

# 多径信道的最佳小波波形

郭经红<sup>1</sup>, 张官元<sup>1</sup>, Xingheng Hu<sup>2</sup>, 程时昕<sup>3</sup>

(1. 电力自动化研究院通信所, 江苏南京 210003; 2. The University of Sydney, NSW2006, Australia  
3. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210018)

摘要: 本文为小波理论与脉冲成形技术之间建立起一座桥梁, 提出了脉冲成形的统一的小波理论框架, 使得我们能从小波理论角度理解无码间干扰条件: 给出了新的基于尺度函数、小波函数和小波包函数的三种脉冲成形技术; 从理论上分析了三种脉冲成形技术是多径衰落信道的最佳脉冲成形; 计算机仿真表明, 基于小波的脉冲成形技术兼有脉冲成形和扩频的双重功能, 具有比传统的脉冲成形更好的性能。

关键词: 小波; 脉冲成形; 多径信道

中图分类号: TN911 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2002)04-0523-04

## Optimal Wavelet Pulse Shaping in Multi-path Channel

GUO Jing hong<sup>1</sup>, ZHANG Guan yuan<sup>1</sup>, Xingheng Hu<sup>2</sup>, CHENG Shi-xin<sup>3</sup>

(1. Automation Research Institute of Power Corporation, Nanjing, Jiangsu 210003, China;  
2. The University of Sydney, NSW2006, Australia; 3. Southeast University, Nanjing Jiangsu 210096, China)

Abstract: We build a bridge between the wavelet and pulse shaping and propose an ISF free pulse shaping theory frame based on wavelet. Three optimal baseband pulse shaping methods over time discrete multipath Rayleigh fading channel based on scaling function, wavelet function and wavelet packet function are presented and strictly verified. The simulation by computer shows that it has better performance than conventional pulse shaping, and acts as a spread code.

Key words: wavelet; pulse shaping; multi path channel

### 1 引言

码间干扰 (ISI) 是通信领域的一个普遍存在的问题和研究课题, 如陆地广播电视通信、数据传输和蜂窝数字移动通信等都存在着不同程度的码间干扰。产生码间干扰主要有两方面的原因<sup>[1,3]</sup>: (1) 多径传播的接收信号产生的时延扩展将引起码间干扰, 即称为由信道的“记忆”导致的 ISI; (2) 高速数据连续传输中, 由于传输波形不满足 Nyquist 第一准则, 前一个或多个码元对当前码元也会产生码间干扰, 通常称之为信号重叠产生的 ISI。前者, 人们主要研究自适应均衡技术<sup>[2]</sup>、多载波调制技术<sup>[6]</sup>和预编码技术<sup>[4]</sup>来消除或降低 ISI 的影响。后者, 主要是对信号的传输波形进行设计, 使其满足 Nyquist 第一准则就可消除信号重叠产生的码间干扰。

小波是一种理想的和富有吸引力的传输波形, 波形之间不仅是正交的, 而且在时间平移上保持一定的正交性, 且可由多速率滤波器组实现。传统的时限矩形脉冲和带限 Sinc 脉冲对应于小波理论中的某种尺度函数, 具有相应的小波函数, 小波理论在脉冲成形或波形编码中具有广泛的应用前景<sup>[6~10]</sup>。本论文首先在小波理论与脉冲成形技术之间建立起一座桥梁, 提出了脉冲成形的统一的小波理论框架, 使得我们能从小波理论角度理解无码间干扰条件; 然后给出了基于尺度函数、小波函数和小波包函数的脉冲成形技术, 讨论了多径衰落信道下的最佳脉冲成形及其实现结构; 最后通过计算机仿真研究了其性能。

