

一种基于小波包的多载波数字 AM 系统

黄 奎, 吕 锐

(北京广播学院数字化工程中心, 北京 100024)

摘 要: 本文分析了基于正交幅度调制的小波包调制在不同信道模型下的性能, 并对这种小波包多载波调制系统进行了性能仿真. 通过与基于离散傅里叶变换的正交频分复用调制系统进行比较, 探讨了小波包调制应用于数字调幅传输系统的可能性.

关键词: 数字 AM; 小波包变换; 多载波调制; 正交幅度调制

中图分类号: TN176111 **文献标识码:** A **文章编号:** 03722112 (2003) 101580204

A Multicarrier Digital AM System Based on Wavelet Packet

HUANG Kui, LV Rui

(Eodav of Beijing Broadcasting Institute, Beijing 100024, China)

Abstract: The performance of wavelet packet modulation based on Quadrature Amplitude Modulation under different channel models is theoretically analyzed in this paper, and we simulate the wavelet packet multicarrier modulation system, which is compared with OFDM orthogonal frequency division multiplexing modulation system based on DFT from variant aspects. Finally, the possibility of wavelet packet modulation application in Digital AM transmission system is discussed.

Key words: digital AM; wavelet packet transform; multicarrier modulation; QAM

1 引言

数字调幅 AM (Amplitude Modulation) 广播在保持覆盖范围广, 0~30MHz 频段多普勒频移较小等优点的同时, 能够消除收听质量差、服务种类单一等缺点^[1]. 为了提高系统的频谱利用率, 数字 AM 系统采用多载波调制^[2], 但由于采用多状态映射的 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 调制, 导致系统误比特率较高. 为了进一步提高系统性能, 我们简要分析了小波包调制的基本原理和性能, 探讨了小波包调制应用于数字 AM 系统的可能性.

本文第二部分给出小波包调制的基本原理、模型及其基本特性, 第三部分分析了小波包调制的性能, 第四部分进行了性能仿真, 第五部分是结论.

2 小波包调制系统

2.1 小波包调制的基本原理

文献[3]从可完全重建子带滤波器组理论的角度分析了多载波调制, 给出了与多载波调制对应的可重建子带滤波器组的对偶形式, 如图 1 所示.

图 1 中: M 为子载波数; $|$, $\{$ 分别表示内插与抽取操作; $g_k(n)$, $h_k(n)$ 分别为子载波发送和接收滤波器, $x_k(n)$, $y_k(n)$ 为子载波发送和接收信号.

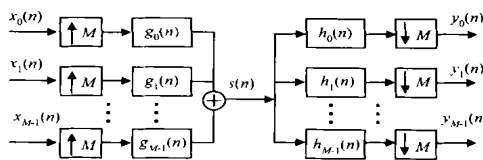


图 1 可完全重建多子带滤波器组的对偶形式

根据滤波器组完全重建的充要条件, 系统无失真时, 子带信号完全重建必须满足时域条件^[8]:

$$\sum_n h_k(n) h_l^*(n + iM) = M \delta(k - l) \delta(i) \quad (1)$$

由小波基特性^[8] h_{n-2k} , $h_{n-2l+4} = D(k-l)$, g_{n-2k} , $g_{n-2l+4} = D(k-l)$, h_{n-2k} , $g_{n-2l+4} = 0$, 可知小波包调制的滤波器组满足上述时域重建条件. 图 2 给出了小波包调制中子带滤波器组对偶形式.

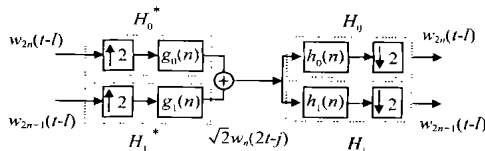


图 2 小波包调制的子带滤波器组

2.2 小波包调制系统模型

本节, 参照文献[4]的模型, 给出小波包调制/解调系统的

收稿日期: 20020301; 修回日期: 200211206

本项目得到国家重点基础研究规划项目(973)G19990329, 教育部重点科研项目/数字 AM 广播系统基础研究0, 以及广电总局重点科研项目/数字 AM 传输系统0的资助.

