

# 一种新的正交多载波 CDMA 系统<sup>1</sup>

周武昉 朱近康

(中国科技大学个人通信与扩频实验室 合肥 230027)

**摘 要** 该文提出了一种新的多载波码分多址 (MC-CDMA) 系统, 与传统的 MC-CDMA 系统相比, 其主要区别是要发送的数据比特先串并转换为多个并行分支, 每一个分支用一组正交子载波进行调制, 在每个分支上, 使用相同扩频序列的不同码片调制子载波, 这种系统能更有效地利用传输带宽, 实现频率分集, 由于该系统降低了每个子载波上的数据速率, 扩频序列更容易同步, 最后给出了在瑞利衰落信道下的性能分析。

**关键词** 多载波, 码分多址, 瑞利衰落

**中图分类号** TN914.4

## 1 前 言

多载波调制近年来受到了越来越多的重视, 它是利用正交频分复用 (OFDM) 与 CDMA 的结合的一种调制方法, 其基本思想是采用多个并行的正交载波子信道来传递 CDMA 信号, 这样信号的调制和解调均可以使用 FFT 来实现, 各子信道的频谱可以相互重叠, 利用正交性来区分每一子信道。这类系统被广泛地研究, 如多载波 CDMA (MC-CDMA)<sup>[1-3]</sup>, 多载波 DS (Direct Sequence)-CDMA (MC-DS-CDMA)<sup>[4]</sup>, 以及基于小波变换的 MC-CDMA 系统<sup>[5]</sup>。

基于多载波调制 (MCM) 的 CDMA 技术以其能提供较大的系统容量, 高速和变速率的综合数据传输, 能同时提供频率和时间分集, 具有较强的抗多址干扰等优点受到人们的广泛关注, 已成为第三代数字移动通信系统研究中的一个热门课题。

在传统的 MC-CDMA 系统中, 用给定的扩频码在频域上对每一载波上的原始信号进行扩展, 使用的载波子信道数等于扩频序列长度, 各载波在不同的频段上具有不同伪随机数的 (PN) 码结构, 每一数据符号在所有载波上传输, 在接收端进行合并, 这样接收机可以充分利用分布在整个频域范围内的信号能量, 有效提高系统性能; 各个子信道之间信号的频谱可以相互重叠, 有效地提高了频谱利用率。在本文中, 我们提出了先对原始数据信号进行串并转换, 然后再用传统的 MC-CDMA 进行调制的方法, 这样就降低了每一子载波信道上的数据传输速率, 扩展了码片时宽, 而展宽的码片信号使得扩频序列的同步变得容易。因此该系统在上行信道上可以有效地建立各用户的同步或准同步。

本文第 2 节描述系统模型, 性能分析在第 3 节给出, 第 4 节为数值结果, 第 5 节为结论。

## 2 系统描述

设第  $k$  个用户的原始数据信号为  $a_k(t)$ , 比特周期为  $T_b$ , 经串并转换后, 分为  $M$  个支路,  $b_{k,1}, b_{k,2}, \dots, b_{k,M}$ , 每个支路上的比特周期为  $MT_b$ , 对每一支路用一组正交子载波进行调制, 对每一子载波信道用同一 PN 序列的不同码片进行调制, 然后合成发送, 如图 1 所示。