### 2 小波和多速率滤波器组理论及其与 Nyquist 第一准则的统一

假设发射信号为  $s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x_i u_i(t)$ , 其中  $u_i(t) = u(t - iT_s)$ 。令  $Q(f) = U(f)C(f)T(f)$ , 其中  $U(f)$ 、 $C(f)$  和  $T(f)$  分别为成形滤波器、信道和匹配滤波器的传输函数。Nyquist 第一准则要求  $\sum_{k=-\infty}^{\infty} Q(f + k/T_s) = AT_s e^{-j2\pi f m T_s}$ 。在白高斯噪声信道环境 ( $C(f) = 1$  情形), 最佳接收机结构是匹配滤波器结构,  $T(f) = U(f)^* e^{-j2\pi f m T_s}$  (表示传输延时), 在这种情况下, 无码间干扰的 Nyquist 第一准则可表示为:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} |U(f + k/T_s)|^2 = AT_s \quad (1)$$

采用匹配滤波器接收机结构, 无 ISI 传输系统的离散频域表达式为:

$$\sum_{k=0}^{M-1} |U e^{j(\omega - 2\pi k/M)}|^2 = AT_s, \quad M \in Z^+ \quad (2)$$

若认为  $U(e^{j(\omega - 2\pi k/M)})$  为滤波器组中的一个滤波器, 我们发现无 ISI 条件与功率补 (Power Complementary: PC) 特性是等价的。

紧支撑正交小波包函数的生成过程可表示为正交镜像滤波器组 (QMF) 的树结构, 设  $h_0(n)$ 、 $h_1(n) = (-1)^{n+1} h_0(L-n-1)$  (其中  $L$  为支撑长度) 满足:

$$\begin{cases} \sum_n h_i(n-2k) h_i(n-2l) = \delta_{kl} \\ \sum_n h_i(n) = \sqrt{2} \end{cases}, \quad i = 0, 1 \quad (3)$$

递归定义下列的函数集:

$$\begin{cases} \mu_{2n}(t) = \sqrt{2} \sum_k h_0(k) \mu_n(2t-k) \\ \mu_{2n+1}(t) = \sqrt{2} \sum_k h_1(k) \mu_n(2t-k) \end{cases} \quad (4)$$

称 $\{\mu_n(t), n \in Z^+\}$ 是 $\mu_0(t)$ 生成的支撑长度为 $L$ 的紧支撑正交小波包. 其中 $\mu_0(t)$ 为正交的尺度函数 $\phi(t)$ ,  $\mu_1(t)$ 为正交的小波函数 $\psi(t)$ . 式(4)递归构造的函数集具有以下两个性质:

$$\langle \mu_n(t-rT_s), \mu_n(t-kT_s) \rangle = \delta_{r-k} \quad r, k \in Z \quad (5)$$

$\langle \mu_{2l}(t-rT_s), \mu_{2l+1}(t-kT_s) \rangle = 0, l \in \{0, 1, 2, \dots\}; r, k \in Z$  其中,  $T_s$  是移位单元. 性质 1 表明了每个小波包函数的非零平移正交性, 该性质可用来消除信号重叠性产生的 ISI, 尤其是具有紧支撑正交小波包函数在抑制 ISI 时更显优势. 性质 2 则说明了来自同双亲节点的兄弟节点在各种平移情形下的正交性. 可以证明, 由式(4)定义的函数集构成 $L^2(R)$ 的一个标准正交基. 即所有树叶节点对应的函数是相互正交的.

正交小波包函数 $\{\mu_n(\cdot - k), k \in Z\}$ 是标准正交的, 可以证明, 它的 Fourier 变换 $\mu_n(\omega)$ 满足 $\sum_{l \in Z} |\mu_n(\omega + 2\pi l)|^2 = (2\pi)^{-1}$ , 即若 $h_0(n), h_1(n)$ 满足 PC 特性, 则由正交的尺度函数 $\mu_0(t)$ 通过树结构生成的小波包函数集是一类 Nyquist 波形, 它满足基带信号无码间干扰传输的 Nyquist 第一准则. 正交尺度函数、小波函数可看作小波包函数集的一个子集, 因此可以得出结论: 正交尺度函数、小波函数及其小波包函数集是一类 Nyquist 波形, 它满足基带信号无码间干扰传输的 Nyquist 第一准则.

