

适应低信干噪比的认知无线电双向中继方案 及其最优功率和时隙分配

陆路希, 蒋 伟, 项海格, 罗 武, 尚 勇

(北京大学信息科学技术学院现代通信所, 北京 100871)

摘 要: 认知无线电和协同通信是两种改善频谱利用率的新技术. 本文研究中继辅助的潜伏式认知无线电双向通信的可达速率. 为了更有效地使用认知无线电可用而不丰富的频谱资源, 本文针对一种结合逐级干扰消除和网络编码的双时隙双向中继方案, 考虑公平性以最大化双向通信均可达到的端到端速率为目标, 给出了其最优功率和时隙分配方法. 仿真结果表明采用所提出的功率和时隙分配的双向中继方案在实际资源严格受限的认知无线电环境中优于现有的双向中继方案.

关键词: 认知无线电; 网络编码; 双向通信; 中继

中图分类号: TP911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 01-0035-05

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.01.006

A Cognitive Two-Way Relay Scheme for Low-SINR Environments and Its Optimal Power Allocation and Time Division

LU Lu-xi, JIANG Wei, XIANG Hai-ge, LUO Wu, SHANG Yong

(State Key Laboratory of Advanced Optical Communication Systems & Networks, School of EECS, Peking University, Beijing 100871, China)

Abstract: Cognitive radio and cooperation communication are two attractive techniques to improve the spectrum utilization. We study the achievable rate of an underlying cognitive two-way relay network. A two-slot two-way relay scheme using successive interference cancellation and network coding techniques is considered to better utilize the insufficient spectrum resource of the cognitive relay network. Optimal power allocation and time division of this scheme are proposed to achieve fairness and maximize the minimum end-to-end transmit rate of bidirectional communications in the network. Numerical results verify the superiority of the proposed scheme over existing schemes in the practical strongly restricted cognitive radio environment.

Key words: cognitive radio; network coding; two-way communication; relay

1 引言

近年来,越来越多的无线通信新业务面临 3GHz 以下频段资源紧缺的困境,另一方面观测表明,部分已分配的频段上频谱利用率非常低^[1].为了克服频带资源紧缺和已分配频段频谱利用率低这对矛盾,认知无线电——一种允许非授权二级用户(认知用户)在不对授权主用户产生破坏性干扰的前提下根据环境调节参数进行传输的技术^[2],成为了近年来频谱管理和学术研究的热点.认知无线电大体可分为潜伏式(underlay),覆盖式(overlay)和交错式(interweave)三种类型^[3].本文研究潜伏式认知无线电,它要求认知用户的传输需满足在第三方接收机端(通常为授权用户接收机或监测节点)的干

扰功率限制,其基本容量限制可见文献[4].

中继辅助协同通信能够提高端到端传输效率,常见的中继方案有放大转发(AF, Amplify-and-Forward)和解码转发(DF, Decode-and-Forward)^[5].各类网络编码利用链路上双向数据流存在冗余的特点,可以提高中继网络的效率,是近年来中继通信研究的新方向^[6].

由于潜伏式认知无线电的发射功率严格受限,结合中继技术可以明显改善其传输效率^[7].文献[8]研究了认知双向中继网络的最大和速率问题.然而在双向通信中,和速率并不是唯一衡量性能的指标,公平性下的速率优化在某些业务(如双向视频通信)中更为重要.文献[9]研究了一种模拟网络编码(ANC, Analogy Network Coding)的认知双向中继的功率分配方法.然而潜伏式

认知无线电的发射功率通常严格受限,工作信干噪比很低,在这种环境下,ANC中继转发信号中噪声成分较大,功率利用率较低,性能表现不佳。

为了消除中继端噪声的影响,本文假设中继采用解码-网络编码(DNC, Decode-and-Network Coding),先逐级干扰消除(SIC, Successive Interference Cancellation)分别解码出双向通信的两路数据流,再采用网络编码将两路数据流合并后广播出去.考虑公平性,本文研究这种中继方案下,最大化双向通信均可达到的端到端传输速率的功率和时隙分配方法。

