

一种自适应跨层空间子信道分配算法^{*})

——基于多用户 MIMO/OFDM 系统

卢小峰 朱光喜 宁国勤 韩 锋

(华中科技大学电信系 武汉 430074)

摘 要 MIMO/OFDM 是未来宽带无线通信接口的有效架构。本文提出了一种自适应跨层空间子信道分配算法,在多用户 MIMO/OFDM 系统中,联合链路层截短 ARQ(T-ARQ)技术,以获取物理层最大的系统吞吐量为目标,推导了子载波分配准则,并给出了相应的算法流程。仿真结果表明,该算法具有良好的性能,有效地提高了系统的传输速率。

关键词 MIMO/OFDM(多入多出/正交频分复用),自适应空间子信道分配,跨层,吞吐量

An Adaptive Cross-layer Spatial Subchannel Allocation Algorithm

——Based on Multiuser MIMO/OFDM Systems

LU Xiao-Feng ZHU Guang-Xi NING Guo-Qin HAN Feng

(Dept. of Electronic and Information Engineering, HUST, Wuhan 430074)

Abstract MIMO/OFDM is an effective architecture for future wireless communication systems. An adaptive cross-layer spatial subchannel allocation algorithm based on multiuser MIMO/OFDM systems is proposed in this paper. With the goal of maximizing overall data throughput in the physical layer we derive the criteria of subcarrier allocation and develop the adaptive allocation approach by using the T-ARQ technology in the link layer. The simulation results show that our proposed algorithm can achieve good performance and high total transmission rate efficiently.

Keywords MIMO/OFDM(multiple-input multiple-output/orthogonal frequency-division multiplexing), Adaptive spatial subchannel allocation, Cross-layer, Data throughput

1 引言

未来无线通信系统要求在有限资源条件下,为用户提供高的传输速率和好的服务质量(QoS),这种需求推动了自适应资源分配技术的发展。快速自适应传输算法根据即时信道质量分配传输参数,从而最大限度地利用系统潜在资源,提高了功率和带宽效率。

正交频分复用(OFDM)^[1]与多天线(MIMO)技术^[2,3]相结合的宽带无线通信空中接口架构,大大提高了系统的容量,改善了系统的性能,因此得到了广泛的应用。已经有很多文献提出了基于 MIMO/OFDM 系统的多用户自适应传输算法,文[4]以最大信噪比(SNR)为设计目标,应用特征值分解的方法(EVD),获得发射和接收天线的最优加权系数;文[5]中联合最优波束成形和功率分配设计来改善系统的性能。目前,基于波束成形的自适应传输算法一般都是利用特征值最大的空间子信道来传输数据,而且是基于物理层来设计。

另一方面,链路层的 ARQ 协议可以有效地减轻无线衰落信道所带来的误码问题。因为截短 ARQ(T-ARQ)既能降低数据传输错误,又能保证最大的传输时延(最大重传次数),所以得到了极大的关注。

本文针对多用户 MIMO-OFDM 系统的下行链路,提出了一种自适应跨层空间子信道分配算法,联合链路层 T-ARQ

技术,以获取物理层最大的系统吞吐量为目标,充分利用多天线系统潜在的空间子信道资源,在保证发射功率恒定和一定的 QoS(误包率和延迟)约束条件下,推导了子载波分配准则,并给出了相应的算法流程。

标识说明: I_N 表示 $N \times N$ 单位矩阵; $\text{diag}\{g, \dots, g\}$ 表示对角矩阵; $\text{rank}(g)$ 表示矩阵的求秩操作, $\det(g)$ 表示方阵的行列式; $(g)^*$, $(g)^T$, $(g)^H$ 分别表示共轭,转置,Hermitian 转置; $\text{floor}(x)$ 表示小于 x 的最大整数。

2 系统模型

多用户 MIMO/OFDM 系统如图 1 所示,基站端有 M_T 个发射天线,每个用户端有 M_R 个接收天线,子载波数为 N 。假设系统中有 K 个用户,并且用户是均匀分布在小区中的,这样各个用户所经历的信道可以看作是相互独立。

2.1 OFDM 系统模型

频率选择性信道通常可以建模为一个 L 抽头的 FIR(finite impulse response)滤波器,接收端的信号可以表示为:

$$y(i) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(i-l) + \phi(i) \quad (1)$$

