

一种基于灌水原理的多载波 CDMA 系统子信道分配方案

李建军, 樊平毅, 曹志刚

(清华大学电子工程系, 微波与数字通信国家重点实验室, 北京 100084)

摘要: 多载波 CDMA 因具有带宽利用率高、抗多径衰落性能强和适合高速数据传输等优点而受到广泛关注。本文提出了一种可用于前向链路自适应子信道分配的多载波 CDMA 系统模型。在该模型中, 用户首先估计前向链路中各子信道的衰落幅度, 并将所有衰落可接受的子信道的序号反馈给基站。根据反馈的信息, 提出了类似于灌水原理的子信道分配方案。理论分析和仿真结果表明: 对于随机特征码情况, 该方案的整体性能优良。

关键词: 多载波 CDMA; 自适应子信道分配

中图分类号: TN92 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2001) 10-1301-05

A Subchannel Allocation Scheme Based on the Water-Filling Principle for Multicarrier CDMA System

LI Jianjun, FAN Ping-yi, CAO Zhigang

(The State Key Lab. on Microwave and Digital Communication, Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Recently, multicarrier (MC) transmission schemes have been introduced into CDMA (Code division multiple access) systems to get such advantages as bandwidth efficiency, resistance to multipath fading and high data rate transmission etc. In this paper, a new model of MC/CDMA system is proposed for forward links transmission. In the proposed systems, the user estimates all subchannels' fading amplitudes and feeds back all indices of its interested subchannels (whose fading amplitude can be accepted) to the basestation. Based on the indices information, we propose a new subchannel allocated method similar to the water filling (WF) principle. Theoretical and simulation results show that the average performance in the proposed system can be improved compared with that only using the favorite subchannel for each user, given the condition that the random signature sequences are used.

Key words: multicarrier CDMA; adaptive subchannel allocation

1 引言

近来, 多载波 (MC) CDMA 因具有带宽利用率高、抗多径衰落性能强和适合高速数据传输等优点而受到广泛关注^[1~6]。目前提出的实现 MC/CDMA 的技术方案可分为两类: 一类是将用户的原始数据用给定的特征码进行扩展, 然后用扩频序列的不同码片去调制不同的载波, 即在频域实现扩展; 另一类则是将用户的数据串/并转换后再进行扩展, 用扩展后不同的数据流去调制不同的载波, 即在时域实现扩展。

基于上述第二种方案, 文[7]提出了一种在前向链路中进行自适应子信道分配的 MC/CDMA 系统模型。在该模型中, 用户估计所有前向子信道的衰落幅度并将其中衰落最轻的子信道的序号反馈给基站, 基站则根据反馈信息将其分配到各自性能最佳的子信道上。文[7]系统在性能上优于以往的基于极大比分集合并的 MC/CDMA 系统^[4]。当用户特征码是正交码

时, 文[7]的分配方案无疑是一种最优的策略。但对于随机特征码情况, 由于此时来自同一子信道其它用户的干扰(同道干扰)不为 0, 当用户的最佳子信道集中于某一子信道中, 该子信道上的用户数将会很多, 这样同道干扰就会增加, 使得该信道的实际质量变差。于是对其中的某些用户来说, 该信道未必是它的最佳选择。因此, 当用户特征码为随机码时这种算法并不是一种最优的策略。由于在 MC/CDMA 系统中, 正交特征码对频率的不稳定性非常敏感^[8], 故随机特征码在某些情况下更具有应用前景。因此, 关于随机特征码情况下最优的子信道分配策略尚需进一步研究。

本文在文[7]的基础上, 提出了一种适用于随机特征码的在前向链路中进行自适应子信道分配的 MC/CDMA 系统模型。在该模型中, 用户首先估计前向链路中各子信道的衰落幅度, 并将所有衰落可接受的子信道的序号反馈给基站。根

据反馈的信息,我们提出了类似于灌水原理的子信道分配方案,即使得各子信道的用户数趋于其平均值.由于该分配算法几乎不会出现大量用户同时占用同一子信道的情况,故当用户使用随机特征码时,信道特性不会因其用户数太多而急剧恶化,并且由于每个用户都被分配到其衰落幅度可以接受的子信道上,所以每个用户的信道性能是可以得到保证.可以预见,对于随机特征码情况,该算法的整体性能要优于文[7]提出的算法.

