

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.03.016

OFDM 双向多跳网络的新型比特和功率分配算法^{*}

陈晓栋^{**}

(海军装备部 飞机办公室,北京 100071)

摘 要:结合新型双向多跳网络协议和正交频分复用技术,研究旨在保证通信质量情况下的自适应比特和功率分配算法,其目的是以较小发送功率和较高频谱效率完成通信。通过凸优化理论推导出最优功率分配算法,并提出一种基于贪婪原则的自适应比特分配算法,能够以较低的复杂度在实际工程中完成部署。仿真分析表明,提出的双向多跳算法是传统多跳协议频谱效率的 2 倍,所需发送功率是平均资源分配算法的 1/3。

关键词:双向多跳网络;OFDM;比特分配;功率分配

中图分类号:TN929.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2013)03-0307-05

A Novel Bit and Power Allocation Algorithm for OFDM-based Two-way Multihop Network

CHEN Xiao-dong

(Aircraft Office of Naval Equipment Department, Beijing 100071, China)

Abstract: In Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)-based two-way multihop system, the adaptive bit and power allocation with guaranteed quality of service (QoS) is investigated to complete the two-way communication with the lower power consumption and higher spectral efficiency. Based on convex theory, the closed-form formulation of optimal power allocation is derived. Then, a greedy-based bit allocation algorithm is proposed, which can be implemented in practical scenario with low complexity. The simulation shows that the proposed algorithm has twice spectral efficiency than the traditional multihop protocol, while the transmit power is 1/3 of average allocation algorithm.

Key words: two-way multihop network; OFDM; bit allocation; power allocation

1 引 言

多跳无线网络由于提供改善系统速率和扩大覆盖范围的能力,近年来受到学术研究和商业应用的广泛重视。目前热门的 ad hoc 网络、传感器网络、无线 mesh 网络和蜂窝中继网络都属于多跳无线网络的范畴。但是,无线通信中间节点一般考虑半双工模式,导致频谱效率大为下降,成为多跳无线网络长期无法解决的固有缺陷。直到 2006 年,Popovski 等人^[1]首次在多跳无线网络中突破性提出了双向放大

转发传输的概念,才使得这一缺陷在进行双向通信的多跳场景获得解决。随后文献[2-6]对双向多跳网络做出一系列贡献,形成了频谱高效利用的双向多跳传输方案。其中文献[6]中更是搭建基于 GNU Radio^[7]的软件无线电平台,实现了 500 kb/s 试验传输,验证了双向多跳传输方案的可行性。结合下一代移动通信系统的核心技术之一的正交频分复用技术(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM), OFDM 双向多跳网络在近年也受到越来越多的重视,但据目前调研所知,OFDM 双向多跳网络中对应的比特和功率分配算法尚未得到研究。

^{*} 收稿日期:2012-11-02;修回日期:2012-12-31 Received date:2012-11-02;Revised date:2012-12-31

^{**} 通讯作者:chenjerry1973@163.com Corresponding author:chenjerry1973@163.com

• 307 •

在保证系统误比特率和传输速率指标下,本文提出一种 OFDM 双向多跳无线网络下的新型资源分配算法,该算法分为功率分配和比特分配两部分。首先利用凸优化理论中最优解存在的 Karush-Kuhn-Tucker(KKT)条件^[8],推导出最优的子载波功率分配算法的闭合数学表达式;然后,基于贪婪原则利用已知信道状况信息,提出了双向多跳方案下的比特分配算法,实现双向传输的两个方向同时进行比特在多个子载波间的最优分配。

2 OFDM 双向多跳网络传输模型

本文考虑 OFDM 双向两跳场景下功率和比特分配问题,分析可能到达最小发送功率完成通信的方案。双向两跳场景如图 1 所示,两端节点 S_1 和 S_2 想要完成双向通信,但是由于障碍物或者距离等原因无法实现直接通信,此时引入一个中间节点 R 协助端节点完成通信。

