

微蜂窝结构分布式天线系统下行链路 性能与信道容量分析^{*})

曹 汐 朱光喜 梁学俊

(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

摘 要 近期研究表明分布式天线系统(DAS)能有效扩展系统覆盖,增加系统容量并减小辐射功率。本文提出了两种应用于微蜂窝结构 DAS 的传输策略:单天线选择方式(STAS)和双天线选择方式(DTAS),并从信息论的角度分析了这两种方式下的接收端信噪比(SNR)、误码率(SER)和各态遍历信道容量。理论分析结果证明,与传统蜂窝系统相比,本文提出的微蜂窝结构 DAS 能显著提高接收端 SNR 和信道容量并降低误码率,特别是对于小区边缘区域用户。此外,该微蜂窝结构 DAS 在提高 30% 的平均 SNR 和信道容量的同时能降低至少 75% 的发射功率,并能有效对抗实际系统中的路径衰落。因此,在功率受限的蜂窝系统中微蜂窝结构的 DAS 将成为提高信道容量、对抗大尺度衰落的有效解决方案。

关键词 微蜂窝,分布式天线,信道容量,空间分集

Downlink Performance and Channel Capacity Analysis for Micro-cellular Distributed Antenna Systems

CAO Xi ZHU Guang-xi LIANG Xue-jun

(Department of Electronics & Information Engineering, Huazhong Univ. of Sci. & Tech., Wuhan 430074, China)

Abstract Distributed antenna systems (DAS) is considered to be a promising candidate for future mobile communications. Recent studies have shown that DAS can extend coverage, increase system capacity and reduce radiated power. In this paper, received signal-to-noise ratio (SNR) symbol error probability (SER) and ergodic capacity of two transmission strategies: single transmit antenna selection (STAS) scheme and dual transmit antennas selection (DTAS) scheme are analyzed in downlink micro-cellular DAS. The results show that compared with conventional cellular systems, the proposed micro-cellular DAS obviously improves received SNR and capacity for the users near the cell boundary. Moreover, average SNR and capacity are both improved more than 30% while saving more than 75% transmit power. Therefore, micro-cellular DAS architecture appears to be an effective solution to improve capacity and resist path loss for power-limited cellular systems.

Keywords Micro-cell, Distributed antenna, Channel capacity, Spatial diversity

1 引言

随着移动通信用户数量的持续增长,系统容量限制成为制约传统蜂窝系统(CCS)发展的一个重大问题。相比而言,分布式天线系统(DAS)能提供更大传输分集增益,扩展系统覆盖并提高系统容量,因此 DAS 在未来移动通信系统中将有很大的应用潜力,并成为研究热点。文献[1]最早在室内环境下提出 DAS,并利用泄漏同轴电缆广播信号以解决室内无线通信的覆盖问题。关于 DAS 的近期研究主要关注于最大化系统覆盖,降低辐射功率和提高中断容量等方面^[2-8]。由于下行链路更容易分析,大多数文献集中分析了上行链路的传输性能^[2-4],Roh 在文献[3]中证明广义 DAS(GDAS)的中断容量超过传统 MIMO 系统,但移动终端位置对容量的影响并没有提到。虽然也有少量文献研究了 DAS 的下行链路传输性能^[6-8],然而文献[6]对基于空间复用的 DAS 下行链路性能的研究是在非蜂窝环境下进行的,文献[7]分析了用于码分多址(CDMA)情况下的 DAS 下行信道容量,但分析结果只是来源

于计算机仿真,文献[8]对用于广播和组播业务的 DAS 下行链路性能的研究也只是基于计算机仿真。尽管计算机仿真有一定的参考价值,但基于信息论的理论分析能更清楚地为我们揭示系统所能达到的容量上限。

本文从信息论的角度研究了微蜂窝结构 DAS 在系统结构上的优势,提出了两种应用于微蜂窝结构 DAS 的下行链路传输策略:单天线选择方式(STAS)和双天线选择方式(DTAS),并分析了这两种方式下的接收端信噪比(SNR)、误码率(SER)性能和各态遍历信道容量。理论分析结果表明,在功率受限的蜂窝系统中微蜂窝结构的 DAS 将成为提高信道容量、对抗大尺度衰落的有效解决方案。

