

基于多子波的码分多址方案

潘 进¹, 焦李成², 方洋旺²

(1. 西安通信学院计算机与信息工程系, 陕西西安 710106; 2. 西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 将多子波的分析滤波器、预处理以及平衡化等方面的最新研究成果应用于通信领域, 提出了多子波码分多址(MW-CDMA)通信方式的理论框架. 在MW-CDMA方案中, 首先由多子波分析滤波器将接收信号分解到相互正交的子空间上, 然后在各个子空间中进行解码. 理论分析和实验结果表明这种系统可以很好地抑制多址干扰和环境噪声, 同时也为减少解码的计算量提供了新的思路.

关键词: 多子波 CDMA; CDMA; 多子波; 平衡化; 分析滤波器

中图分类号: TN91 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 03-0394-04

Multiwavelet-Based CDMA Scheme

PAN Jin¹, JIAO Li-cheng², FANG Yang-wang²

(1. Dept. of Computer & Information Engineering, Xi'an Communications Institute, Xi'an, Shaanxi 710106, China;

2. Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian Univ, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: A multiwavelets-based code-division multiple-access (MW-CDMA) scheme is presented based on the application of recent results in multiwavelet filter, preprocessing and balancing to communications area. In MW-CDMA, at first, the received signal is decomposed into the components in the orthogonal wavelet spaces, and then the multiuser demodulation is implemented in each wavelet spaces. Theoretical analysis and experimental results show that MW-CDMA systems suppress multiple-access interference and ambient noise well. Moreover, the scheme gives a new guideline of thought to reduce the computation for demodulation.

Key words: multiwavelet CDMA; multiwavelet; CDMA; analysis filter

1 引言

码分多址(CDMA)通信系统将一组预先设计好的其互相关满足一定条件的特征码分配给系统中的各个用户,各用户重复地发射经过信息流调制的特征波形.接收端根据各用户特征码的不同来进行解调.目前研究最多的是直接序列扩频CDMA(DS-SS-CDMA)系统,它具有软容量和抗干扰等诸多优点.但多址干扰、多径干扰、远近效应和环境噪声仍是影响系统性能和容量的主要问题.目前已有一系列文章讨论了如何设计优化的接收机,以便同时具有去噪和抗干扰的功能^[1-5].目前,多子波理论的研究正在不断地深入.多子波分析滤波器将信号投影到相互正交的子空间上进行处理使得CDMA中的特征码可以重复使用,从而使系统容量的增加成为可能;时间上重叠的多个子波及其平移相互正交使得单位时间内可传输更多的伪随机码(PN码).优化设计的多子波时-频特性^[6,7]使得频带的利用更为有效.基于这一原理,本文将多子波的分析滤波器、预滤波以及平衡化等方面的研究成果应用于通信领域,提出了多子波码分多址通信系统的理论框架.由于带通滤波

器和数字解码器均有去噪功能,因此这种系统可以很好地抑制多址干扰和环境噪声.同时也为减少解码的计算量提供了新的思路.

2 多子波

r 维向量函数 $(\phi^1, \phi^2, \dots, \phi^r)'$ 称为是一个 r 重正交多子波,如果 $\{\phi_{j,k}^l(t) | l=1, 2, \dots, r, j, k \in Z\}$ 构成了 $L^2(R)$ 的一组标准正交基,其中

$$\phi_{j,k}^l(t) = 2^{\frac{j}{2}} \phi^l(2^j t - k). \quad (1)$$

函数集合 $\{\phi_{j,k}^l(t)\}$ 有时也被称为多子波.多子波的构造与多分辨分析紧密相关. r 重多分辨分析是 $L^2(R)$ 的一个子空间序列 $\{V_j\}$,满足如下的条件:

1) $V_j \subset V_{j+1}, j \in Z$

2) $\bigcap_{j \in Z} V_j = \{0\}, \bigcup_{j \in Z} V_j = L^2(R)$

3) $f(t) \in V_j \Leftrightarrow f(2t) \in V_{j+1}$

4) 存在一个 r 维向量函数 $\phi = (\phi^1, \phi^2, \dots, \phi^r)'$,使得 $\{\phi_{j,k}^l | l=1, 2, \dots, r, k \in Z\}$ 构成了空间 V_0 的一组Riesz基,其中