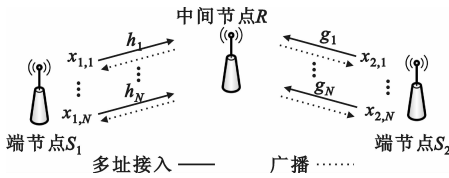


图 1 OFDM 双向两跳系统模型

Fig.1 OFDM-based two-way two-hop system model

考虑 OFDM 系统划分 N 个子载波,每个子载波宽度为 W Hz,且都设置为可以采用不同的调制方式和发送功率的模式。在实际的通信系统中,将根据信道状况采用不同的调制方式,显而易见的是不同调制方式所承载的信息比特数必然是整数,因此这里我们考虑分配给每个子载波的比特数取值范围是 1 到 K 的整数。本文考虑信道互易性成立,即有 S_1 和 R 之间在第 n 个子载波上的上下行信道复系数可以用同一个变量 h_n 表示;同理, S_2 和 R 之间在第 n 个子载波上的上下行信道复系数表示为 g_n 。此外,两节点 S_1 、 S_2 和中间节点 R 在第 n 个子载波的接收端高斯白噪声分别表示为 $v_{S_1,n} \sim CN(0, \sigma^2)$ 、 $v_{S_2,n} \sim CN(0, \sigma^2)$ 和 $v_{R,n} \sim CN(0, \sigma^2)$ 。

在本文采用双向放大转发协议中,完成两用户间的一次 OFDM 符号数据交换需要两时隙完成,对应图 1 所示,两个时隙分别被命名为多址接入和广播阶段。由于各子载波间信号表达式相对独立,所以下面将采用第 n 个子载波上的信号表达式演示传输过程。

首先在多址接入阶段, S_1 以功率 $P_{s_1,n}$ 发送信号

$x_{1,n}$,与此同时 S_2 以功率 $P_{s_2,n}$ 发送信号 $x_{2,n}$ 。考虑完美同步的情况,中继节点接收到的信号为 S_1 和 S_2 发送信号在天线处叠加产生的信号,表示为

$$y_n = h_n \sqrt{P_{s_1,n}} x_{1,n} + g_n \sqrt{P_{s_2,n}} x_{2,n} + v_{R,n}$$

在广播阶段,中间节点将接收到的叠加信号 y_n 的功率调整为 $p_{R,n}$ 后,将调整后的信号广播到两端节点。功率调整因子可表示为

$$\alpha_n = p_{R,n} / (|h_n|^2 P_{s_1,n} + |g_n|^2 P_{s_2,n} + \sigma^2)$$

因此最终在第 n 个子载波上,用户 S_1 和 S_2 接收到的信号分别为

$$\begin{aligned} z_{1,n} &= h_n \sqrt{\alpha_n} (\underbrace{h_n \sqrt{P_{s_1,n}} x_{1,n} + g_n \sqrt{P_{s_2,n}} x_{2,n}}_{\text{自干扰}} + v_{R,n}) + v_{S_1,n} \\ z_{2,n} &= g_n \sqrt{\alpha_n} (\underbrace{h_n \sqrt{P_{s_1,n}} x_{1,n} + g_n \sqrt{P_{s_2,n}} x_{2,n}}_{\text{自干扰}} + v_{R,n}) + v_{S_2,n} \end{aligned} \quad (2)$$

在接收端,将自身发送的信号作为边信息,完成从接受的信号中移除自身干扰分量,可以得到对端发送的信号。 S_1 和 S_2 在第 n 个子载波的接收信噪比可以分别表示为

$$\begin{aligned} \gamma_{1,n} &= \frac{|g_n|^2 |h_n|^2 \alpha_n P_{s_2,n}}{(1 + |h_n|^2 \alpha_n) \sigma^2} \\ \gamma_{2,n} &= \frac{|g_n|^2 |h_n|^2 \alpha_n P_{s_1,n}}{(1 + |g_n|^2 \alpha_n) \sigma^2} \end{aligned} \quad (3)$$

3 子载波功率和比特分配问题

本文考虑的服务质量为误比特率 (Bit Error Rate, BER) 和传输速率,当 OFDM 设计好后传输速率即可等效为每个 OFDM 符号传输的比特数。因此本文研究问题描述为:在新型的双向多跳网络中考虑给定 BER 和每 OFDM 符号传输比特数情况下,最小化传输功率。

当采用 M 进制正交幅度调制 (M -ary Quadrature Amplitude Modulation, M-QAM),以误比特率 P_e 传送 c 比特的信噪比 (E_b/N_0) 门限^[9]为

$$\rho(c) = \frac{1}{3} \left[Q^{-1} \left(\frac{P_e}{4} \right) \right]^2 (2^c - 1)$$

式中, Q 函数定义为 $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 。考

虑 $\frac{E_b}{N_0}$ 到 $\frac{P}{N_0 W}$ 的转化后,可以得到转换后的信噪比 (P/σ^2) 表达式

$$f(b_{2,n}) = \rho(c) \lg(M) / (T_s W)$$

式中, T_s 为符号周期。

令 $b_{1,n}$ 和 $b_{2,n}$ 分别表示链路 $S_1 \rightarrow R \rightarrow S_2$ 和 $S_2 \rightarrow$