2 系统模型

2.1 蜂窝结构与多址方式

如图 1 所示,考虑由一个小基站(SBS)和多个分布式天线单元(DAM)组成的微蜂窝结构 DAS,每个 DAM 通过专线、光纤或专用射频链路与 SBS 建立物理连接。DAM 的实

^{*}) 国家高技术研究发展计划资助项目(2003AA12331005)和(2006AA01Z277)、国家自然科学基金资助项目(60496315)。曹 汐 博士研究生,主要研究方向为分布式 MIMO-OFDM 系统中的信道模型与传输策略;朱光喜 教授,博士生导师,研究方向为宽带无线通信、多媒体技术;梁学俊 博士研究生,主要研究方向为 MIMO-OFDM 系统自适应传输及信道反馈。

际数量往往由用户分布、覆盖情况和其他环境因素决定,本文考虑一个合理而常见的例子:1个SBS加6个DAM均匀分布。传统蜂窝系统(CCS)只有一个大功率的基站覆盖整个蜂窝区域,相比而言本文提出的微蜂窝结构DAS将整个蜂窝区域分成由7个均匀分布的天线分别覆盖的7个微蜂窝。假设整个蜂窝区域的半径是 R ,微蜂窝的半径是 r 。第 i 个DAM的发射功率设为 P_i ($i=0,1,\dots,6$),约定SBS的编号为 $i=0$ 。为公平起见,设 $\sum_{i=0}^6 P_i = P$,其中 P 是CCS中基站的总发射功率。

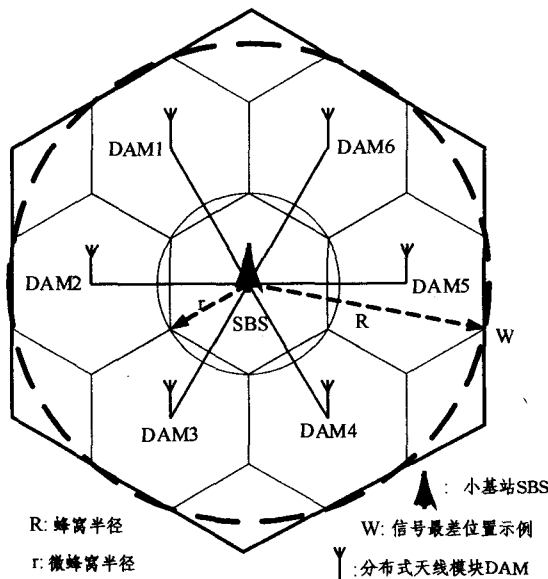


图1 微蜂窝结构DAS

为简化分析,文中假设单用户情况。然而该假设并不影响本文的分析结果应用于实际多用户系统,例如时分多址(TDMA)、频分多址(FDMA)、码分多址(CDMA)和正交频分多址(OFDMA)系统等。

2.2 传输策略

得益于微蜂窝结构DAS在空间自由度上的增加,相比于CCS的简单传输策略,DAS中可以通过利用各种可能的分布式多天线的组合获得更多可行的传输策略。为降低总的发射功率,本文考虑两种基于发射天线选择的传输策略:单发射天线选择(STAS)方式和双发射天线选择(DTAS)方式。其中,STAS方式通过以最小传播路径损失为准则选择单个DAM或SBS传输信号,这种方式能最小化发射功率并获得宏选择分集增益;DTAS方式则通过SBS和所选的某个DAM同时传输信号,天线选择准则也是最小化传播路径损失。相比于STAS方式,DTAS方式通过增加一倍的发射功率,能获得更多宏选择分集增益。

