

文章编号: 1001-2486 (2000) 04-0069-07

一种利用小波包函数调制的 MG-CDMA 及其性能*

王 荣¹, 魏急波², 程时昕¹

(1. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏 南京 210096; 2. 国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 将小波包变换理论应用于多载波码分多址 (MG-CDMA) 系统, 提出一种基于小波包函数的正交调制方法。系统中, 发端数据串并转换成若干子信道, 每个子信道的数据进行直序扩频, 不同子信道上的数据以 chip 调制不同的小波包函数作为基带传输波形。小波包函数的一系列优良性质, 使系统能有效地抗多径干扰, 抑制子信道串扰、多址干扰等。本文对系统在多径 Rayleigh 慢衰落信道中的性能, 进行了理论分析和计算机仿真。结果表明, 本系统比基于 DFT 的 MG-CDMA 有较大的性能改善。

关键词: MG-CDMA; 小波包变换; 干扰抑制

中图分类号: TN914 文献标识码: A

Performance of Multicarrier CDMA Modulated by Using Wavelet Packet Functions

WANG Rong¹, WEI Ji-bo², CHENG Shi-xin¹

(1. National Mobile Communications Lab., Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A new scheme of orthogonal multicarrier CDMA based on wavelet packet functions is proposed. Transmitted data bits are serial to parallel converted to a number of parallel sub-channels. On each sub-channel each bit is spread by PN code. Each chip on different sub-channel modulate different wavelet packet functions. Good properties of wavelet packet functions ensure that the system can suppress multipath interference, inter-subchannel interference (ICI) and multiple access interference (MAI) effectively. The system performance is investigated for a multipath, slow Rayleigh fading channel. The performance advantages of the system over that based on DFT are demonstrated by both analytical and simulation methods.

Key words: MG-CDMA; wavelet packet transform; interference suppression

作为一种能同时提供频率和时间分集、有效地抑制移动信道中多径衰落及多址干扰的高速数据传输方法, 多载波码分多址 (MG-CDMA) 技术近年来已受到广泛重视^[1, 2, 8]。传统的 MG-CDMA 将 OFDM 技术与 CDMA 结合, 其调制和解调可由 DFT 来实现, 在基于 DFT 的 MG-CDMA 系统中, 输入数据实际经过一个矩形窗的载取, 其频谱包络呈 $\sin(\omega)/\omega$ 形状, 主瓣能量不集中, 旁瓣衰减缓慢。当存在多径干扰、收发同步出现误差时, 将引起严重的邻信道干扰 (ICI)、码间干扰 (ISI) 和多址干扰 (MAI)。

小波包函数具有时域紧支撑、频域局域化, 相同小波包空间的小波包函数平移正交、不同小波包空间的小波包函数互正交等优良性质。二进离散小波包函数在二叉树结构上的某一层分解, 其频谱按 Garry 码规律由低至高排列^[5]。小波包函数的紧支特性可以用来设计没有 ISI 的信号传输波形。我们将数据信息扩频后, 以 chip 调制不同小波包空间上的小波包函数, 构成正交频分 MG-CDMA 系统。本文对系统在多径 Rayleigh 慢衰落信道中的性能, 进行了理论分析和计算机仿真。结果表明, 本系统比基于 DFT 的 MG-CDMA 在抗多径干扰、同步误差引起的 ICI、ISI 及 MAI 的性能方面有较大改善。

* 收稿日期: 1999-12-16
基金项目: 国家 863 基金资助项目 (863-317-12-9600)
作者简介: 王荣 (1966), 男, 博士生。