2 系统模型

针对 MC/CDMA 的前向链路,本文提出的系统模型如图 1 所示.系统总体带宽 W_T , 分成 M 个等带宽的子信道,这样每个子信道的带宽 $W_s = W_T/M$. 用户估计所有子信道的衰落幅度,并将衰落可以接受的子信道的序号反馈给基站.如果对某用户来讲其所有子信道的性能都不能接受,则该用户的服务请求将被拒绝.基站根据反馈信息进行子信道分配,信道分配完成以后,基站将各用户直扩序列放在各自被分配的子信道上传输.在接收端,用户在其所有衰落幅度可接受的子信道上进行相关接收并检测基站分配给该用户的信道,然后对该信道的解调结果进行判决得到原始信息.为了便于用户进行信道估计,基站在所有子信道上发送导频信号,一般导频信号的功率要大于用户信号的功率以增加信道估计的可靠性.不难看出,本文提出的系统是文[7]中系统的扩展.

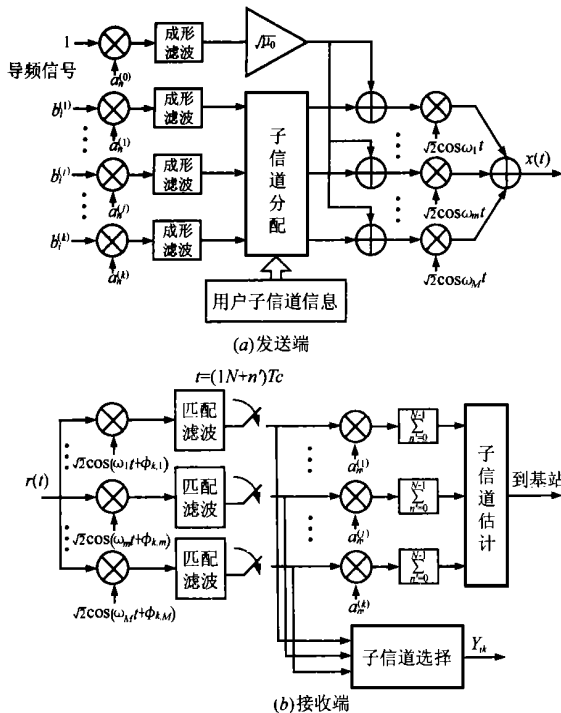


图 1 系统模型图

2.1 发送模型

在发送端,基站发给第 j 个用户 ($j = 1, 2, \dots, K$) 的二进制数据 $b_l^{(j)}$ 经周期为 N 的特征码 $a_n^{(j)}$ 扩频后,再通过码片成形滤波器(每码片能量为 E_c)产生脉冲序列.若信道分配器将第

i_j 个子信道作为第 j 个用户的前向链路,则上述脉冲序列调制第 j 路子载波向外发送.导频信号的二进制序列 $b_l^{(0)}$ 始终为 1,其特征码用 $a_n^{(0)}$ 表示.导频信号调制所有的子载波以便用户能对所有的子信道进行估计.这样基站发送信号可表示为:

$$x(t) = \sqrt{2E_c} \sum_{j=1}^K \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l^{(j)} a_n^{(j)}(t - lT) \sum_{m=1}^M \Delta_m(i_j) \cos \omega_m t + \sqrt{2E_c \mu_0 / M} \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_n^{(0)}(t - lT) \sum_{m=1}^M \cos \omega_m t \quad (1)$$

式中: $\Delta_m(i_j) = \begin{cases} 1, & i_j = m \\ 0, & i_j \neq m \end{cases}; a_n^{(j)}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(j)} p(t - nT_c); T$ 为基站发给用户的二进制符号的周期且满足 $T = NT_c$, T_c 为码片周期; ω_m 为第 m 个子信道的载波频率; μ_0 为导频信号附加的能量增益; $p(t)$ 为码片成形滤波器的冲激响应,满足奈奎斯特准则.