$R \rightarrow S_1$ 在第 n 个子载波上分配的比特数, 且 $b_1 = \sum_{n=1}^N b_{1,n}$ 和 $b_2 = \sum_{n=1}^N b_{2,n}$ 表示对应链路上一个 OFDM 符号需要传输的总比特数, 那么最优化问题可以建模为如下形式:

$$\begin{aligned} & \text{minimize } \sum_{n=1}^N p_{S_1,n} + p_{S_2,n} + p_{R,n} \\ & \text{subject to } \gamma_{1,n} \geq f(b_{2,n}), \gamma_{2,n} \geq f(b_{1,n}), \forall n \\ & \sum_{n=1}^N b_{1,n} = b_1, \sum_{n=1}^N b_{2,n} = b_2 \end{aligned} \quad (4)$$

其目标函数为最小化各节点的总发送功率, 约束为满足需要的双向 OFDM 符号比特对 $\{b_1, b_2\}$ 和误比特率 P_e 。可以注意到, 每个子载波上分别分配的比特对 $\{b_{1,n}, b_{2,n} | n = 1, 2, \dots, N\}$ 给定时, 那么每个子载波所需的功率将相互独立, 所以每个子载波所需最小功率可以分别计算。因此, 以下将最优化问题分为比特分配问题和子载波功率分配问题进行分析。

3.1 子载波功率分配

下面讨论第 n 个子载波在给定所需双向比特对 $\{b_{1,n}, b_{2,n}\}$ 时的最小发送功率。根据系统模型, 第 n 个子载波上的发送总功率最小化优化问题可表示为以下形式:

$$\begin{aligned} & \text{minimize } p_{S_1,n} + p_{S_2,n} + p_{R,n} \\ & \text{subject to } \gamma_{1,n} \geq f(b_{2,n}), \gamma_{2,n} \geq f(b_{1,n}) \end{aligned} \quad (5)$$

将功率调整因子 α_n 代入上式, 则问题变形为如下形式:

$$\begin{aligned} & \text{minimize } (1 + |h_n|^2 \alpha_n) p_{S_1,n} + (1 + |g_n|^2 \alpha_n) p_{S_2,n} + \alpha_n \sigma^2 \\ & \text{subject to } \gamma_{1,n} \geq f(b_{2,n}), \gamma_{2,n} \geq f(b_{1,n}) \end{aligned} \quad (6)$$

由最优解存在的 KKT 最优化条件, 可确定最优解在可行域边缘, 即有

$$\begin{aligned} p_{s_1,n} &= \frac{f(b_{1,n})(1 + |g_n|^2 \alpha_n) \sigma^2}{|g_n|^2 |h_n|^2 \alpha_n}, \\ p_{s_2,n} &= \frac{f(b_{2,n})(1 + |h_n|^2 \alpha_n) \sigma^2}{|g_n|^2 |h_n|^2 \alpha_n} \end{aligned} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6), 最优化问题简化为求下式的最小值:

$$\begin{aligned} P_n(\alpha_n, b_{1,n}, b_{2,n}) &= \\ & \frac{(1 + |h_n|^2 \alpha_n)(1 + |g_n|^2 \alpha_n)(f(b_{1,n}) + f(b_{2,n})) \sigma^2}{|g_n|^2 |h_n|^2 \alpha_n} + \alpha_n \sigma^2 \end{aligned} \quad (8)$$

通过对 $P_n(\alpha_n, b_{1,n}, b_{2,n})$ 求 α_n 的偏导, 可以轻易地得到 α_n 的最优取值, 具体推导如下:

$$P'_n(\alpha_n, b_{1,n}, b_{2,n}) = \frac{\partial P'_n(\alpha_n, b_{1,n}, b_{2,n})}{\partial \alpha_n} = 0 \quad (9)$$

$$\Rightarrow \alpha_n = (m_n / (|g_n|^2 |h_n|^2 (m_n + 1)))^{\frac{1}{2}}$$

式中, $m_n = f(b_{1,n}) + f(b_{2,n})$ 。将式(9)代入式(8), 则给定双向传输比特对 $\{b_{1,n}, b_{2,n}\}$ 时的第 n 个子载波上的最小功率和为

$$P_n(b_{1,n}, b_{2,n}) = \left(\frac{m_n}{|g_n|^2} + \frac{m_n}{|h_n|^2} + 2 \left(\frac{m_n(m_n + 1)}{|g_n|^2 |h_n|^2} \right)^{\frac{1}{2}} \right) \sigma^2 \quad (10)$$