2.3 信道模型与接收信号

为方便分析,先考虑一般情况,假设信号通过所有6个DAM和SBS传输到移动端。在这种方式下,所有DAM和SBS一起构成一个大尺度多人单出(MISO)系统,该MISO信道向量以距离向量 $d=[d_0, d_1, \dots, d_6]$ 为参数,并可表示为

$$H(d) = L(d)H_s \quad (1)$$

其中 $L(d)=[\sqrt{L_0}, \sqrt{L_1}, \dots, \sqrt{L_6}]$ 是大尺度衰落向量, $L_i=d_i^\alpha$ 表示第 i 个DAM到移动端的传播路径衰落, d_i 为第 i 个DAM到移动端的距离, α 为路径衰落指数。 $H_s = \text{diag}(h_0, h_1, \dots, h_6)$ 是小尺度衰落信道矩阵, h_i 表示第 i 个DAM到移

动端的小尺度衰落,并合理假设为独立同分布的归一化零均值复高斯随机变量。因此,该MISO信道向量可表示为

$$H(d) = [\sqrt{L_0}h_0, \sqrt{L_1}h_1, \dots, \sqrt{L_6}h_6] \quad (2)$$

本文中,假设在一个发送符号周期内信道衰落不变,那么移动端接收到的信号可以表示为

$$r(t) = H(d)s(t) + z(t) \quad (3)$$

其中 $z(t)$ 是零均值加性高斯白噪声,其方差为 $E[z z^H] = \sigma_z^2$ 。 $s(t)=[s_0(t), s_1(t), \dots, s_6(t)]^T$ 为下行发送信号向量,其中 $s_i(t)$ 表示从第 i 个DAM发送的信号,信号发射功率为 $E[|s_i(t)|^2] = P_i$ 。

当采用STAS方式时,接收信号可由(3)式化简为

$$r_{STAS}(t) = \sqrt{L_k}h_k s_k(t) + z(t) \quad (4)$$

其中 $k = \arg \max_{i \in \{0,1,\dots,6\}} \{L_0, L_1, \dots, L_6\}$ 。

当采用DTAS方式时,接收信号可由(3)式重写为

$$r_{DTAS}(t) = \sqrt{L_0}h_0 s_0(t) + \sqrt{L_k}h_k s_k(t) + z(t) \quad (5)$$

其中 $k = \arg \max_{i \in \{1,\dots,6\}} \{L_1, \dots, L_6\}$ 。

3 DAS下行链路性能与容量分析

3.1 接收端信噪比(SNR)性能

先考虑一般情况,假设未编码信号通过所有DAM和SBS传输到移动端,为公平起见,设 $\sum_{i=0}^6 P_i = P$,则接收端SNR的通用表达式为

$$\text{SNR} = \frac{\sum_{i=0}^6 L_i P_i}{\sigma_z^2} \quad (6)$$

由(6)式可以得到CCS,STAS和DTAS方式下的接收端SNR,分别重写为(7)式、(8)式和(9)式:

$$\text{SNR}_{CCS} = \frac{L_0 P}{\sigma_z^2} \quad (7)$$

$$\text{SNR}_{STAS} = \frac{L_k P_k}{\sigma_z^2} \quad (8)$$

其中 $k = \arg \max_{i \in \{0,1,\dots,6\}} \{L_0, L_1, \dots, L_6\}$,

$$\text{SNR}_{DTAS} = \frac{L_0 P_0 + L_k P_k}{\sigma_z^2} \quad (9)$$

其中 $k = \arg \max_{i \in \{1,\dots,6\}} \{L_1, \dots, L_6\}$ 。

3.2 误码率(SER)性能

如前所述,本文提出的微蜂窝结构DAS构造了一个大尺度MISO信道。当发射机知道信道状态信息(CSI)时,发射最大比合并(TMRC)能最大化MISO信道的发射分集增益^[9,10]。因此,本小节分析了采用TMRC的DAS的SER性能,并可作为其他算法的SER理论上限。对于TMRC,移动端接收到的信号可以表示为

$$r = H(d)w + z \quad (10)$$

其中 w 是发送权系数向量,它的选取准则为最大化接收端SNR: $\eta = |H(d)w|^2 P_i / \sigma_z^2$ 。由Cauchy-Schwarz不等式,接收端SNR: η 满足

$$\eta \leq \frac{\|H(d)\|^2 \|w\|^2 P_i}{\sigma_z^2} \quad (11)$$

其中 $\|\cdot\|$ 表示 L^2 向量范数,当且仅当 w 和 $H(d)^H$ 成比例时等号成立。因此,权向量应为 $H(d)^H / \|H(d)\|$,则对应的SNR可重写为

$$\eta = \frac{\|H(d)\|^2 P_i}{\sigma_z^2} \quad (12)$$

于是,可得SER为^[11]

$$P_e \approx E \left[\frac{1}{N_c Q} \left(\sqrt{\frac{\eta d_{\min}^2}{2}} \right) \right] \quad (13)$$

