

宏分集对于 CDMA 系统前向容量的影响

代 琳, 周世东, 姚 彦

(清华大学微波与数字通信国家重点实验室, 北京 100084)

摘 要: 宏分集可以有效地克服大尺度衰落的影响. 对于 CDMA 反向信道而言, 采用宏分集可以有效地改善信道质量并提高反向容量. 与此相比, 有关宏分集对 CDMA 前向信道的影响的研究则并不多见. 本文深入分析了多天线宏分集下的 CDMA 系统前向容量并发现, 在传统 CDMA 系统中, 无论采用何种功率分配方案, 宏分集都会导致前向容量损失. 在分析容量损失原因的基础上, 我们进一步提出了一种新的发送分集方案. 在该方案下, 前向容量不仅得到较大的提高, 而且会随着参与宏分集的基站数目的增多进一步增大.

关键词: CDMA; 宏分集; 前向容量

中图分类号: TN929 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2002) 07-0974-04

Effect of Macrodiversity on CDMA Forward Link Capacity

DAI Lin, ZHOU Shi-dong, YAO Yan

(State Key Lab. on Microwave & Digital Communications, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Macrodiversity is an effective means to overcome large scale fading effects. Much of previous work focused on its benefits to the reverse link in CDMA systems. However, its effect on the forward link is less well understood. In this paper, we analyze the CDMA forward link capacity with macrodiversity and the results show that macrodiversity causes forward link capacity loss whatever power allocation scheme is adopted. Based on the analysis of the cause of capacity loss, we further present a new transmission scheme, in which some joint control among the involved base stations is made to assure that the signals arrived at the desired mobile in phase and simultaneously. The simulation results show that in the new transmission scheme much higher capacity can be achieved with macrodiversity and the capacity increases rapidly with the number of involved base stations.

Key words: CDMA; macrodiversity; forward link capacity

1 引言

分集是克服衰落的最有效的手段之一, 它包括宏分集 (macrodiversity) 和微分集 (microdiversity) 两种方式^[1]. 其中宏分集是指移动台同时与两个或两个以上的基站保持联系, 从而增强接收信号质量. 在 CDMA 系统中, 采用宏分集可大大改善反向信道质量, 拓展小区覆盖范围并增加反向用户容量. 很多文献从不同侧面研究了宏分集对反向信道带来的好处^[2-4]. 相比之下, 有关前向容量, 尤其是采用宏分集下前向容量的研究则并不多见. 实际上, 对前向信道而言, 采用宏分集虽然可以增强接收信号功率, 但与此同时由于参与宏分集的各基站都必须与移动台建立连接, 因此系统内总干扰也增大了. 可见宏分集未必会增加前向容量. 文献[5]具体分析了软切换对于前向容量的影响, 其结论表明, 软切换 (两基站宏分集) 会引起容量损失, 且当切换区域增加时前向容量会进一步减小. 不过文[5]是从软切换角度出发, 重点在于研究两基站宏分集情况下, 切换区域对于前向容量的影响, 不涉及多基站宏分集情况

且未考虑功率控制.

实际上, 前向容量是和很多因素有关的, 参与宏分集的基站数目, 具体的功率分配方案以及发送方式都会影响 CDMA 系统前向容量. 因此本文进一步深入分析了多基站宏分集情况下的前向容量并发现, 在传统发送方式下, 不论采用何种功率分配方案, 前向容量都不可能随着参与宏分集的基站数目的增多而增加, 此时无宏分集得到最大的前向容量. 基于此分析, 进一步提出了一种新的发送方式, 并证明在该发送方式下采用最优的功率分配方案可使得前向容量随参与宏分集的基站数目的增多而大幅增加. 仿真结果表明, 和无宏分集的情况相比, 前向容量可提高一倍以上.

本文第二部分将系统分析传统发送方式下宏分集对于 CDMA 系统前向容量的影响. 针对宏分集引起容量损失的原因, 在第三部分中将提出一种新的发送方式并具体分析该发送方式下宏分集对于前向容量的改善. 文章的最后是对全文的总结.

2 传统发送方式下宏分集对前向容量的影响

如图 1 所示, 考虑 CDMA 系统前向信道采用导频相干解调, 各基站采用单根全向天线发送信号, 移动台在小区内均匀分布, 采用匹配滤波器接收. 这里需要说明两点: 首先, 我们的研究目标是采用宏分集对于前向容量的影响, 因此这里不考虑话音激活以及背景噪声, 因为这两者只会影响前向容量的绝对数值, 而不会影响其变化趋势. 其次, 只考虑路径衰减和阴影衰落, 快衰落对于模型的影响是以后将要研究的内容.

