

基于子载波调度的循环延时波束成型方法

王 振, 邱 玲, 朱近康

(中国科学技术大学个人通信与扩频实验室, 安徽合肥 230027)

摘要:在基于子载波调度的 OFDM 多用户分集系统中, 在一个或几个 OFDM 符号周期内, 如果某些用户经历平衰落或者轻度的频率选择性衰落(即相关带宽远大于子载波宽度), 当其信道条件不好时, 可能长期得不到调度, 即使获得调度, 也将影响到系统吞吐率性能. 针对这一问题提出一种利用循环延时分集(cyclical delay diversity)技术构造频域波束矢量的方法, 利用多天线发送相同的数据流副本, 通过调整各个天线间的相对时延增加等效信道的频率选择性. 作为一种频域波束成型技术, 该方法通过均匀分布在用户频域信道组成的线性空间内的波束矢量向不同方向随机发射能量, 使得用户处于良好信道条件的机会大大增加, 并且这种构造方法具有简单的循环结构, 有利于在收发双方生成和维护. 仿真数据表明, 通过基于子载波调度的循环延时波束成型方法, 系统的平均吞吐率和用户公平度都有提高.

关键词:多用户分集; 随机波束成型; 循环延时; 系统吞吐率; 用户公平性

中图分类号: TN929 **文献标识码:** A

Cyclical delay based random beamforming using sub-carrier scheduling

WANG Zhen, QIU Ling, ZHU Jin-kang

(PCN&SS Lab, USTC, Hefei 230027, China)

Abstract: In an OFDM multi-user system using sub-carrier based scheduler, during one or several OFDM symbols times, some users may not be scheduled if they witness flat fading or their channels fluctuate somewhat in the frequency domain with poor condition. Even if these users are scheduled, they will decrease the system throughput. Using cyclical delay diversity (CDD), which makes the channel more frequency-selective by cyclically delaying the data copy in multiple transmit antennas, a frequency domain random beamforming method was proposed. The beamforming vectors distributed uniformly in the linear space that the users' frequency-domain channels form, which provided more opportunity for the users in poor condition. This beamforming can be produced with a simple structure, and are easily supported on both sides of the transceiver. The numerical simulation results showed that using sub-carrier based scheduler, this beamforming method enhanced the system throughput performance and improved the fairness among users.

Key words: multi-user diversity; random beamforming; cyclical delay; system throughput; user fairness

收稿日期: 2007-06-20; 修回日期: 2007-08-30

基金项目: 国家自然科学基金(60572066), 中国高技术研究发展(863)计划(2006AA01z266)资助.

作者简介: 王振, 男, 1980年生, 博士生. 研究方向: 移动通信. E-mail: zwangus@mail.ustc.edu.cn

通讯作者: 朱近康, 教授. E-mail: jkzhu@ustc.edu.cn

0 引言

MIMO 技术由于其成倍增加系统容量的能力而备受研究者的重视. 链路级的 MIMO 技术已经完成了很多工作^[1,2], 而对于 3G 和 4G 系统, 研究者则更多的关注于 MIMO 技术在多用户环境下的应用. HSDPA 系统中^[3], 在时间域上多用户共享下行高速信道, MIMO 则成为其中的关键技术.

在多用户系统中, 最大化系统吞吐率和最优化用户之间的公平性总是一对难以平衡的矛盾, 如果基站能够完全获得信道状态信息, 就可以利用一种联合功控和发射波束的方法^[4]确保各个用户的目标信干噪比. 但是这样的方法由于其算法复杂度和需要大量精确反馈的限制, 使得其在实际系统中很难得以应用. 一种更加简单的随机波束的方法^[5,6]是收发两端均已知当前采用的发送随机波束, 多用户获得自己的信道质量估计后反馈给基站端, 基站根据这些反馈量进行多用户调度. 随机波束的方法利用了多用户间固有的信道差异, 并且利用随机波束使这种差异在多用户之间更加随机化, 这样在系统吞吐率和用户公平性之间取得了一种平衡. 基于 OFDM 调制的循环延时分集方案^[7], 通过多个天线发射具有不同循环延时的数据流副本达到增加信道频率选择性的目的. 基于信道频率选择性这种频域的信道起伏特点, 文献[8]提出了一种频域波束方法, 每根天线之间的时延差只有一个采样周期.

