

基于预均衡的正交循环码 M 元 MC-CDMA 系统研究

褚振勇^{1,2,3}, 易克初², 周 论³

(1. 空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077; 2. 西安电子科技大学 综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071; 3. 西安空间无线电技术研究所 空间微波技术国家级重点实验室, 陕西 西安 710000)

摘要: 提出了一种适用于 TDD 上行链路的基于预均衡和正交循环码的 M 元 MC-CDMA 系统. 各移动用户使用正交循环码进行 M 元扩频, 降低了选码的难度. 由于上行链路的 M 元 MC-CDMA 信号在传输前经过了预均衡处理, 使得各用户信号在到达基站后能够保持良好的正交性. 在将基站接收信号分别与各用户原型扩频码镜像序列的 OFDM 调制结果相乘后, 利用 OFDM 解调器可同时完成 M 元解扩和多载波解调. 研究结果表明, 本系统的频带利用率和计算复杂度均优于传统的 M 元 MC-CDMA 系统.

关键词: MC-CDMA; M 元扩频; 正交循环码; 预均衡

中图分类号: TN914.53 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2400(2007)02-0199-06

The study of M -ary MC-CDMA systems based on orthogonal cyclic codes & pre-equalization

CHU Zhen-yong^{1,2,3}, YI Ke-chu², ZHOU Quan³

(1. The Telecommunication Eng. Inst., Air Force Eng. Univ., Xi'an 710077, China; 2. State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China; 3. National Key Lab. of Space Microwave Technology, Xi'an Inst. of Space Radio Technology, Xi'an 710000, China)

Abstract: A novel M -ary MC-CDMA system in uplink TDD mode is proposed based on orthogonal cyclic codes and pre-equalization. At the transmitter, every mobile user uses the orthogonal cyclic codes as spreading codes, which reduces the spreading codes selection difficulty of the M -ary MC-CDMA system. In order to keep a good orthogonal characteristic among all users' signals, a pre-equalizer is employed to process the M -ary MC-CDMA signal before being transmitted. The received signal is multiplied by the local sequence, and then the proposed scheme achieves the M -ary despread spectrum and OFDM demodulation at the same time. The results show that the proposed scheme has better bandwidth efficiency and lower computation complexity than traditional M -ary MC-CDMA systems.

Key Words: MC-CDMA; M -ary spread spectrum; orthogonal cyclic codes; pre-equalization

未来的无线通信系统必须能够支持高速率的业务,这就要求多址接入技术应具有高的频谱效率. MC-CDMA 是基于正交频分复用(OFDM)和码分多址(CDMA)的一种无线接入方案^[1]. 该方案可以大大降低子信道上数据的传输速率,从而有效地消除符号间干扰(ISI),同时还有较强的抗多径衰落性能和较高的频带利用率. 有人提出将 M 元扩频技术应用于 MC-CDMA 系统中,形成具有更高频带利用率的 M 元 MC-CDMA 系统^[2-4]. M 元扩频需要使用多条相互正交或准正交的扩频码和相同数量的匹配滤波器. 其选码的难度和接收机复杂度都很高,这就在一定程度上限制了 M 元扩频技术的实际应用. 现有的 M 元扩频系统大多采用 Hadamard 序列作为扩频码,在多用户情况下,多址干扰将严重影响系统的误码性能和用户容量.

在上行链路中,由于各个用户信号经历了不同的传输路径,再加上信道噪声的影响,接收端通过后均衡

来恢复扩频码之间的正交性时,会导致噪声电平的提高,从而影响系统性能.近年来,发端预均衡(预编码)的方法越来越受到人们的关注^[5~10].它可将频率选择性衰落信道转换为平衰落信道,保证了到达基站接收机的各用户信号之间的正交性,降低了信号接收的难度.预均衡方法可使上行链路不需要发送导频符号或训练序列,从而节省了频带资源^[5].文献^[6]研究了采用相位补偿的预均衡 TDD/OFDM 系统性能.文献^[7]提出了一种 MC-CDMA TDD/FDD 上行链路中的发端预均衡方法,它认为慢变化信道在短时间内可视为时不变信道,其下行信道特性与上行信道特性近似完全相同,所以可将下行链路信道参数的估计值用于上行链路的预均衡,以补偿上行信道衰落.