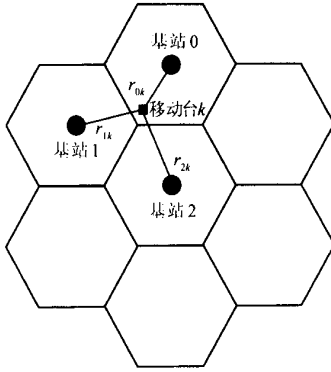


图 1 H 基站宏分集下前向信道模型

假设系统内共有 L 个小区, K 个移动台均匀分布于各小区内, 任一移动台在任意位置均与信道增益最大的 H ($H \geq 1$) 个基站保持联系, 参与宏分集的各基站采用各自不同的扰码向移动台独立发送信号, 因此移动台接收端需要采用 H 个匹配滤波器来检测来自该 H 个基站的有用信号. 设匹配滤波后的输出信号进行最大比合并, 具体接收框图参见文[5]. 假设导频信道功率与每移动台的总分配功率均为 P , 由于参与宏分集的各基站到移动台的路径各不相同, 因此其发给移动台的功率需要进行加权, 设与移动台 k 相连的第 i 个基站发给该移动台的功率为 $\bar{\omega}_{ik} \cdot P$, 其中 $\bar{\omega}_{ik}$ 表示权值, 并有 $\forall k, \sum_{i=0}^{H-1} \bar{\omega}_{ik} = 1$ (这里不妨假设与移动台 k 相联系的各基站按与移动台 k 的信道增益的降序编号, 即信道增益最大的编号为 0, 发送功率加权值为 $\bar{\omega}_{0k}$, 信道增益次最大的编号为 1, 发送功率加权值为 $\bar{\omega}_{1k}$, 依此类推). 可看出这里的功率分配是指在参与宏分集的基站之间的发送功率分配, 而非传统意义上基站对本小区各移动台之间的发送功率分配^[6].

具体地, 设某移动台 k 分别与基站 $0, 1, \dots, H-1$ 建立了联系, 则基站 i ($i = 0, 1, \dots, H-1$) 发给移动台 k 的有用信号到达接收端的功率为 $S_{ik} = v_{ik} \cdot \bar{\omega}_{ik} P$, 其中 v_{ik} 表示从基站 i 到移动台 k 的信道增益. 匹配滤波后的干扰功率为

$$I_{ik} = \frac{1}{2N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{L-1} p_{jk} \left(\sum_{m=0}^{K_j-1} p_{jm} + P \right) + \frac{1}{N} \cdot v_{ik} \cdot \left(\sum_{m=0}^{K_i-2} p_{im} + P \right)$$

其中等式右边第一项为小区 i 以外的总干扰, 第二项为小区 i 以内的总干扰, L 表示基站总数目, N 表示扩频比, K_j 表示与基站 j 相联系的移动台数, p_{jm} 表示基站 j 发给移动台 m 的功率, $j = 0, 1, \dots, L-1$, P 为导频功率. 小区 i 外干扰项的系数 $1/2$ 是缘于载波不相关.

于是移动台 k 的接收每比特能量干扰比为

$$\left(\frac{E_b}{I_0} \right)_k = \sum_{i=0}^{H-1} \left(\frac{E_b}{I_0} \right)_{ik}$$

$$= \sum_{i=0}^{H-1} \frac{v_{ik} \cdot \bar{\omega}_{ik} P}{\frac{1}{2N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{L-1} p_{jk} \left(\sum_{m=0}^{K_j-1} p_{jm} + P \right) + \frac{1}{N} \cdot v_{ik} \cdot \left(\sum_{m=0}^{K_i-2} p_{im} + P \right)} \quad (1)$$

其中 $(E_b/I_0)_{ik}$ 表示移动台 k 对于基站 i 发出的信号进行匹配滤波后得到每比特能干比.