<sup>1</sup> 1999-07-21 收到, 2000-05-25 定稿  
国家 973 项目资助

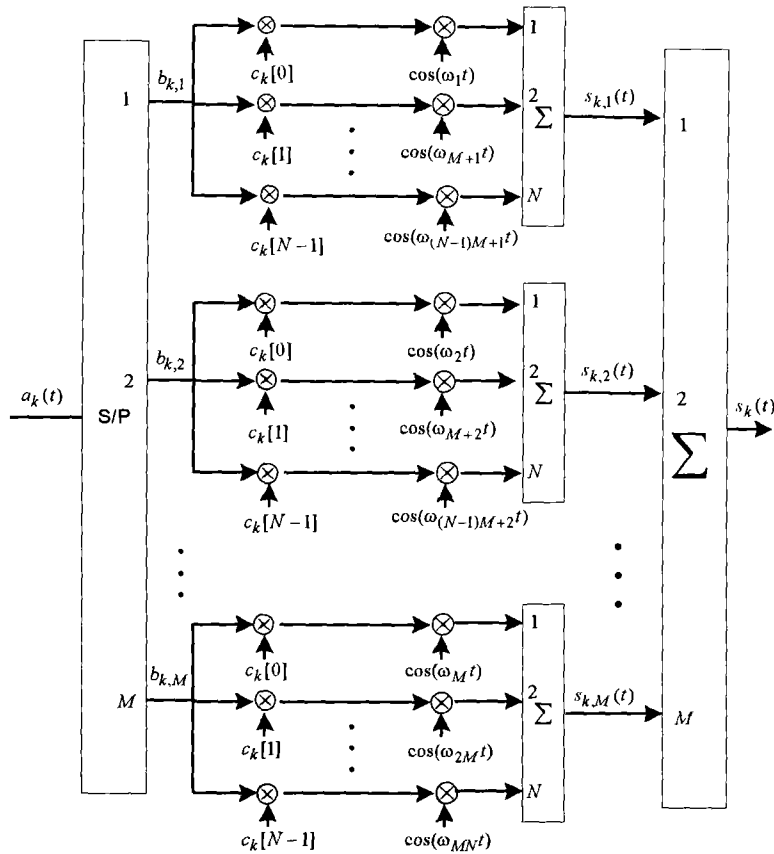


图 1 MC-CDMA 发射部分结构图

这样第  $k$  个用户第  $m$  个支路的发射信号为

$$s_{k,m}(t) = b_{k,m}[i] \sum_{n=0}^{N-1} c_k[n] \cos(\omega_{nM+m}t) g_{MT_b}(t - mMT_b) \quad (1)$$

其中  $c[n], n = 0, 1, \dots, N-1$  为码长为  $N$  的 PN 序列,  $g(t)$  为单位阶跃函数。

第  $k$  个用户的发射信号为

$$s_k(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) = \sum_{m=1}^M b_{k,m}[i] \sum_{n=0}^{N-1} c_k[n] \cos(\omega_{nM+m}t) g_{MT_b}(t - mMT_b) \quad (2)$$

这里我们考虑频率选择性瑞利衰落信道情况<sup>[2]</sup>。在上行链路情况下, 基站接收来自不同用户的信号, 这些信号由于所处位置的不同有不同的传输时延和信号衰落。设第  $k$  个用户的衰落信道的传输函数为

$$H_k(n, m) = \rho_{k,nM+m} e^{j\phi_{k,nM+m}} \quad (3)$$

其中  $\rho_{k,nM+m}$  和  $\phi_{k,nM+m}$  是第  $k$  个用户在频率  $\omega_{nM+m}$  时信道的随机幅度和相位, 对所有用户和子载波来说,  $\rho_{k,nM+m}$  假设为独立等分布的瑞利随机变量,  $\phi_{k,nM+m}$  在  $[0, 2\pi]$  内是独立等分布的均匀分布的随机变量。

这样接收信号为

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} s_k(t) \rho_{k,nM+m} e^{j\phi_{k,nM+m}} + n(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} \times b_{k,m}[i] c_k[n] \rho_{k,nM+m} \cos(\omega_{nM+m}t + \phi_{k,nM+m}) p_{MT_b}(t - mMT_b) + n(t) \quad (4)$$