本文提出的频域波束成型方法, 同样是基于 OFDM 调制的循环延时技术. 但是, 不同于文献[8], 本文从多用户频域信道所张成的线性空间出

发, 给出了频域波束的优化目标, 由此可以找到最优的波束矩阵, 对应于循环延时技术的最优循环延时. 这种基于循环延时技术的频域波束成型方案具有规则的结构和简单的生成方式, 具有很好的实际运用价值. 本文采用了基于子载波的多用户调度, 对比文献[8]中的波束成型方法和不采用任何波束的情况, 结果表明, 本文提出的方法在系统吞吐率和公平性方面均优于前两者.

1 系统描述

1.1 基于子载波调度的多用户分集系统

考虑一个多用户 OFDM 系统的下行, 子载波数为 K , 基站有 L 根发射天线, 参与多用户调度的用户数为 U , 其中每个用户有一根接收天线, 形成一个 MISO 下行链路. 图 1 是基于 OFDM 系统子载波的多用户调度示意图. 首先, 基站和移动台维护同样的“波束向量产生器”, 并且假设所有移动台可以在与基站的同步过程中知道当前基站采用的波束向量; 其次, 假设移动台端可以获得全部信道状态信息, 则在每一个 OFDM 符号周期内, 移动台可以估计计算出采用当前波束向量时, 各子载波的接收端信噪比, 并以此作为子载波信道质量参数反馈给基站端的调度器; 最后, 基站根据移动台反馈的 K 个子载波信道质量参数, 把第 k 个子载波分配给在该子载波上信道质量最好的用户, 即以子载波为单位完成多用户调度.

1.2 基于 OFDM 调制的多天线循环延时发射

考虑如前所述的 OFDM 系统, 假设发送端天线有 L 个, 接收端天线 1 个, 每个收发天线对之间的

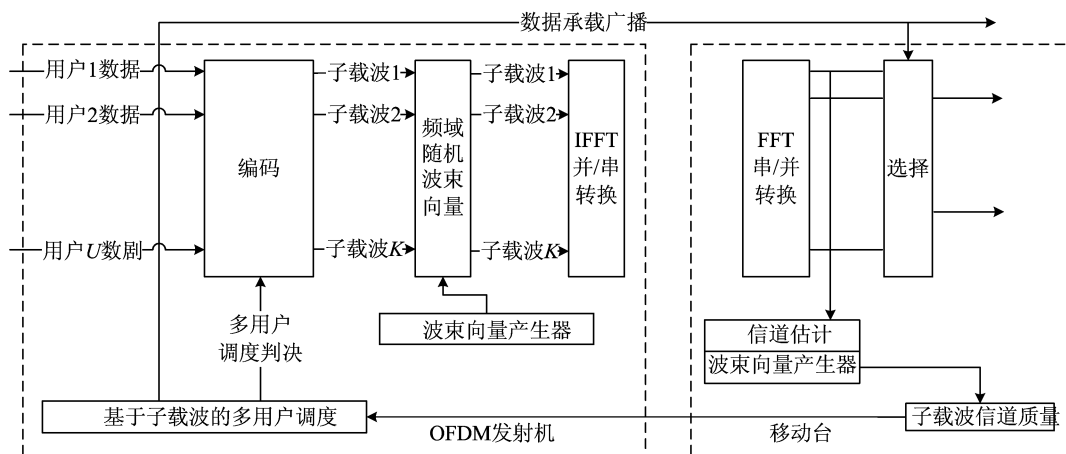


图 1 基于子载波调度的 OFDM 多用户系统

Fig. 1 Sub-carrier based scheduling in the OFDM multi-user system

无线信道是多径数为 P 的多径信道 ($P=1$ 时为单径), 为分析方便又不失一般性, 假设信道均满足具有指数衰减特性的 Rayleigh 多径分布, 每径信道能量按径数归一化, 各信道之间不相关. 文献[9]描述了 CDD 的系统模型, 若第 n 时刻的时域信号 x_n 在某根发射天线上被发射, 则接收端信号表示为

$$y_n = x_n \otimes h_n = \sum_{\tau=-\infty}^{+\infty} h_\tau x_{n-\tau} = \sum_{\tau=0}^{P-1} h_\tau x_{n-\tau} \quad (1)$$

当 $\tau=P, \dots, N-1$ 时, $h_\tau=0$, 式中 \otimes 是卷积运算符.

假设接收端定时完全准确, 则接收信号是来自 L 根天线的循环延时信号的叠加, 即

$$y_n = \sqrt{1/L} (x_n \otimes h_n^0 + x_{(n-d_1)} \otimes h_n^1 + \dots + x_{(n-d_{L-1})} \otimes h_n^{L-1}) + z_n \quad (2)$$

式中, d_l 是第 l 根天线上的循环延时, 不失一般性, 假设第一根天线上的没有时延, h_n^l 是第 l 根天线到接收天线的时域多径信道, $\sqrt{1/L}$ 是发射功率按天线数归一化因子, z_n 是加性高斯白噪声.