与基站 j ($j = 0, 1, \dots, L-1$) 相联系的移动台数 K_j 服从二项分布, 因此当移动台数很大时, K_j 可近似看作 Poisson 分布,

可以证明 $\lim_{K \rightarrow \infty} \sqrt{D \left[\sum_{m=0}^{K-1} p_{jm} \right]} / E \left[\sum_{m=0}^{K-1} p_{jm} \right] = 0$, 这表明, 当移动台数目很大时, 各天线发出干扰的相对波动几乎可以不计. 因此, 各天线发出的总干扰 $\sum_{m=0}^{K-1} p_{jm}$ 可近似由平均干扰 $E \left[\sum_{m=0}^{K-1} p_{jm} \right]$

$$\begin{aligned} &= \frac{P}{H} \cdot KH \text{ 代替. 于是} \\ \left(\frac{E_b}{I_0} \right) &\approx \sum_{i=0}^{H-1} \frac{v_{ik} \cdot \bar{\omega}_{ik} P}{\frac{1}{2N} \sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{L-1} v_{jk} \cdot (KP + P) + \frac{1}{N} \cdot v_{ik} \cdot \left(KP + \frac{H-1}{H} P \right)} \\ &\geq \sum_{i=0}^{H-1} \frac{v_{ik} \cdot \bar{\omega}_{ik} \cdot 2N}{(K+1) \left(\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{L-1} v_{jk} + 2 \cdot v_{ik} \right)} \quad (2) \end{aligned}$$

由 Jensen 不等式可得

$$E \left[\left(\frac{E_b}{I_0} \right)_k \right] \geq \sum_{i=0}^{H-1} 2N / \left\{ (K+1) \cdot E \left[\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{L-1} \frac{v_{jk}}{v_{ik}} \cdot \frac{1}{\bar{\omega}_{ik}} + 2 \cdot \frac{1}{\bar{\omega}_{ik}} \right] \right\} \quad (3)$$

这里的求均值符号 $E[\cdot]$ 是指对阴影衰落求平均, 具体计算参见文[6].

假定系统要求平均每比特能干比为 $(E_b/I_0)_{req}$, 则根据式 (3) 可知, 若对于系统内任一移动台 k , 均有

$$\sum_{i=0}^{H-1} \frac{2N}{(K+1) \cdot E \left[\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{L-1} \frac{v_{jk}}{v_{ik}} \cdot \frac{1}{\bar{\omega}_{ik}} + 2 \cdot \frac{1}{\bar{\omega}_{ik}} \right]} \geq \left(\frac{E_b}{I_0} \right)_{req} \quad (4)$$

成立, 则对于 $\forall k, E \left[\left(\frac{E_b}{I_0} \right)_k \right] \geq \left(\frac{E_b}{I_0} \right)_{req}$ 成立, 满足性能要求. 因此, 式(4)是系统符合要求的充分条件, 由此求得的每小区用户数 K 的最大值即为给定性能要求下系统至少能够容纳的用户数.

进一步地, 对于 $\forall k$, 式(4)成立等价于

$$K \leq \min_{(x_k, y_k)} \left\{ \sum_{i=0}^{H-1} \frac{2N / \left(\frac{E_b}{I_0} \right)_{req}}{E \left[\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{L-1} \frac{v_{jk}}{v_{ik}} \cdot \frac{1}{\bar{\omega}_{ik}} + 2 \cdot \frac{1}{\bar{\omega}_{ik}} \right]} - 1 \right\} \quad (5)$$

其中 (x_k, y_k) 表示移动台 k 的位置坐标. 对于式(5), 对应不同的功率分配方案, 代入不同权值 $\bar{\omega}_{ik}$, 即可得到不同的前向容量 $C_e = K_{max}$. 以等功率分配方案为例, 即假设对于系统内任一用户 k , 均有 $\forall i = 0, 1, \dots, H-1, \bar{\omega}_{ik} = 1/H$, 可得 H 基站宏分集下的前向容量公式

$$C_e = \min_{(x_k, y_k)} \left\{ \sum_{i=0}^{H-1} \frac{2N / \left(\frac{E_b}{I_0} \right)_{req} \cdot \frac{1}{H}}{E \left[\sum_{\substack{j=0 \\ j \neq i}}^{L-1} \frac{v_{jk}}{v_{ik}} \right]} + 2 \right\} \quad (6)$$

具体地,若系统性能要求为 $BER \leq 10^{-3}$, 则对应的每比特能干比要求为 $(E_b/I_0) \geq 7dB^{[6]}$, 于是假设要求平均每比特能干比为 $(E_b/I_0)_{req} = 7dB$, 扩频比 $N = 127$, 基站总数目 $L = 19$, 阴影衰落变量标准差 $\sigma = 8dB$, 代入式(6)可得到等