$$\phi_{j,k}^i = 2^{\frac{j-k}{2}} = \phi(2^j - k).$$

向量函数 ϕ 称为多尺度函数, $V_{j,j}$ 称为尺度空间. 若 $\{\phi_{0,k}^l | l=1,2,\dots,r, k \in Z\}$ 构成了 V_0 的标准正交基, 则 $\{V_j\}$ 称为正交多分辨分析. 对于正交多分辨分析, 设 W_j 是 V_j 在 V_{j+1} 中的直交补空间, 则 $W_i \perp W_j (i \neq j)$, 并且 $\bigoplus_{j \in Z} W_j = L^2(R)$. 若有函数集合 $\{\phi_{0,k}^l | l=1,2,\dots,r, k \in Z\}$ 构成了空间 W_0 的标准正交基, 则称 $\phi(t)$ 为由 $\phi(t)$ 生成的正交多子波, 其中 $\phi_{j,k}^l$ 的定义由式(1)给出^[6]. 我们感兴趣的是, 对于给定的 j , 如何从一个接收信号 $y(t)$ 求出其在子波空间 W_j 上的投影系数 $b_j^l[k]$. 这可以通过如下的两个步骤来完成. 第一, 由信号的采样值 $y[k] = y(t_k)$ 近似求出 $y(t)$ 在某个较大的尺度空间 V_j 上的投影系数 $a_j^l[k]$. 这一过程可以由多子波的预滤波波器^[8,9], 或通过多子波的平衡化处理^[10]来完成, 如图 1 所示 (图中以二维子波为例).

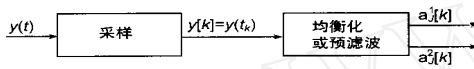


图 1 求信号在较大尺度空间 V_j 上的尺度系数的示意图

在平衡化处理的情况下, 采样值与尺度系数 $a_j^l[k]$ 之间的关系为

$$y[k] \triangleq y(kT_s) = \sqrt{f_s} a_{j,k}^l \quad (2)$$

其中采样频率 $f_s = 2^j$. 第二, 由尺度系数 $a_j^l[k]$ 求出所需的子波系数 $b_j^l[k]$. 这可以由多级多子波分析滤波器 (MMAF) 来完成. 多级多子波分析滤波器的功能如图 2 所示. 其输入输出关系可表示为 $b_j^l[k] = \text{MMAF}(a_j^l[k])$, 由式(2)可得,

$$\sqrt{f_s} b_{j,k}^l = \text{MMAF}(y[k]) \quad (3)$$

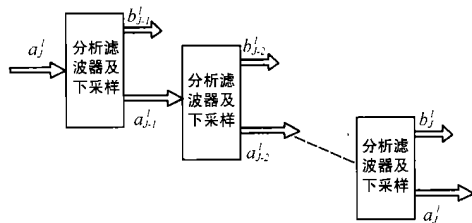


图 2 由尺度系数 $a_j^l[k]$ 导出子波系数 $b_j^l[k]$ 的示意图

3 多子波 CDMA

这里及以下, 用 J 代替第 1 段中的 j . 设有子波 $\{\phi_{j,k}^l\}$. 对于固定的 J 和 l , 支撑于 $[0, T]$ 的子波个数是固定的, 其中 T 表示信息码元的宽度, 本文中取 $T = 2^{-J_0}$, J_0 为某个自然数. 函数集合 $\{\phi_{j,k}^l | \text{supp}(\phi_{j,k}^l) \subseteq [0, T]\}$ 张成了 W_j 的一个子空间, 记为 $W_{j,l}$. $W_{j,l}$ 中的 $\phi_{j,k}^l$ 都是由 $\phi_{j,0}^l$ 的平移所构成的. 选取适当的 PN 码 c_k 作系数, 这些 $\phi_{j,k}^l$ 可以组合出许多 $[0, T]$ 上的特征波形, 这些特征波形具有很好的相关性, 并且具有相同的码片 $\phi_{j,0}^l$. 对于系统中的某一用户, 比如说第 i 个用户, 分配一个 PN 码 c_k^i 和一个信息码元宽度的特征波形

$$TW_i = NJ^{-\frac{1}{2}} \sum_{k=0}^{NJ-1} c_k^i \phi_{j,k}^l \quad (4)$$

特征波形 $TW_i(t)$ 支撑于 $[0, T]$ 之内, 且具有单位能量, 其中 NJ 为信号空间 W_j 中 PN 码的长度, 本文中取 $NJ = 2^{J-J_0} - 1$. 这样, 第 i 个用户的特征就由 (J, l, TW_i) 所完全确定, 我们将其称为第 i 个用户的特征码. 从子波分析的角度看, 特征码的第一分量 J 规定了该用户的信号属于子波空间 W_j . 同时, J 分量也具有与 DS-SS-CDMA 中的扩频增益相类似的功能. 第二分量 l 说明了该用户的信号属于 W_j 的子空间 $W_{j,l}$. 对于不同的 l , 式(4)中的双极码 c_k^i 可以相同, 这使得宝贵的 PN 码在系统中可以重复使用. 特征码的第三分量具有很好的相关性, 利用这一性质我们可以将信号进行分离. 这样, 第 i 个用户所发出的信号为