基于预均衡和正交循环码 M 元扩频技术^[11],笔者提出了一种用于 TDD 上行链路的 M 元 MC-CDMA 系统.发端预均衡技术可使到达基站接收机的各用户信号之间仍旧保持正交性,而正交循环码 M 元扩频技术不但降低了 M 元扩频选码的难度,而且使基站接收机可利用 OFDM 解调器同时实现 M 元解扩和多载波解调,简化了接收机的复杂度.

1 系统模型

1.1 系统描述

图 1 给出了新的 M 元 MC-CDMA 系统的原理框图,其用户总数为 U .在移动用户发射端,周期为 T 的数据比特经过串并变换后分为 K 条支路, $K = \log_2(M)$,每 $\log_2(M)$ 个比特对应一条长度为 N 的 M 元扩频码. M 元扩频码经预均衡和 OFDM 调制后送入衰落信道. OFDM 调制单元包括 N 个正交多载波调制(或 IDFT)和在相邻 OFDM 符号间插入保护间隔,其符号周期为 T_s , $T_s = T \cdot \log_2(M)$.为了防止符号间干扰和邻道干扰(ACI),OFDM 保护时间 T_g 应不小于信道最大传输时延扩展 τ_{\max} .

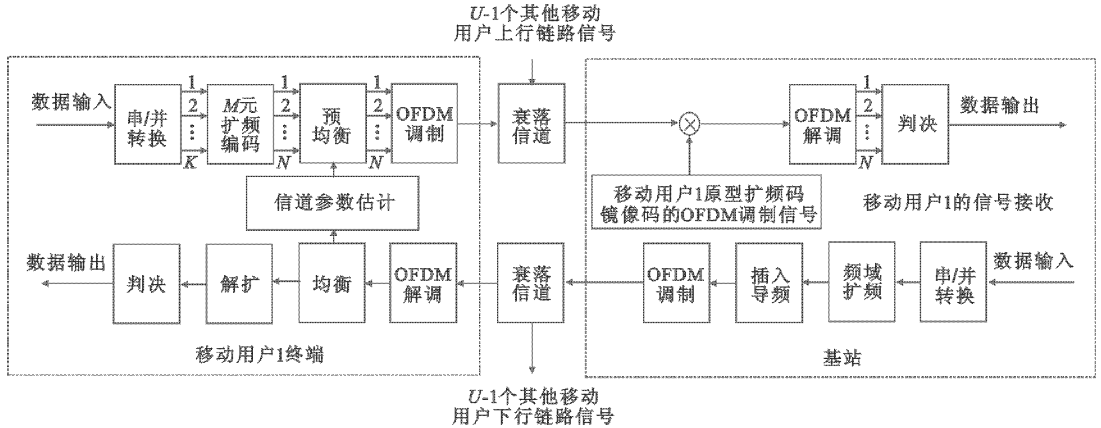


图 1 基于预均衡的正交循环码 M 元 MC-CDMA 系统框图

不失一般性,图 2 给出了 MC-CDMA/TDD 系统的一种帧结构^[10],其上下行链路采用对称的时隙.无线链路信道满足双向性^[5~10],在 TDD 模式中,如果信道状态在相邻两个 D/U 时隙内近似保持不变,则移动用户接收机对下行链路信道特性的估值,可直接应用于上行链路的预均衡.

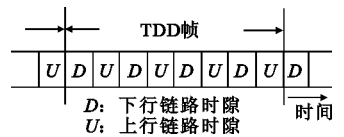


图 2 TDD 帧结构举例

M 元扩频使用正交循环码,正交循环码的产生方法如下^[11]:首先将 U 条码长为 N ($N \geq M$) 且具有良好的相关特性的伪随机序列作为原型扩频码,分配给 U 个用户.用户 u ($u = 1, 2, \dots, U$) 的原型扩频码 C_u^0 可表示为 $[C_u^0(0), C_u^0(1), C_u^0(2), \dots, C_u^0(i), \dots, C_u^0(N-1)]$, $C_u^0(i)$ 表示该码的第 $i+1$ 个码片 ($0 \leq i \leq N-1$).将原型扩频码分别左移 l 位 ($0 \leq l \leq M-1$),就构成了 M 个正交循环码,其中用 C_u^l 来表示扩频码 $[C_u^l(l), C_u^l(l+1), \dots, C_u^l(N-1), C_u^l(0), C_u^l(1), \dots, C_u^l(l-1)]$.这 M 个扩频码分别对应着 K 位二进制数据信息的 M 个状态.将 K 位数据按其数值递增的顺序从 $000 \dots 000$ 到 $111 \dots 111$ 依次排序,序号为 $0 \sim M-1$,则 K 位数据信息的第 l 个状态与正交循环码 C_u^l 相对应.