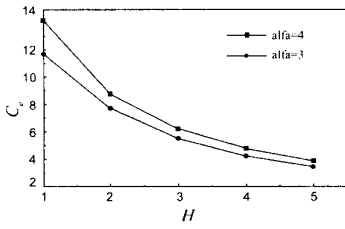


图2 传统发送方式采用等功率分配方案时前向容量 C_e 随 H 的变化曲线

功率分配方式下前向容量仿真结果如图2所示,其中 α 表示距离衰减因子.由图2易知,在传统发送方式下采用等功率分配方案时,前向容量会随参与宏分集基站数目 H 的增加而迅速下降.

由以上分析可看出,改变权值 $\bar{\omega}_{ik}$, 前向容量亦随之改变,功率分配方案的好坏直接影响到系统前向容量的大小.因此,我们希望找到一种最佳的发送功率分配方案,以使得前向容量达到最大.设 $g(\mathbf{w}_k) = \frac{\sum_{i=0}^{H-1} \bar{\omega}_{ik}}{\sum_{j=0, j \neq i}^{L-1} \left[\frac{v_{jk}}{v_{ik}} \right] + 2}$, 其中 $\mathbf{w}_k = (\bar{\omega}_{0k}, \bar{\omega}_{1k}, \dots, \bar{\omega}_{H-1,k})$, 则对于系统内任一移动台 k , 都可以调整该点的发送功率权值向量 \mathbf{w}_k , 找到 \mathbf{w}_k^* 以使得 $g(\mathbf{w}_k^*) = \max_{\mathbf{w}_k} g(\mathbf{w}_k)$, 由式(2)可知,这样得到的功率分配方案 $\{\mathbf{w}_k^*\}$ 可使得每用户的接收信干比最大,亦即前向容量最大意义上的最佳方案.可证明,对于 $\forall k$, 当 $\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_k^* = (1, 0, \dots, 0)$ 时, $g(\mathbf{w}_k)$ 达到最大值,带入式(5)知此时的前向容量为

$$C_e = \min_{(x_k, y_k)} \left\{ \frac{2N / \left(\frac{E_b}{I_0} \right)_{req} - 1}{\sum_{j=1}^{L-1} E \left[\frac{v_{jk}}{v_{0k}} \right] + 2} \right\} \quad (7)$$

该结论表明,在各种功率分配方案中,当信号功率集中于与移动台信道增益最大的基站发送时得到的前向容量是最大的.换言之,在CDMA系统传统的发送方式下,无宏分集可得到最大的前向容量,采用宏分集虽然可以抗衰落,改善接收信号质量,但同时也会导致前向容量的下降.

3 新发送方式下的宏分集对前向容量的影响

分析传统发送方式下宏分集之所以会引起前向容量损失,是因为此时移动台接收到的有用信号总功率是接收到的各基站发送给该移动台有用信号的功率和,这时若分配给各用户的功率恒定,即保持系统内总干扰恒定,那么将信号功率分散至多个基站发送与将功率集中于信道最好的基站发送相比,前者的接收功率显然会下降,从而导致接收信干比下降,前向容量也就随之减少.但如果与某移动台相联系的各基站对该移动台发送相同的信号,且使其以相同的相位同时到达,那么移动台总有用接收功率就不再是接收到的各基站的发送给移动台有用信号的功率和,而是各信号幅度平方和,当联合发送基站数增多时,移动台接收到的有用信号的总功率随

之以平方律增长,而干扰功率仅以线性增长,和传统方式相比,这时的接收信干比较前者显然会有很大提高,甚至可能带来前向容量增益.

具体地,设某移动台 k 分别与基站 $0, 1, \dots, H-1 (H > 1)$ 建立联系,各基站发给移动台 k 的信号相同,且联合调节发送相位和发送时间,使得各信号同时同相到达移动台 k , 则移动台 k 接收到的有用信号总功率为

$$S_k = \left(\sum_{i=0}^{H-1} \sqrt{v_{ik}} \cdot \sqrt{\omega_{ik} \cdot P} \right)^2 = P \cdot \left(\sum_{i=0}^{H-1} \sqrt{v_{ik} \cdot \omega_{ik}} \right)^2$$