2.2 信道模型

我们假定整个系统的信道是频率选择性信道而各子信道是非频率选择性的,并且各子信道间相互独立.信道特性随时间的变化认为是慢变化,即在反馈信息的更新周期内是不变的,这样从基站到第 k 个用户的各个子信道的衰落幅度 $\{\alpha_{k,m} | m = 1, 2, \dots, M\}$ 是相互独立的随机变量,且服从瑞利分布.

2.3 接收模型

根据上述发送模型和信道模型,可以得到第 k 个用户的接收信号如下所示

$$r(t) = \sqrt{2E_c} \sum_{j=1}^K \sum_{l=-\infty}^{\infty} b_l^{(j)} a_n^{(j)}(t - lT) \sum_{m=1}^M \Delta_m(i_j) \alpha_{k,m} \cos(\omega_m t + \varphi_{k,m}) + \sqrt{2E_c \mu_0 / M} \sum_{l=-\infty}^{\infty} a_n^{(0)}(t - lT) \sum_{m=1}^M \alpha_{k,m} \cos(\omega_m t + \varphi_{k,m}) + n(t) \quad (2)$$

其中: $\varphi_{k,m}$ 是由于信道延迟而产生的随机相位,其均匀分布于 $[0, 2\pi)$; $n(t)$ 是加性高斯白噪声.

用户对接收信号在每个子信道的载波上进行相干解调和码片匹配滤波,然后将滤波器的输出与导频信号的特征码进行相关分析来估计信道的衰落特性.与此同时,将其性能可接受的子信道的滤波输出与其特征码进行匹配来检测其被分配的前向子信道(序号用 i_k 表示),然后对该信道的解调结果进行判决.此处假设训练序列足够长以确保子信道的检测结果总是正确的.那么对于第 l 比特数据,其判决前的解调结果可表示为:

$$Y_i = S_i + I_i + N_i \quad (3)$$

式中: $S_i = N \sqrt{E_c} \alpha_{k,i_k} b_l^{(k)}$; $I_i = N \sqrt{E_c} \alpha_{k,i_k} \times \left[\sum_{j \in U_{i_k}} C_{k,j}(0) b_l^{(j)} + \sqrt{\mu_0 / M} C_{k,0}(0) \right]$; $N_i = \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(k)} \tilde{n}(n' + lN)T_c$; $\tilde{n}(t)$ 为滤波后的白噪声; U_{i_k} 表示第 i_k 子信道上所有用户的集合; $C_{i,j}(0)$ 表示第 i 个用户和第 j 个用户特征码之间的相关系数:

$$C_{i,j}(0) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n^{(i)} a_n^{(j)} \quad (4)$$

当特征码为非正交码时, $C_{i,j}(0) \neq 0 (i \neq j)$. 因此同道干扰 I_{i_k} 不为 0, 且随着该子信道上用户数的增加而增大. 对 Y_{i_k} 进行判决, 可得到原始二进制信息的估计 $\hat{b}_i^{(k)}$.

3 子信道分配算法

基站在进行子信道分配时, 首先将各用户反馈的信息组成 $K \times M$ 矩阵 G

$$G = \begin{bmatrix} g_{1,1} & g_{1,2} & \dots & g_{1,M} \\ g_{2,1} & g_{2,2} & \dots & g_{2,M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{K,1} & g_{K,2} & \dots & g_{K,M} \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: $g_{k,m} = \begin{cases} 0, & \alpha_{k,m} < \alpha_{th} \\ 1, & \alpha_{k,m} > \alpha_{th} \end{cases}$, α_{th} 是信道衰落幅度能被用户接受的门限. 基于 G , 生成矩阵 F :

$$F = \begin{bmatrix} f_{1,1} & f_{1,2} & \dots & f_{1,M} \\ f_{2,1} & f_{2,2} & \dots & f_{2,M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{K,1} & f_{K,2} & \dots & f_{K,M} \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中: $f_{k,m} = g_{k,m} \setminus \sum_{i=1}^M g_{k,i}$ (7)