其中 $\bar{N}_e$ 和 $d_{\min}$ 分别表示在给定的调制模式下, 调制星座图中最近相邻点的平均个数和最小距离。

由于 η 的概率密度函数(PDF)为

$$f_{PDF}(\eta) = \sum_{i=0}^6 \frac{\sigma_z^2 \pi_i}{L_i P_i} \exp\left(-\frac{\sigma_z^2 \eta}{L_i P_i}\right) \quad (14)$$

其中

$$\pi_i = \prod_{j=0, j \neq i}^6 \frac{L_j P_j}{L_i P_i - L_j P_j} \quad (15)$$

由文献[12]可得 SER 可写为

$$P_e \approx \int_0^\infty \bar{N}_e Q\left[\sqrt{\frac{\eta d_{\min}^2}{2}}\right] f_{PDF}(\eta) d\eta \quad (16)$$

$$= \sum_{i=0}^6 \frac{\pi_i \bar{N}_e}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{d_{\min}^2 L_i P_i}{d_{\min}^2 L_i P_i + 4\sigma_z^2}}\right] \quad (17)$$

根据(17)式, CCS, STAS 和 DTAS 方式下的 SER 可分别由(18)式、(19)式和(20)式表示

$$P_{e, CCS} = \frac{\bar{N}_e}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{d_{\min}^2 L_0 P_0}{d_{\min}^2 L_0 P_0 + 4\sigma_z^2}}\right] \quad (18)$$

$$P_{e, STAS} = \frac{\bar{N}_e}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{d_{\min}^2 L_k P_k}{d_{\min}^2 L_k P_k + 4\sigma_z^2}}\right] \quad (18)$$

$$(19)$$

其中 $k = \arg \max_{i \in \{0, 1, \dots, 6\}} \{L_0, L_1, \dots, L_6\}$,

$$P_{e, DTAS} = \frac{\bar{N}_e}{2} \frac{L_0 P_0}{L_0 P_0 - L_k P_k} \left[1 - \sqrt{\frac{d_{\min}^2 L_0 P_0}{d_{\min}^2 L_0 P_0 + 4\sigma_z^2}}\right] + \frac{\bar{N}_e}{2} \frac{L_k P_k}{L_k P_k - L_0 P_0} \left[1 - \sqrt{\frac{d_{\min}^2 L_k P_k}{d_{\min}^2 L_k P_k + 4\sigma_z^2}}\right] \quad (20)$$

其中 $k = \arg \max_{i \in \{1, \dots, 6\}} \{L_1, \dots, L_6\}$ 。

3.3 各态遍历信道容量分析

假设仅接收端知道 CSI, 则移动端在指定位置的各态遍历 Shannon 信道容量可用下式表示

$$C_\infty = E_{H(d)} \left[\log_2 \left(1 + \frac{H(d) S H(d)^H}{\sigma_z^2} \right) \right] \quad (21)$$

其中 S 是发送信号向量 $s(t)$ 的协方差矩阵, 并可表示为 $\text{diag}(P_0, P_1, \dots, P_6)$ 。因此, 由(2)式和(21)式可得, 各态遍历 Shannon 信道容量可重写为

$$C_\infty = E_{H(d)} \left[\log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma_z^2} \sum_{i=0}^6 |h_i|^2 L_i P_i \right) \right] = \int_0^\infty \log_2(1 + \eta) f_{PDF}(\eta) d\eta \quad (22)$$

根据(14)式、(15)式和(22)式, 信道容量表达式可简化为^[12]

$$C_\infty = -\frac{1}{\ln 2} \sum_{i=0}^6 \pi_i \exp\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_i P_i}\right) Ei\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_i P_i}\right) \quad (23)$$