3.2 联合比特分配

与传统的 OFDM 系统中不同用户不能共享子载波相比, 新型 OFDM 双向多跳方案下两用户在同一子载波上可以同时发送信息, 因此基于传统 OFDM 系统的比特分配算法^[10-11]在双向多跳场景下不再适用。下面我们将基于 OFDM 双向多跳网络, 提出一种新型比特自适应分配算法, 具体流程如图 2 所示。

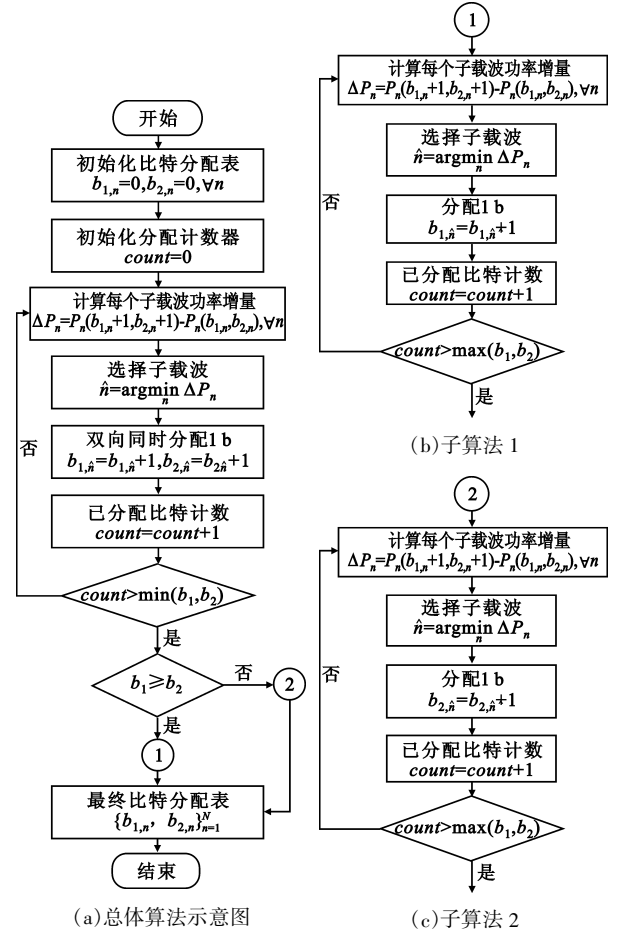


图 2 OFDM 双向多跳网络联合比特分配算法
Fig.2 Joint bit allocation algorithm for OFDM-based two-way multihop network

由于双向多跳系统考虑在信道中进行双向通信, 即需要在两端节点同时进行联合比特分配, 本文所提

出的比特算法思路是两端节点同时进行联合分配比特,当其中一个端节点比特分配完毕,则转入单节点比特分配算法。如图 2 所示,具体步骤描述如下:

- (1)两端节点在各子载波分配的比特数初始化为零;
- (2)两节点同时向同一个子载波两边尝试分别分配一个比特,计算功率增量,从 1~N 子载波循环;
- (3)选择功率增量最小的子载波,将两端节点向其分配比特数加 1;
- (4)判断是否有一个端节点比特分配完毕,是则跳到步骤 5,否则跳到步骤 2;
- (5)如果端节点 1 剩余比特未分配完毕则跳到子算法 1,否则跳到子算法 2;
- (6)以子算法 1 为例,节点 1 向一个子载波尝试分配一个比特,计算功率增量,从 1~N 子载波循环;
- (7)选择功率增量最小的子载波,将端节点 1 向其分配比特数加 1;
- (8)判断是否端节点 1 比特分配完毕,否则跳到步骤 6,是则跳到步骤 9;
- (9)算法结束,得到两节点最终的联合比特分配表。

值得注意的是,本节所提的算法为了减低复杂度分成了两部分进行,所以总体最优性不再保证,具体性能将在仿真部分进行分析。在获得比特分配方案后,根据先前推导的子载波功率分配闭合表达式可以计算出每个子载波功率分配方案和最小总功率。