$f_{k,m}$ 描述了信道分配时, 第 k 个用户占用第 m 个子信道的权重. 若 $f_{k,m} = 1/n$ 则表明该用户有 n 个可接受的子信道而第 m 个子信道仅为其中之一. 由 $f_{k,m}$ 的定义可知, 矩阵 F 每一行的元素之和为 1, 而 F 各列的元素之和用向量 $S = \{s_1, s_2, \dots, s_M\}$ 表示, 即

$$s_m = \sum_{i=1}^K f_{i,m} \quad (8)$$

s_m 描述了所有用户占用第 m 个子信道的权重之和. 为了减少同道干扰, 信道分配的目标是使各子信道上分配的用户数趋于其平均值. 本文算法就是通过不断调整用户占用各子信道的权重使得 $s_m (m = 1, 2, \dots, M)$ 不断向该均值靠近, 直到所有用户的权重不能再调整为止.

为了便于描述算法, 再引入一个向量 $C = \{c_1, c_2, \dots, c_M\}$. 其中 c_i 用来作为分配过程中第 i 个子信道是否可以调整的标志, 其定义为:

$$c_i = \begin{cases} 1, & \exists k, \text{ 满足 } f_{k,i} > 0 \text{ 且 } f_{k,i} \neq 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

具体的子信道分配算法如下:

- (1) 利用式(7)、式(8)和式(9), 初始化矩阵 F 、向量 S 和 C ;
- (2) 在 S 中找出元素 s_m 满足 $s_m = \min\{s_i \mid s_i \in S \text{ 且 } c_i \neq 0, i = 1, 2, \dots, M\}$;
- (3) 先在 F 的第 m 列中找出元素 $f_{k,m} = \max\{f_{i,m} \mid f_{i,m} \neq 1, f_{i,m} \neq 0, i = 1, 2, \dots, K\}$. 然后使 $f_{k,m} = 1, f_{k,i} = 0 (i = 1, 2, \dots, M, i \neq m)$, 这样矩阵 F 得到了更新.
- (4) 利用式(8)和式(9)重新计算向量 S 和 C .
- (5) 若 $C \neq 0$, 返回到第(2)步; 若 $C = 0$, 则分配完成.

上述迭代完成以后, 矩阵 F 的每一行只有一个元素为 1,

其它均为 0. 若对第 k 行, $f_{k,m} = 1$, 则表示第 k 个用户被分配到第 m 个子信道上. 向量 S 则描述了各子信道的占用情况, 即 s_m 表示占用第 m 个子信道的用户数.

4 性能分析与数值仿真

本节对上述算法进行性能分析, 并在 10000 次随机实验的基础上利用统计分析给出各种性能的仿真结果.

4.1 用户服务请求被拒绝的概率

假定前向链路中各子信道是统计独立的, 如果对第 k 个用户来说, 第 m 个子信道的衰落幅度 $\alpha_{k,m} > \alpha_{th}$, 则认为该信道可以接受. 如果所有子信道的性能用户都不能接受, 则该用户的服务请求将被拒绝. 于是对第 k 个用户来说第 m 个子信道不被接受的概率 P_{na} 为:

$$P_{na} = \int_0^{\alpha_{th}} x e^{-x^2/2} dx \quad (10)$$

该用户服务请求被拒的概率 P_{rej} 为:

$$P_{rej} = P_{na}^M \quad (11)$$

如果有 K 个用户同时要求服务则平均有 $K \times P_{rej}$ 个用户被拒. 表 1 列出了 $K = 60, 80$ 和 $100, M = 4$ 和 $\alpha_{th} = 1$ 时平均被拒的用户数的理论和仿真结果. 可见, 两者具有很好的一致性, 并且在上述条件下绝大多数用户的服务请求是可以满足的, 用户被拒的概率大约为 2.4%. 如果增大 M , 则用户可选的子信道增多, 其被拒的概率会进一步降低.