1 二进离散小波包变换

在小波变换理论的多分辨分析 (MAR) 中^[4], $L^2(R)$ 中某一子空间 V_1 可以分解为两个正交互补的尺度子空间 V_0 和小波子空间 W_0 , 即 $V_1 = V_0 \dot{\cup} W_0$. 尺度函数 $\phi(t)$ 的整数平移 $\{\phi(t-k)_{k \in \mathbf{Z}}\}$ 和小波函数 $\Psi(t)$ 的整数平移 $\{\Psi(t-k)_{k \in \mathbf{Z}}\}$ 分别构成 V_0, W_0 的规范正交基. $\phi(t)$ 和 $\Psi(t)$ 存在如下关系:

$$\phi(t) = \sqrt{2} \sum_k h(k) \phi(2t-k) \quad (1)$$

$$\Psi(t) = \sqrt{2} \sum_k g(k) \Psi(2t-k) \quad (2)$$

式中 $g(k) = (-1)^k h(N-1-k)$, $k \in \mathbf{Z}$. 序列 $h(k), g(k)$ 分别对应于一正交镜像滤波器 (QMF) 组中低通和高通滤波器的离散冲激响应, N 为其冲激响应序列长度.

二进离散小波包变换是对 MRA 的推广和延拓. 类似于 (1)、(2), 定义递归函数序列:

$$u_{2n}(t) = \sqrt{2} \sum_k h(k) u_n(2t-k) \quad (3)$$

$$u_{2n+1}(t) = \sqrt{2} \sum_k g(k) u_n(2t-k) \quad (4)$$

这里 $u_0 = \phi(t)$, $u_1 = \Psi(t)$, 称 $\{u_n(t), n \in \mathbf{Z}\}$ 为由 $\phi(t)$ 生成的小波包函数. 小波包函数有两个重要性质:

$$\langle u_n(t-k), u_n(t-j) \rangle = \delta_{kj} \quad (5)$$

$$\langle u_{2n}(t-k), u_{2n+1}(t-j) \rangle = 0, \quad k, j \in \mathbf{Z} \quad (6)$$

式 (5) 说明相同的小波包函数非零平移自正交, 式 (6) 表明不同的小波包函数平移互正交. Daubechies^[4] 已构造出具有时域紧支撑的小波函数: 即, 若 QMF 中尺度 (低通) 滤波器是 FIR 的, 其离散冲激响应 $h(k)$ 的长度为 N , 则其对应的尺度函数和小波函数的支撑长度均为 $N-1$. 我们把这一紧支性质推广到小波包函数.

小波包函数的紧支性质: 如果 $\phi(t)$ 为支撑长度 $N-1$ 的尺度函数, 则由 $\phi(t)$ 生成的所有小波包函数的支集紧, 且支撑长度均为 $N-1$.

这一性质可用数学归纳法简洁地证明. 考察 (3), (4) 式定义的函数序列, $n=0, 1$ 时分别对应于尺度函数 $\phi(t)$ 、小波函数 $\Psi(t)$, 其支集长度均为 $N-1$, 性质成立. 设 $n=m$ 时, $\text{supp}\{u_m(t)\} = [a, b]$, 且 $b-a = N-1$ 成立; 则 $\text{supp}\{u_{2m}(t)\} = \text{supp}\{\sqrt{2} \sum_{k=0}^{N-1} h(k) u_m(2t-k)\}$, 和式中函数 $u_m(2t-1), \dots, u_m(2t-N+1)$ 的支集分别为 $[\frac{a}{2}, \frac{b}{2}], [\frac{a+1}{2}, \frac{b+1}{2}], \dots, [\frac{a+N-1}{2}, \frac{b+N-1}{2}]$, 又 $b-a > 1$, 这些闭区间两两重叠, 它们的并为 $[\frac{a}{2}, \frac{b+N-1}{2}]$, 其长为 $N-1$, 即 u_{2m} 的支集长度为 $N-1$. 同理, $u_{2m+1}(t)$ 的支集长度亦为 $N-1$.

2 系统模型

2.1 发射机模型

图 1 为发射机模型. 第 k 个用户的数据信息 $d_k(t)$ 串/并转换成 M 个并行支路上的数据流, 每条支路称为一个子信道或子载波, 第 m 个子信道上的数据记为 $d_{k,m}(t)$. $c_k(t)$ 为用户 k 的扩频码, $p_i(t)$, $i=1, \dots, M$ 对应于尺度函数 $\phi(t)$ 生成的小波包函数 $u_i(t)$.