2 系统模型

2.1 网络和信道模型

假设如图1的潜伏式认知中继网络,包括两个互为源宿的认知节点(SU1和SU2),分别标号为1和2,一个辅助认知节点交换信息的中继节点,标号为3,均为单天线时分半双工节点.为了保护授权用户,在其覆盖范围边界存在 K 个监测节点,标号为 $M_k, k \in \{1, \dots, K\}$.认知网络的传输必须满足在任一监测节点处的干扰功率低于某一预设门限。

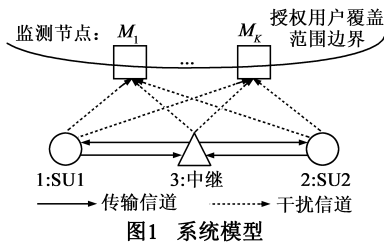


图1 系统模型

为简单起见,本文设网络中任意节点对的传输均采用理想的高斯编码^[10],其速率 R 与信干噪比SINR之间的关系为:

$$R = W \log_2(1 + \text{SINR}) = W \log_2 \left(1 + \frac{gP}{I + \sigma^2} \right) \quad (1)$$

其中 W 表示带宽, P 为发射功率, I 为干扰功率, σ^2 为高斯白噪声功率, g 为信道功率增益,对于任意两个节点 i 和节点 j ,从 i 到 j 的 $g_{i,j}$ 可以表示为:

$$g_{i,j} = |h_{i,j}|^2 = kd_{i,j}^{-\epsilon} f_{i,j} \quad (2)$$

其中 k 和 ϵ 是路径损耗因子, $d_{i,j}$ 表示两个节点间的距离, $h_{i,j}$ 为复信道响应, $f_{i,j}$ 为衰落因子.设所有信道均为块衰落信道.类似文献[4],本文研究认知双向通信端到端可达速率的上限,因此假设收发端均具有全部完美信道信息.传输信道信息可以通过认知节点与中继节点的控制信令交换得到,干扰信道信息可以通过监测节点定期发送的信标根据信道互易性得到。

2.2 双向DNC中继通信规程

令认知网络的每帧时长为 T ,分为2个时隙,分别长为 $T^{(1)}$ 和 $T^{(2)}$.如图2所示,在第一时隙,两个认知节

点同时发送数据给中继节点;在第二时隙,中继广播数据给两个认知节点。

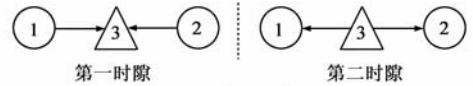


图2 双向DNC中继通信规程示意图

令一帧的起始时刻为0,第一时隙,中继端接收到的混合信号为:

$$y_3(t) = \sqrt{P_1} h_{1,3} x_1(t) + \sqrt{P_2} h_{2,3} x_2(t) + n_3(t) \quad (3)$$

其中 $t \in [0, T^{(1)}]$ 表示时间, x_i 为节点 i 发出的信号,服从均值为0方差为1的复高斯分布, $n_i \sim CN(0, \sigma_i^2)$ 为在接收节点 i 处的高斯白噪声.与文献[4]类似,假设授权用户发射机(如电视塔)距离认知网络较远,其对认知节点的干扰相对于本地噪声较弱,因此可将其干扰并入噪声中考虑。

SU1和SU2在第一时隙发射的数据流(单位:比特)分别表示为 \mathbf{d}_1 和 \mathbf{d}_2 .为了实现速率公平性并便于网络编码,令 \mathbf{d}_1 和 \mathbf{d}_2 的长度相等,因此SU1和SU2在第一时隙的传输速率相等。

第一时隙传输过程可以看成是一个多址接入过程,接收机采用逐级干扰消除解码可以达到该过程的信道容量界^[10].分别解码得到 \mathbf{d}_1 和 \mathbf{d}_2 后,中继采用网络编码将两路信号流合并为一个新的等长的数据流:

$$\mathbf{d}_3 = \mathbf{d}_1 \oplus \mathbf{d}_2 \quad (4)$$

其中 \oplus 表示异或操作。

第二时隙,中继对新的数据流 \mathbf{d}_3 进行高斯编码并全部广播出去.此时SU1和SU2的接收信号表示为:

$$y_i(t) = \sqrt{P_3} h_{3,i} x_3(t) + n_i(t), i \in \{1, 2\} \quad (5)$$

其中 $t \in [T^{(1)}, T^{(1)} + T^{(2)}]$,成功解码出 \mathbf{d}_3 后,SU1(或SU2)即可利用已知的自身在第一时隙发出的数据流从 \mathbf{d}_3 中重建出对方发送的数据流:

$$\mathbf{d}_j = \mathbf{d}_3 \oplus \mathbf{d}_i, i, j \in \{1, 2\}, j \neq i \quad (6)$$