匹配滤波后的总干扰功率为

$$I_k = \frac{1}{2N} \sum_{j=H}^{L-1} v_{jk} \left(\sum_{m=0}^{K-1} p_{jm} + P \right) + \frac{1}{2N} \sum_{j=0}^{H-1} v_{jk} \left(\sum_{m=0}^{K-2} p_{jm} + P \right)$$

于是移动台 k 的每比特能干比为

$$\left(\frac{E_b}{I_0} \right)_k \approx \frac{P \cdot \left(\sum_{i=0}^{H-1} \sqrt{v_{ik} \cdot \omega_{ik}} \right)^2}{\frac{1}{2N} \sum_{j=H}^{L-1} v_{jk} (KP + P) + \frac{1}{2N} \sum_{j=0}^{H-1} v_{jk} \left(KP + \frac{H-1}{H} P \right)} \geq \frac{2N \cdot \left(\sum_{i=0}^{H-1} \sqrt{v_{ik} \cdot \omega_{ik}} \right)^2}{(K+1) \cdot \sum_{j=0}^{L-1} v_{jk}} \quad (8)$$

类似的,设 $g(\mathbf{w}_k) = \sum_{i=0}^{H-1} \sqrt{v_{ik} \omega_{ik}}$, 则由式(8)易知,满足 $g(\mathbf{w}_k^*) = \max_{\mathbf{w}_k} g(\mathbf{w}_k)$ 的方案 $\{\mathbf{w}_k^*\}$ 即为所求的最优功率分配方案.采用拉格朗日法可求得:对于 $\forall k$, 当 $\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_k^* = \left(v_{0k} \setminus \sum_{i=0}^{H-1} v_{ik}, v_{1k} \setminus \sum_{i=0}^{H-1} v_{ik}, \dots, v_{H-1,k} \setminus \sum_{i=0}^{H-1} v_{ik} \right)$ 时, $\max_{\mathbf{w}_k} g(\mathbf{w}_k) = \sqrt{\sum_{i=0}^{H-1} v_{ik}}$, 代入式(8)可得

$$\left(\frac{E_b}{I_0} \right)_k \geq \frac{2N \cdot \sum_{i=0}^{H-1} v_{ik}}{(K+1) \cdot \sum_{j=0}^{L-1} v_{jk}} \quad (9)$$

采取和前一节类似的推导可得此时的前向容量为

$$C_a = \min_{(x_k, y_k)} \left\{ \frac{\sum_{i=0}^{H-1} 2N / \left(\frac{E_b}{I_0} \right)_{req} - 1}{\sum_{j=0}^{L-1} E \left[\frac{v_{jk}}{v_{ik}} \right] + 1} \right\} \quad (10)$$

采用和上节相同的仿真参数得到仿真结果如图3所示.

由图3易知,在新发送方式下,当采用最佳功率分配方案,即根据基站到移动台的信道增益成比例地调整发射功率时,采用宏分集可大大提高前向容量,而且容量会随着参与宏分集的基站数目的增加而增加,与无宏分集情况相比,容量可增加一倍以上.

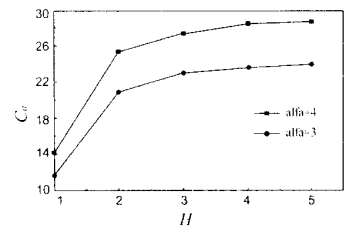


图3 新发送方式下采用最优功率分配方案时前向容量 C_a 随 H 的变化曲线

需要说明的是, 虽然移动台对各接收信号采用同相幅度叠加可大大提高接收信干比, 从而使前向容量大幅增加, 但是在新发送方式下为了使各发送信号同时同相到达, 需要对参与宏分集的各基站联合调整发送相位和发送时间, 系统复杂度大大提高. 尽管如此, 新发送方式仍是具有实现意义的. 当假设信道慢变时, 我们可以利用信道测量的方法, 由移动台根据各基站发出的导频信号估计当前各信道的衰落系数以及延迟时间, 并将信息反馈回参与宏分集的各基站, 由各基站根据反馈信息决定发送信号的时间, 相位以及发送功率加权系数. 这也即是闭环发送分集方案(如 Pre-Pake^[9], 选择性发送分集(STD)^[10]等)常用的实现方法. 虽然其缺点在于开销大, 实现复杂度高, 性能对信道估计错误敏感, 但由于其利用了更多的信道信息, 性能远远优于各种开环发送分集方案(或无发送分集方案)^[11], 这在容量需求日益增加的今天还是值得的. 实际上, 在第三代移动通信系统(WCDMA)中, 已开始采用反馈发送分集(FBTD)方案, 即需要移动台将测量得到的信道信息反馈回基站以对发送信号进行相应的调整^[12]. 这也从一个侧面说明本文所提出的新发送方式是可实现的. 本文的重点在于研究新发送方式下的最大前向容量, 其具体的实现细节还有待进一步的研究.