其中, $h(l)$ 是第 l 个抽头所对应的复值信道衰落系数; $x(i)$ 是发送信号; $\phi(i)$ 为复加性高斯白噪声,并且均值为 0,方差为 σ^2 。

^{*})国家自然科学基金资助项目(60496315)、国家“863”计划资助项目(2003AA12331005)。卢小峰 博士生,主要研究方向为 MIMO/OFDM 系统自适应传输等;朱光喜 教授、博士生导师,主要研究方向为宽带多媒体通信等;宁国勤 博士生,主要研究方向为宽带无线通信和多媒体技术等;韩 锋 博士生,主要研究方向为无线链路自适应等。

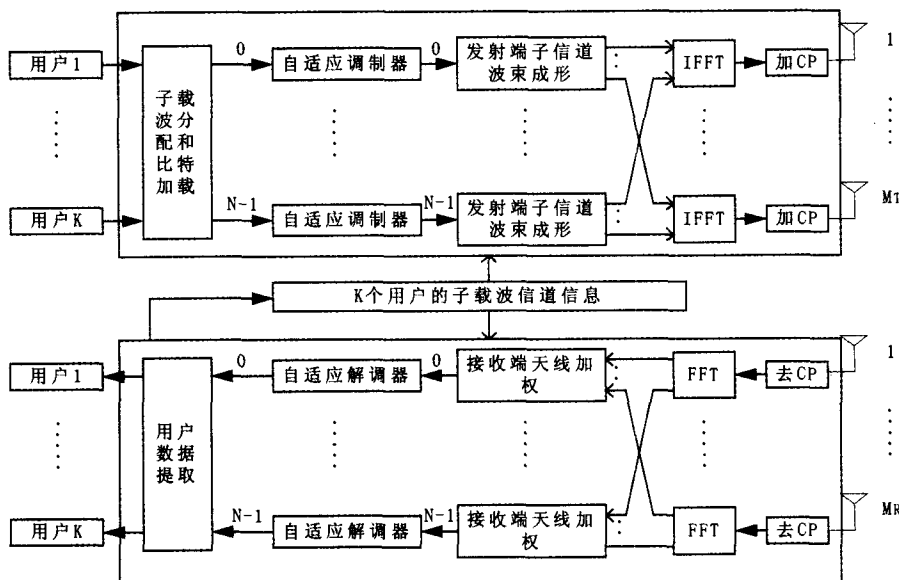


图1 多用户 MIMO/OFDM 系统自适应收发结构

令 $X(m)$ 表示子载波 m 上的发送符号, 通过 IDFT 变换, 可以获得时域矢量 x

$$x = \begin{bmatrix} x(0) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} = F^H \begin{bmatrix} X(0) \\ \vdots \\ X(N-1) \end{bmatrix} = F^H X \quad (2)$$

其中, F 为 N 点 DFT 矩阵, 即

$$F = \frac{1}{\sqrt{N}} [F(0), F(1), \dots, F(K), \dots, F(N-1)] \quad (3)$$

式中 $F(K) = [1, e^{-j\frac{2\pi}{N}K}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{N}K(N-1)}]^T$

去掉循环前缀, 经过 DFT 变换, 接收端频域符合矢量可以表示为:

$$r = HX + \Psi \quad (4)$$

其中, $\Psi = F\psi$, $H = \text{diag}\{H(0), \dots, H(N-1)\}$,

$$H(K) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l) e^{-j\frac{2\pi}{N}Kl}, K=0, \dots, N-1$$

2.2 多天线收发结构

定义 $M_R \times M_T$ 矩阵 $H_{k,m}$ 为用户 k 在子载波 m 上的频域信道增益矩阵, 矩阵元素 $[H_{k,m}]_{i,j}$ 表示第 j 个发射天线到第 i 个接收天线之间的复增益。通过配置合适的天线加权系数, 我们可以由信道矩阵来构建一组并行信道^[3], 这是因为信道矩阵 $H_{k,m}$ 可以分解为 (SVD 分解)

$$H_{k,m} = U_{k,m} S_{k,m} V_{k,m}^H = \sum_{i=1}^{\text{rank}(H_{k,m})} u_{k,m}^i s_{k,m}^i (v_{k,m}^i)^H \quad (5)$$