2.3 限制条件

为保护授权用户,在每个监测节点处,认知网络产生的干扰不能超过一个既定门限.干扰功率限制在第一时隙表示为:

$$g_{1,M_k} P_1 + g_{2,M_k} P_2 \leq Q_{M_k}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K\} \quad (7)$$

在第二时隙表示为:

$$g_{3,M_k} P_3 \leq Q_{M_k}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K\} \quad (8)$$

其中 Q_{M_k} 表示监测节点 M_k 处所设定的干扰功率门限。

同时认知节点和中继节点还需满足自身的发射功率限制:

$$0 \leq P_i \leq \bar{P}_i, i \in \{1, 2, 3\} \quad (9)$$

其中 \bar{P}_i 表示节点 i 的发射功率上限。

3 最优功率和时隙分配

由于认知中继网络的传输分为两个相互正交的时隙,可分别研究每个时隙上的最优功率分配.然后根据每个时隙所能达到的速率分配时隙长度,并计算等效的端到端传输速率.

3.1 第一时隙功率分配

如 2.2 节所述,为了实现 SU1 和 SU2 的公平和便于网络编码,在第一时隙上它们的速率应相等.由于认知节点到中继节点的点对点速率是 SINR 的函数,最大化两个认知节点到中继节点均可支持的传输速率等效于最大化它们间的最小 SINR 问题:

$$\begin{aligned} & \max_{P_i, P_j} \min \{ \text{SINR}_{1,3}, \text{SINR}_{2,3} \} \\ \text{s.t.} & \begin{cases} g_{1,M_k} P_1 + g_{2,M_k} P_2 \leq Q_{M_k}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K\} \\ 0 \leq P_i \leq \bar{P}_i, \forall i \in \{1, 2\} \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

其中,优化变量为 P_i 和 P_j ,目标函数为 $\min \{ \text{SINR}_{1,3}, \text{SINR}_{2,3} \}$,前 K 个限制为干扰限制,后 2 个限制为认知节点的功率限制, $\text{SINR}_{i,3}, i \in \{1, 2\}$ 表示从 $\text{SU}i$ 到中继节点的 SINR.

不失一般性,令中继先解码 $\text{SU}i, i \in \{1, 2\}$ 的数据,再解码 $\text{SU}j, j \in \{1, 2\} \setminus i$ 的数据,此时两个 SINR 可分别写成 P_i 和 P_j 的连续函数:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{i,3} &= \frac{g_{i,3} P_i}{g_{j,3} P_j + \sigma_3^2} \\ \text{SINR}_{j,3} &= \frac{g_{j,3} P_j}{\sigma_3^2} \end{aligned} \quad (11)$$

假设最优时的 SINR 表示为 $\text{SINR}_{i,3}^*$ 和 $\text{SINR}_{j,3}^*$.若 $\text{SINR}_{i,3}^* < \text{SINR}_{j,3}^*$,单方面降低 P_j 直至两个 SINR 相等可提高此时的最小 SINR,即 $\text{SINR}_{i,3}^*$ 与 $\text{SINR}_{i,3}^*$ 和 $\text{SINR}_{j,3}^*$ 的最优性矛盾,因此 $\text{SINR}_{i,3}^* \geq \text{SINR}_{j,3}^*$.若 $\text{SINR}_{i,3}^* \geq \text{SINR}_{j,3}^*$,单方面降低 P_i 直至等号成立不会改变此时的最小 SINR 的值.因此,不影响最优性,可令 $\text{SINR}_{i,3}^* = \text{SINR}_{j,3}^*$,则 P_i 和 P_j 之间的关系为:

$$P_i = \frac{g_{i,3}^2 P_j^2}{g_{i,3} \sigma_3^2} + \frac{g_{i,3} P_j}{g_{i,3}} \quad (12)$$

此时最大化最小 SINR 等同于最大化 $\text{SINR}_{j,3}$. $\text{SINR}_{j,3}$ 是 P_j 的单调增函数,因此在所有限制下 P_j 的可取的最大值即为 $\text{SU}j$ 的最优功率值.