$n(t)$  是加性白高斯噪声 (AWGN)。

假定用户  $k = 0$  为所需接收的信号, 其接收机模型如图 2 所示。

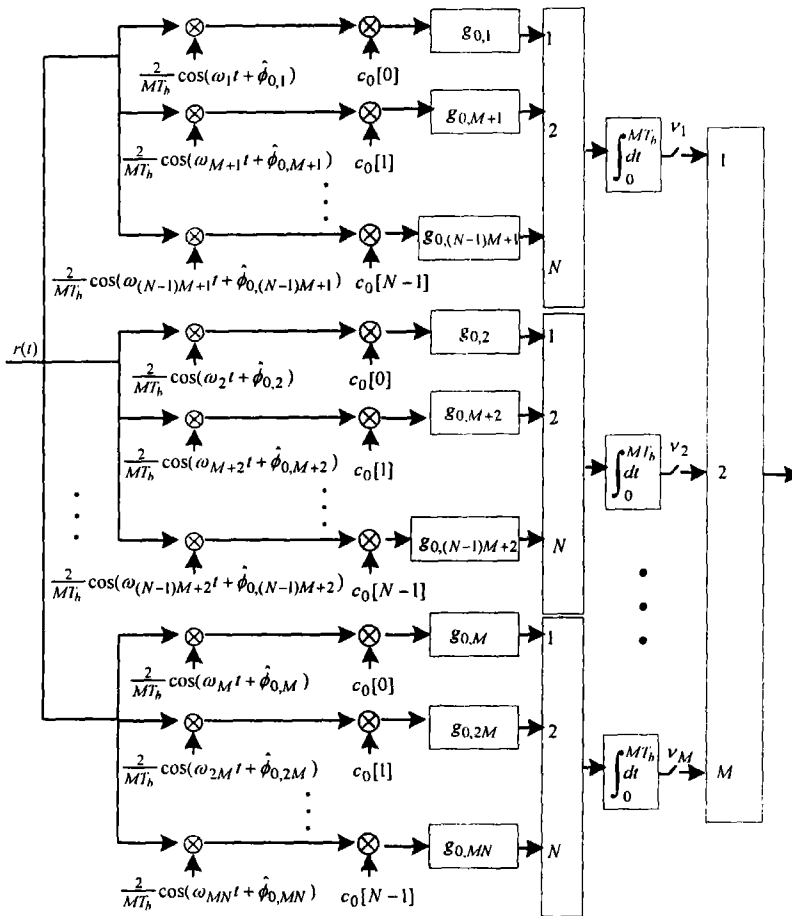


图 2 MC-CDMA 接收机结构

### 3 性能分析

假设用户  $k = 0$  为所需信号, 则第一个支路的判决变量  $v_1$  为

$$\begin{aligned}
v_1 &= \int_{iMT_b}^{(i+1)MT_b} r(t) \sum_{n=0}^{N-1} c_0[n] \frac{2}{MT_b} \cos(\omega_{nM+1}t + \hat{\phi}_{0,nM+1}) g_{0,nM+1} dt \\
&= \int_{iMT_b}^{(i+1)MT_b} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^{N-1} b_{k,m}[i] c_k[n] \rho_{k,nM+m} \cos(\omega_{nM+m}t + \hat{\phi}_{k,nM+m}) \sum_{l=0}^{N-1} \frac{2}{MT_b} \\
&\quad \times c_0[l] \cos(\omega_{lM+1}t + \hat{\phi}_{0,lM+1}) g_{0,lM+1} dt \\
&\quad + \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{MT_b} \int_{iMT_b}^{(i+1)MT_b} n(t) c_0[n] g_{0,n} \cos(\omega_{nM+1}t + \hat{\phi}_{0,nM+1}) dt \tag{5}
\end{aligned}$$

噪声项  $\eta$  为

$$\eta = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{MT_b} \int_{iMT_b}^{(i+1)MT_b} n(t) c_0[n] g_{0,n} \cos(\omega_{nM+1}t + \hat{\phi}_{0,nM+1}) dt \tag{6}$$

假设有准确的同步和相位校正, 即  $\hat{\phi}_{0,nM+1} = \phi_{0,nM+1}$ , 判决变量  $v_1$  可写为

$$v_1 = D + I + \eta \tag{7}$$

其中  $D$  为所需信号,  $I$  是干扰项,  $\eta$  是噪声项. 经过公式简化

$$D = b_{0,1}[i] \sum_{n=0}^{N-1} \rho_{0,nM+1} g_{0,n} \tag{8}$$

$$I = \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} b_{k,1}[i] c_k[n] c_0[n] \rho_{k,nM+1} g_{0,n} \cos \hat{\phi}_{k,nM+1} \tag{9}$$

其中  $\hat{\phi}_{k,nM+1} = \phi_{k,nM+1} - \hat{\phi}_{0,nM+1}$ , 在  $[0, 2\pi]$  内是均匀分布.

我们考虑等增益合成 (EGC) 和最大比率合成 (MRC) 两种情况.

在 EGC 情况下,  $g_{0,nM+m} = 1$ .

$$D = b_{0,1}[i] \sum_{n=0}^{N-1} \rho_{0,nM+1} \tag{10}$$

$$\eta = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{MT_b} \int_{iMT_b}^{(i+1)MT_b} n(t) c_0[n] \cos(\omega_{nM+1}t + \phi_{0,nM+1}) dt \tag{11}$$

$$E(\eta) = 0 \tag{12}$$

$$\sigma_\eta^2 = E(\eta^2) = E \left[ \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{MT_b} \int_0^{MT_b} n(t) c_0[n] \cos(\omega_{nM+1}t + \phi_{nM+1}) dt \right]^2 = \frac{NN_0}{MT_b} \tag{13}$$

$$I = \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} b_{k,1}[i] c_k[n] c_0[n] \rho_{k,nM+1} \cos \hat{\phi}_{k,nM+1} \tag{14}$$

$$\sigma_I^2 = \frac{1}{2} (K-1) E \left[ \sum_{n=0}^{N-1} \rho_{k,nM+1} \right]^2 \tag{15}$$