### 3 基于正交尺度函数、小波函数和小波包函数的脉冲成形技术

数字调制信号是一个带通信号, 可表示为:

$$s_a(t) = \text{Re}\{a(t) e^{j2\pi f_c t}\} \quad (6)$$

式中 $s(t)$ 是一个基本的成形脉冲, 可以表示为:

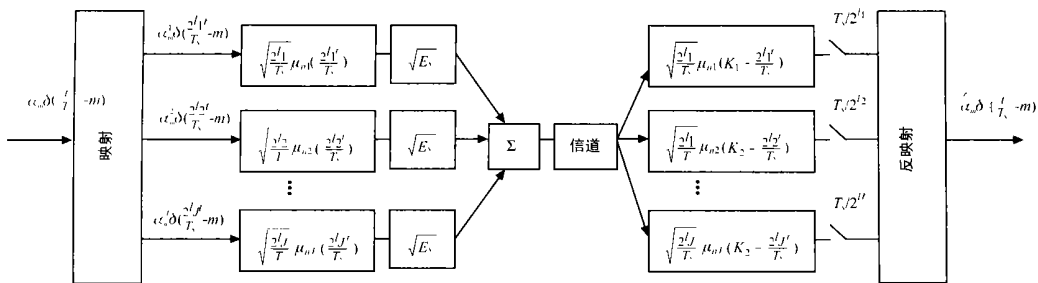


图 1 WPF Shaping 结构框图

其中 $\{\alpha_m^k\}$ 为 $J$ 路离散传输符号序列,  $\{\mu_n\}$ 为小波包函数, 对于 $V_0$ 空间中的任一函数, 可以把它表示成正交小波包基函数的线性组合<sup>[12]</sup>, 不同小波包基函数具有正交性, 保证无码间干扰.

WPF shaping 的结构如图 1 所示. 不同尺度参数的小波包基函数具有不同的时间窗(不同的采样率), 对应于不同的符号传输速率, WPF-shaping 基带传输系统实为多路多速率传输

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m u(t - mT_s) \quad (7)$$

其中:  $\{\alpha_m\}$  为离散的 $M$ 进制符号序列;  $T_s$  表示符号时间间隔;  $u(t)$  是成形滤波器.

为了简化今后的分析, 将 $T_s$ (简称符号周期)归一化为一, 得到如下的表示形式:

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m u\left(\frac{t}{T_s} - m\right) \quad (8)$$

#### 3.1 基于正交的尺度函数的脉冲成形

$$s(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m \phi\left(\frac{t}{T_s} - m\right) \quad (9)$$

式中的成形滤波器为 $\frac{1}{\sqrt{T_s}}\phi\left(\frac{t}{T_s}\right)$ . 式中的理论依据是正交的

尺度函数集 $\{\phi\left(\frac{t}{T_s} - m\right)\}_{m \in Z}$ 是 $V_0$ 空间的一组正交基, 由尺度函数替代传统的成形滤波器能保证无码间干扰, 式中归一化能量为 $E_s$ (为平均符号能量).

#### 3.2 基于小波变换(WT)的脉冲成形(WF shaping)

$$s(t) = \sqrt{\frac{2^{-(J-1)} E_s}{T_s}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m \phi\left(2^{-(J-1)} \frac{t}{T_s} - m\right) + \sum_{k=1}^{J-1} \sqrt{\frac{2^{-(J-k)} E_s}{T_s}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m^k \phi\left(2^{-(J-k)} \frac{t}{T_s} - m\right) \quad (10)$$

其中 $\{\alpha_m^k, \alpha_m\}$ 为 $J$ 路离散传输符号序列. 式中的理论依据是 $V_0$ 空间可分解成一系列的子空间, 每一子空间由尺度函数和小波基函数构成<sup>[12]</sup>. 不同整数倍符号间隔移位的尺度函数具有正交性, 不同尺度参数的小波基函数和相同尺度参数的不同移位的小波基函数也是相互正交的. 将传输符号分成 $J$ 路由不同的基函数来进行脉冲成形, 可保证无码间干扰.