为确定最优 P_j 的取值,将式(12)代入干扰限制式(7)和 $\text{SU}i$ 的功率限制式(9),并整理后得到以下 $K+1$ 个二次不等式:

$$\begin{aligned} & \frac{g_{i,M_k} g_{j,3}^2}{g_{i,3} \sigma_3^2} P_j^2 + \left(\frac{g_{i,M_k} g_{j,3}}{g_{i,3}} + g_{j,M_k} \right) P_j - Q_{M_k} \leq 0, \\ & \forall k \in \{1, 2, \dots, K\} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\frac{g_{i,3}^2}{g_{i,3} \sigma_3^2} P_j^2 + \frac{g_{i,3}}{g_{i,3}} P_j - \bar{P}_i \leq 0 \quad (14)$$

考虑 P_j 不小于 0,根据二次不等式(13)和(14)有:

$$0 \leq P_j \leq \frac{\sqrt{b_k^2 - 4a_k c_k} - b_k}{2a_k}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K+1\} \quad (15)$$

其中 $a_k > 0, b_k > 0$ 和 $c_k < 0$ 分别为第 k 个不等式中的 P_j 的二次项、一次项和常数项的系数.结合 $\text{SU}j$ 自身的功率限制,可得 P_j 的最优取值为:

$$P_j^* = \min \left\{ \bar{P}_j, \frac{\sqrt{b_k^2 - 4a_k c_k} - b_k}{2a_k}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K+1\} \right\} \quad (16)$$

将 P_j^* 代入式(12)则可得到相应的 $\text{SU}i$ 的最优功率值 P_i^* .考虑到有 2 种可能的解码顺序,可以得到 2 对最优功率分配对,从中选出最小 SINR 最大的即为最终的第一时隙的最优功率分配结果.因此第一时隙两个认知用户均可支持的最大速率 $R^{(1)}$ 可以表示为:

$$R^{(1)} = W \log_2 \left(1 + \frac{\max \{ g_{1,3} P_1^{*(2,1)}, g_{2,3} P_2^{*(1,2)} \}}{\sigma_3^2} \right) \quad (17)$$

其中 $P_j^{*(i,j)}$ 表示根据式(16)得到的先解码 $\text{SU}i$ 再解码 $\text{SU}j$ 时 $\text{SU}j$ 的最优功率值.

3.2 第二时隙功率分配

第二时隙仅有中继发射信号,因此中继发射功率越大速率越高,在干扰功率限制式(8)和发射功率限制式(9)下,中继最优发射功率为:

$$P_3^* = \min \left\{ \bar{P}_3, \frac{Q_{M_k}}{g_{3,M_k}}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K\} \right\} \quad (18)$$

中继广播的速率应为 $\text{SU}1$ 和 $\text{SU}2$ 端均可支持的速率,表示为:

$$R^{(2)} = W \log_2 \left(1 + \min \left\{ \frac{g_{3,1}}{\sigma_1^2}, \frac{g_{3,2}}{\sigma_2^2} \right\} \times P_3^* \right) \quad (19)$$

3.3 时隙分配和等效端到端传输速率

已知第一时隙和第二时隙分别长为 $T^{(1)}$ 和 $T^{(2)}$,且 $T^{(1)} + T^{(2)} = T$.此外,中继广播的数据流长度与 $\text{SU}1$ 或 $\text{SU}2$ 发出的数据流长度相同,也即 $T^{(1)} R^{(1)} = T^{(2)} R^{(2)}$.据此可求得两个时隙的时长分别为:

$$T^{(1)} = \frac{TR^{(2)}}{R^{(1)} + R^{(2)}}, T^{(2)} = \frac{TR^{(1)}}{R^{(1)} + R^{(2)}} \quad (20)$$

因此 $\text{SU}1$ 和 $\text{SU}2$ 间双向通信的均可支持的等效端到端传输速率为:

$$\tilde{R} = \frac{T^{(1)} R^{(1)}}{T} = \frac{R^{(1)} R^{(2)}}{R^{(1)} + R^{(2)}} \quad (21)$$