设 $u_i(t)$ 的支集长度为 N , 系统 chip 时长为 T_c , 定义 $w_i(t) = u_i\left(\frac{N}{T_c}t\right) / \left\|u_i\left(\frac{N}{T_c}t\right)\right\|_2$, 显然 $w_i(t)$ 的支集长度为 T_c , $\|w_i(t)\|_2^2 = 1$, 且

$$\langle w_i\left(t - m \frac{T_c}{N}\right), w_i\left(t - n \frac{T_c}{N}\right) \rangle = \frac{T_c}{N \left\|u_i\left(\frac{N}{T_c}t\right)\right\|_2^2} \langle u_i(t-m), u_i(t-n) \rangle = \frac{T_c}{N \left\|u_i\left(\frac{N}{T_c}t\right)\right\|_2^2} \delta_{mn} \quad (7)$$

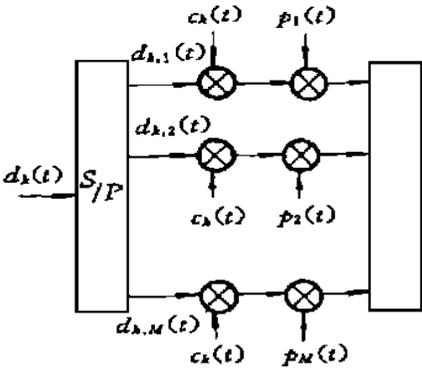


图1 发射机
Fig. 1 Transmitter

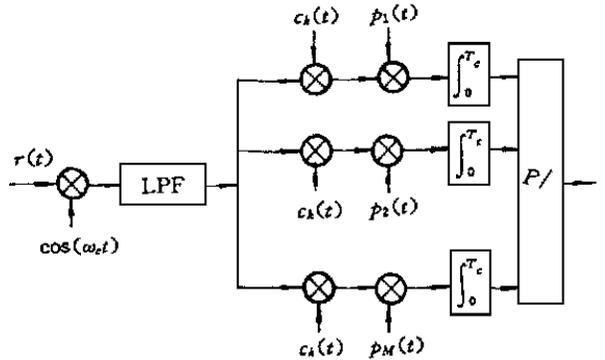


图2 接收机
Fig. 2 Receiver

$$\langle w_i \left(t - m \frac{T_c}{N} \right), w_{2i+1} \left(t - n \frac{T_c}{N} \right) \rangle = \frac{T_c}{N} \frac{\langle u_i(t-m), u_{2i+1}(t-n) \rangle}{\|u \left(\frac{N}{T_c} \right)\|_2^2} < u_i(t-m), u_{2i+1}(t-n) \rangle = 0, m, n \in \mathbf{Z}$$

(8)

此时，小波包函数 $w_i(t)$ 的移位正交单位时长为 $\frac{T_c}{N}$ 。

设用 BPSK 调制，用户 k 的发射信号为

$$S_k(t) = \sum_{m=1}^M \sqrt{2E_c} d_{k,m}(t) c_k(t) p_m(t) \cos(\omega_c t + \theta_k)$$

(9)

E_c 为信号在一个 chip 时长内的能量： $d_{k,m}(t) = \sum_i d_{km}^i g_T(t - iT)$ ， $c_k(t) = \sum_{i=0}^{N_c-1} c_k^i g_{T_c}(t - iT_c)$ ， $p_m(t) = \sum_i v_m(t - iT_c)$ 。这里， $g_s(t)$ 为时宽 s ，幅度 1 的矩形函数； T, T_c 分别为符号和 chip 时长； N_c 为扩频增益； ω_c 为射频载波的角频率。 θ_k 为用户 k 的射频相移，它是均匀分布于 $[0, 2\pi]$ 上的随机变量 (r. v.)，对不同的 k ， $\{\theta_k\}$ 是独立同分布 (i. i. d.) 的。

2.2 信道模型

移动信道是多径衰落信道，我们用抽头延时线模型^[3]作为信道模型。用户 k 的信道等效低通冲激响应为

$$h_k(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} e^{j\gamma_{kl}} \delta(t - \epsilon_{kl})$$

(10)