其中, $s_{k,m}^i$ 表示按降序排列的奇异值, $u_{k,m}^i$ 为属于 $s_{k,m}^i$ 的单位左奇异向量, $v_{k,m}^i$ 为属于 $s_{k,m}^i$ 的单位右奇异向量。

假设子载波 m 分配给用户 k , 根据式 (5), 用户 k 在子载波 m 上可获得的子信道个数为 $J_{k,m} \leq \text{rank}(H_{k,m})$ 。

令 $d_{k,m} = [d_{k,m}^1, \dots, d_{k,m}^{J_{k,m}}]^T$ 表示用户 k 在子载波 m 上的发送符号矢量; $W_{k,m}^i = v_{k,m}^i$, $W_{k,m}^i = u_{k,m}^i$, ($i=1, \dots, J_{k,m}$) 分别为第 i 个子空间上的发射天线波束成形矢量和接收天线加权系数矢量; 用户 k 在子载波 m 上第 i 个子空间接收到的信号为:

$$r_{k,m}^i = (W_{k,m}^i)^H H_{k,m} W_{k,m}^i d_{k,m}^i + (W_{k,m}^i)^H n_{k,m}, \quad i=1, \dots, J_{k,m} \quad (6)$$

其中, $n_{k,m}$ 为 $M_R \times 1$ 列矢量, 矢量元素为复加性高斯白噪声, 方差为 σ^2 。

根据 (5) 式, (6) 式可以重写为

$$r_{k,m}^i = s_{k,m}^i d_{k,m}^i + (u_{k,m}^i)^H n_{k,m} \quad (7)$$

2.3 跨层收发结构

基于链路层 T-ARQ 和物理层多天线空间子信道传输的跨层结构如图 2 所示, 链路层以包为单位进行处理, 在物理层则是以帧为单位进行处理, 每帧包含固定数目 (N_f) 的符号, 物理层的一帧包含多个链路层映射过来的包。

假设链路层 T-ARQ 的最大重传次数为 N_{arq} , 最大误包率要求为 PER_{target} , 映射到物理层的即时误包率为 PER_{phy} , 那么经 N_{arq} 次重传后, 链路层误包率为 $PER_{phy}^{N_{arq}+1}$, 并且有

$$PER_{phy}^{N_{arq}+1} \leq PER_{target} \quad (8)$$

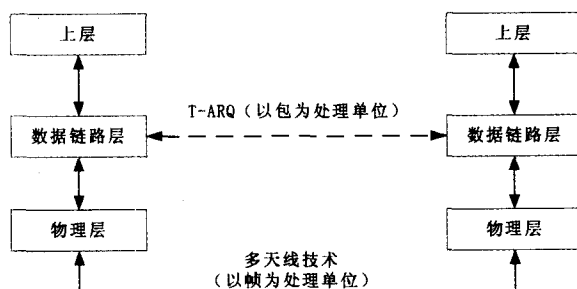


图2 跨层结构示意图

假设物理层每个包中的比特错误是相互独立的, 误包率 (PER) 和误比特率 (BER) 的相互关系可以表示为

$$PER_{phy} = 1 - (1 - BER)^{N_p} \quad (9)$$

其中, N_p 为包中的比特数。在编码系统中, 比特错误常常是相关的, 通过交织处理, 可以大大减小这种相关性。

当 $BER_{N_p} = 1$ 时, 上式可以简化为

$$PER_{phy} \approx BER_{N_p} \quad (10)$$

由 (8)~(10) 式可得, 物理层的目标误比特率

$$BER_{target} \approx \frac{1}{N_p} (PER_{target}^{N_{arq}+1}) \quad (11)$$

3 多用户自适应资源分配

在这一部分, 我们提出了一种自适应空间子信道分配算法, 在保证目标误比特率 (BER_{target}) 和恒定总发射功率的条

件下,获得最大的系统吞吐量,并推导了相应的子载波分配准则。

假设子载波 m 分配给用户 k , 信道矩阵为 $H_{k,m}$, 可获得的空间子信道数目为 $J_{k,m}$, 定义 $b_{k,m}^i$ 为第 i 个子信道上的比特数, $P_{k,m}^i$ 为发送功率; BER_{target} 为目标误比特率。