4 结论

本文分析了宏分集对于 CDMA 系统前向容量的影响. 在建立 H 基站宏分集的 CDMA 前向系统模型的基础上, 我们证明, 在传统发送方式下不采用宏分集时得到的前向容量是最大的, 宏分集会引起前向容量损失. 等功率分配方案下的仿真结果证实了这一点, 它表明, 参与宏分集的基站数目越多, 前向容量越小.

针对前向容量损失的原因, 本文进一步提出了一种新的发送方式, 并推导出最优的功率分配方案, 仿真结果表明, 此时前向容量会随着联合发送基站数目的增加而大幅提高, 与无宏分集的情况相比, 容量可提高一倍以上. 这里宏分集不仅是抗衰落的有效手段, 而且还带来了巨大的容量增益, 但这是以增加系统复杂度为代价的.

本文未考虑多径和快衰落的影响, 这将是我们的下一步的研究目标.

参考文献:

[1] W C Y Lee. Mobile Communications Engineering: Theory and Applications [M]. New York: McGraw-Hill, 1997.

- [2] A J Viterbi, A M Viterbi, K S Gilhousen, E Zehavi. Soft handoff extends CDMA cell coverage and increase reverse link capacity [J]. IEEE Journal On Selected Areas In Commun., 1994, 12(10): 1281- 1288.
- [3] S V Hanly. Capacity and power control in spread spectrum macrodiversity radio networks [J]. IEEE Trans. Commun., 1996, 44(2): 247- 256.
- [4] Hanly S V, D N C Tsé. Resource pooling and effective bandwidths in CDMA networks with multiuser receivers and spatial diversity [J]. IEEE Trans. Inf. Theory, 2001, 47(5): 1328- 1351.
- [5] C-C Lee, R Steele. Effect of soft and softer handoffs on CDMA system capacity [J]. IEEE Trans. Veh. Technol., 1998, 47(8): 830- 841.
- [6] K S Gilhousen, I M Jacobs, et al. On the capacity of a cellular CDMA system [J]. IEEE Trans. Veh. Technol., 1991, 40(5): 303- 312.
- [7] 陆大. 随机过程及其应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 1986.
- [8] J-L Gorricho, A Rojas, J Paradells. Power control at the combiner output to maximize the uplink capacity on a cellular spread spectrum system [J]. IEEE Communication Letters, 1998, 2(10): 273- 275.
- [9] G Povey. Capacity of a cellular time division duplex CDMA system [J]. IEE Proc., 1994, 141(5): 351- 356.
- [10] A Hottinen, R Wichman. Transmit diversity by antenna selection in CDMA downlink [A]. Proc. IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications [C]. South Africa: Sun City, 1998. 767- 770.
- [11] J S Thompson, R M Grant, B Mulgrew. Downlink transmit diversity schemes for CDMA networks [J]. IEE Proc., 2000, 147(6): 371- 380.
- [12] R Yishwakamma, K S Shanmugan. Performance analysis of transmit antenna diversity in 3G WCDMA system [A]. Proc. ICPWC [C]. India: ICPWC, 2000. 1- 4.

作者简介:



代琳女, 1979年10月生于湖北省武汉市, 1998年毕业于华中科技大学电子与信息工程系, 获学士学位, 同年保送至清华大学电子工程系直接攻读博士学位, 目前的主要研究方向为: 无线及个人移动通信技术, 已发表论文8篇, 其中7篇被SCI或EI收录.

周世东 (见本期第940页)

信号打包传送到 Internet 上, 处理节点和网络节点分布在 Internet 的不同位置, 并对 RF 信号进行处理. 然后, 经过低层处理后的信息传送到另外的网络节点, 进行网络层及高层的处理以及数据访问等. 因此 Internet 相当于 DWCS 的物理传输网络, 而分布式处理节点和网络节点成为一些专用的 Internet 节点, 从而形成全分布式无线通信系统. 当然这一阶段能否实现主要取决于 Internet 技术的发展.