由于每个用户扩频码之间的互相关性能就是该用户原型扩频码的自相关特性,而各个用户扩频码之间的互相关性能就是各用户原型扩频码之间的互相关特性,所以采用正交循环码的 M 元扩频方法大大减少了多用户系统对扩频码的需求量,同时也保证了各用户扩频信号之间良好的相关性能。

1.2 移动用户发端

设第 k 个符号周期内 $((k-1)T_s \leq t < kT_s, k \geq 1)$ 所传输的 M 元扩频码为 $C_u^{n_{u,k}}$ ($0 \leq n_{u,k} \leq M-1$), 其中 $n_{u,k}$ 是未知的,它代表了当前所要传输的 K 位数据信息. 则在第 k 个符号周期内,第 u 个用户的 M 元 MC-CDMA 复等效基带信号的第 i 个子载波为

$$s_{u,i}(t) = g_{u,i} C_u^{n_{u,k}} [\text{mod}(i + n_{u,k})] p(t - kT_s) \cdot \exp[j\omega_i(t - kT_s)] \quad , \quad i = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1)$$

这里定义 OFDM 子载波数目等于扩频码长 N . $g_{u,i}$ 为用户 u 在下行链路子载波 i 上的信道参数估值, $g_{u,i} = \hat{\rho}_{u,i} \exp(j\hat{\theta}_{u,i})$, 这里把它作为上行链路的预均衡参数. $\text{mod}(x)$ 表示对 x 取模 N 运算, $\omega_i = 2\pi i/T_s$, $p(t)$ 表示

码片波形, $p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$. 第 u 个用户的上行链路信号为

$$s_u(t) = \sum_{i=0}^{N-1} s_{u,i}(t) \quad (2)$$

在 OFDM 保护时间 T_g 不小于信道相干时间条件下,每一个子载波都经历了独立的非频率选择性慢衰落,所以用户 u 的第 i 个子载波的衰落信道转移函数可表示为

$$H_{u,i} = \rho_{u,i} \exp(j\theta_{u,i}) \quad (3)$$

在无直射路径的条件下,幅度 $\rho_{u,i}$ 服从 Rayleigh 分布,其概率密度函数为 $p(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\epsilon^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\epsilon^2}\right), & \alpha \geq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$,

相位 $\theta_{u,i}$ 服从 $[0, 2\pi)$ 均匀分布. $\rho_{u,i}$ 和 $\theta_{u,i}$ 在第 k 个符号周期内保持不变,则对于 U 个有效用户,上行链路传

输信号可表示为 $r(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{i=0}^{N-1} h_{u,i} s_{u,i}(t - \tau_u) \exp[j2\pi f_0(t - \tau_u) + \varphi_u] + \eta(t)$, (4)

其中 f_0 为载波频率, τ_u 为用户 u 的第一径传输时延, φ_u 为用户 u 的载波相位,它在 $[0, 2\pi)$ 内均匀分布, $\eta(t)$ 为双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性复高斯白噪声.

1.3 基站接收端处理

不失一般性,假设用户 1 的信号为期望接收的信号. 接收信号与本地码 \tilde{C}_1^0 相乘. 本地码 \tilde{C}_1^0 是用户 1 的原型扩频码 C_1^0 的镜像码经 OFDM 调制输出的周期性信号,它是一个已知的周期序列,其表达式为

$$\tilde{C}_1^0(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{C}_{1,i}^0(t) = \sum_{i=0}^{N-1} C_1^0[\text{mod}(N-1-i)] p(t - kT_s) \cdot \exp[j\omega_i(t - kT_s)] \quad (5)$$

设基站接收机针对用户 1 已经实现载波和定时的精确同步,即 $\tau_1 = 0, \varphi_1 = 0$, 则在第 k 个符号周期内,用户 1 的第 i 路子载波上解调输出的信号为

$$y_{1,i}(t) = r(t) \tilde{C}_1^0(t) \exp[-j\omega_i(t - kT_s)] \quad (6)$$

在第 k 个符号周期内对 OFDM 解调器第 i 路子载波上的输出信号进行积分,得到判决变量为

$$y'(i) = \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} y_{1,i}(t) dt = \sum_{i_2=0}^{N-1} h_{1,j_2} g_{1,j_2} \sum_{i_1=0}^{N-1} C_1^0[\text{mod}(N-1-i_1)] \cdot C_1^{n_{1,k}}[\text{mod}(i_2 + n_{1,k})] + \text{MAI}(i) + \eta'(i) \quad (7)$$