其中 $Ei(x) = -\int_{-x}^\infty \frac{e^{-t}}{t} dt$ 。

因此, 根据(23)式, CCS, STAS 和 DTAS 方式下的各态遍历容量可分别由(24)式、(25)式和(26)式表示

$$C_{\infty, CCS} = -\frac{1}{\ln 2} \exp\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_0 P_0}\right) Ei\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_0 P_0}\right) \quad (24)$$

$$C_{\infty, STAS} = -\frac{1}{\ln 2} \exp\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_k P_k}\right) Ei\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_k P_k}\right) \quad (25)$$

其中 $k = \arg \max_{i \in \{0, 1, \dots, 6\}} \{L_0, L_1, \dots, L_6\}$,

$$C_{\infty, DTAS} = -\frac{1}{\ln 2} \frac{L_0 P_0}{2 L_0 P_0 - L_k P_k} \exp\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_0 P_0}\right) Ei\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_0 P_0}\right) - \frac{1}{\ln 2} \frac{L_k P_k}{2 L_k P_k - L_0 P_0} \exp\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_k P_k}\right) Ei\left(-\frac{\sigma_z^2}{L_k P_k}\right) \quad (26)$$

其中 $k = \arg \max_{i \in \{1, \dots, 6\}} \{L_1, \dots, L_6\}$ 。

4 数值分析结果

为简化分析, 假设 SBS 和每个 DAM 的信号发射功率均为 $P/7$, 即 $P_i = P/7 (i=0, 1, \dots, 6)$ 。图 2 和图 3 分别显示了当路径衰落指数为 4.0 时, 接收端 SNR 以及信道容量与归一化距离之间的关系, 该距离表示从 SBS 沿信号最差位置示例 W 方向到移动端的归一化距离。从图中可以发现与 CCS 不同的是, 在本文提出的微蜂窝结构 DAS 中接收端 SNR 以及信道容量与归一化距离之间有着非常有趣的非单调关系: 从 SBS 到 0.33R 这段区域, 无论采用 STAS 方式还是 DTAS 方式, SNR 和信道容量都随着距离的增加而降低, 并在 0.33R 处达到极小值。这是因为来自 SBS 的信号在此区域占据主导地位。而从这段区域, 来自所选的 DAM 的信号逐渐占据主导地位, SNR 和信道容量也因此都随着距离的增加而先升高后降低, 并于 0.64R 处达到极大值, 因为移动端在此处距离所选 DAM 最近。在 0.33R 处, 相比于 STAS 方式, DTAS 方式的 SNR 能获得 3dB 的增益, 信道容量也增加了大约 50%, 而在其他区域两者的 SNR 性能和信道容量区别并不明显。