从频域上看, 式(2)两端经过 K 点 FFT 变换, 第 k 个子载波上的接收信号表示为

$$Y_k = \sqrt{1/L} \sum_{l=0}^{L-1} H_k^l e^{-j2\pi k d_l / K} X_k + Z_k \quad (3)$$

其中

$$H_k^l = \sum_{n=0}^{P-1} h_n^l e^{-j2\pi k n / K} \quad (4)$$

所以, 由式(3)可以得到一个 MISO 系统的频域等效信道 $H_k = \sum_{l=0}^{L-1} H_k^l e^{-j2\pi k d_l / K}$, 我们定义

$$H_{k, \text{Equ}}^l = H_k^l e^{-j2\pi k d_l / K} \quad (5)$$

以等效信道表示第 k 个子载波上的接收信号为

$$Y_k = \sqrt{1/L} H_k X_k + Z_k \quad (6)$$

2 频域波束矢量生成器

在随机波束成型多用户分集系统中, 基站事先并不知道发射天线到各用户接收天线的频域信道, 基站在不同的子载波上使用不同的频域波束矢量, 实际上是在用户频域信道张成的线性空间中向不同方向辐射能量. 由式(5)可以认为, 在循环延时发射方案中 $e^{-j2\pi k d_l / K}$ 就是第 k 个子载波上第 l 根发射天线到接收天线频域信道的波束权值. 假设第 u 个用户的频域信道为 $\mathbf{H}_u = (\mathbf{H}_{1,u}, \dots, \mathbf{H}_{k,u}, \dots, \mathbf{H}_{K,u})^T$, 其中 $\mathbf{H}_{k,u} = (\mathbf{H}_{k,u}^1, \mathbf{H}_{k,u}^2, \dots, \mathbf{H}_{k,u}^L)$ 是第 u 个用户在第 k 个子载波上的频域信道; 又假设全部 K 个子载波的波束矩阵为 $\mathbf{B} = (\mathbf{b}_1, \dots, \mathbf{b}_k, \dots, \mathbf{b}_K)$. 其中, $\mathbf{b}_k =$

$(e^{-j2\pi k d_1 / K}, \dots, e^{-j2\pi k d_l / K}, \dots, e^{-j2\pi k d_L / K})^T$ 是第 k 个子载波上的波束矢量. 对于用户 u , 它的频域信道 \mathbf{H}_u 经波束成型后变为在 K 个波束矢量上的投影, 其中第 k 个波束矢量上的投影为 $\mathbf{H}_{k,u} \cdot \mathbf{b}_k$, 如果某个波束 \mathbf{b}_k 越接近用户的信道 $\mathbf{H}_{k,u}$, 该用户的子载波信道质量越好, 即 $|\mathbf{H}_{k,u} \cdot \mathbf{b}_k|$ 越大. 由于基站不知道用户信道 \mathbf{H}_u , 而是采用事先确定的矩阵序列构造波束发射信号, 用户等效的子载波信道 $\mathbf{H}_{k,u} \cdot \mathbf{b}_k$ 是一个随机变量, 用户总是希望在有限的 K 个子载波上使更高的概率处于等效子载波信道条件好的情况. 所以, 我们的优化目标为

$$\max_{\mathbf{B}} (\epsilon_{\mathbf{H}_{k,u}} \{ \max_{\mathbf{b}_k \in \mathbf{B}} |\mathbf{H}_{k,u} \cdot \mathbf{b}_k| \}) \quad (7)$$

由于 $\mathbf{H}_{k,u}$ 张成 L 维线性空间, 这实际上等效于要求 \mathbf{B} 中的波束矢量 \mathbf{b}_k 均匀地分布在这 L 维线性空间中, 所以式(7)的优化目标可以转化为

$$\min_{\mathbf{B}} (\max_{\mathbf{b}_{k_1}, \mathbf{b}_{k_2} \in \mathbf{B}} |\mathbf{b}_{k_1}^H \cdot \mathbf{b}_{k_2}|) \quad (8)$$

贝尔实验室的 Bertrand 等^[10] 在代数环理论基础上提出了一种酉空时系统码的构造方法, 在 T 个时隙的时间块中构造 L 个酉空时系统码的星座图, 对于单天线情况下, 构造的空时码为

$$\Phi_l = \frac{1}{\sqrt{T}} \begin{bmatrix} e^{j\frac{2\pi}{T} u_1 (l-1)} & & & \\ & e^{j\frac{2\pi}{T} u_2 (l-1)} & & \\ & & \dots & \\ & & & e^{j\frac{2\pi}{T} u_T (l-1)} \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