表 1 平均被拒的用户数

	$K = 60$	$K = 80$	$K = 100$
理论	1.4381	1.9175	2.3969
仿真	1.4474	1.9235	2.3944

4.2 分配算法的收敛性

信道分配完成以后, 各子信道上用户数的分布影响着系统的整体性能. 图 2 给出了在 $K = 28, M = 4$ 和 $\alpha_{th} = 1$ 条件下单一子信道上用户数分布概率的仿真曲线. 从图 2 中不难发现, 在文[7]的模型中, 子信道上用户数的分布相对分散, 这表明有时某一子信道上的用户数会很多. 而在本文提出的模型中, 子信道上用户数的分布集中在它的均值附近(仿真得到的用户数处于区间[5, 7]的概率为 0.999975), 这种分布非常适用于用户使用随机特征码的情况.

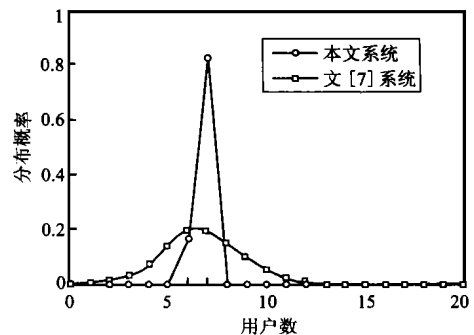


图 2 单一子信道上用户数的概率分布

4.3 系统误码性能分析

本文只考虑用户特征码为随机码的情况. 此时, 占据同一子信道的用户越多, 来自同一信道其他用户的同道干扰越大. 当信噪比(SNR)比较大时, 同道干扰将成为影响系统整体性

能的主要因素. 在本文提出的系统中各子信道上的用户数趋于其平均值, 这样同道干扰接近平均最小. 下面对其误码性能进行分析.

假定各用户的数据序列 $b_i^{(j)}$ 独立同分布且满足 $P\{b_i^{(j)} = 1\} = P\{b_i^{(j)} = -1\} = 0.5$, 则对第 k 个用户, 其误码概率 P_{be} 为:

$$P_{be} = P\{Y_k > 0 | b_1^{(k)} = -1\} = P\{S_k + I_k + N_k > 0 | b_1^{(k)} = -1\} \quad (12)$$

定义变量 $x(n)$

$$x(n) = \sum_{\substack{j \in U_k \\ j \neq k}} C_{k,j}(0) b_i^{(j)} + \sqrt{1/Q} C_{k,0}(0) \quad (13)$$

则 $I_k = N \sqrt{E_c} \alpha_{k,i_k} x(n)$, 其中 n 为占据第 i_k 子信道的用户数. 于是在已知 $\alpha_{i,k}$ 和 $x(n)$ 的条件下上述误码概率 $P_{be}(\alpha_{i,k}, x(n))$ 可表示为:

$$P_{be}(\alpha_{i,k}, x(n)) = P\{N_{i_k} > N \sqrt{E_c} \alpha_{k,i_k} (1 - x(n)) | b_1^{(k)} = -1, \alpha_{i,k}, x(n)\} = Q\left[\alpha_{k,i_k} \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} (1 - x(n))\right] \quad (14)$$

其中 $E_b = NE_c$ 为二进制码元的能量, N_0 为噪声平均功率, 且

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du \quad (15)$$

由于 $x(n)$ 为一系列随机二进制序列之和, 若假定各用户的特征码 $a_n^{(j)}$ 也是独立同分布的且满足 $P\{a_n^{(j)} = 1\} = P\{a_n^{(j)} =$

$$P_{2, be1n} = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{t=1}^M C_M^t (-1)^t \left[\frac{r(1-u)^2}{\sqrt{t+r(1-u)^2}} Q(\sqrt{2(t+r(1-u)^2)}) - e^{-t} Q(\sqrt{2r(1-u)}) \right] \times \frac{\exp(-u^2/2\sigma_{x(n)}^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_{x(n)}^2}} du + \int_{-1}^{\infty} \left[1 - \sum_{t=1}^M C_M^t (-1)^t \left[\frac{r(u-1)^2}{\sqrt{t+r(u-1)^2}} Q(\sqrt{2(t+r(u-1)^2)}) - e^{-t} Q(\sqrt{2r(u-1)}) \right] \right] \times \frac{\exp(-u^2/2\sigma_{x(n)}^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_{x(n)}^2}} du \quad (19)$$

