ (1-t)C\left(\frac{(h_{sd}^2 + h_{rd}^2)P}{2N}\right) + tC\left(\frac{h_{sr}^2 P}{N}\right) + (1-t)C\left(\frac{h_{sd}^2 P}{2N}\right) \right\}$$

此时, 可以得到时间分配参数 t 的解析解. 直接令两项相等得到

$$(1-t)C\left(\frac{(h_{sd}^2 + h_{rd}^2)P}{2N}\right) = tC\left(\frac{h_{sr}^2 P}{N}\right) + (1-t)C\left(\frac{h_{sd}^2 P}{2N}\right)$$

从而可以得出 t 的解析解

$$t = \frac{C\left(\frac{(h_{sd}^2 + h_{rd}^2)P}{2N}\right) - C\left(\frac{h_{sd}^2 P}{2N}\right)}{C\left(\frac{(h_{sd}^2 + h_{rd}^2)P}{2N}\right) + C\left(\frac{h_{sr}^2 P}{N}\right) - C\left(\frac{h_{sd}^2 P}{2N}\right)}$$

对上式进行简单的变换可以得到

$$tC\left(\frac{h_{sr}^2 P}{N}\right) = (1-t)C\left(\frac{h_{rd}^2 P}{2N + h_{sd}^2 P}\right)$$

不难理解, 这个式子就相当于从源到中继节点发射的信息, 恰好能够被中继节点独立的发射到目的节点(此时, 由于中继节点不知道源节点的发射信号, 中继节点对待源节点的发射信号为噪声). 这样, 源节点在第二发射阶段就不需要分配功率来帮助中继发射其在第一发射阶段从源节点收到的信息, 从而使源节点在第二阶段利用所有的功率发射新的信息到目的节

点,最大化系统容量.

6 结论

本文研究了一种正交中继信道,源节点到中继节点之间的信道与源节点和中继节点到目的节点之间的信道在时间上相互正交.证明当采用部分译码-转发协议时达到信道容量.并推广至正交高斯中继信道,给出了信道容量.在此基础上,研究了多个不同参数的优化问题.仿真表明,仅对时间进行优化相对于对所有可能优化的参数进行优化所产生的容量损失很小.从而得出,在实际应用中,可以仅仅通过优化发射时间来最大化系统容量,从而简化了系统结构,使源节点和中继节点之间可以利用固定的功率相互独立的编码.最后,当仅优化时间参数时,给出了最优时间分配的解析解.

参考文献:

- [1] VAN DER MEULEN E C. Three-terminal communication channels[J]. *Advances in Applied Probability*, 1971, 3(1): 120 - 154.
- [2] COVER T, GAMAL A E. Capacity theorems for the relay channel[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1979, 25(5): 572 - 584.
- [3] SENDONARIS A, ERKIP E, AAZHANG B. User cooperation diversity- part I: system description[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(11): 1927 - 1938.
- [4] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 2004, 50(12): 3062 - 3080.
- [5] LANEMAN J N, WORNELL G W. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks[J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 2003, 49(10): 2415 - 2425.
- [6] KRAMER G, GUPTA P. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks[J]. *IEEE Transaction on Information Theory*, 2005, 51(9): 3037 - 3063.
- [7] XIE L-L, KUMAR P R. A network information theory for wireless communication: scaling laws and optimal operation [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(5): 748 - 767.
- [8] HOST-MADSEN A, ZHANG J. Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(6): 2020 - 2040.
- [9] LIANG Y, VEERAVALLI V V. Gaussian orthogonal relay channel: optimal resource allocation and capacity [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(9): 3284 - 3289.

- [10] GAMAL A E, ZAHEDI S. Capacity of a class of relay channels with orthogonal components[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2005, 51(5): 1815 - 1817.
- [11] LAI L, LIU K, EL-GAMAL H. The three node wireless network: achievable rates and cooperation strategies [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(3): 805 - 828.
- [12] 张源, 高西奇. 三节点无线高斯中继信道容量分析[J]. *通信学报*, 2006, 2(7): 127 - 134.
Zhang Yuan, Gao Xi-qi. Capacity analysis of three-node wireless Gaussian relay channel[J]. *Journal on Communications*, 2006, 2(7): 127 - 134. (in Chinese)
- [13] 张静美, 邵春菊, 王莹, et al. 基于不同信道状态信息的两跳中继系统最优功率分配[J]. *北京邮电大学学报*, 2005, 28(4): 58 - 61.
Zhang Jing-mei, Shao Chun-ju, Wang Ying, et al. Optimal power allocation for two-hop relaying system with different channel state information[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2005, 28(4): 58 - 61. (in Chinese)
- [14] 李国兵, 朱世华, 惠 ■. 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 Guo-bing, ZHU Shi-hua, HUI Hui. Power allocation in opportunistic cooperative relaying systems[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2008, 36(10): 1944 - 1948. (in Chinese)
- [15] 徐峰, 岳殿武. 分布式协作通信网络中一种新的跨层设计方案[J]. *电子学报*, 2009, 37(7): 1434 - 1439.
XU Feng, YUE Dian-wu. A novel cross-layer design scheme for distributed cooperative communication networks[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(7): 1434 - 1439. (in Chinese)

作者简介:



王文益 男,汉族,1980年4月出生于湖北省襄樊市.2008年毕业于中国科学院声学研究所,获博士学位.现为中国民航大学电子信息工程学院讲师,主要从事无线通信、阵列信号处理等方面的研究工作.

E-mail: wenyi_wang@126.com



吴仁彪 男,汉族,1966年2月出生于湖北省武汉市.1994年毕业于西安电子科技大学,获博士学位.现为中国民航大学电子信息工程学院院长,教授,博士生导师,IEEE高级会员.主要从事空时自适应信号处理、传感器阵列信号处理等方面的研究工作.