通过分析, 论证了通过优化 u_1, u_2, \dots, u_T , 这种系统码可以取得优良的误码率性能, 本文提出的利用循环延时发射构造频域波束矩阵的方法借鉴了这种空时编码的思想, 构造的波束矩阵 \mathbf{B} 由下列波束矢量构成

$$\mathbf{b}_k = \frac{1}{\sqrt{L}} \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{K} d_1 (k-1)} & & & \\ & e^{-j\frac{2\pi}{K} d_2 (k-1)} & & \\ & & \dots & \\ & & & e^{-j\frac{2\pi}{K} d_L (k-1)} \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

则 $\mathbf{b}_1 = \frac{1}{\sqrt{L}} [1, 1, \dots, 1]^T$, 记 $\Theta = \text{diag} \{ e^{-j\frac{2\pi}{K} d_1}, e^{-j\frac{2\pi}{K} d_2}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{K} d_L} \}$, $e^{-j\frac{2\pi}{K} d_l}$ 表示 Θ 对角线上的元素, 则 $\mathbf{b}_k = \Theta^{k-1} \mathbf{b}_1$.

这样的波束矩阵有如下几个特点, 首先这样的波束矩阵不需要使频域信号经过乘法器和波束矢量相乘, 只需要在第 l 根天线上把数据流副本循环延时 d_l , 如式(5)所示, 可以达到频域波束的效果, 在实际应用中可以利用循环移位操作代替乘法操作; 其次, 为了满足式(8)优化目标, 需要计算各波束矢量之间的相关性, 而式(10)所示 $\mathbf{b}_k = \Theta^{k-1} \mathbf{b}_1$ 的循环结构, \mathbf{b}_k 与 $\mathbf{b}_{k'}$ 之间的相关性只与 $(k-k') \bmod K$ 有

关,这样验证相关性的操作复杂度从 $O(K^2)$ 降低到 $O(K)$,尤其在子载波数目很大时有效地降低了计算复杂度;最后,这种简单的波束矩阵构造方法在基站端,特别是在移动台端都较容易生成和维护。

根据式(8)优化目标,我们希望生成的波束矩阵中的各个波束矢量之间的最大互相关最小化.由式(10)中 $\mathbf{b}_k = \mathbf{C}^{k-1} \mathbf{b}_1$ 的循环结构,只需在 \mathbf{B} 中验证 $|\mathbf{b}_k^H \cdot \mathbf{b}_1|$ 的最大值,然后找出这个最大值中最小的 \mathbf{B} 作为波束矩阵.在式(10)中每根天线上的循环时延 d_i 决定了不同波束矩阵之间的性能差异,所以可以改变不同的 $(d_1, \dots, d_i, \dots, d_L)$ 组合选出最优的波束矩阵 \mathbf{B} ,本文采用了随机搜索的办法^[10].下面给出了天线数分别是 3 根和 6 根时最优时延和文献[8]中最小时延的波束矢量相关性图。

假设 \mathbf{B} 中有 64 个波束矢量 \mathbf{b}_k 分别对应 64 个子载波,6 根发射天线.图 2,3 分别表示 6 根天线上的循环时延为(1,2,3,4,5,6),(1,18,23,39,46,57)的情况;图 3 对应的波束矩阵为满足式(8)优化目标的最优波束矩阵。

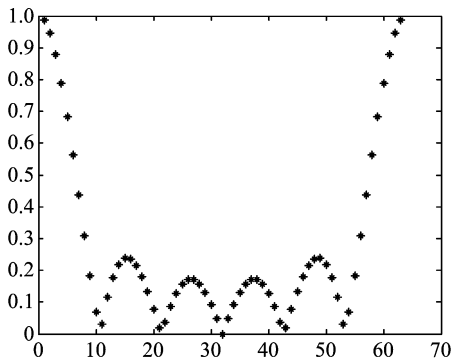


图 2 6 根发射天线最小时延的波束矢量相关性图

Fig. 2 Correlation among beamforming vectors using 6 transmit antennas and minimal delay

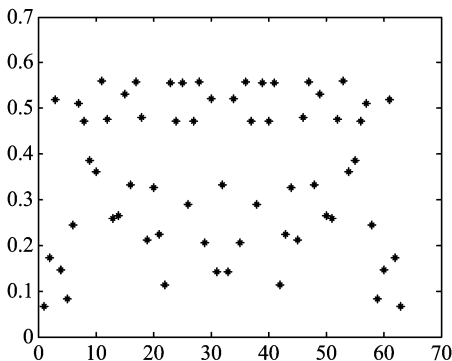


图 3 6 根发射天线最优时延的波束矢量相关性图

Fig. 3 Correlation among beamforming vectors using 6 transmit antennas and optimal delay