$$s_i(t) = \sum_{m=0}^{L-1} b_i[m] TW_i(t - mT) \quad (5)$$

设第 i 个用户的信道模型为 $h_i(t) = \sum_{q=0}^{L-1} A_{i,q} \delta(t - t_{i,q})$, 其中 L 表示多径数, $A_{i,q}$ 为信道衰落, $t_{i,q}$ 为时延. 用户 i 的接收信号为 $r_i(t) = s_i * h_i = \sum_{q=0}^{L-1} A_{i,q} s_i(t - t_{i,q})$. 接收端的混合信号为

$$y(t) = \sum_{i=1}^N r_i(t) + n_1(t) = \sum_{J=J_1}^{J_2} \sum_{l=1}^r \sum_{i \in I_{J,l}} r_i(t) + n_1(t) = \sum_{J=J_1}^{J_2} \sum_{l=1}^r \sum_{i \in I_{J,l}} \sum_{q=0}^{L-1} \sum_{m=0}^{NJ-1} NJ^{-\frac{1}{2}} A_{i,q} b_i[m] c_k^i \phi_{j,k}^l(t - mT - t_{i,q}) + n_1(t) \quad (6)$$

其中 N 为激活用户数, J_1 和 J_2 分别表示系统所用子波空间的最低和最高层数, $n_1(t)$ 为环境噪声, $I_{J,l} = \{i | TW_i \in W_{j,l}\}$. 在同步的情况下, $t_{i,0} = 0, i = 1, 2, \dots, N$. 令所有多径时延信号之和为 $n_2(t)$, 并将 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 分别表示为

$$n_1(t) = \sum_{J=J_1}^{J_2} \sum_{l=1}^r \sum_{k=0}^{NJ-1} n_{J,l,k}^1 \phi_{j,k}^l + \sum_{J \in \{J_1, J_2\}} \sum_{l=1}^r \sum_{k=0}^{NJ-1} n_{J,l,k}^2 \phi_{j,k}^l$$

$$n_2(t) = \sum_{J=J_1}^{J_2} \sum_{l=1}^r \sum_{k=0}^{NJ-1} n_{J,l,k}^2 \phi_{j,k}^l + \sum_{J \in \{J_1, J_2\}} \sum_{l=1}^r \sum_{k=0}^{NJ-1} n_{J,l,k}^1 \phi_{j,k}^l$$

由于上两式中右端第二项不在信号空间之内, 故不必考虑. 因此, 这时的接收信号为,

$$y(t) = \sum_{J=J_1}^{J_2} \sum_{l=1}^r \sum_{i \in I_{J,l}} \sum_{m=0}^{NJ-1} NJ^{-\frac{1}{2}} A_{i,0} b_i[m] c_k^i \phi_{j,k}^l(t - mT) + n_1(t) + n_2(t) = \sum_{J=J_1}^{J_2} \sum_{l=1}^r \sum_{i \in I_{J,l}} \sum_{m=0}^{NJ-1} NJ^{-\frac{1}{2}} A_{i,0} b_i[m] c_k^i \phi_{j,k}^l(t - mT) + n_1 + n_2 = \sum_{J=J_1}^{J_2} \sum_{l=1}^r \sum_{i \in I_{J,l}} \sum_{m=0}^{NJ-1} [NJ^{-\frac{1}{2}} A_{i,0} b_i[m] c_k^i \phi_{j,k}^l + n_{J,l,k}^1 + n_{J,l,k}^2] \phi_{j,k}^l \quad (7)$$

其中 $m_k = \lfloor \frac{k}{NJ} \rfloor$ 为不超过 $\frac{k}{NJ}$ 的最大整数. 设用户 i_0 的特征码为 J_0, l_0, TW_{i_0} , 从式(7)的混合信号中解出用户 i_0 的信息流 $b_{i_0}[m]$ 的过程可用图 3 来表示. 图 3 中采样框的功能由图 1 和式(2)给出. MMAF 的功能由图 2 和式(3)给出. 判决框的功