在这里, $\text{mod}(i_1 + i_2 - i) = 0$. 上式中第一项为信号项, $\text{MAI}(i)$ 为多址干扰项, $\eta'(i)$ 为噪声项.

$$\begin{aligned} \text{MAI}(i) = & \sum_{u=2}^U \sum_{i_2=0}^{N-1} h_{u,j_2} g_{u,j_2} \tau_u \sum_{i_1=0}^{N-1} C_1^0[\text{mod}(N-1-i_1)] \cdot C_u^{n_{u,k-1}}[\text{mod}(i_2 + n_{u,k-1})] \cdot \\ & \exp[j(\omega_{i_2} \tau_u + 2\pi f_0 \tau_u + \varphi_u)] + \sum_{u=2}^U \sum_{i_2=0}^{N-1} h_{u,j_2} g_{u,j_2} (T_s - \tau_u) \sum_{i_1=0}^{N-1} C_1^0[\text{mod}(N-1-i_1)] \cdot \\ & C_u^{n_{u,k}}[\text{mod}(i_2 + n_{u,k})] \cdot \exp[j(\omega_{i_2} \tau_u + 2\pi f_0 \tau_u + \varphi_u)] \quad (8) \end{aligned}$$

$$\eta'(i) = \int_{(k-1)T_s}^{kT_s} \eta(t) \cdot \sum_{i_1=0}^{N-1} C_1^0[\text{mod}(N-1-i_1)] \cdot \exp[j(\omega_{i_1} - \omega_i)t] dt \quad (9)$$

假设信道参数至少在相邻两个 D/U 时隙内保持不变,并且各用户能够对每个子载波的信道参数进行精确的估计,即 $\rho_{u,i_2} \cdot \hat{\rho}_{u,i_2} = 1, \theta_{u,i_2} + \hat{\theta}_{u,i_2} = 0, i_2 = 0, 1, 2, \dots, N-1$. 对于用户 1 来说,

$$h_{1,i_2} g_{1,i_2} = 1 \quad , \quad i_2 = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (10)$$

则式(7)和式(8)可写为

$$y'(i) = \sum_{i_1=0}^{N-1} \sum_{i_2=0}^{N-1} C_1^0[\text{mod}(N-1-i_1)] \cdot C_1^{n_{1,k}}[\text{mod}(i_2+n_{1,k})] + \text{MAI}(i) + \eta'(i) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \text{MAI}(i) = & \sum_{u=2}^U \sum_{i_2=0}^{N-1} \tau_u \sum_{i_1=0}^{N-1} C_1^0[\text{mod}(N-1-i_1)] \cdot C_u^{n_{u,k-1}}[\text{mod}(i_2+n_{u,k-1})] \cdot \\ & \exp[j(\omega_{i_2} \tau_u + 2\pi f_0 \tau_u + \varphi_u)] + \sum_{u=2}^U \sum_{i_2=0}^{N-1} (T_s - \tau_u) \sum_{i_1=0}^{N-1} C_1^0[\text{mod}(N-1-i_1)] \cdot \\ & C_u^{n_{u,k}}[\text{mod}(i_2+n_{u,k})] \cdot \exp[j(\omega_{i_2} \tau_u + 2\pi f_0 \tau_u + \varphi_u)] \quad (12) \end{aligned}$$

在第 k 个符号周期内对 OFDM 解调器输出信号的判决变量为

$$D(k) = \max\{y'(0), y'(1), \dots, y'(N-1)\} \quad (13)$$

基站接收机在实现多载波解调的同时,也完成了 M 元解扩. 如果不考虑多址干扰和信道噪声的影响,解调信号在满足 $\text{mod}(i_1+i_2-\xi) = 0$ 条件下,对于任意的 i_1 和 i_2 ($0 \leq i_1, i_2 \leq N-1$), 当且仅当

$$\text{mod}(N-1-i_1) \equiv \text{mod}(i_2+n_{1,k}) \quad (14)$$

可在第 ξ 路 ($0 \leq \xi \leq N-1$) 子载波上得到自相关峰,此时

$$D(k) = y'(\xi) \quad (15)$$

$$\xi = \text{mod}(N-1-n_{1,k}) \quad (16)$$

由此可知

$$n_{1,k} = \text{mod}(N-1-\xi) \quad (17)$$

根据自相关峰所在子载波的位置 ξ , 式(17) 确定了用户 1 在第 k 个符号周期内的扩频码的编号 $n_{1,k}$, 从而可将该扩频码所对应的 K 位数据恢复出来.