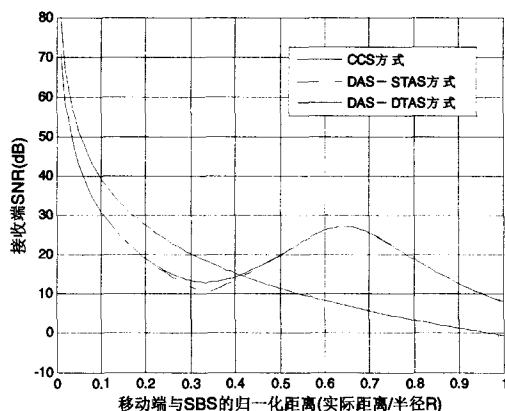


图2 路径衰落指数为 4.0 时接收端 SNR 与归一化距离的关系

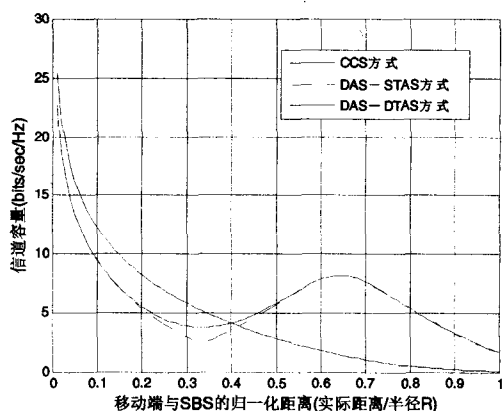


图3 路径衰落指数为 4.0 时信道容量与归一化距离的关系

另一方面, 由于 DAS-STAS 和 DAS-DTAS 这两种方式中的总发射功率分别只有 CCS 中的总发射功率的 $1/7$ 和 $2/7$, 接收端 SNR 性能和信道容量在 $(0 \sim 0.42R)$ 区域内即基站端附近, 相比于 CCS 方式略低; 但是在 $(0.42R \sim R)$ 区域内即蜂窝小区边缘, 相比于 CCS 方式, 微蜂窝结构 DAS 中无论采用 STAS 方式还是 DTAS 方式都能获得 SNR 性能和信道容

量的显著增益。值得一提的是,当用户在蜂窝小区中为均匀分布时,超过 80% 的用户将处于 $(0.42R \sim R)$ 区域内,而本文提出的微蜂窝结构 DAS 下的两种传输方式在该小区边缘区域能显著提高 SNR 性能和信道容量。对于另外 20% 处于 $(0 \sim 0.42R)$ 区域即靠近基站端的用户,尽管 DAS-STAS 和 DAS-DTAS 两种方式中的 SNR 性能和信道容量相比于 CCS 方式略低,但考虑到这两种方式的发射功率分别只有 CCS 方式的发射功率的 $1/7$ 和 $2/7$,即发射功率分别降低了 85% 和 75%,这种少量性能损失也是可以接受的。

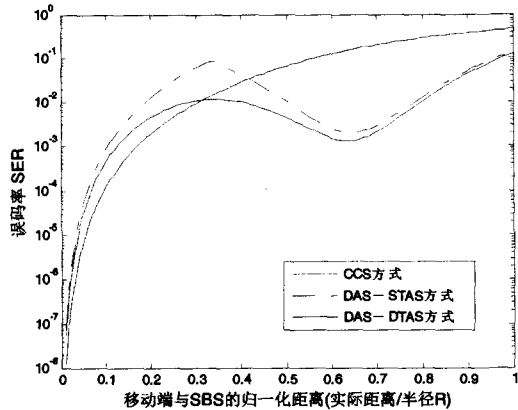


图4 路径衰落指数为 4.0 时 SER 与归一化距离的关系

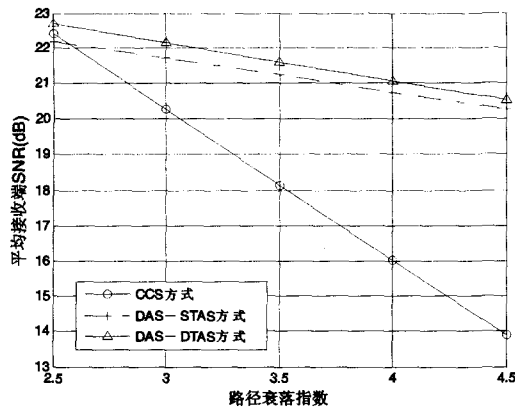


图5 接收端平均 SNR 与路径衰落指数的关系

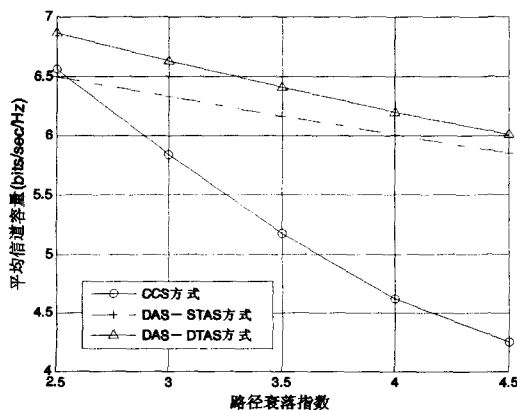


图6 平均信道容量与路径衰落指数的关系

图4显示了当路径衰落指数为 4.0,采用 QPSK 调制模式,发射端采用最大比合并方式时误码率(SER)性能与归一化距离之间的关系。分析结果表明微蜂窝结构 DAS 中,SER 与归一化距离同样呈现类似的非单调关系,并且相比于 CCS