在载波数很大的情况下,  $\sum_{n=0}^{N-1} \rho_{k,nM+1}$  可近似为  $NE(\rho_{k,nM+1})$ , 则上式为

$$\sigma_I^2 = \frac{1}{2}(K-1)N^2 E^2(\rho_{k,nM+1}) \quad (16)$$

假设对  $M$  个支路来说, 每一路的特性都是相同的, 则第一个支路的误码率即为整个相同的误码率  $P_e$ , 即

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left( \sum_{n=0}^{N-1} \rho_{0,nM+1} \right)^2}{\sigma_I^2 + \sigma_\eta^2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\pi}{4} \frac{\operatorname{SNR}}{\frac{(K-1)\operatorname{SNR}}{N} + \frac{1}{M}}} \right) \quad (17)$$

在 MRC 情况下,  $g_{0,nM+m} = \rho_{0,nM+m}$ .

$$D = b_{0,1}[i] \sum_{n=0}^{N-1} \rho_{0,nM+1}^2 \quad (18)$$

$$\eta = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{2}{MT_b} \int_{iMT_b}^{(i+1)MT_b} n(t) \rho_{0,nM+1} \cos(\omega_{nM+1} t + \hat{\phi}_{0,nM+1}) dt \quad (19)$$

$\sigma_\eta^2 = \frac{NN_0}{MT_b} E(\rho_{0,nM+1}^2) = \frac{2N_0 \bar{P}_{0,1}}{MT_b}$ ,  $\bar{P}_{0,1}$  是第  $k=0$  的用户的第一个支路的信号平均能量.

$$I = \sum_{k=1}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} b_{k,1}[i] c_k[n] c_0[n] \rho_{k,nM+1} \rho_{0,nM+1} \cos \hat{\phi}_{k,nM+1} \quad (20)$$

$\sigma_I^2 = \frac{2(K-1)\bar{P}_{k,1}\bar{P}_{0,1}}{N}$ ,  $\bar{P}_{k,1}$  第  $k$  个用户的第一个支路的信号平均能量.

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\frac{1}{2} \left( \sum_{n=0}^{N-1} \rho_{0,nM+1}^2 \right)^2}{\sigma_I^2 + \sigma_\eta^2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{\operatorname{SNR}}{\frac{(K-1)\operatorname{SNR}}{N} + \frac{1}{M}}} \right) \quad (21)$$

#### 4 数值结果

在码长 64, 信噪比为 10dB, 不同  $M$  时误码率与用户数  $K$  的关系如图 3 所示.

在码长一定时, 分支数越多, 性能越好; 在相同条件下, MRC 性能要比 EGC 好. 在  $M=2$ , 信噪比为 10dB, 不同码长时误码率与用户数的关系 (EGC 情况下) 如图 4 所示.

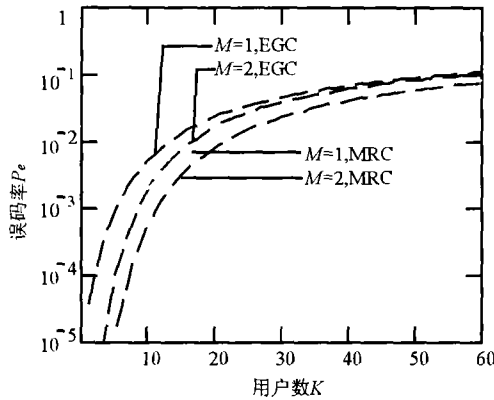


图 3 不同分支数时误码率与用户数的关系

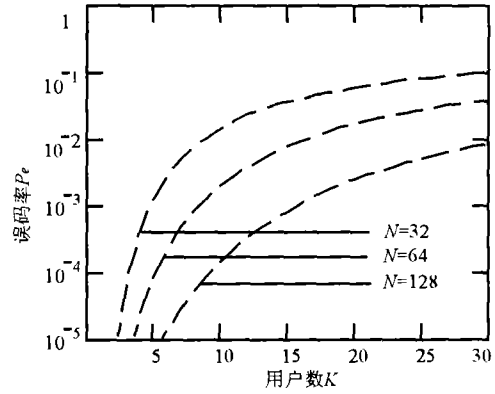


图 4 不同码长时误码率与用户数的关系 (EGC)