式中 L 为信道可分辨的路径数。 $\alpha_{k,l} e^{j\gamma_{kl}}$ 为复高斯随机变量，均值为零，方差为 σ_l^2 ； $\epsilon_{kl} = (l-1)T_c + \Delta_{kl}$ ，为用户 k 的第 l 径的时延， $\{\Delta_{kl}\}$ 为均匀分布于 $[0, T_c)$ 上 i. i. d. 的 r. v.。设信道时延扩展为 T_m ，则在单载波情况下，可分辨的路径数为^[3] $L_1 = \lfloor \frac{T_m}{T_{c1}} \rfloor + 1$ ， T_{c1} 为单载波扩频系统中 chip 时长。在多载波系统中，数据经串并转换，chip 时长增大，此时可分辨的路径数为

$$L = \lfloor \frac{T_m}{T_c} \rfloor + 1 = \lfloor \frac{T_m}{MT_1} \rfloor + 1 = \lfloor \frac{L_1 - 1}{M} \rfloor + 1$$

(11)

在以后性能分析中，我们假设 T_m 保持不变，子信道的增加将使可分辨的路径数减少。

2.3 接收机模型

图2为系统接收机模型，射频解调后的信号，分为 M 条支路，每条支路信号在解扩、匹配滤波器 (MF) 滤波后，以 chip 速率抽样。

由 (10) 定义的信道等效低通冲激响应，可以将接收信号表示为：

$$r(t) = \sqrt{2E_c} \sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L \alpha_{kl} d_{k,m}(t - \varepsilon_{k,l} - \zeta_k) c_k(t - \varepsilon_{k,l} - \zeta_k) p_m(t - \varepsilon_{k,l} - \zeta_k) \times \cos(\omega_c t + \phi_{kl}) + n(t) \quad (12)$$

ζ_k 为用户 k 的传输时延, $\{\zeta_k\}$ 为均匀分布于 $[0, T)$ 上 i. i. d. 的 r. v.; $\{\phi_{k,l} = [\theta_k + \gamma_{k,l} - \omega_c t - \omega_c \zeta_k] \bmod 2\pi\}$ 对不同的 k, l 为均匀分布于 $[0, 2\pi)$ 上 i. i. d. 的 r. v.; K, M, L 分别为系统中的用户数、子信道(载波)数及路径数, $n(t)$ 为双边带功率谱密度 $N_0/2$ 的 AWGN。

3 系统性能分析

不失一般性, 假设用户 1 为我们希望接收的用户, 当前接收的信号为其子信道 1 上的符号 0, 记为 $d_{1,1}^0$, 上一个接收的符号记为 $d_{1,1}^1$; 接收机已同步于用户 1 子信道 1 上的第 1 径, 故可设 $\varepsilon_{1,1} = 0, \gamma_{1,1} = 0$ 。接收符号的判决变量为

$$y_{1,1} = \int_0^T r(t) c_1(t) p_1(t) \cos(\omega_c t) dt = D + \eta + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad (13)$$

式中, $D = \sqrt{\frac{E_c}{2}} \alpha_{1,1} N d_{1,1}^0$ 为所要接收的有用信息; η 是由 $n(t)$ 产生的零均值, 方差为 $\frac{N_d N_0}{4}$ 的高斯随机变量; 其余干扰共分四项, 记为 $I_i, i = 1, 2, 3, 4$ 。我们逐项分析干扰项, 在分析中, 我们假设 (1) d_{km}^i 独立、等概地取 ± 1 ; (2) 扩频码为随机码, 已经证明^[6], 在频率选择性衰落信道中, 随机码的性能次于最优码, 但优于最坏码; (3) 信道为多径慢 Rayleigh 衰落信道, 即至少在一个符号周期内, 衰减系数 $\alpha_{k,l}$ 近似不变。

为了表示上的方便, 我们引入小波包函数的相关函数及部分相关函数表达式。前文已经证明 $\text{supp}\{w_m(t)\} = [0, T_c]$, 设 $\tau \in (0, T_c]$, 定义

$$R_{m,n}(\tau) = \int_0^\tau w_m(t) w_n(t - \tau) dt, \quad \bar{R}_{m,n}(\tau) = \int_\tau^{T_c} w_m(t) w_n(t - \tau) dt$$