4 仿真和性能分析

本节将采用数值仿真的方式来分析本文所提出 OFDM 双向多跳网络的联合比特和功率分配算法方案的性能。仿真采用蒙特卡罗法,总计的迭代统计次数为 1×10^8 次,噪声方差参数选定为 $\sigma^2 = N_0/2 = -174$ dBm/Hz。为更符合实际场景,信道建模采用联合瑞利衰落和路径损耗模型,其数学表达式为 $h = L \times v$,其中 L 表示平均路径损耗,其数学表达式为 $L = \sqrt{\tau_0 (d_0/d)^{\alpha}}$; d 表示节点之间的距离。天线远场参考距离 $d_0 = 10$ m,路径损耗系数 $\alpha = 3$,信道损耗常数 τ_0 (dB) = $20 \lg(\lambda/4\pi d_0)$,考虑 900 MHz 系统,因此 $\tau_0 \approx 7.0433 \times 10^{-6}$ 。 v 表示服从零均值、单位方差的循环对称复高斯分布 (Circularly Symmetric Complex Gaussian, CSCG) $\sim CN(0,1)$ 。仿真考虑两端节点间距离 1 000 m,中间节点位于用户之间位置。仿真考虑子载波宽度 15 kHz,拥有 N 个子载波,符号周期长度 $T_s = 66.7 \mu s$ 。

4.1 频谱效率分析

新型 OFDM 双向多跳网络协议具备比传统协议^[10-11]更高的频谱效率,在两跳情况下完成双向通信可以提升频谱效率 1 倍左右。从理论分析来看,传统协议完成从端节点 S_1 到 S_2 方向一个 OFDM 符号传输 x 比特,而反向传输 y 比特,需要 4 个时隙完成,则达到的频谱效率为

$$(x+y)/(4T_s)/(15000N) \text{ b/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$$

而采用双向多跳协议,传输需要两个时隙完成,则频谱效率为

$$(x+y)/(2T_s)/(15000N) \text{ b/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$$

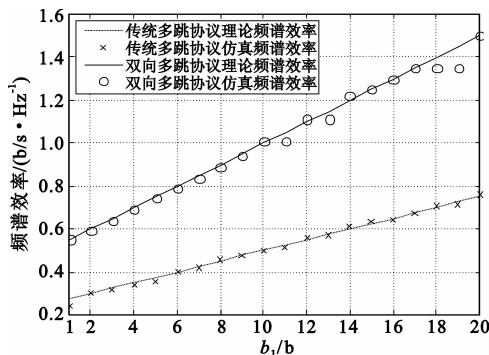


图 3 OFDM 双向多跳协议频谱效率
Fig.3 Spectral efficiency of OFDM-based two-way multihop protocol

仿真中考虑从端节点 S_1 到 S_2 方向一个 OFDM 符号传输比特数变化范围为 1~20 b,而反向传输固定为 10 b,子载波数为 10。通过理论和仿真曲线可以观察到,本文研究的新型 OFDM 双向多跳协议相比传统多跳协议在两跳场景下提升了约 1 倍的频谱效率,证明了双向多跳协议可以在一定场景下克服多跳网络固有频谱效率下降的问题。

4.2 能量效率分析

仿真中考虑从端节点 S_1 到 S_2 方向一个 OFDM 符号传输比特数变化范围为 4~32 b,而反向传输固定为 4 b,子载波数为 4,要求误比特率 1×10^{-8} 。可以观察到所提出的联合比特和功率分配算法性能几乎与理论最优的穷尽搜索算法一致,仅在传输比特数较低时存在一定差异,但算法复杂度大大降低,算法复杂度在下一节将进行分析。而传统多跳协议下的比特和功率分配算法^[10-11]完成相同 OFDM 符号传输需要比本文提出方案更多的能量,且频谱效率如上节所示下降一半,因此传统多跳方案从频谱效率和能量效率两方面都大大劣于本文所提出的新型双向多跳资源分配方案。本节还通过与平均比特和功率分配算法进行对比,提出的算法可以降低耗能

约 30%,充分显示了比特和功率分配带来的优势。

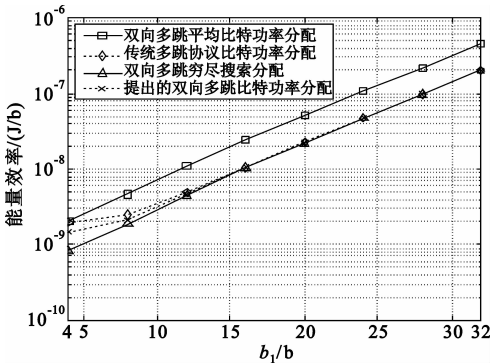


图 4 新型联合比特和功率分配算法能量效率
Fig.4 Energy efficiency of the joint bit and power allocation algorithm