本文采用方形 MQAM 数字调制方式, 在 AWGN 条件下, 误比特率的近似表达式为^[6]:

$$BER_{k,m}^i = 0.2 \exp\left(-\frac{3P_{k,m}^i (s_{k,m}^i)^2}{2\sigma^2 (2^{b_{k,m}^i} - 1)}\right) \quad (12)$$

在高信噪比下, (12) 式进一步简化为:

$$BER_{k,m}^i = 0.2 \exp\left(-\frac{3P_{k,m}^i (s_{k,m}^i)^2}{2\sigma^2 (2^{b_{k,m}^i})}\right) \quad (13)$$

单载波上空间子信道的最优化问题可以表述如下:

$$\max_{i=1}^{J_{k,m}} b_{k,m}^i \quad (14)$$

s. t.

$$BER_{k,m} \leq BER_{target}$$

$$\sum_{i=1}^{J_{k,m}} P_{k,m}^i = P_{k,m}$$

$$J_{k,m} \leq \text{rank}((H_{k,m})^H H_{k,m}) \quad (15)$$

暂不考虑 $b_{k,m}^i$ 的整数要求, 误比特率采用 (13) 式, 应用拉格朗日乘子法, 求 (14) 式的最优化解, 可以获得单载波空间子信道的最优功率分配, 即

$$P_{k,m}^i = P_{k,m} / J_{k,m} \quad (16)$$

此解在高信噪比下与真实解有很好的近似, 在低信噪比下有一定的误差, 相应的比特分配为

$$b_{k,m}^i = \log_2 \left(1 - \frac{3P_{k,m}^i (s_{k,m}^i)^2}{2\sigma^2 J_{k,m} \ln(5BER_{target})} \right) \quad (17)$$

令 $\xi_{k,m} = -\frac{3P_{k,m}}{2\sigma^2 J_{k,m} \ln(5BER_{target})}$ 则 (17) 式可以重写为:

$$b_{k,m}^i = \log_2 (1 + \xi_{k,m} (s_{k,m}^i)^2) \quad (18)$$

子载波 m 上的比特传输速率

$$b_{k,m} = \sum_{i=1}^{J_{k,m}} b_{k,m}^i \quad (19)$$

将式 (18) 代入 (19) 可得

$$b_{k,m} = \log_2 \left(\prod_{i=1}^{J_{k,m}} (1 + \xi_{k,m} (s_{k,m}^i)^2) \right) = \log_2 (\det(I_{M_T} + \xi_{k,m} (H_{k,m})^H H_{k,m})) \quad (20)$$

为了简化设计, 本文取子信道功率 $P_{k,m}^i$ 下界, 即 $P_{k,m}^i = P_{k,m} / \Gamma$, $\Gamma = \min\{M_R, M_T\}$ 。相应地

$$\xi_{k,m} = -\frac{3P_{k,m}}{2\sigma^2 \Gamma \ln(5BER_{target})}。$$

从而, 我们获得子载波分配的行列式准则:

$$k = \underset{i \in \{1, \dots, K\}}{\text{argmax}} \{ \det(I_{M_T} + \xi_{i,m} (H_{i,m})^H H_{i,m}) \} \quad (21)$$

在这个系统中, 每个子载波只分配给一个用户, 本文引入布尔变量 $C_{k,m}$ 来表示是否将子载波 m 分配给用户 k 。 $C_{k,m}$ 为 1 或 0 分别表示子载波 m 分配给或者不分配给用户 k 。多用户子载波资源分配的最优化目标是实现最大系统吞吐量, 即比特传输速率, 同时满足误比特率要求和恒定的总发射功率约束。因此, 多用户子载波资源分配可以描述如下:

$$\max_{m=0}^{N-1} \sum_{k=1}^K C_{k,m} b_{k,m} \quad (22)$$

s. t.

$$\sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=1}^K C_{k,m} P_{k,m} \leq P$$

$$BER_{k,m} \leq BER_{target} \quad (23)$$

我们分两步来实现自适应资源分配方案:

3.1 多用户子载波指配和功率分配

多用户子载波指配过程遵循 (17) 式准则, 令 $\xi_{i,m}$ 取恒定值, 具体的指配过程如下:

$$C_{k,m} = \begin{cases} 1 & k = \underset{i \in \{1, \dots, K\}}{\text{argmax}} \{ \det(I_{M_T} + \xi_{i,m} (H_{i,m})^H H_{i,m}) \} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (24)$$