在  $M = 2$ ，信噪比为 10dB，不同码长时误码率与用户数的关系 (MRC 情况下) 如图 5 所示。

由图 4 和图 5 可以看出，在 EGC 和 MRC 两种情况下，都是码长越长，其误码率性能越好。在码长 128，用户数为 10，不同分支数  $M$  时误码率与信噪比的关系如图 6 所示。

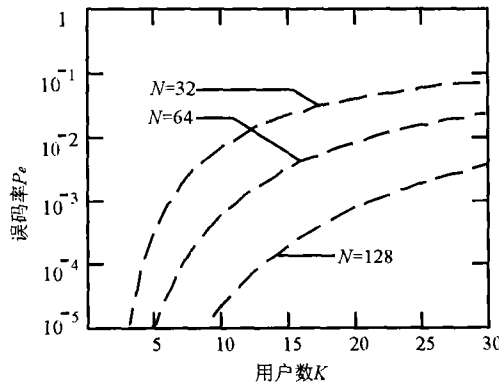


图 5 不同码长时误码率与用户数的关系 (MRC)

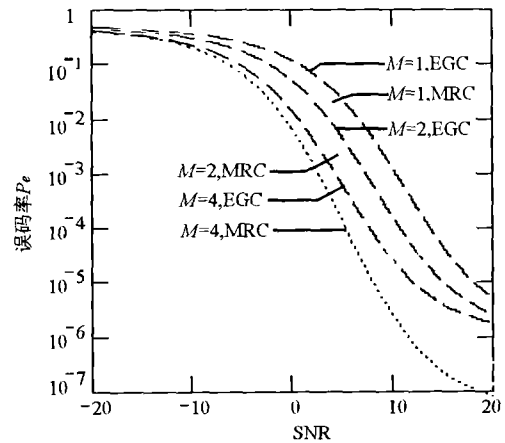


图 6 在码长  $N = 128$  时，不同分支数情况下信噪比与误码率的关系

### 5 结 论

这种调制方式把 CDMA-OFDM 与 MC-DS-CDMA 这两种调制方法有效地结合起来，串并转换后，降低了每一载波上数据的传输的速率，扩展了 chip 时宽 ( $M$  倍)，而展宽的 chip 信号使得扩频序列的同步变得容易。同时这种调制方式还能够有效地减少信元间干扰 (ISI) 和载波间干扰 (ICI) 的影响，可有效地降低频率选择性多径干扰，提高了整个频带的频谱利用率。

## 参 考 文 献

- [1] R. Prasad, S. Hara, An overview of multi-carrier CDMA, Proc. IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques & Applications, Mainz, Germany, 1996, 107-114.
- [2] N. Yee, J. P. Linnartz, G. Fettweis, Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks, PIMRC'93, Yokohama, Japan, 1993, 109-113.
- [3] Victor M. Dasilva, Elvino S. Sousa, Multicarrier orthogonal CDMA signals for quasi-synchronous communications systems, IEEE on J. on SAC, 1994, 12(5), 842-852.
- [4] Essam A. Sourour, Masao Nakagawa, Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multi-path fading channel, IEEE Trans. on Comm., 1996, COM-44(3), 356-367.
- [5] KyungHi Chang, XuDuan Lin, MunGeon Kyeong, Performace analysis of wavelet-based MC-CDMA for FPLMTS/IMT-2000, Proc. of IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques & Applications, Mainz, Germany, 1996, 1356-1360.

## A NEW ORTHOGONAL MULTICARRIER CDMA SYSTEM

Zhou Wuyang    Zhu Jinkang

*(PCN&SS Lab., Univ. of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)*

**Abstract** In this paper, a new multicarrier MC-CDMA system is proposed. Comparing with the conventional MC-CDMA system, the difference is that transmitted data bits are serial to parallel converted to a number of parallel branches first, then each branch is modulated using a group of orthogonal subcarriers. Noted that on each orthogonal subcarrier branch, transmitted data bit after serial to parallel converted is modulated with a chip of a PN(Pseudorandom Number) sequence, not a whole PN sequence. This system can utilize the transmission bandwidth more efficiently and achive frequency diversity. Furthermore, this system lowers the data rate of each carrier branch, so it is easier to make PN sequence synchronized. The performance of the system is analysed in a Rayleigh fading channel.

**Key words** Multicarrier, CDMA, Rayleigh fading

周武扬: 男, 1972年生, 博士生, 现从事多载波调制及无线IP的研究.

朱近康: 男, 1943年生, 教授, 博士生导师, 国家863高技术计划通信主题个人通信专家组组长, 中国科学技术大学信息科学技术学院常务副院长, 现从事数字移动通信与个人通信网的研究.