2 性能分析与数值结果

2.1 差错性能

如果各用户对上行链路信号的幅度和相位进行了理想的预均衡,则对于基站接收机而言,上行链路可等效为无衰落的 AWGN 信道. 在式(11)中, $\eta'(i)$ 是双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性复高斯白噪声. 不失一般性,这里考虑基站接收用户 1 信号的差错性能. 根据文献[12],并定义函数 $B(v)$ 为

$$B(v) = \frac{M}{2(M-1)} \left[1 - \frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{1}{(2\pi)^{1/2}} \int_{-\infty}^y \exp\left(\frac{-x^2}{2}\right) dx \right)^{M-1} \exp\left[-\frac{1}{2}(y - (2v)^{1/2})^2\right] dy \right] \quad (18)$$

则单用户条件下的误比特率为 $P_b = B[(E_s/N_0)^{-1} + \zeta_{1,1}^2]^{-1}$,

其中 $E_s = KE_b$, N_0 为信道加性高斯白噪声的单边功率谱密度, $\zeta_{1,1}^2$ 为用户 1 原型扩频码自相关旁瓣值的归一化方差. 在多用户条件下,设有效用户数为 U , 则用户 1 信号的误比特率为

$$P_{b,u} = B\left[\left(\frac{E_s}{N_0}\right)^{-1} + \zeta_{1,1}^2 + \sum_{u=2}^U \zeta_{u,1}^2\right]^{-1} \quad (20)$$

其中多径干扰 MAI(i) 为 $\sum_{u=2}^U \zeta_{u,1}^2 E_s$, $\zeta_{u,1}^2$ 表示用户 u 与用户 1 的原型扩频码之间互相关和组合互相关旁瓣值的归一化方差.

如果各用户只对上行链路信号的相位进行预均衡,经过 Rayleigh 衰落信道后,假设基站接收到各用户信号的平均功率相同,即接收信号的平均符号能量为 $\bar{E}_s = 2\epsilon^2 E_s$. 若扩频码长 N 足够大的话,根据中心极限

定理,多径干扰可以视为零均值的复高斯随机过程,其方差为 $2\epsilon^2 \sum_{u=2}^U \zeta_{u,1}^2 E_s$, 用户 1 的误比特率为

$$P_{b,u} = B \left[\left((\bar{E}_s/N_0)^{-1} + \zeta_{1,1}^2 + \sum_{u=2}^U \zeta_{u,1}^2 \right)^{-1} \right] \quad (21)$$

在单径 Rayleigh 慢衰落信道下,对系统的误码性能进行了仿真,其中各用户的原型扩频码选用 128 位 M 序列, $M=64$, 正交载波数为 128,有效用户数分别为 1、2、4、8、16、和 32,并假设上行链路的定时偏差为 0。

图 3 和图 4 分别是采用相位/幅度预均衡和相位预均衡情况下的误码率曲线,显然系统采用相位/幅度预均衡时的误码性能要好于单纯的相位预均衡,原因是经过衰落信道后,各子载波的幅度会发生变化,使得各用户扩频信号的正交特性变差,导致误码率升高。