完成子载波的指配之后, 我们对每个子载波进行功率分配, 一种最优的方法是采用经典的 Hughes-Hartogs 算法 (HHA)^[7]。不同的是, 我们将功率等额度地分成 N_P 份, 即 $\Delta P = P / N_P$, 暂不考虑比特的整数性要求, 算法的基本思想是比较各个子载波上每增加一个等量的发送功率可以额外获得的发送比特, 即发送比特/功率梯度, 选取梯度最大的子载波, 每次在该选定子载波上增加一个等量的发送功率。重复这个过程直到分配的总功率达到给定的目标值 P 。

由于每个子载波只分配给一个用户, 所以在完成子载波的用户分配之后, 我们可以不再考虑用户 k 的影响, 即, 对于子载波 m

$$b_m = C_{k,m} b_{k,m},$$

$$P_m = C_{k,m} P_{k,m}, \text{ 而且}$$

$$b_m = \log_2 (\det(I_{M_T} + \xi_m (H_m)^H H_m)) \quad (25)$$

将 (25) 式写成函数形式为:

$$b_m = f(P_m) \quad (26)$$

具体算法如下:

A) 初始化: $P_m = 0, m = 0, \dots, N-1$

B) 迭代分配

① for $m = 0$ to $N-1$

$$P_m^* = P_m + \Delta P$$

$$\Delta b_m = f(P_m^*) - f(P_m)$$

end

② $\tilde{m} = \underset{m \in [0, 1, \dots, N-1]}{\text{arg max}} \Delta b_m$

$$P_m = P_m^* + \Delta P$$

$$P_{total} = \sum_{m=0}^{N-1} P_m$$

③ 如果 $P_{total} < P$, 转入①; 否则迭代停止。

因为 $f(P_m)$ 是凹函数, 所以上述分配算法可以实现功率在所有子载波上的最优分配。 Hughes-Hartogs 算法实际上是一种 greedy 算法, 计算量很大, 一种简单的次优方法是对功率进行平均分配, 即

$$P_m = P / N, m = 0, \dots, N-1$$

3.2 单载波空间子信道功率分配和比特装载

根据 (16)、(17) 式的分析结果, 同时考虑比特装载的整数性要求, 单载波 m 的空间子信道功率分配和比特装载算法设计如下 (去掉用户下标 k 以简化描述):

A) 初始化:

$$BER_{target}; \frac{1}{N_P} (PER_{target}^{\frac{1}{N_P} + 1})$$

对信道矩阵 H_m 做 SVD 分解

$$H_m = U_m S_m V_m^H = \sum_{i=1}^{\text{rank}(H_m)} u_m^i s_m^i (v_m^i)^H$$

$$J_m = \text{rank}(H_m)$$

$$s_m^1 \geq s_m^2 \geq \dots \geq s_m^{J_m} > 0$$

$$P_m^i = P_m / J_m, i = 1, \dots, J_m$$

$$\text{num} = J_m$$

B)迭代分配

①for $i=1$ to num

$$R^i = \log_2 \left(1 - \frac{3P_m^i (s_m^i)^2}{2\sigma^2 \ln(5BER_{target})} \right)$$

$$b_m^i = \text{floor}(R^i)$$

end

② for $i=1$ to num

如果 $b_m^i \leq 0$ 那么 $J_m = J_m - 1$

end

如果 $num > J_m$ 且 $J_m \geq 1$, 那么

$$P_m^i = P_m / J_m, num = J_m \text{ 转入①,}$$

否则结束。

通过上述两个步骤,我们就完成了子载波的多用户指配、子载波功率分配、单载波空间子信道的功率分配和比特装载。

4 性能仿真及分析

4.1 仿真条件

本文利用 Cadence 公司的 SPW 软件进行仿真。信道模型采用 ITU-R M.1225 建议的 IMT-2000 VEHICULAR MODEL A 六径衰落模型,详细参数见表 1。