#### 3.3 基于小波包变换(WPT)的脉冲成形(WPF shaping):

$$s(t) = \sum_{i=1}^J \sqrt{\frac{2^i E_s}{T_s}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \alpha_m^i \mu_{n_i}\left(2^i \frac{t}{T_s} - m\right), \quad l_i \in Z^- \quad (11)$$

系统, 适合于下一代多媒体数字通信系统的传输要求. 其中:  $\frac{2^1}{T_s} + \frac{2^2}{T_s} + \dots + \frac{2^J}{T_s} = \frac{1}{T_s}$ .

由多分辨率分析(MRA)可知, 离散小波变换可看成是小波包变换的特殊情形, WF shaping 也具有图 1 的等效结构. WF shaping 可看成是 WPF shaping 特例.  $g(n) = (-1)^{n+1} h(L-n-1)$  且尺度函数可由 $h(n)$ 来构造, 因此三类脉冲成形技术的关键可归结为 $h(n)$ 的设计. 图 1 的结构可由多速率滤波

器组来实现, 实现复杂度的讨论可参见文献[13]. 需要说明的是, WT-shaping 和 WPF-shaping 可根据需要选择一路或多路进行信号传输. 三类脉冲成形技术能保证在高斯白噪声信道环境下无码间干扰. 下面讨论多径信道环境下的脉冲成形问题.

#### 4 多径衰落信道的最佳脉冲成形

在第三代宽带 CDMA 系统中, 符号速率最高为 2Mbps, 对于车速为 200 公里/小时情形下, 多普勒扩展小于 200Hz, 所以可近似认为在一个或几个符号持续时间内, 信道参数是非时变的, 即慢衰落信道. 对于 GSM 系统, 一个突发时间为 0.577ms, 信道参数在如此短的时间内变化也是很小的. 第  $k$  个时刻的接收信号可表示为:

$$r(t) = \sum_{n=1}^k \alpha_n z_n u(t - \frac{n}{2W}) s_k + n(t) \quad (12)$$

其中:  $s_k$  为  $k$  时刻的离散的符号;  $z_n$  是零均值, 单位方差的慢时变复高斯随机变量;  $z_n$  为在一个符号周期内恒定;  $\alpha_n$  为第  $n$  径的幅度衰减的均方根值系数. 下面将讨论慢瑞利衰落信道环境下的最佳传输波形设计问题.

**定理 1** 在多径瑞利衰落信道中, 假设信道参数在一个符号持续时间之内是非时变的, 调制方式是 BPSK 或 QPSK, 采用匹配滤波器进行接收, 其平均误码率的表达式为<sup>[5]</sup>

$$P_{ave}(\rho) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^P k_i [1 - \sqrt{\frac{\lambda_i \rho}{1 + \lambda_i \rho}}] \quad (13)$$

其中:  $M$  是非负定的 Hermitian (哈密顿) 矩阵,  $M$  的元素  $m_{ij} = \alpha_i \alpha_j^* R(\tau_i - \tau_j)$ ,  $R(t) = F^{-1}[|U(\omega)|]$ , 且是  $u(t)$  的自相关函数;  $\lambda_i$  是  $M$  的特征值,  $\lambda_i \geq 0, i = 1, \dots, P$ .  $k_i = \prod_{j=1, j \neq i}^P \frac{1}{1 - \lambda_j / \lambda_i}$ , 归一化特征值  $\bar{\lambda}_i = \lambda_i / \text{tr}(M) = \lambda_i / \sum_{i=1}^P \lambda_i$ . 平均信噪比  $\rho = E$

$$\cdot [E_s] / 2N_0 = \frac{1}{2N_0} \sum_{i=1}^P \lambda_i.$$

为了得到多径 Rayleigh 衰落信道中的最优传输波形, 须对  $u(t)$  求目标函数最优, 即求  $P_{ave}(\rho)$  的最小值 (具体分析过程详见文献[11]), 从而可得如下定理:

**定理 2** 假设发射的信号之间间隔足够大, 使得连续传输的码元之间不存在码间干扰 (ISI), 当来自离散多径信道的不同路径信号  $\alpha_i u(t - \tau_i) s_k (i = 1, \dots, L)$  互不相关, 即  $R(\tau_i - \tau_j) = 0, i \neq j$ ,  $u(t - \tau_i)$  是正交的, 系统的平均误比特率最小.  $u(t - \tau_i)$  是传输波形  $u(t)$  的移位形式, 即要求  $u(t)$  具有移位正交特性.