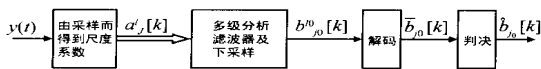


图 3 从混合信号中解出特征码为 $(j_0, l_0, TW_{i_0}, S^0)$ 的用户信息的过程

能是设置门限对解码后的信息进行判决. 解码器的计算公式将在下面给出. 由式(3)和(7)可知, MMAF的输出为.

$$MMAF(y[k]) = \sqrt{f_s} \sum_i \sum_{l_0} NJ^{-\frac{1}{2}} A_{i_0,0} b_{i_0}[m_k] c_k^{i,l_0} + \sqrt{f_s} n_{j,k}^{1,l} + \sqrt{f_s} n_{j,k}^{2,l} \quad (8)$$

当 $m_k = 0$, 即 $k = 0, 1, \dots, NJ - 1$ 时, 上式化为

$$MMAF(y[k]) = \sqrt{f_s} \sum_i \sum_{l_0} NJ^{-\frac{1}{2}} A_{i_0,0} b_{i_0}[0] c_k^{i,l_0} + \sqrt{f_s} n_{j,k}^{1,l} + \sqrt{f_s} n_{j,k}^{2,l} \quad (9)$$

上式两端乘以 $NJ^{-\frac{1}{2}} c_k^{i_0}$ 并对 k 求和得,

$$NJ^{-\frac{1}{2}} \sum_{k=0}^{NJ-1} c_k^{i_0} MMAF(y[k]) = \sqrt{f_s} A_{i_0,0} b_{i_0}[0] + \sqrt{f_s} \sum_i \sum_{l_0} NJ^{-\frac{1}{2}} A_{i_0,0} b_{i_0}[0] c_k^{i,l_0} c_k^{i_0} + NJ^{-\frac{1}{2}} \sum_{k=0}^{NJ-1} \sqrt{f_s} c_k^{i_0} n_{j,k}^{1,l} + NJ^{-\frac{1}{2}} \sum_{k=0}^{NJ-1} \sqrt{f_s} c_k^{i_0} n_{j,k}^{2,l} \quad (10)$$

由于环境噪声的子波系数 $n_{j,k}^{1,l}$ 具有白噪声的特点, 故当 $c_k^{i_0}$ 取为平衡的 PN 码 (如平衡 Gold 码) 时, 式(10)右端第三项对误码率的影响是很小的. 式(10)右边的第二和第四项分别为多址干扰和多径干扰. 由于在 MW-CDMA 中, 只有来自相同子波空间的多址干扰和相近层级空间的多径干扰, 所以多址干扰和多径干扰也得到了抑制. 因此

$$\bar{b}_{i_0}[0] \triangleq NJ^{-\frac{1}{2}} \sum_{k=0}^{NJ-1} c_k^{i_0} MMAF(y[k]) \quad \sqrt{f_s} b_{i_0}[0] \quad (11)$$

对 $\bar{b}_{i_0}[0]$ 进行判决就得到 $b_{i_0}[0]$ 的解调结果 $\hat{b}_{i_0} \triangleq \text{sign}(\bar{b}_{i_0}[0]) \text{sign}(b_{i_0}[0])$. 式(11)给出了用户 i_0 在 $[0, T]$ 上信息的计算公式, 同时也表明了图 3 中解码框的工作原理. 由于具有相同 J 和 l 的用户比系统中的用户总数少得多, 所以式(11)大大地减少了解调的计算量. 重复上述过程即可得出信息流估计 $\{\hat{b}_{i_0}[m]\}$.

4 抗干扰分析

设图 3 中的 $y(t) = s(t) + n(t)$, 其中 $s(t)$ 表示信号, $n(t)$ 为干扰噪声. 经采样后得, $y[k] = s[k] + n[k]$. 在进入分析滤波器时, $s[k] = a_j^l[k]$. 经多级滤波和下采样及解码后, 产生希望用户信息的估计 $\bar{b}_{i_0}[k]$. 对于干扰噪声 $n[k]$, 设其对多级分析滤波器及下采样的输出为 $n_1[k]$, 分别用 $P_n(\cdot)$ 和 $P_{n_1}(\cdot)$ 表示 $n[k]$ 和 $n_1[k]$ 的功率密度谱, 则

$$P_{n_1}(\cdot) = P_n(\cdot) |H_i(\cdot)|^2 \quad (12)$$

其中滤波器 $H_i(\cdot)$ 表示向用户 i_0 的信号空间 W_{i_0} 上的投影. 这表明, 干扰噪声中除 W_{i_0} 分量以外的所有分量均已被滤除. 因此, $n_1[k]$ 的功率比 $n[k]$ 的功率要小得多. 此外, 由于 $n_1[k]$ 是由 $n[k]$ 经过多次线性滤波和下采样所得到的, 所以当 $n[k]$ 为零均值时 $n_1[k]$ 也是零均值的. 由于解码器对于希望用户具有能量归一的作用, 而对于噪声却有平均的功能. 所以经解码后, 干扰噪声 $n_1[k]$ 对希望用户信号的干扰得到了进一步的抑制.