基站端发射天线数 $M_T=4$,每个用户端接收天线数 $M_R=4$,OFDM 子载波数目 $N=1024$,循环前缀 $CP=216$,OFDM 帧长 $T_f=51.2\mu s$,子载波带宽 $\Delta f=19.5\text{KHz}$,IMT-2000 VEHICULAR MODEL A 信道模型的相干带宽 B_c 为 0.54MHz ,远远大于 OFDM 子载波带宽,所以每个子载波可以看成平坦衰落信道;设定链路层数据包的长度 $N_p=1100$ bits。

在仿真的过程中我们不考虑信道延迟和信道估计所带来的误差,而是假定发射端获得正确的信道状态信息(CSI)。

同时定义,子载波平均发射信噪比为 $\frac{P}{N\sigma^2}$,物理层系统吞吐量为:比特数/OFDM 符号,在仿真中简称为系统吞吐量。

表 1 IMT-2000 VEHICULAR MODEL A 信道参数

载波频率		2.0 GHz	
移动速度		100Km/hr	
多径时延	径序号	时延(ns)	相对功率(dB)
	Path 1	0	0
	Path 2	310	-1
	Path 3	710	-9
	Path 4	1090	-10
	Path 5	1730	-15
	Path 6	2510	-20
传输带宽		20MHz	

4.2 仿真结果及分析

传统的智能天线技术往往利用具有最大特征值的空间子信道来传送信息,本文提出的自适应跨层空间子信道分配算法利用了空间所有可用子信道来传送信息,图 3 给出了这两种方案下系统吞吐量的差异。

我们令小区内的用户数为 1,从而消除多用户所带来的影响,链路层误包率约束为 $PER_{target}=0.001$,T-ARQ 最大重传次数 $N_{arq}=2$ 。图 3 中有两组曲线,点划线为子载波功率采用平均分配时的系统吞吐量曲线,实线为子载波功率采用 HHA 分配时的系统吞吐量曲线。从图中可以看出,在高信噪比下,采用本文所提出的自适应传输方案的系统吞吐量高

于采用传统波束成形的自适应传输方案,在低信噪比下,采用波束成形技术的自适应传输方案系统吞吐量更高,这主要是因为我们在做最优化规划时,对 MQAM 调制的误码率公式做了简化,这种简化在高信噪比下误差很小,但在低信噪比下误差较大。

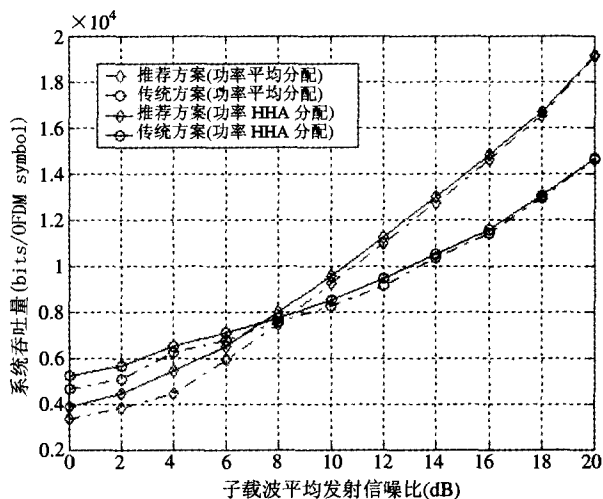


图 3 传统波束成形方案和推荐方案的系统吞吐量比较

图 4 比较了最大重传次数不同时的系统吞吐量。小区内 4 个用户,链路层误包率约束为 $PER_{target}=0.001$,T-ARQ 最大重传次数分别为 $N_{arq}=1, 2$ 和 3。

从图中可以看出,随着最大重传次数的增大,系统吞吐量同时增大。由本文第 2 部分的分析可知,增加 T-ARQ 的最大重传次数,就会降低物理层的误比特率约束,所以从物理层的角度来看,系统吞吐量增大了,并且随着最大重传次数的增大,系统吞吐量的增加量逐渐变小,例如在 10dB 处, $N_{arq}=2$ 相比 $N_{arq}=1$ 的系统吞吐量增加约为 1.375k bits/OFDM symbol,而 $N_{arq}=3$ 相比 $N_{arq}=2$ 约为 0.844k bits/OFDM symbol。