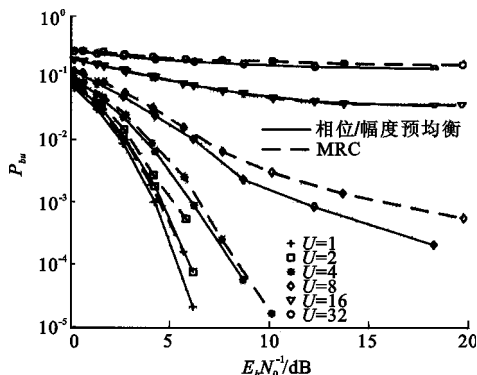


图 3 采用相位/幅度预均衡的误码性能

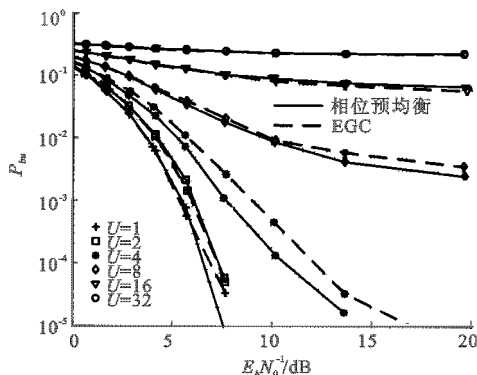


图 4 采用相位预均衡的误码性能

作为比较,图中还给出了传统的 M 元 MC-CDMA 接收机采用最大比合并(MRC)和等增益合并(EGC)时的误码率曲线.总体上看,相位/幅度预均衡与 MRC 之间的误码性能基本相同,相位预均衡与 EGC 之间的误码性能也基本相同,但这几种方法之间还存在细小的差异.如图 3 和图 4 仿真曲线所示,在用户数目足够多的时候,如 U 为 16 或 32,预均衡系统和后均衡系统都存在较强的多址干扰,此时这两种均衡措施的性能差别不大.当用户较少时,如 U 为 1~8,在图 3 中,由于相位/幅度预均衡措施保持了各用户扩频信号之间的相关性,而 MRC 方法却破坏了扩频码之间的相关性,使得相位/幅度预均衡性能优于 MRC 方法.在图 4 中,用户数为 1 或 2 时,相位预均衡与 EGC 的性能基本一致,随着用户数目的逐渐增加,相位预均衡性能好于 EGC 的性能,当用户数目足够大时,二者性能又趋于一致。

如果上行链路存在定时偏差,则会使得各子载波产生相位旋转,而且各子载波的相位旋转因子随子载波频率的不同而变化,导致系统性能下降,甚至无法正确解调出数据.在定时偏差随时间缓慢变化的情况下,可以采用连续测量并取平均的方法减小定时偏差^[6].

2.2 解扩处理的运算量

传统的 MC-CDMA 系统的解扩运算量为 $2N-1$ 次乘加运算.传统的 M 元 MC-CDMA 系统的解扩运算量与扩频码长 N 和 M 有关,总共需要 $M(2N-1)$ 次乘加运算,如果使用正交 Hadamard 扩频码,利用 FHT(Fast Hadamard Transfer)算法,解扩运算量为 $N \log_2 N$ 次乘加运算.本文中提出的 M 元 MC-CDMA 系统,只需要 N 次乘法运算就可实现 M 元解扩,它所需的运算量是最小的.由于其运算量与 M 值无关,在不增加运算量的条件下, M 可以取最大值,即 $M_{\max} = 2^{\text{int}(\log_2 N)}$, $\text{int}(x)$ 表示取 x 的整数部分.图 5 给出了这几种解扩方法的运算量曲线。

2.3 性能比较

表 1 从子载波的符号周期、射频信号主瓣带宽、频带利用率、各用户扩频码数量以及解扩运算量等 5 个方面,对本文中提出的新的 M 元 MC-CDMA 系统,传统的 M

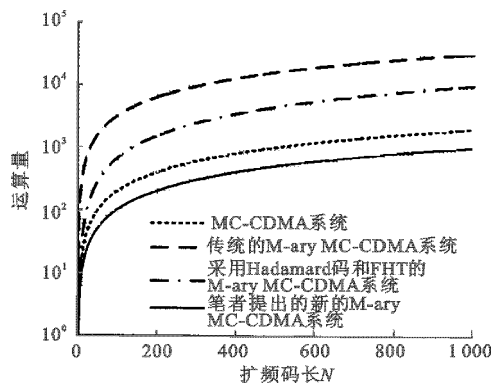


图 5 解扩处理的运算量比较

元 MC-CDMA 系统^[2~4] 以及传统的 MC-CDMA 系统^[1] 进行了比较, 其中 $R = 1/T$.