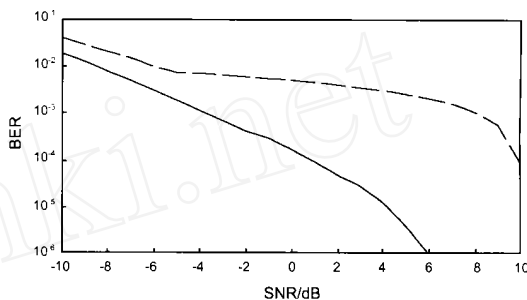


图 4 误码率随信噪比(dB)的变化曲线. 实线表示 MW-CDMA, 虚线表示传统的 DS-SS-CDMA

5 仿真

仿真中, 为了避免多子波的预处理过程, 我们对 GHM 多子波^[11]进行了平衡化处理. 在信号空间中使用的是长度为 $NJ = 2^{J-l_0} - 1$ 的平衡 Gold 码. 系统中的激活用户数为 8, 每用户的路径数为 4. 在所有路径的接收功率均相等的情况下, 误码率随信噪比的变化情况如图 4 所示. 图中, 实线为 MW-CDMA 系统的误码率, 虚线为 DS-SS-CDMA 系统的误码率.

6 结论

本文将多子波理论中的分析滤波器、平衡化和预滤波等最新研究成果应用于通信领域, 提出了多子波码分多址系统的理论框架. 分析和实验均表明, 这一系统可以很好地抑制环境噪声、多址干扰和多径干扰. 由于使用同一子波空间的用户比整个系统中的用户少得多, 故该多址方案为减少解码的计算量提供了新的思路.

参考文献:

- [1] Verd ú S. Multiuser Detection [M]. U K: Cambridge Univ Press, 1998.
- [2] Woodward G, Vucic B S. Adaptive detection for DS-SS-CDMA [J]. Proceedings of IEEE, 1998, 86(7): 1413 - 1433.
- [3] Wang X, Bor H V. Blind joint equalization and multiuser detection for DS-SS-CDMA in unknown correlated noise [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems: Analog and Digital Processing, 1999, 46(7): 886 - 895.
- [4] Duel-Hallen A. A family of multiuser decision-feedback detectors for synchronous code-division multiple access channel [J]. IEEE Trans on Commun, 1995, 43: 421 - 434.
- [5] Akansu A N, Duhamel P, Lin X, Marc de Courville. Orthogonal transmultiplexers in communication: A review [J]. IEEE Transactions on

Signal Processing, 1998, 46(4): 979 - 995.

- [6] Jiang Q. Orthogonal multiwavelets with optimum time-frequency resolution [J]. IEEE Transaction on signal processing, 1998, 46(4): 830 - 844.
- [7] Pan J, Jiao L, Chen L. Construction of orthogonal multiwavelets with short sequence via genetic algorithm [J]. Progress in Natural Science, 2000, 10(4): 294 - 301.
- [8] Xia X G. A new prefilter design for discrete multiwavelet transforms [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(6): 1558 - 1570.
- [9] Yang X, Jiao L, Pan J. Prefilter for multiwavelet neural network [J]. Progress in Natural Science, 2000, 10(10): 780 - 786.
- [10] Lebrun J, Vetterli M. Balanced multiwavelets theory and design [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(4): 1119 - 1125.
- [11] Geronimo J S, Hardin D P, Masopust R. Fractal functions and wavelet expansions based on several scaling functions [J]. Journal of Approximation Theory, 1994, 78: 373 - 401.

作者简介:



潘 进 男, 1990年在陕西师范大学数学系获得硕士学位, 2001年在西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室获得博士学位, 现为西安通信学院计算机与信息工程系教授, 主要从事智能信息处理、通信信号处理、子波理论以及宽带网络安全与保密方面的研究。



焦李成 男, 1959年10月出生於陕西省, 1984年和1990年在西安交通大学分别获得硕士和博士学位, 现为西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室教授, 博士生导师, 出版专著4本, 主要从事非线性科学、智能信息处理、免疫进化计算以及神经网络与大规模并行处理等领域的研究。

www.cnki.net