相应地, 其平方对 τ 的时间平均定义为

$$\overline{R_{m,n}^2} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} R_{m,n}^2(\tau) d\tau, \quad \overline{\bar{R}_{m,n}^2} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \bar{R}_{m,n}^2(\tau) d\tau$$

现在, 我们逐项分析式 (13) 中的干扰项:

(1) 同一用户, 同一子信道, 其余 $L - 1$ 径上的信号产生的干扰 I_1

由于多径的存在, 使接收信号受到自身的干扰。在 (12)、(13) 式中, 令 $k = 1, m = 1$, 得:

$$I_1 = \sqrt{\frac{E_c}{2}} \sum_{l=2}^L \alpha_{1,l} \sum_{i=0}^{N_c-1} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} d_{1,1}(t - \varepsilon_{1,l}) c_1(t - \varepsilon_{1,l}) p_1(t - \varepsilon_{1,l}) c_1(t) p_1(t) \cos(\phi_{1,l}) dt = \sqrt{\frac{E_c}{2}} \sum_{l=2}^L \alpha_{1,l} d_{1,1}^1 \left[\sum_{i=0}^{l-2} c_1^i (c_1^{N_c-1} R_{II}(\Delta_{ll}) + c_1^N R_{II}(\Delta_{ll})) + c_1^{l-1} c_1^{N_c-1} R_{II}(\Delta_{ll}) \right] + d_{1,1}^0 \left[c_1^{l-1} c_1^0 R_{II}(\Delta_{ll}) + \sum_{i=1}^{N_c-1} c_1^i (c_1^{i-1} R_{II}(\Delta_{ll}) + c_1^{i-h-1} R_{II}(\Delta_{ll})) \right] \text{cis}(\phi_{1,l})$$

式中 $m = i - (l - 1) + N_c$ 。由假设 (2), c_p^r 等概地取 ± 1 , 且当 $p \neq q$ 或 $r \neq s$ 时, c_p^r, c_q^s 相互独立, 显然, I_1 的均值为零, 在 Δ_{ll} 固定下的条件方差为

$$\text{Var}[I_1^2 | \Delta_{ll}] = \frac{E_c}{4} \sum_{l=2}^L E(\alpha_{1,l}^2) N_c [R_{II}^2(\Delta_{ll}) + \bar{R}_{II}^2(\Delta_{ll})]$$

对 Δ_{ll} 在 $[0, T_c)$ 上取平均

$$\text{Var}[I_1^2] = \frac{E_c}{4} N_c \sum_{l=2}^L E(\alpha_{1,l}^2) [\overline{R_{II}^2} + \overline{\bar{R}_{II}^2}] \quad (14)$$

显然, 如果信道可分辨的路径只有 1 径, 则 $I_1 = 0$ 。

(2) 同一用户, 不同子信道, 其余 $L - 1$ 条路径上信号产生的干扰 I_2

如果没有多径衰落, 同一用户各子信道上的传输波形是不同的, 它们相互正交, 在接收端经匹配滤波后, 不产生干扰。但由于多径的影响, 第 m 子信道上同步于第 n 径的 MF, 会受到其它子信道 $r (\neq m)$ 上第 $s (\neq n)$ 径信号的干扰, 即邻信道干扰 (ICI)。在式 (12)、(13) 中, 令 $k = 1, m > 1$, 得到:

$$I_2 = \sqrt{\frac{E_c}{2}} \sum_{m=2}^M \sum_{l=2}^L \alpha_{1,l} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} d_{1,1}(t - \varepsilon_{1l}) c_1(t - \varepsilon_{1l}) p_m(t - \varepsilon_{1l}) c_1(t) p_m(t) \cos(\phi_{1,l}) dt$$

类似于 (14) 式的推导, I_2 的均值为零, 方差为

$$\text{Var}[I_2^2] = \frac{E_c}{4} \sum_{m=2}^M \sum_{l=2}^L E(\alpha_{1,l}^2) N_c (\overline{R_{1m}^2} + \overline{R_{1m}^2}) \quad (15)$$