根据上述条件误码率和子信道上用户数的分布, 得到在三种不同模型下用户的平均误码率分别为:

$$\begin{cases} P_{ber} = \sum_{n=1}^K P_n \times P_{be1n} \\ P_{1, ber} = \sum_{n=1}^K P_{1,n} \times P_{1, be1n} \\ P_{2, ber} = \sum_{n=1}^K P_{2,n} \times P_{2, be1n} \end{cases} \quad (20)$$

其中: P_{ber} 为本文系统模型的平均误码率 $P_{1, ber}$ 和 $P_{2, ber}$ 分别为文[7]模型及其修正以后模型的平均误码率. P_n , $P_{1,n}$ 和 $P_{2,n}$ 分别为在上述三种模型下单一子信道上的用户数为 n 的概率, 其数值可通过仿真得到.

上述三种模型在 $K = 28, M = 4$ 条件下系统平均误码率曲线如图 3 所示. 从图中曲线 1 和曲线 2 可知, 修正后的文[7]系统的平均性能要远优于原始文[7]系统的平均性能. 由曲线 2 和曲线 3 可知, 当信噪比很低时, 本文系统的平均误码率与修正后的文[7]系统的平均误码率可以相比拟, 但在高信噪比(10~20 分贝)时, 本文系统的平均误码率要远小于修正后的文[7]系统的结果. 当平均误码为 3×10^{-5} 时, 本文系统可提供 8 分贝的信噪比增益. 总之本文提出的系统的整体性能要优于文[7]中的系统.

$-1\} = 0.5$, 则当 N 很大时, $x(n)$ 近似为高斯分布. 其均值为 0, 方差为:

$$\begin{aligned} \sigma_{x(n)}^2 &= E\{x(n)^2\} = \sum_{\substack{j \in U_k \\ j \neq k}} E\{C_{k,j}^2(0)\} + \frac{1}{M} E\{C_{k,0}^2(0)\} \\ &= \frac{n-1}{N} + \frac{1}{NM} \end{aligned} \quad (16)$$

再由 $\alpha_{i,k}$ 和 $x(n)$ 的分布(与 n 有关), 可得到在已知 n 的条件下该误码率 P_{be1n} 为:

$$P_{be1n} = \int_{a_h}^{\infty} f_a(x) dx \int_{-\infty}^{\infty} Q\left[x \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} (1-u)\right] \times \frac{\exp(-u^2/2\sigma_{x(n)}^2)}{\sqrt{2\pi\sigma_{x(n)}^2}} du \quad (17)$$

其中 $f_a(x)$ 为 $\alpha_{i,k}$ 的概率密度函数.

对于文[7]中的系统, 其相应的条件误码率 $P_{1, be1n}$ 为:

$$P_{1, be1n} = \frac{1}{2} + \sum_{t=1}^M C_M^t \frac{(-1)^t}{\sqrt{2\pi\sigma_{x(n)}^2}} \times \int_0^{\infty} \frac{u}{\sqrt{t/r + u^2}} \cdot \exp\left[-\frac{u^2 + 1}{2\sigma_{x(n)}^2}\right] \times \sinh\left[\frac{u}{\sigma_{x(n)}^2}\right] du \quad (18)$$

其中 $r = E\{\alpha_{i,k}^2 E_b/N_0\}$. 为了保证比较的公平性, 对文[7]中的模型进行了修正, 即也加入对用户服务的拒绝处理(这样的改进更符合实际), 对于修改后的模型, 其相应的条件误码率 $P_{2, be1n}$ 为:

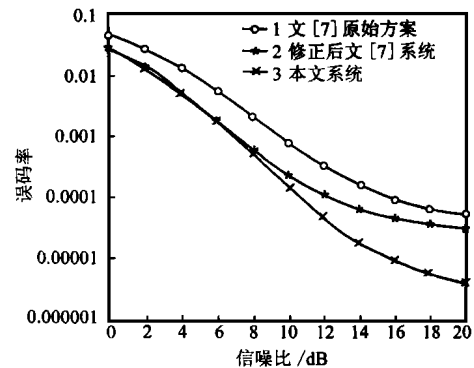


图 3 系统误码性能

5 结论

本文提出了一种可用于在前向链路中进行自适应子信道分配的 MC/CDMA 系统模型. 在该模型中, 用户首先估计前向链路中各个子信道的衰落幅度, 并将所有衰落可接受的子信道(衰落幅度大于固定门限)的序号反馈给基站. 根据反馈的信息, 提出了类似于灌水原理的子信道分配算法. 该算法通过使各子信道上的用户数趋于其平均值来减少系统的同道干扰. 通过对系统子信道上用户数的分布特点和误码率分析可知, 当用户特征码为随机码时, 该系统不仅能保证每个用户的

服务质量,且在整体性能上也要优于文[7]中的系统。

参考文献:

- [1] Yee N, Linnartz J P, Fettweis G. Multicarrier CDMA in indoor wireless radio network [A]. Proc. PIMRC [C], Yokohama, Japan. 1993: D1. 3. 1- D1. 3. 5.
- [2] Fazel K, Papke L. On the performance of convolutionally coded CDMA/OFDM for mobile communication systems [A]. Proc. PIMRC [C], Yokohama, Japan, 1993: D3. 2. 1- D3. 2. 5.
- [3] Chouly A, Brajal A, Jourdan S. Orthogonal multicarrier techniques applied to direct sequence spread spectrum CDMA system [A], In GLOBECOM [C], Houston, TX. 1993: 1723- 1728.
- [4] Kondo S, Milstein L B. Performance of multicarrier DS CDMA systems [J]. IEEE Trans. Commun., 1996, 44(2): 238- 246.
- [5] Sourour E A, Nakagawa M. Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel [J]. IEEE Trans. Commun., 1996, 44(3): 356- 367.
- [6] Chen Q, Sousa E S, Pasupathy S. Multicarrier CDMA with adaptive frequency hopping for mobile radio systems [J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 1996, 14(12): 1852- 1858.
- [7] Kim Y H, Song I, Yoo S, Ryoung S. A multicarrier CDMA system with adaptive subchannel allocation for forward links [J]. IEEE Trans. Vehicular Tech., 1999, 48(9): 1428- 1436.
- [8] Yip K W, Ng T S. Effects of carrier frequency accuracy on quasi synchronous multicarrier DS CDMA communications using optimized sequences [J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 1999, 17(11): 1915- 1923.

作者简介:



李建军 男.1974年3月出生于河北省永年县.分别于1996年和1999年在西安电子科技大学获微电子专业学士学位和通信与信息系统专业硕士学位.现为清华大学电子工程系博士生.目前主要从事多载波CDMA方向的研究.

樊平毅 男.1965年生于河北省邢台市.现任清华大学电子工程系微波与数字通信国家重点实验室副教授.1985年在河北大学数学系获学士学位.1990年在南开大学数学系获硕士学位,1994年在清华大学电子工程系获博士学位.毕业后留校从事教学和科研工作,1996年被聘为副教授.1997年8月至1998年3月在香港科技大学无线通信中心进行访问,任副研究员.1998年5月至1999年9月在美国特拉华大学电机与计算机工程系进行访问,任研究员.主要的研究兴趣为宽带编码调制技术:如网格编码(TCM),TURBO码,复数域编码(Modulated code),正交频分多址编码(OFDM)等.智能天线技术,时分/码分多址技术,以及数字信号处理在通信中的应用.现已在IEEE杂志和国际会议及国内核心期刊发表学术论文60余篇.

曹志刚 男.1939年7月生于上海市.1962年毕业于清华大学无线电电子学系,现为清华大学电子工程系教授,博士生导师.中国通信学会会士,美国纽约科学院成员,IEEE高级会员,中国电子学会高级会员,中国电子学报(英文)编委,发表论文200多篇,主要研究领域包括数据传输、脉冲编码调制、网格编码调制、VSAT卫星通信、移动卫星通信及星上再生处理和语音信号数字处理等.