假设 \mathbf{B} 中有 32 个波束矢量 \mathbf{b}_k 分别对应 32 个子载波,3 根发射天线.图 4,5 分别表示 3 根天线上的循环时延为(1,2,3),(2,15,24)的情况;图 5 对应的波束矩阵为满足式(8)优化目标的最优波束矩阵。

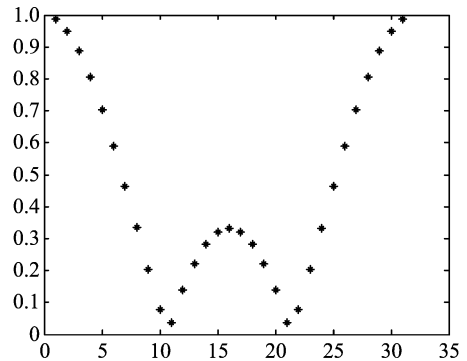


图 4 3 根发射天线最小时延的波束矢量相关性图

Fig. 4 Correlation among beamforming vectors using 3 transmit antennas and minimal delay

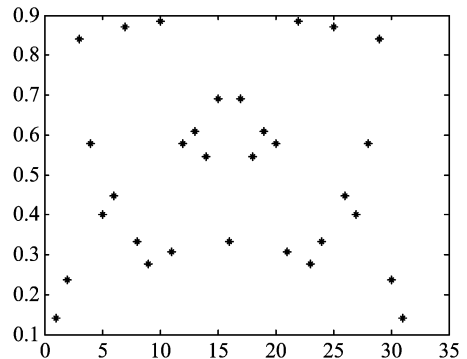


图 5 3 根发射天线最优时延的波束矢量相关性图

Fig. 5 Correlation among beamforming vectors using 3 transmit antennas and optimal delay

3 性能分析和数值仿真

3.1 本文采用的性能分析标准

(I) 系统平均吞吐量

利用上述的频域波束矩阵 \mathbf{B} 实际上是把用户原本的平衰落信道或者变化缓慢的频率选择性衰落信道变为起伏更大的频率选择性信道,这样使得用户在某些子信道上处于优良状态的机会得到增加,并获得高效使用资源的机会,这也是式(7)优化目标表达的意义.首先我们需要验证本文提出的波束矩阵构造法在式(7)优化目标下的性能.给出波束矩阵 \mathbf{B} ,对用户的每个子信道做波束,从中选出 K 个子载波上等效信噪比的最大值,再对这个值在所有用户信道上取集平均.即 $\zeta = \varepsilon_{H_{k,u}} \{ \max(\log_2(1 + \gamma_{k,u})) \}$.

其中 $\gamma_{k,u}$ 表示第 u 个用户在子载波 k 上的等效信噪比。

(II) 系统的短时平均吞吐量

多用户系统的平均吞吐量是一个系统频谱利用效率的直接反映,是无线通信系统重要的设计指标。在 OFDM 多用户分集系统中,我们可以记录在一个 OFDM 符号周期内每个用户在所有 K 个子载波上的吞吐量,如果用户 u 在第 k 个子载波上没有被调度,则其吞吐率 $c_{k,u} = 0$,故整个 OFDM 符号周期内系统的吞吐率为

$$C(t) = \sum_{k=1, u=1}^{K, U} c_{k,u}(t) \quad (11)$$

本文规定每个符号周期内,一个子载波只能分配给一个用户,一个用户可以拥有多个子载波。在面向分组传输的无线通信系统中,用户对时延的要求随业务类型有所不同,所以考虑在一段时间内的系统吞吐率是有实际意义的。我们定义在 ω 个 OFDM 符号周期内,系统的短时平均吞吐率为

$$C_{\omega}(t) = \frac{1}{\omega} \sum_{\tau=0}^{\omega-1} C(t-\tau) \quad (12)$$

受信道随机性和调度不确定性的影响, $C_{\omega}(t)$ 也是一个随机变量。由于在 ω 个符号周期的时间窗口内不会遍历各个状态, $C_{\omega}(t)$ 的中断概率是一个合适的度量系统性能的指标,比如在 ω 内用户有 $C_{w_0}(t)$ 的流媒体业务需要传输,如果 $C_{\omega}(t) < C_{w_0}(t)$,则用户需要中断其业务的恒速传输。本文定义系统短时吞吐率中断概率为

$$P_{w, out} = P(C_{\omega}(t) < C_{w_0}(t)) \quad (13)$$

(III) 系统用户公平度

基于相同的用户调度准则,采用本文提出的波束矩阵同文献[8]提出的波束矩阵或者不采用任何波束的情况进行比较,用户的 $c_{k,u}(t)$ 之间的差异会不同,即用户的公平度不同,为了描述系统中用户的公平度,我们定义系统用户不公平度为

$$UF_K(t) = \sqrt{\frac{1}{U} \sum_{u=1}^U \left(\frac{C_{K,u}(t) - \bar{C}_{K,U}(t)}{\bar{C}_{K,U}(t)} \right)^2} \quad (14)$$