(3) 其他用户, 同一子信道, L 条路径上的干扰 I_3

这一项就是在 CDMA 系统中的多址干扰 (MAI)。在 (12)、(13) 中令 $k > 1, m = 1$, 得:

$$I_3 = \sqrt{\frac{E_c}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} d_{k,l}(t - \varepsilon_{k,l} - \zeta_k) c_k(t - \varepsilon_{k,l} - \zeta_k) \times p_1(t - \varepsilon_{k,l} - \zeta_k) c_1(t) p_1(t) \cos(\phi_{k,l}) dt$$

可以证明^[1], $(\varepsilon_{k,l} + \zeta_k) \bmod T$ 是 $[0, T)$ 上均匀分布的随机变量, 且独立于 $\varepsilon_{k,l}$, 即其他用户的每一径相对于用户 1 的时延, 均匀分布于 $[0, T)$ 。令 $(\varepsilon_{k,l} + \zeta_k) \bmod T = jT_c + \tau_k, j = 0, 1, \dots, N_c - 1; \{\tau_k\}$ 对所有 k, l 是均匀分布于 $[0, T_c)$ 上 i. i. d. 的 r. v.。 I_3 的均值为零, 我们求 I_3 方差并对 j 平均后, 得:

$$\text{Var}[I_3^2] = \frac{E_c}{4} \sum_{k=2}^K \sum_{l=2}^L E(\alpha_{k,l}^2) N_c [\overline{R_{11}^2} + \overline{R_{11}^2}] \quad (16)$$

(4) 其他用户, 不同子信道, L 条路径上的干扰 I_4

在 (12)、(13) 式中, 令 $k > 1, m > 1$, 得:

$$I_4 = \sqrt{\frac{E_c}{2}} \sum_{k=2}^K \sum_{m=2}^M \sum_{l=1}^L \alpha_{k,l} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} d_{k,m}(t - \varepsilon_{k,l} - \zeta_k) c_k(t - \varepsilon_{k,l} - \zeta_k) \times p_m(t - \varepsilon_{k,l} - \zeta_k) c_1(t) p_1(t) \cos(\phi_{k,l}) dt$$

与 (14) 式的推导类似, I_4 的均值为零, 方差为

$$\text{Var}[I_4^2] = \frac{E_c}{4} \sum_{k=2}^K \sum_{m=2}^M \sum_{l=1}^L E(\alpha_{k,l}^2) N_c [\overline{R_{1m}^2} + \overline{R_{1m}^2}] \quad (17)$$

如果系统是同步的 CDMA 系统, 并且只存在 1 径, 由小波包函数的互正交性可知 (17) 为零。

在分析了接收数据信息的各种干扰后, 我们求系统的平均误比特率。在用户数较多, 扩频码足够长时, 由中心极限定理可以认为, I_1, I_2, I_3, I_4 为相互独立的高斯随机变量。设 $d_{1,1}^0 = 1$, 则在衰落系数 $\alpha_{1,1}$ 为常数的条件下, 系统误比特率为

$$P'_e = \frac{1}{2} \text{erfc} \left[\frac{E(y_{1,1} | \alpha_{1,1})}{\sqrt{2\text{Var}(y_{1,1})}} \right] \quad (18)$$

对 $\alpha_{1,1}$ 的概密函数平均, 得系统平均误比特率为:

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc} \left[\frac{E(y_{1,1} | \alpha_{1,1})}{\sqrt{2\text{Var}(y_{1,1})}} \right] p(\alpha_{1,1}) d\alpha_{1,1} \quad (19)$$

式中, $p(\alpha_{1,1})$ 为 $\alpha_{1,1}$ 的概密函数, 它服从 Rayleigh 分布, 即: $p_{\alpha_{1,1}}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right]$ 。