由 MRA 构造的正交尺度函数、小波函数和小波包函数是 Nyquist 波形, 能保证连续传输的码元之间不存在码间干扰, 定理中发射的信号之间间隔足够大的条件可以放宽.

尺度函数可由两带正交镜像滤波器组的滤波器系数  $h_0(n)$  来构造. 尺度函数是低通信号, 其带宽为  $\pi$ rad/s, 即信号带宽  $W = 1/2T_s$ , 此时, 成形滤波器  $u(t) = \phi(t)$ . 由 MRA 构造的正交尺度函数具有如下移位正交特性:

$$\langle \phi(t), \phi(t - nT_s) \rangle = \delta(n) \quad (14)$$

通过离散多径衰落信道具有式 (12) 的表达式, 定理 1 中的  $\tau_i$

$= \frac{i}{2W} = iT_s$ , 因此,  $u(t - iT_s)$  具有移位正交特性, 是最佳的传输波形. 同理, 由于小波函数和小波包函数可以由尺度函数通过双尺度方程来构造, 小波函数和小波包函数也是最佳的传输波形. 因此得出结论: 由 MRA 构造的正交尺度函数、小波函数和小波包函数是多径衰落信道的最佳传输波形, 基于正交尺度函数、小波函数和小波包函数三类脉冲波形产生的传输波形具有最小的误码率.

下面将重点讨论第一类脉冲成形, 其结论适合于第二类及第三类脉冲成形.

假设尺度函数  $\phi(t)$  的支撑长度为  $N$ , 支撑区间  $[0, N - 1]$ . 正交移位间隔为  $T_s$ , 尺度函数的周期  $T_d = NT_s$ , 带宽  $W = 1/2T_s$ . 若  $W$  大于信道的相干带宽, 即  $W > 1/T_m$ , 则传输系统便具有了多径分辨能力, 接收机将具有 Rake 接收机的结构. 为此对符号序列  $s_k$  进行  $N$  倍上采样, 再由成形滤波器  $\phi(t)$  进行脉冲成形, 此时尺度函数相当于 CDMA 系统的扩频码, 如图 2 所示.

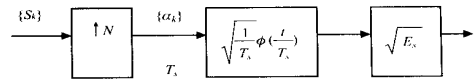


图 2 发射信号框图

#### 5 性能仿真

下面主要研究以 GSM 典型市区 (TU) 信道和典型山区 (HT) 信道模型为对象, 研究基于正交小波包函数 (Daubechies 20 小波包函数) 的移位正交波形在这两种信道上的误码率性能, 并与基于平方根升余弦成形滤波的 IS-54 和 GSM 信号的误码率性能进行比较. 采用如表 1 所示的 GSM 6 径模型<sup>[5]</sup>. 设 SRRC 的滚降系数  $\alpha = 0.35$ , 其中  $\alpha = 0.35$  的 SRRC 脉冲成形函数已被 IS-54 纳为标准. IS-54 的比特周期约为 41.152μs, 而 GSM 的比特周期为 3.692μs. 对于 TU 信道模型, 采用 SRRC ( $\alpha = 0.35$ ), IS-54 传输方式对应的矩阵  $M$  的特征值 0.9984, 0.0016, GSM 传输方式对应的矩阵  $M$  的特征值 0.8833, 0.1076, 0.0088, 0.0003; 采用 DB20, IS-54 传输方式对应的矩阵  $M$  的特征值 0.5824, 0.2401, 0.1030, 0.0457, 0.0084, 0.0204, GSM 传输方式对应的矩阵  $M$  的特征值 0.5567, 0.2492, 0.1117, 0.0501, 0.0223, 0.0100. 对于 HT 信道模型, 采用 SRRC ( $\alpha = 0.35$ ), IS-54 传输方式对应的矩阵  $M$  的特征值 0.9644, 0.0418, GSM 传输方式对应的矩阵  $M$  的特征值 0.8965,