4 数值结果和分析

本节建立仿真,通过与第一时隙两个认知源节点

等功率分配的 DNC 中继, ANC 中继^[9], 传统 4 时隙 AF 或 DF 中继^[5]和传统无中继直接传输方案对比, 评估本文的 DNC 中继方案在最优功率和时隙分配(以下简称最优分配)下的性能. 传统方案每个时隙仅有 1 个节点发射信号, 其功率设置为满足所有限制的最大值, 通过时隙分配来实现 2 个端到端速率公平性. 为便于仿真, 考虑仅有 1 个监测节点, 如图 3 所示, SU1 和 SU2 相距 100m, 中继位于两个认知节点的中间, 在 SU1-SU2 的连线的中垂线上距离连线 100m 处存在 1 个监视节点. 同文献[9], 式(2)中的路径损耗因子设为 $k = 0.097$ 和 $\epsilon = 4$. 假设所有信道均为瑞利块衰落信道, 所有衰落因子 $f_{i,j}$ 独立且服从均值为 1 的指数分布. 认知节点和中继节点的带内噪声功率均为 -110dBm , 发射功率上限均为 0.5W . 所有结果均为平均了 10000 种随机生成的信道实现的结果.

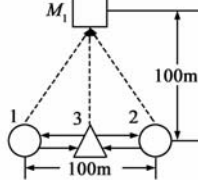


图3 仿真模型

图 4 给出了监测节点具有不同的干扰门限值时的认知中继网络的等效传输速率. 干扰门限越低, 认知网络发射功率受限越严格, 接收 SINR 也就越低. 如图所示, 最优分配的 DNC 中继的性能总是优于等功率分配的 DNC 中继. 传统的 AF 或 DF 中继由于没有利用信号冗余性, 在双向通信中的性能总是较差. 当干扰门限接近噪声功率甚至更低时, 本文的最优分配的 DNC 中继的性能最佳. ANC 中继由于中继端的噪声包含在转发信号中, 当干扰门限很低从而造成中继端 SINR 很低时, 中继转发的功率效率损失较大, 极大影响 ANC 中继的性能. 而本文的 DNC 中继由于中继功率全部用于转发有用信息, 在低 SINR 环境中工作良好. 随着干扰门限的增高, DNC 中继的性能逐渐被 ANC 中继和直接通信超过, 这是由于 DNC 中继的传输速率受限于第一时隙的中继端的多址接入的干扰信道容量(这里干扰指 2 个认知节点间的干扰), 而由于 ANC 中继不解码信息, 中继放大转发信号中两路信号的相互干扰在终端可以完美消除^[9], 而直接通信不经过中继, 两路通信在时间

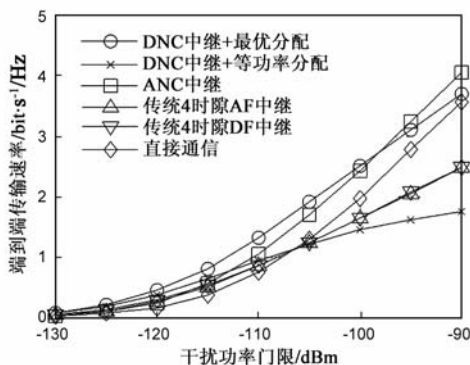


图4 等效端到端速率与干扰门限的关系

上是正交的互不干扰的, 因此均不受该容量限制, 在噪声影响很小时效率更高.

接下来固定干扰门限为 -110dBm (仿真中的噪声功率水平)改变中继在 SU1-SU2 连线上的位置. 如图 5 所示, 对于最优分配的 ANC 和 DNC 中继方案, 中继设置在中间时的等效速率最佳, 这符合本仿真环境中端到端速率公平性准则下的预期. 本文的最优分配的 DNC 中继在所有仿真位置上均优于其他方案, 表现了其在发射功率受干扰门限严重制约的环境中的性能优势.