若信道各径的衰落系数 $\{\alpha_{k,l}\}$ 是 i. i. d. 的, 即 $\text{Var}(\alpha_{k,l}) = \sigma_\alpha^2$, 定义接收端平均符号能量为 $E_b = N_c E_c E(\alpha_{k,l}^2)$, 则

$$E(y_{1,1} | \alpha_{1,1}) = \sqrt{\frac{E_c}{2}} \alpha_{1,1} N_c,$$

$$\text{Var}(y_{1,1}) = \sum_{i=1}^4 \text{Var}(I_i) + \frac{N_c N_0}{4} = \frac{E_c}{4} N_c (KL - 1) \sigma_1^2 \sum_{m=1}^M (\overline{R_{1,m}^2} + \overline{R_{1,m}^2}) + \frac{N_c N_0}{4}$$

系统的平均误比特率为:

$$P_e = \frac{1}{2} \int_0^\infty \text{erfc} \left[\frac{\frac{\alpha_{1,1}}{\sigma_1} \sqrt{N_c}}{\sqrt{(KL - 1) \sum_{m=1}^M (\overline{R_{1,m}^2} + \overline{R_{1,m}^2}) + N_c \left(\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1}}} \right] \frac{2\alpha_{1,1}}{\sigma_1^2} \exp\left[-\frac{\alpha_{1,1}^2}{\sigma_1^2}\right] d\alpha_{1,1} \quad (20)$$

4 数值计算、仿真结果及讨论

我们对系统的误比特率性能进行了理论数值计算 (式 (20)) 和计算机仿真, 并与基于 DFT 的 MG-CDMA 系统作了比较。扩频码取自特征多项式 $x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$ 生成的长度为 $2^{15} - 1$ 的长码, 扩频增益 $N_c = 64$; 信道在单载波扩频系统中的径数 $L_1 = 4$, Rayleigh 衰落系数的二阶距 $\sigma_1^2 = 1$; 用户数为 10; 子信道载波取系数长度为 12 的 Daubechies 尺度函数生成的 8 个小波包函数。