表 1 性能比较

	传统 MC-CDMA 系统	传统 M 元 MC-CDMA 系统	基于预均衡的正交循环码 M 元 MC-CDMA 系统
子载波符号周期	$1/R$	$\log_2(M)/R$	$\text{int}(\log_2 N)/R$
射频带宽(主瓣)	$(N+1)R$	$(N+1)R/\log_2(M)$	$(N+1)R/\text{int}(\log_2 N)$
频带利用率	$1/(N+1)$	$\log_2(M)/(N+1)$	$\text{int}(\log_2 N)/(N+1)$
所需扩频码数量	1	M	1
解扩运算量	$2N-1$	$N \log_2 N$	N

对于本文中所提的系统, 由于它采用了正交循环码实现 M 元扩频, 系统所需扩频码的数量就由传统方法的 M 条减少为 1 条. 传统 M 元 MC-CDMA 系统每条扩频码携带了 $\log_2(M)$ 比特的信息, 而在新系统中, M 可以取最大值, 即 $M_{\max} = 2^{\text{int}(\log_2 N)}$, 此时每条正交扩频码均携带了 $\log_2(M_{\max}) = \text{int}(\log_2 N)$ 比特信息, 其子载波符号周期、射频带宽和频带利用率分别为 $\text{int}(\log_2 N)/R$, $(N+1)R/\text{int}(\log_2 N)$ 和 $\text{int}(\log_2 N)/(N+1)$. 由 $\log_2(M_{\max}) \geq \log_2(M)$ 条件可知, 新系统在解扩运算量、频带利用率和抗多径衰落等方面均优于传统的 MC-CDMA 系统和传统的 M 元 MC-CDMA 系统.

3 结 论

提出了一种基于预均衡的正交循环码 M 元 MC-CDMA 新系统, 它利用基站接收机的 OFDM 解调器同时实现了多载波解调和 M 元解扩. 与传统的 M 元 MC-CDMA 系统或 MC-CDMA 系统相比较, 新系统在误码性能、解扩处理运算量, 频带利用率, 选码难度和抗多径衰落等方面都具有较强的优势.

参考文献:

- [1] Hara S. Overview of Multicarrier CDMA [J]. IEEE Communications Magazine, 1997, 35(12): 126-133.
- [2] Dekorsy A, Kammeyer K D. A new OFDM-CDMA Uplink Concept with M -ary Orthogonal Modulation [J]. European Transactions on Telecommunications (ETT), 1999, 10(4): 377-390.
- [3] Hu Yanjun, Zhu Jinkang. An Improved M -ary MC-CDMA for Mobile Communication Systems [C]//2004 Asia-Pacific Radio Science Conference Proceedings. New York: IEEE, 2004: 142-145.
- [4] Ying Xiaofan, Chu Zhenyong, Wang Yong, et al. A Scheme of M -ary, Multi-carrier Spread Spectrum Based on Wavelet Packet [J]. Journal of Electronics (China), 2004, 21(3): 236-242.
- [5] Mottier D, Castelain D. SINR-based Channel Pre-equalization for Uplink Multi-carrier CDMA Systems [C]//PIMRC 2002 Proceedings. New York: IEEE, 2002: 1488-1492.
- [6] Witrisal K, Kim Y H, Prasad R, et al. Pre-equalization for the Up-link of TDD OFDM Systems [C]//PIMRC 2001: Vol 2. San Diego: IEEE, 2001: E93-E98.
- [7] Nobilet S, Hélar J F. A Pre-equalization Technique for Uplink MC-CDMA Systems Using TDD and FDD Modes [C]//IEEE 56th Vehicular Technology Conference Proceedings. New York: IEEE, 2002: 346-350.
- [8] Benvenuto N, Bisaglia P, Tosato F. Pre-equalization with Subband Channel Loading: a Technique to Maximize Throughput in Uplink OFDM-CDMA Systems [J]. IEEE Trans on Communication, 2005, 53(4): 564-568.
- [9] Bisaglia P, Sanguinetti L, Morelli M, et al. Pre-equalization Techniques for Downlink and Uplink TDD MC-CDMA Systems [J]. Wireless Personal Communications, 2005, 35 (1): 3-18.
- [10] Dong G J, Myoung J K. Effects of Channel Estimation Error in MC-CDMA/TDD Systems [C]//VTC 2000 Proceedings. Piscataway: IEEE, 2000: 1773-1777.
- [11] Chu Zhenyong, Ying Xiaofan, Tian Hongxin, et al. Performance Analysis of an M -ary Spread Spectrum Receiver Using Biorthogonal Cyclic Codes [J]. Journal of Xidian University, 2004, 31(6): 850-854.
- [12] Proakis J G, Salehi M. Communication Systems Engineering [M]. 2nd ed. New Jersey: Prentice Hall, 2001.