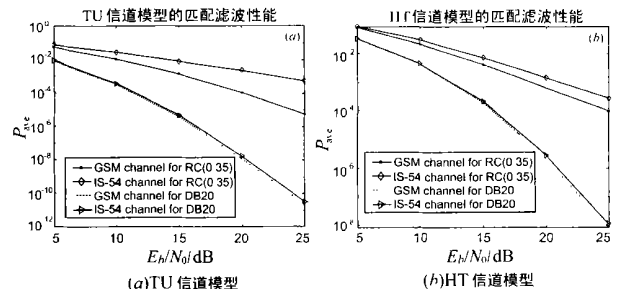


图 3 不同传输波形的平均误码率与信噪比性能.

(a) TU 信道模型; (b) HT 信道模型

0.1091, 0.0170, 0.0112; 采用 DB20, IS-54 传输方式对应的矩阵  $M$  的特征值 0.8514, 0.0612, 0.0485, 0.0024, 0.0257, 0.0107, GSM 传输方式对应的矩阵  $M$  的特征值 0.8479, 0.0534, 0.0031, 0.0564, 0.0266, 0.0126. 各种不同传输波形的平均误码率信噪比性能曲线如图 3 所示. 结果表明, DB20 函数传输波形的性能优于通常的成形滤波, 如平方根升余弦 (SRRC) 对应的波形. 尤其是当 SNR 大于 5dB 时, 小波传输波形的 SNR 增益是很显著的.

表 1 GSM 信道模型的时延谱 (采样间隔 0.813 $\mu$ s)

Path#	TU 信道		HT 信道	
	Delay ( $\mu$ s)	Power	Delay ( $\mu$ s)	Power
1	0.000	1.000	0.000	1.000
2	0.813	0.669	0.813	0.251
3	1.626	0.448	1.626	0.060
4	2.439	0.300	15.447	0.258
5	3.252	0.200	16.260	0.177
6	4.056	0.134	17.073	0.122

为了说明尺度函数相当于 CDMA 系统的扩频码, 我们将研究其在 CDMA 系统的性能. IS-95A/CDMA 系统采用 64 阶 Walsh 函数扩频, Chip 传输速率为 1.228MHz, 其成形滤波器为 48 阶 FIR 滤波器. 为了保证一定的扩频增益, 采用 DB32 尺度函数成形. 对于 TU 信道模型, 采用 64 阶 Walsh 函数扩频, IS-95 滤波器成形, 对应的矩阵  $M$  的特征值 0.5665, 0.2530, 0.1119, 0.0418, 0.0185, 0.0083; 采用 DB32 成形, 对应的矩阵  $M$  的特征值 0.5597, 0.2484, 0.1108, 0.0495, 0.0219, 0.0098. 对于 HT 信道模型, 采用 64 阶 Walsh 函数扩频, IS-95 滤波器成形, 对应的矩阵  $M$  的特征值 0.8481, 0.0609, 0.0030, 0.0491, 0.0124, 0.0256; 采用 DB32 成形, 对应的矩阵  $M$  的特征值 0.8482, 0.0588, 0.0511, 0.0030, 0.0265, 0.0124. 平均误码率-信噪比性能曲线如图 4 所示. 结果表明, DB32 相当于 CDMA 系统的扩频码, 基于小波的脉冲成形技术兼有脉冲成形和扩频的双重功能.