实现框架,如图 3 所示。

在小波包多载波调制系统中,核心是发送端的离散小波包逆变换(IDWPM)和接收端的离散小波包变换(DWPM),如图 2 所示。匹配滤波器后的过采样是为了更好地重建信号,以及进行小波包降噪,可选择二到四倍于符号率的速率进行采样。

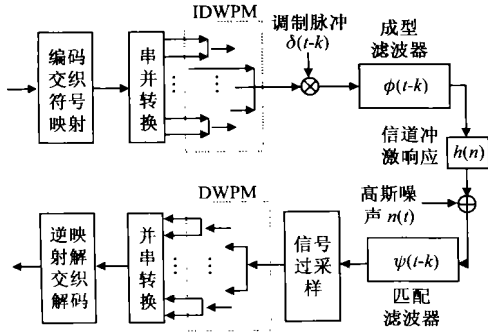


图 3 小波包调制系统

21.3 小波包调制系统的滤波器特性

由于成型滤波器 $\phi(t)$ 和匹配滤波器 $\psi(t)$ 为正交小波基,根据小波基特性,在基带系统中有^[8]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi(t) \psi(t - kT) dt = \delta(k) \quad (2)$$

因此,当小波基为正交小波基或双正交小波基时,若系统满足完全重建条件,即无码间干扰时,该小波基就是通信系统中的 Nyquist 滤波器。

21.4 小波包调制系统接收端信号形式

假设系统中每个子载波的冲激响应独立分布,设第 m 个

子载波对应的冲激响应^[5,7]为 $h_m(t) = \sum_{k=1}^K g_{k,m} \phi(t - S_k)$, 其中 K 为该子载波上可分辨的路径个数, $g_{k,m}$ 是随机幅度衰减,在不同的信道模型下呈现不同的概率分布, $S_k = (k-1)T + C_k$ 是第 k 条路径的延时,并假设 $k=1$ 为对应的主路径,此时 $C_k = 0$ 。第 k 条路径的衰减 $g_{k,m}$ 在不同分辨路径上彼此独立,在相同路径上不同子载波的衰减 $g_{k,m}$ 为相关同分布。

经过信道后,接收端收到的信号形式为^[4,7]:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=1}^K g_{k,m} \phi(t - S_k) \sum_{m=1}^M a_m(t) p_m(t) + n(t) \\ &= \sum_{m=1}^M \sum_{k=1}^K g_{k,m} a_m(t - S_k) p_m(t - S_k) + n(t) \end{aligned} \quad (3)$$

式中: M 为子载波数; $a_m(t)$ 为第 m 个子载波上传输的 QAM 调制信号,其对应的同相分量和正交分量分别用 $a_{mI}(t)$ 与 $a_{mQ}(t)$ 表示; $p_m(t)$ 为第 m 个子载波对应的等效成型滤波器,可以将 $p_m(t)$ 分解为两部分:小波综合滤波器部分以及载波调制部分,即 $p_m(t) = w(t) e^{j(X_m t + H_m)}$; $n(t)$ 是功率谱密度为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。经过本地载波解调以及匹配滤波后,第 m 个子载波的输出为:

$$r_m(t) = \int_0^T r(t) p_m(t) dt = \hat{a}_m(t) + I_1 + I_2 + \hat{n}(t) \quad (4)$$

式(4)和后面等式中的积分上限 T 均为小波包调制符号的周

期。 $\hat{n}(t)$ 为经过匹配滤波后,也即是经过小波包变换的高斯白噪声分量,因此有可能进行小波降噪。 $\hat{a}_m(t)$ 为子载波序号 $q=m$, 主径 $k=1$ 上接收的有用信号,其表达式为:

$$\hat{a}_m(t) = g_{1,m} \int_0^T a_m(t) w^2(t) dt \quad (5)$$

设 I_1 为子载波 $q=m$, 多径 $k \neq 1$ 时的干扰,即同一子载波上的信号由于传输路径不同引入的符号间串扰:

$$I_1 = \sum_{k=2}^K g_{k,m} \int_0^T a_m(t - S_k) e^{j(X_m S_k - H_{m,k})} w(t - S_k) w(t) dt \quad (6)$$