方式,微蜂窝结构 DAS 下的两种方式在小区边缘能获得显著的 SER 性能增益。而 DAS-STAS 和 DAS-DTAS 两种方式相比,由于发射功率增加了一倍,DAS-DTAS 方式下的 SER 在各地都低于 DAS-STAS 方式下的 SER,尤其是当用户处于靠近 $0.33R$ 的区域时。

假设用户均匀分布在蜂窝小区中,则接收端平均 SNR 和平均信道容量与路径衰落指数的关系分别如图 5 和图 6 所示。图示分析结果证明,相比于 CCS,微蜂窝结构 DAS 能显著提高接收端平均 SNR 和平均信道容量,这是由于大部分用户处于小区边缘,而对于这一区域,微蜂窝结构 DAS 能获得极大的性能增益。例如,当路径衰落指数为 4.0 时,微蜂窝结构 DAS 的平均 SNR 和信道容量相比于 CCS 都提高了 30% 以上,而其发射功率则降低了 75% 以上。与此同时,由图 5 和图 6 还发现,随着路径衰落指数的增加,微蜂窝结构 DAS 中两种传输方式的平均性能下降速度明显低于 CCS 中的平均性能下降,据此证明本文提出的两种微蜂窝结构 DAS 下的传输方式能有效对抗实际系统中的路径衰落。

结束语 本文从信息论的角度研究了微蜂窝结构分布式天线系统在系统结构上的优势,提出了两种应用于微蜂窝结构 DAS 的下行链路传输策略:STAS 方式和 DTAS 方式,并分析了这两种方式下的接收端信噪比(SNR)、误码率(SER)性能和各态遍历信道容量。理论分析结果证明,与传统蜂窝系统相比,本文提出的微蜂窝结构 DAS 能显著提高接收端 SNR 和信道容量并降低误码率,特别是对于小区边缘的用户。此外,微蜂窝结构 DAS 在提高 30% 的平均 SNR 性能和信道容量的同时能降低至少 75% 的发射功率,并能有效对抗实际系统中的路径衰落。因此,在功率受限的蜂窝系统中微蜂窝结构 DAS 将成为提高信道容量、对抗大尺度衰落的有效解决方案。

参考文献

- [1] Saleh A, Rustako A, Roman R. Distributed Antennas for Indoor Radio Communications. IEEE Transactions on Communications, 1987, 35: 1245-1251
- [2] Clark M V, et al. Distributed versus centralized antenna arrays in broadband wireless networks // Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. May 2001: 33-37
- [3] Roh W, Paulraj A. Outage performance of the distributed antenna systems in a composite fading channel // Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. Vancouver BC Canada, Sep. 2002: 1520-1524
- [4] Hu H, Weckerle M, Luo J. Adaptive transmission mode selection scheme for distributed wireless communication systems. IEEE Communications Letters, 2006, 10: 573-575
- [5] Roh W, Paulraj A. MIMO channel capacity for the distributed antenna systems // Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. Vancouver BC Canada, Sep. 2002: 706-709
- [6] Han S, Zhou S, Wang J, et al. Transmit antenna selection with power and rate allocation for spatial multiplexing in distributed antenna systems. Tsinghua Science and Technology, 2006, 11: 259-263
- [7] Lin D, Shidong Z, Yan Y. Capacity analysis in CDMA distributed antenna systems. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4: 2613-2620
- [8] Boal A, Soares A, Silva J C, et al. Distributed Antenna Cellular System for Transmission of Broadcast/Multicast Services // Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. Dublin Ireland, 2007: 1307-1311
- [9] Lo T. Maximal ratio transmission. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(10): 1458-1461
- [10] 刘晓明,陈铸,欧静兰,等. 瑞利衰落信道中最大比合并系统性能及多路信号合并算法研究. 计算机科学, 2005, 32(7): 50-52
- [11] Proakis J G. Digital Communications, Fourth Edition. New York: The McGraw-Hill Companies, Inc., 2001
- [12] Gradshteyn I, Ryzhik I. Table of Integrals, Series, and Products. London, UK: Academic Press, 2003