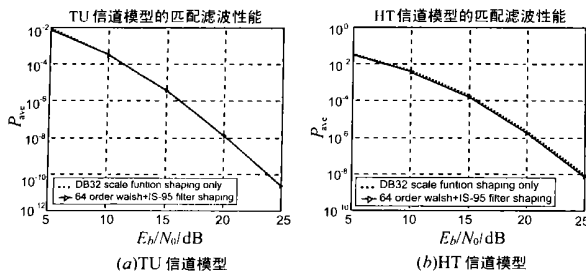


图 4 CDMA 传输波形的平均误码率与信噪比性能  
(a) TU 信道模型; (b) HT 信道模型

## 6 结论

本论文建立起了小波理论与脉冲成形技术的桥梁, 提出了统一的小波理论框架. 从理论上分析了三种脉冲成形技术是多径衰落信道的最佳脉冲成形. 通过计算机仿真可知, 对于 GSM 或 IS-54 系统, 在 TU 或 HT 信道环境, 基于 DB20 的脉冲成形, 其误码率性能将比 SRRC (0.35) 优越; 对于 CDMA 系统, 在 TU 或 HT 信道环境, 基于 DB32 的脉冲成形, 其误码率性能

与采用 64 阶 Walsh 扩频, IS-95 滤波器成形的性能相近. 尺度函数相当于 CDMA 系统的扩频码, 基于小波 (包) 的脉冲成形技术兼有脉冲成形和扩频的双重功能, 在保持性能不变的情况下可简化 CDMA 系统的设计. 基于小波 (包) 的脉冲成形基带传输系统为多路多速率传输系统, 适合于下一代多媒体数字通信系统的传输要求, 具有高的实用价值.

## 参考文献:

- [1] J G Proakis. Digital Communications [M]. New York: McGraw Hill, 1989.
- [2] Simon Haykin. Adaptive Filter Theory [M]. New York: Prentice Hall, 1996.
- [3] Xiang Gen Xia. New precoding for intersymbol interference cancellation using nonmaximally decimated multirate filterbanks with ideal FIR equalizers [J]. IEEE Trans on Signal processing, 1997, 45(10): 2431-2441.
- [4] M V Eyuboglu, G D Fomey, Jr. Trellis precoding: Combined coding, precoding and shaping for intersymbol interference channels [J]. IEEE Trans Inform Theory, 1992, 38: 301-314.
- [5] Fuyun Ling. Matched filter bound for time discrete multipath rayleigh fading channels [J]. IEEE Trans on Commun, 1995, 43(2/3/4): 710-713.
- [6] M Tzannes, M Tzannes. Bit by bit channel coding using wavelets [A]. in Proc. Globcom[C]. 1992. 648-688.
- [7] F Daneshgaran, M Moudin. Bandwidth efficient modulation with wavelets [J]. Electronics Letters 1994, 30: 1200-1202.
- [8] J N Livingston and Chierr cheng Tung. Bandwidth efficient PAN signaling using wavelets [J]. IEEE Trans on Commun, 1996, 44(12): 1629-1631.
- [9] P P Gandhi, S S Rao, R S Pappu. Wavelets for waveform coding of digital symbols [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1997, 45(9): 2387-2390.
- [10] K H Chang, X D Lin, H J Li. Wavelet based multi carrier CDMA for personal communications systems [C]. ICASSP'96. 1443-1446.
- [11] 郭经红. 小波变换和多速率滤波器组理论及其在抗干扰技术中的应用[D]. 南京: 东南大学, 2000.
- [12] I Daubechies. Ten Lectures on Wavelets, The Society for Industry and Applied Mathematics [M]. Montpelier: Capital City Press, 1992.
- [13] M Sablatash, T Cooklev, J Lodge. Design and implement of wavelet packet-based filter bank trees for multiple access communications [C]. ICC'97. 176-181.

## 作者简介:

郭经红 男, 1967 年生于江西吉安. 分别于 1992 年和 2000 年在东南大学无线电工程系获硕士和博士学位, 2001-2002 年在澳大利亚悉尼大学从事博士后研究, 现在国电自动化所研究院通信所从事研发工作, 主要研究方向为第三代移动通信系统关键技术、小波和多速率滤波器组理论及其在通信中的应用等.

张官元 男, 1958 年 11 月生于安徽省滁县, 1982 年毕业于东南大学无线电工程系, 教授级高工, 现为国电自动化研究院通信所所长, 主要研究方向: 电力通信系统, 网络通信等.