式中, $C_{K,u}(t) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^K c_{k,u}(t)$ 表示用户 u 在所有 K 个子载波上的吞吐率的均值, $\bar{C}_{K,U}(t) = \frac{1}{U} \sum_{u=0}^{U-1} C_{K,u}(t)$ 表示 K 个子载波上所有用户的平均吞吐量。因为本文主要考虑在一个 OFDM 符号周期内频域波束的性能,故式(14)中的时间变量 t 可以省略。 UF_K 表示一个系统中用户的不公平度,我们可

以定义它的中断概率函数为

$$P_{UF_K} = P(UF_K < UF_{K,0}) \quad (15)$$

对于一个选定的 $UF_{K,0}$, P_{UF_K} 越小说明系统的用户公平度越好。

3.2 仿真数据

(I) 首先我们考察式(7)优化目标下的系统平均吞吐量

将本文提出的最优循环延时波束(C-B)与文献[8]提出的最小延时波束(M-B)和零时延无波束(Z-B)的情况进行比较,以序列 (U, K, L) 表示仿真时的条件(用户数,子载波数,天线数),系统取平均信噪比为 15 dB,均采用基于子载波调度的多用户调度算法。图 6 中假设各收发天线间是单径信道,图 7 中假设各收发天线间是 3 径的多径信道,图中横坐标表示八种 (U, K, L) 仿真条件。

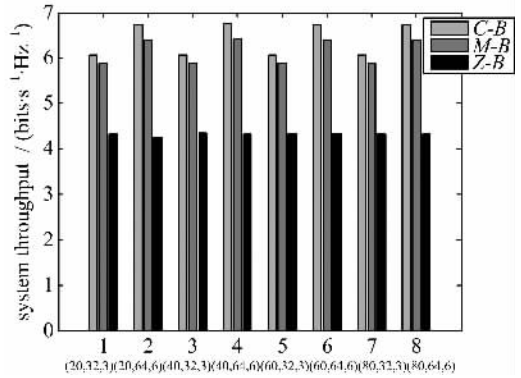


图 6 单径信道下的系统平均吞吐量

Fig. 6 Average throughput through single path channel

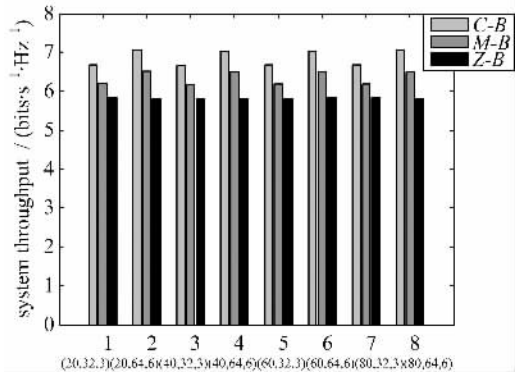


图 7 3 径信道下的系统平均吞吐量

Fig. 7 Average throughput through 3-path channel

首先,从图 6,7 可以看出,用户数目对系统平均吞吐量没有显著影响。原因在于式(7)中对每个用户每个子载波上的频域信道 $H_{k,u}$ 做集平均,样本数目即使在 20 个用户、32 个子载波的情况下也已经很

大了;其次,采用 $C-B$ 的波束方案比 $M-B$ 和 $Z-B$ 均有增益,这说明 $C-B$ 的波束矢量更加均匀地分布在用户信道张成的线性空间中,与前文分析是相符的。

(II) 系统短时吞吐率中断概率

系统短时吞吐率中断概率描述了系统维持一定吞吐率的能力. 图 8~11 比较了 4 种情况下的系统短时吞吐率中断概率. 从 4 幅图中可以看出, $C-B$ 的系统短时吞吐率分布最窄, 它维持恒定吞吐率的能力最强; 频率选择性信道 ($path=3$) 下, $C-B$ 的系统短时吞吐率分布明显窄于 $M-B$, 即在系统存在轻度频率选择性的情况下, $M-B$ 没有性能增益, 而 $C-B$ 仍然有性能增益.