4.3 算法复杂度分析

本节将分析所提出算法复杂度,提出的算法时间复杂度只有 $\max(O(b_1N), O(b_2N))$,与此对比穷尽搜索的复杂度是 $O(N^{b_1+b_2})$,表 1 是采用 Intel Xeon 4 核2.93 GHz电脑配置计算 Matlab 进行算法运算所需要的时间。

表 1 算法时间复杂度对比
Table 1 Time complexity of algorithm

S_1 到 S_2 比特数 b_1/b	所提算法 计算时间/s	穷尽搜索 计算时间/s
8	0.004	3.457
16	0.009	21.285
24	0.014	65.458
32	0.018	148.627

表 1 采用和上节同样的仿真参数,可以看到在到 S_1 到 S_2 方向比特数从8 b增加到32 b,穷尽搜索算法时间从3 s增加到148 s,而本文所提算法计算时间仅从0.004 s增加到0.018 s,证明了其算法复杂度较低,具备工程实现的价值。

因此,通过以上分析可以得出结论,本文提出的新型 OFDM 双向多跳协议的联合比特和功率分配算法具备三大优势:

- (1)频谱效率比传统多跳协议提升越 1 倍;
- (2)能量效率接近理论穷尽搜索最优值;
- (3)算法复杂度较低,易于工程实现。

5 结 论

本文将下一代移动通信核心技术 OFDM 和新颖的双向多跳场景相结合,研究了保证误码率和 OFDM 符号比特数双重条件的自适应比特和功率分配算法,提出了针对 OFDM 系统的双向多跳通信协议的联合比特和功率分配算法,比传统多跳协议提高频率效率约 1 倍的情况下,所需发送功率也有降

低;与理论最优穷尽搜索算法相比性能几乎一致,而算法复杂度降低到易于被工程实现接受的程度。双向多跳网络广泛存在于 ad hoc 网络、传感器网络、无线 mesh 网络和蜂窝中继网络,本文研究结果对于进一步提升这些网络性能具有极大的现实意义。由于本文考虑的是信道已知情况下的功率和比特分配,但实际情况下信道状况有时无法获知,因此下一步研究工作将探索信道未知条件下的分配算法。

参考文献:

[1] Popovski P, Yomo H. Bi-directional Amplification of Throughput in a Wireless Multi-Hop Network[C]//Proceedings of 2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference. Melbourne, Vic:IEEE,2006:588 – 593.

[2] Popovski P, Yomo H. The Anti – Packets Can Increase the Achievable Throughput of a Wireless Multi-Hop Network [C]//Proceedings of 2006 IEEE International Conference on Communications. Istanbul:IEEE,2006:3885 – 3890.

[3] Zhang S, Liew S C, Lam P P. Hot topic: physical-layer network coding[C]//Proceedings of the 12th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: ACM,2006:358 – 365.

[4] Katti S, Gollakota S, Katabi D. Embracing wireless interference: analog network coding[C]//Proceedings of 2007 Conference on Applications, Technologies, Architectures, and Protocols for Computer Communications. New York: ACM, 2007:397 – 408.

[5] Nazer B, Gastpar M. Reliable Physical Layer Network Coding [J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(3):438 – 460.

[6] Popovski P, Yomo H. Physical network coding in two-way wireless relay channels[C]//Proceedings of 2007 IEEE International Conference on Communications. Glasgow: IEEE, 2007:707 – 712.

[7] Blossom E. Exploring GNU radio[EB/OL]. (2004 – 11 – 29)[2012 – 09 – 20]. <http://www.gnu.org/software/gnu-radio/doc/exploring-gnuradio.html>.

[8] Boyd S, Vandenberghe L. Convex optimization [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press,2004.

[9] Proakis J G. Digital communications[M]. 4th ed. New York: McGraw Hill press,2001.

[10] Federgruen A, Groenevelt H. The greedy procedure for resource allocation problems: Necessary and sufficient conditions for optimality[J]. Operations Research,1986, 34(6): 909 – 918.

[11] Tse D N C, Hanly S V. Multiaccess fading channels. I. Polymatroid structure, optimal resource allocation and throughput capacities[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1998,44(7):2796 – 2815.

作者简介:

陈晓栋(1973—),男,浙江人,硕士,工程师,主要从事数字信号处理领域研究工作。

CHEN Xiao-dong was born in Zhejiang Province, in 1973. He is now an engineer with the M.S. degree. His research concerns digital signal processing.

Email:chenjerry1973@163.com