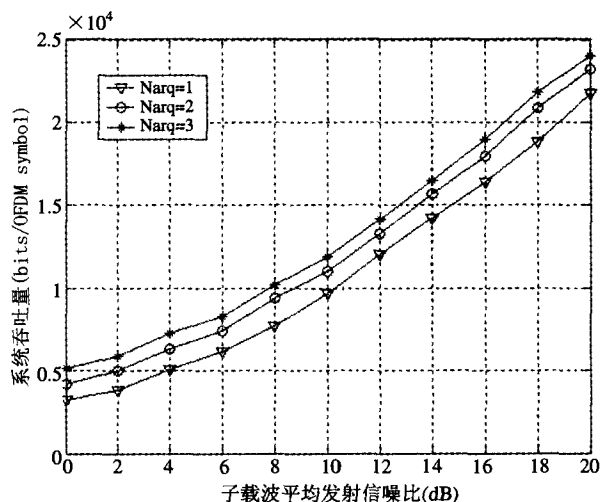


图 4 包最大重传次数不同时的系统吞吐量

图 5 给出了不同用户数情况下,系统吞吐量的差异。链路层误包率约束为 $PER_{target}=0.001$,T-ARQ 最大重传次数为 $N_{arq}=2$ 。

从图中可以看出,随着小区用户数的增加,整个系统的吞吐

(下转第 33 页)

文、队列大小为 10。另外为了在仿真过程观测到报文丢失,仿真过程引入了 error model,设定链路 1、2、3、5 和 6 的报文丢失概率在 $[0.05, 0.1]$ 区间内随机产生,其余链路的报文丢失的概率在区间 $[0.01, 0.06]$ 区间内产生。探测报文由 Exponential 产生,报文大小为 200, idle time 为 200ms, burst time 为 300ms,产生速率为 32k。报文从节点 0,自顶向下被多播到网络中每个节点,仿真时间长度从 2s 到 100s 不等,仿真时间越长意味着发送的探测报文越多。其对应关系如表 1 所示。

表 1 仿真时间与报文数量关系

时间/(s)	5	20	50	80	100
报文数量	86	261	560	1000	1243

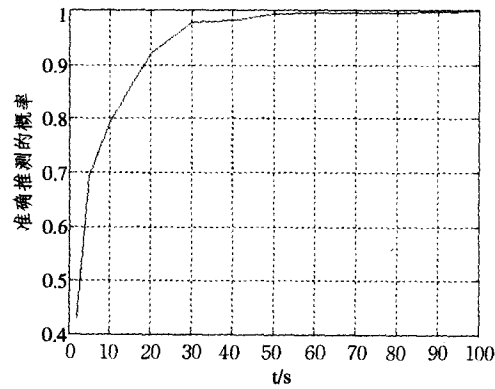


图 3 正确推测次数与仿真时间的关系

每个仿真时间重复 1000 次,统计其中正确推测网络逻辑

拓扑的次数。图 3 中显示了准确推测出如图 1 所示逻辑拓扑比率随时间的变化关系。从中不难发现随着仿真时间的增加,或者说随着发送探测报文数量的增加,能够正确推测网络拓扑的次数也在增加,正确推测的比率逐渐收敛于 1。在仿真时间为 10s 时,发送的报文数量大约 130 左右,正确推测网络的次数达到 792 次,正确推测的比率接近 0.8,因此可以通过发送较少的报文推测出比较准确的网络逻辑拓扑结构。

结束语 基于 Manhattan 距离的网络拓扑推测方法是通过端到端的测量,推测网络的逻辑拓扑结构,不需要网络内部设备的协作。相对于现有推测方法,计算量较小,并且不会随着网络规模的增加,计算量而急剧增加。通过仿真验证了该方法准确推断率的收敛速度较快,即使在发送较少报文(150 个探测报文)的情况下,也可以得到较高的准确推断率(接近 0.8)。为了使推测的拓扑更加接近物理拓扑结构,需要扩展该算法,进一步研究基于一般树型结构的网络拓扑推测方法。