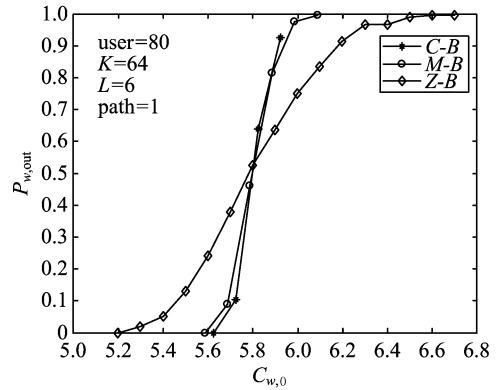


图 10 单径信道短时吞吐率中断概率
Fig. 10 Short-time throughput outage probability of single-path channel

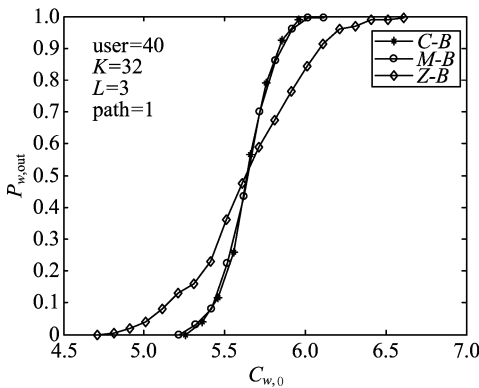


图 8 单径信道短时吞吐率中断概率
Fig. 8 Short-time throughput outage probability of single-path channel

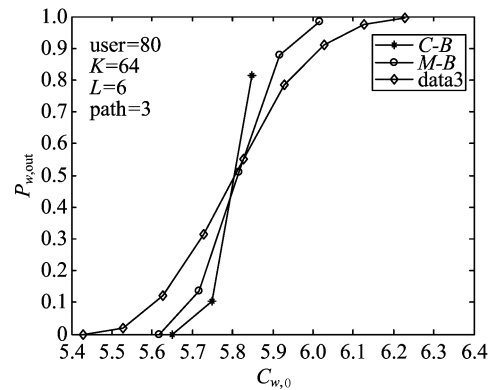


图 11 3 径信道短时吞吐率中断概率
Fig. 11 Short-time throughput outage probability of 3-path channel

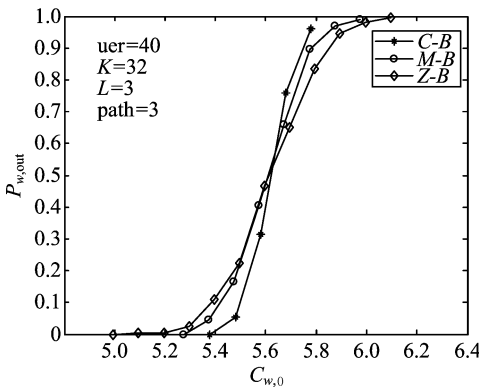


图 9 3 径信道短时吞吐率中断概率
Fig. 9 Short-time throughput outage probability of 3-path channel

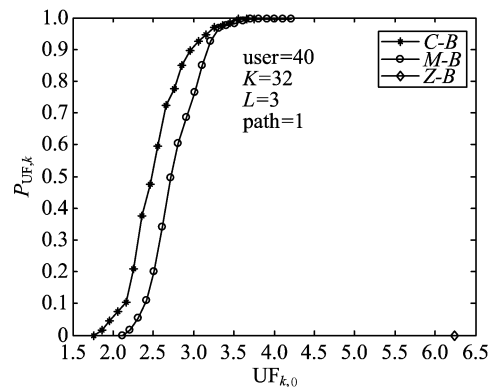


图 12 单径信道用户不公平度中断概率
Fig. 12 Unfairness outage probability of single-path channel

(III) 系统用户不公平度中断概率

系统用户公平度是多用户系统的一个重要指标, 图 12~15 比较了 4 种情况下的系统用户不公平度中断概率, 条件同前. 由这 4 幅图可以看出, 采用 $C-B$ 的系统公平度在各种情况下均优于 $M-B$ 和 $Z-$

B ; 在多径衰落情况相同的条件下, 如前所述由于 $L=6$ 时选出的最优波束矩阵比 $L=3$ 时的最优波束矩阵性能较好, $L=6$ 时系统的不公平度更小; 当信道条件从平衰落变成轻微频率选择性衰落时, 由于引入了一定的频率选择性, 使得系统的公平程度有所提高, 这一点在采用 $Z-B$ 时非常明显, 但是采用