DWCS 采用多层分布式结构, 可以灵活地实现一些无线通信系统. 如果将第三代移动通信系统中的 UTRAN 部分采用软件无线电实现, 每根天线收发某一个小区用户信息, 那么 DWCS 就可以完全实现第三代移动通信系统的功能. 另外, 分布式处理部分可以控制发给每根天线的信号, 例如给多根天线发送相同的信号, 即实现直放站的功能.

5 结论

基于以上分析, 可以得到 DWCS 具有以下特点:

④ 分布性 DWCS 在逻辑上采用四层分布式结构, 各个功能节点按需要分布在不同的地理位置, 简化工程实现难度.

④ 开放性 在 DWCS 的基本结构上可以实现现有的和可预见未来的协议和技术, 并充分利用了有线网络技术, 如高速 Internet 网络.

④ 无缝覆盖 天线与处理单元的分离可以灵活地设置天线和控制不同天线上的收发信号, 实现空间的无缝覆盖.

④ 灵活性 采用软件无线电技术实现分布式处理系统, 可以灵活地实现不同的无线传输体制, 而不需要重新设计硬件平台, 有效地解决了无线系统之间互不兼容的问题.

④ 可扩展性 DWCS 是一个开放的无线通信平台, 基于这个平台可以进行再开发、扩展, 实现不同传输体制和业务, 如全分布式无线信息系统.

④ 可伸缩性 DWCS 可以根据需要在规模和大小方面自行配置, 减小设备成本.

参考文献:

- [1] 尤肖虎, 曹淑敏, 李建东. 第三代移动通信系统发展与展望 [J]. 电子学报, 1999, 27(11A): 3-8.
- [2] Wang J, Zhao M, Xu X, Yao Y. Research on hardware platform of the software radio [J]. IEICE Trans Commun, 2000, E83 B(6): 1210-1216.
- [3] Kitayama K, Kuni T, Ogawa T. Error free optical 156-Mbit/s millimeter wave wireless transport through 60GHz external modulation [C]. OFC'98 technical digest, Japan: OFC, 1998.

- [4] Chu T, Gans M J. Fiber optic microcellular radio [J]. IEEE Trans. Vehicular Technology, 1991, 40(3): 599-606.
- [5] Web site: <http://www.forx.com/wireless.com> [Z].
- [6] Yanikomeroğlu H, Sousa E S. Antenna interconnection strategies for personal communication systems [J]. IEEE Journal on selected areas in Commun., 1997, 15(7): 1327-1336.

作者简介:

王京男, 1958年1月生于北京市, 1986年在清华大学无线电电子学系获通信与电子系统专业硕士学位, 现为中国第三代移动通信研究开发项目总体组成员、第三代移动通信技术试验专家组专家、国家“十五”863计划通信技术主题专家、中国电子学会高级会员、中国通信学会无线及移动通信委员会委员、清华大学信息科学技术学院院长助理、微波与数字通信国家重点实验室副主任和无线传输与个人通信研究室主任, 研究兴趣包括分布式无线通信系统与网络、虚拟无线移动通信系统与网络、第三代移动通信系统与技术、移动通信系统信道编译码技术和扩频码分多址技术中的多用户检测、时空分集等.



姚彦男, 1938年生于浙江省兰溪, 1962年毕业于清华大学无线电电子学系, 长期在清华大学供职, 现为清华大学电子工程系教授, 博士生导师, 微波与数字通信国家重点实验室主任, 无线电电子学研究所副所长, 全国高技术重点图书通信技术领域编审委员会委员, 中国通信学会微波与卫星通信专业委员会委员, 中国通信学会国际学术工作委员会委员, 中国通信学会会士, 中国电子学会高级会员, IEEE高级会员.

赵明男, 1971年10月生于甘肃兰州, 1993年在清华大学获得学士学位, 1998年在清华大学电子工程系获得博士学位, 现为清华大学电子工程系讲师, 专业特长为无线个人通信系统的理论与技术, 已经发表论文20多篇, 目前的主要研究方向为: 新一代无线通信系统、软件无线电、无线及个人通信技术.

周世东男, 1969年12月生于江苏南京, 清华大学电子工程系副教授, 1991年毕业于东南大学, 1994年在东南大学和硕士学位, 1997年在清华大学获博士学位, 在国内外发表多篇论文, 目前的主要研究领域为移动通信、扩频通信、编码与调制及接收算法.