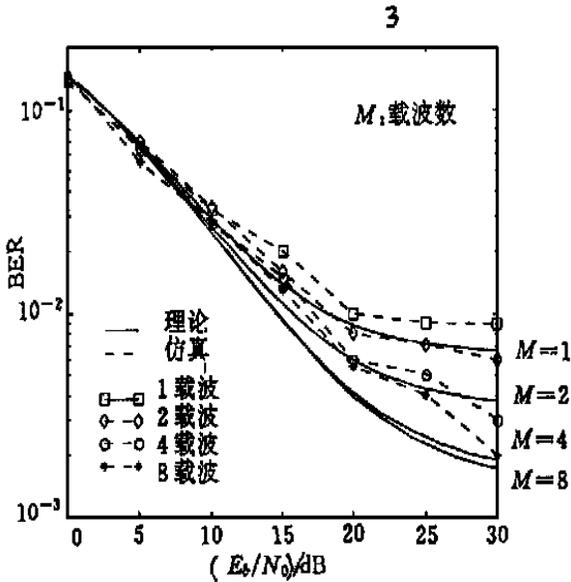


图 3 系统误比特率的理论与仿真曲线

Fig. 3 The theoretical and simulation BER curves of the system

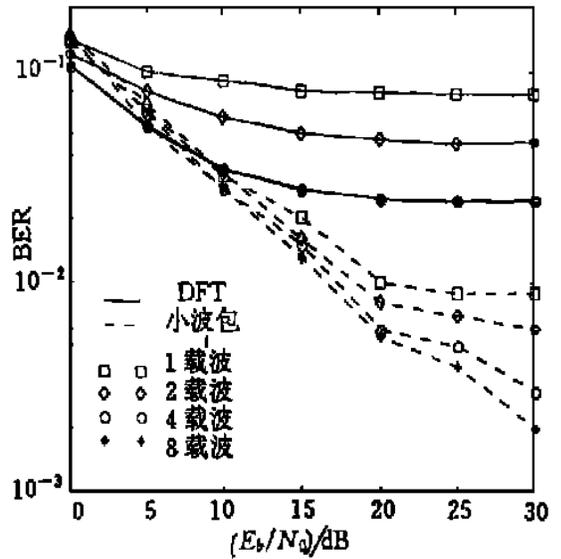


图 4 本系统与基于 DFT 系统的误比特率仿真曲线

Fig. 4 The simulation BER curves of the system and the DFT based system

图 3 是系统误比特率的理论与仿真对比曲线。我们看到: 理论与仿真基本吻合。当系统子信道数由 1 增加到 2、2 增加到 4 时, 系统性能改善较明显。进一步增大子信道数 (由 4 到 8), 系统性能改善已不明显。子信道的增加, 使各子信道上的符号宽度增大, 接收端的同步变得容易, 可分辨的路径数减少, 多径干扰减少, 系统性能得到改善。但是, 载波数过大, 符号时长过宽, 衰减系数在一个符号内不再是不变的, 因而, 信道不再是慢衰落的了。

图 4 是本系统与其于 DFT 系统的误比特率仿真结果对比。在 DFT 系统中, 载波数的增大, 同样能改善系统性能, 但在子信道数从 4 增至 8 时, 性能几乎不变。本系统的性能之所以比基于 DFT 的系统有较大的改善, 就在于小波包函数的优良性质。由 (7)、(8) 两式, 小波包函数的移位自正交和互正交的单位时长为 $\frac{T_c}{N}$ 。小波包函数的自相关函数 $R_{mm}(\tau)$ 和互相关函数 $R_{mm}(\tau)$, 当 τ 连续地从 0 变化至 T_c 时, 分别有 $N - 1$ 和 N 个零点; 在一个符号周期内就分别有 $N_c(N - 1)$ 和 $N_c N$ 个零点。因此, 当接收机同步于有用信号的第一径时, 干扰信号 I_1 和 I_3 随多径时延的连续变化, 在一个符号周期内有 $N_c(N - 1)$ 个零点, 从而有效地抑制了自身多径干扰 I_1 和多址干扰 I_3 ; 另一方面, 由于小波包函数的互相关函数很

小,而且,随着多径时延连续变化,在一个符号周期内有 $N_d N$ 个零点,干扰信号 I_2, I_4 的影响受到进一步削弱,从而使系统抗 ICI 的能力大为增强。

5 结论

本文提出了一种基于小波包函数调制的 MG-CDMA 系统,通过使用有一系列优良性质的小波包函数作为 MG-CDMA 系统的不同子信道的载波,系统获得了比基于 DFT 的 MG-CDMA 系统更强的抗多径干扰、抑制 ICI 和 MAI 的能力。理论分析和计算机仿真均证实了这点。

应该说明,为了直观对本系统的性能进行分析和与基于 DFT 的 MG-CDMA 系统比较,本文未考虑信道编码和接收端的分集接收。关于系统在发端采用信道编码和收端分集接收时的性能,我们将进一步研究。

参考文献:

- [1] Sourour E A, Nakagawa M. Performance of Orthogonal Multicarrier CDMA in a Multipath Fading Channel [J]. IEEE Trans. Commun, 1996, 44 (3): 356-367.
- [2] Vandendorpe L. Multitone Spread Spectrum Multiple Access Communications system in a Multipath Rician Fading Channel [J]. IEEE Trans. Veh. Techn. 1995, 44 (2): 327-337.
- [3] Proakis J G. Digital Communications [M]. third ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [4] Daubechies I. Ten Lectures on Wavelets [M]. Philadelphia, PA: SIAM, 1992.
- [5] Yves. Meyer. Wavelets Algorithms & Applications [R]. the Society for Industry and Applied Mathematics, Philadelphia, 1993.
- [6] Borth D E, Pursley M B. Analysis of Direct Sequence Spread Spectrum Multiple access communication over Rician Fading Channels [J]. IEEE Trans. Commun, 1979, 27 (10).
- [7] Pursley M. Performance Evaluation for Phase-Coded Spread Spectrum Multiple Access Communication—Part I: System Analysis [J]. IEEE Trans. Commun, 1977, 25 (8): 795-799.
- [8] 魏急波. 小波包变换及其在 MG-CDMA 中的应用研究 [D]. 南京: 东南大学, 1998.