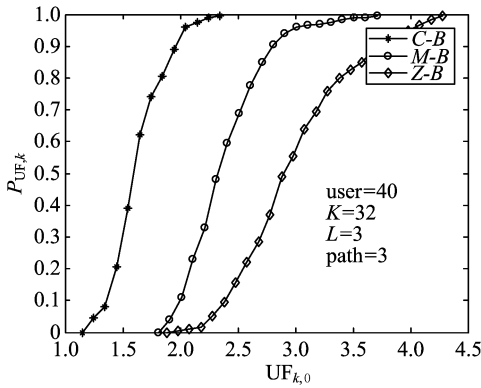


图 13 3 径信道用户不公平度中断概率

Fig. 13 Unfairness outage probability of 3-path channel

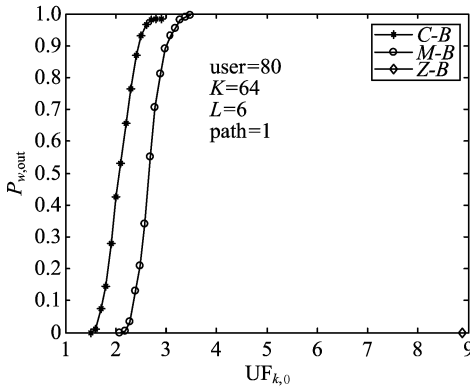


图 14 单径信道用户不公平度中断概率

Fig. 14 Unfairness outage probability of single-path channel

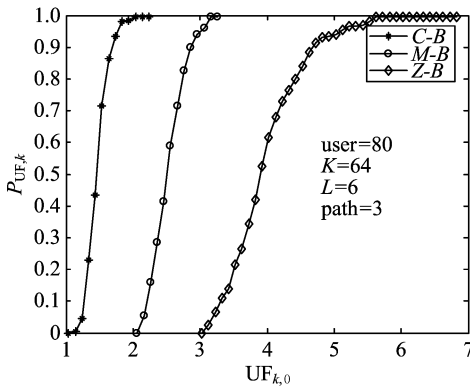


图 15 3 径信道用户不公平度中断概率

Fig. 15 Unfairness outage probability of 3-path channel

C-B 的系统公平度仍然是最好的。

4 结论

本文提出了一种基于循环延时发射技术的频域随机波束方法。在基于 OFDM 的多天线多用户分集系统中,本文提出的利用最优循环延时所获得的频域波束矩阵,均匀分布在多用户频域信道所张成的线性空间中,大大增加了用户处于良好子信道状态

的机会。而且,由于在各用户的频域信道引入更大的起伏,使得各用户被调度的机会更加均等,即提高了用户公平性。仿真数据表明,在基于子载波的多用户调度方法下,与参考的波束方法相比,本文提出的波束方法获得了更好的系统吞吐率和用户公平性。另外,这种波束成型方法有 $\mathbf{b}_k = \mathbf{O}^{k-1} \mathbf{b}_1$ 的循环生成结构和简单的实现方式,具有很好的实际应用价值。

参考文献(References)

- [1] Foschini G J, Gans M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas [J]. Wireless Personal Communications, 1998, 6(3): 311-335.
- [2] Telatar I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels [J]. European Transactions on Telecommunications, 1999, 10(6): 585-595.
- [3] Kolding T, Klaus P, Jeroen W, et al. High speed downlink packet access: WCDMA evolution[R]. IEEE Vehicular Technology Society News, February 2003.
- [4] Rashid-Farrokhi F, Liu K J R, Tassiulas L. Transmit beamforming and power control for cellular wireless systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1 437-1 450.
- [5] Chung J, Hwang C S, Kim K, et al. A random beamforming technique in MIMO systems exploiting multiuser diversity[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(5): 848-855.
- [6] Viswanath P, Tse D N C, Laroia R. Opportunistic beamforming using dumb antennas [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(6): 1 277-1 294.
- [7] Tan J, Stüber G L. Multicarrier delay diversity modulation for MIMO systems wireless communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2004, 3(5): 1 756-1 763.
- [8] Farooq Khan, Cornelius Van Rensburg. An adaptive cyclic delay diversity technique for beyond 3G/4G wireless systems[C]// Proceedings of the 64th IEEE Vehicular Technology Conference, INSPEC, 2006: 1-6.
- [9] Oh K, Kim S, Kim S H, et al. Novel transmit diversity techniques for broadcast services in cellular networks [C]// Proceedings of the 61th IEEE Vehicular Technology Conference, Stockholm, Sweden: IEEE Press, 2005,2: 896-900.
- [10] Hochwald B M, Marzetta T, Richardson T J, et al. Systematic design of unitary space-time constellations [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2000, 46(6): 1 962-1 973.