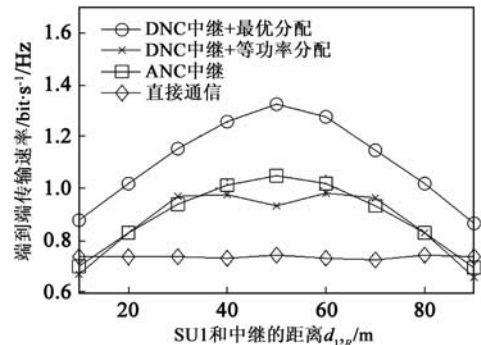


图5 等效端到端速率与中继位置的关系

5 结束语

本文研究认知双向中继通信中的功率和时隙分配问题. 本文考虑中继节点采用逐级干扰消除解码和网络编码来促进 2 个认知节点间的信息交换, 考虑双向通信公平性, 以最大化端到端均可支持的传输速率为目标, 给出了这一中继方案的最优功率和时隙分配方法. 仿真结果验证了本文的功率和时隙分配方法的优越性, 并显示了本文的解码-网络编码中继相比其他现有的双向中继方案, 在认知网络的发射功率受干扰限制严重约束的环境里的端到端速率优势.

参考文献

- [1] Spectrum policy task force. ET Docket No. 02-135[R]. Federal Communications Commission. Nov. 2002.
- [2] J Mitola III. Cognitive radio an integrated agent architecture for software defined radio[D]. Stockholm, Sweden: Royal Institute of Technology (KTH), 2000.
- [3] A Goldsmith, S A Jafar, I Maric, S Srinivasa. Breaking spectrum gridlock with cognitive radios: an information theoretic perspective [J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(5): 894 - 914.
- [4] A Ghasemi, E S Sousa. Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments [J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2007, 6(2): 649 - 658.
- [5] J N Laneman, D N C Tse, G W Wornell. Cooperative diversity

in wireless networks: efficient protocols and outage behavior [J]. *IEEE Trans Inf Theory*, 2004, 50(12): 3062 – 3080.

- [6] R Ahlswede, C Ning, S Y R Li, R W Yeung. Network information flow [J]. *IEEE Trans Inf Theory*, 2000, 46(4): 1204 – 1216.
- [7] L Musavian, S S Aissa, S Lambotharan. Effective capacity for interference and delay constrained cognitive radio relay channels [J]. *IEEE Trans Wireless Commun*, 2010, 9(5): 1698 – 1707.
- [8] K Jitvanichphaibool, Y C Liang, R Zhang. Beamforming and power control for multi-antenna cognitive two-way relaying [A]. *Proc IEEE WCNC'09* [C]. Budapest, Hungary: IEEE, 2009. 1 – 6.
- [9] Lu Luxi, Jiang Wei, Xiang Haige, Luo Wu. New optimal power allocation for bidirectional communications in cognitive relay network using analog network coding [J]. *China Communications*, 2010, 7(4): 144 – 148.
- [10] D Tse, P Viswanath. *Fundamentals of Wireless Communication* [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2005. 168 – 170, 229 – 232.

作者简介



陆路希 男, 1982年9月生于上海. 2005年毕业于南开大学获工学学士学位, 2011年于北京大学获工学博士学位, 现为西南电子电信技术研究所工程师, 从事认知无线电方面的有关研究.

E-mail: luluxi@pku.edu.cn



蒋伟 男, 1974年10月生于湖南衡阳. 1997年, 2003年在北京大学分别获理学学士和工学博士学位, 现北京大学信息科学技术学院副教授, 从事卫星和无线通信方面的有关研究.

E-mail: jiangwei@pku.edu.cn



项海格 男, 生于1941年, 现北京大学信息科学技术学院教授, 研究方向包括数字通信和信号处理, 卫星与无线通信, 多用户检测和 MIMO 技术.

E-mail: xianghg@pku.edu.cn



罗武 男, 生于1970年, 分获北京大学理学学士, 理学硕士和工学博士, 现北京大学信息科学技术学院教授, 研究方向包括数字通信和数字信号处理, 扩频通信, 信道估计, MIMO, 数字调制和编码技术.

E-mail: luow@pku.edu.cn



尚勇 男, 1970年12月生于四川绵阳, 2000年于西安电子科技大学获工学博士学位, 现北京大学信息科学技术学院副教授, 研究方向包括通信信号处理和并行信号处理.

E-mail: shangyong@pku.edu.cn