参考文献

- 1 Mark C, Hero III A O, Robert N, Yu Bin. Internet Tomography. IEEE Signal Processing Magazine, 2002, 19(3): 47~65
- 2 Duffield N G, Horowitz J, Lo Presti F, Towsley D. Multicast Topology Inference from Measured End-to-end Loss. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 48(1): 26~45
- 3 Castro R, Coates M, Gadhik M. Maximum Likelihood Network Topology Identification from Edge-based Unicast Measurements; [Rice University, Tech Rep: TREE-0107]. 2001
- 4 Castro R, Coates M. Maximum Likelihood Identification of Network Topology from End-to-end Measurement; [Rice University. Tech Rep: TREE-0109]. 2002
- 5 Han Jiawei, Kamber M 著. 范明, 孟小峰, 等译. 数据挖掘-概念与技术. 北京: 机械工业出版社, 2001
- 6 Information Sciences Institute of University of Southern California. The Network Simulator 2. www.isi.edu/nsnam/ns2, 2005

(上接第 13 页)

吐量也在增加。这种增加是由于多用户分集所带来的效果,由于各个用户经历独立的衰落过程,通过对多个用户按照行列式准则(21)式进行选择,能最大程度地利用多用户信道状态的“随机性”,用户数越多、信道变化越随机,每个时刻就有可能选择到一个接近其信道“峰值”状况的用户进行传输,所以随着用户数的增加,系统吞吐量也在增加。另一方面,随着用户数的增加,系统吞吐量越来越接近“峰值”,多用户分集所带来的增益也越来越小。例如在 8dB 处,4 个用户相对单

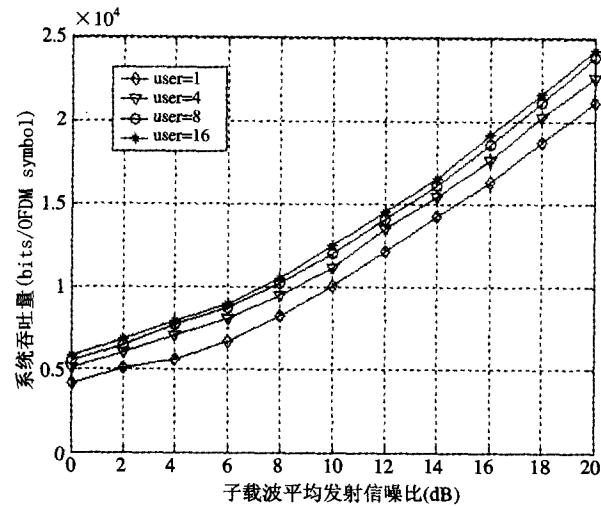


图 5 不同用户数下的系统吞吐量

用户情况,系统吞吐量的增加约为 1260 bits/OFDM symbol, 8 用户相对 4 用户约为 753 bits/OFDM symbol; 而 16 用户相对 8 用户增加只有大约 273 bits/OFDM symbol。

结论 本文提出了一种基于多用户 MIMO-OFDM 系统的自适应跨层空间子信道分配算法,采用链路层的 T-ARQ 技术,以获取最大的系统吞吐量为目标,充分利用所有可用的空间子信道,在满足恒定的总发射功率和一定的 QoS(误包率和延迟)的条件下,推导了子载波分配准则,并给出了相应的自适应算法流程。仿真结果表明,上述自适应算法在提高系统吞吐量方面具有明显的优势,可以很好地应用于未来的宽带无线通信。

参考文献

- 1 Cimini JR L J. Analysis and simulation of digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing [J]. IEEE Transactions on Communications, 1985, 33(7): 665~675
- 2 Foschini G J, Gans M J. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311~335
- 3 Raleigh G G, Cioffi J M. Spatio-temporal coding for wireless communication [J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(3): 357~366
- 4 Wong K K, Cheng R S K, Letaief K B, et al. Adaptive antennas at the mobile and base stations in an OFDM/TDMA system [J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(6): 195~206
- 5 Li J, Ltaief K B, Ma Z, et al. Spatial multiuser access with MIMO smart antennas for OFDM systems [A]. In: IEEE VTC [C], Atlantic, Oct 2001. 1553~1557
- 6 Keller H L. Adaptive multicarrier modulation: A convenient framework for time frequency processing in wireless communications [J]. Proc IEEE, 2000, 88(5): 611~640
- 7 Hughes-Hartogs D. Ensemble Modem Structure for Imperfect Transmission Media [EB/OL]. U. S. Patents 4,679,227 (Jul. 7, 1987); 4,731,816 (Mar. 15, 1988); 4,833,706 (May 23, 1989)