I_2 为子载波 $m \neq q$, 多径 k 任意的干扰,即不同子载波上传输信号间的干扰:

$$I_2 = \sum_{k=1}^K \sum_{q \neq m} g_{k,q} \int_0^T a_q(t - S_k) e^{j((X_m - X_q)t + H_{m,k} - H_{q,k})} w(t - S_k) w(t) dt \quad (7)$$

另外还包括同一子载波上相同传输路径上 I_1, I_2 分量间的相互干扰,采用相干解调时,可认为此干扰近似为零。

3 小波包调制系统的性能

这里主要分析小波包调制的性能,因此不考虑信道编码及交织对系统性能的影响。

31.1 加性高斯和单频、脉冲干扰信道下的性能

文[4]利用系统离散模型分析了小波包调制系统在加性高斯噪声和存在单频、脉冲干扰信道下的性能,给出了 2^M 点 (M 为偶数) 方型 QAM 调制,当星座点间最小距离为 d 时,第 i 个子载波的符号错误率 $P_{S,QAM}^i$ 。设 H_i 是均匀分布在 $[0, 2\pi]$ 的随机相位即 $P_r(H_m) = 1/2\pi$, 则系统平均误符号率为:

$$P_{SQAM} = \sum_{m=1}^M P_{SQAM}^m \cdot P_r(m) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sum_{m=1}^M (P_{SQAM}^m | H_m) dH_m \cdot P_r(m) \quad (8)$$

式中 $P_r(m)$ 是符号在第 m 个子载波上传输的概率,一般认为符号在每个子载波上传输的概率相同,所以式(7)可简化为:

$$P_{SQAM} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (P_{SQAM}^m | H_m) dH_m \quad (9)$$

31.2 多径信道下的误符号率

参照文献[7],假设 $I_1, I_2, \hat{n}(t)$ 的均值为 0, 可得到以下均值和方差:

$$E\{r_m(t)\} = TE\{a_m(t)\}E\{g_{1,m}\} \quad (10)$$

$$\text{Var}\{\hat{a}_m(t)\} = 0 \quad (11)$$

$$\text{Var}\{\hat{n}(t)\} = \frac{N_0 T K}{2} \quad (12)$$

由式(6),根据小波基移位正交性以及复指数函数的周期性,同一子载波上多径干扰 I_1 可写为:

$$\begin{aligned} I_1 &= \sum_{k=2}^K g_{k,m} \int_0^T a_{mI}(t - C_k) \cos(X_m C_k - H_{m,k}) w(t - C_k) w(t) dt \\ &\quad - \sum_{k=2}^K g_{k,m} \int_0^T a_{mQ}(t - C_k) \sin(X_m C_k - H_{m,k}) w(t - C_k) w(t) dt \\ &\quad + j \left[\sum_{k=2}^K g_{k,m} \int_0^T a_{mQ}(t - C_k) \cos(X_m C_k - H_{m,k}) w(t - C_k) w(t) dt \right. \\ &\quad \left. + \sum_{k=2}^K g_{k,m} \int_0^T a_{mI}(t - C_k) \sin(X_m C_k - H_{m,k}) w(t - C_k) w(t) dt \right] \end{aligned}$$

(13)

因此可以将 I_1 看成三个干扰项的总和: 不同路径上同相分量之间的干扰 I_1^{II} 、不同路径上正交分量之间的干扰 I_1^{QQ} 以及不同路径上同相分量与正交分量之间的相互干扰 I_1^{IQ} , 其中:

$$\text{Var}\{I_1^{\text{II}}\} = \sum_{k=2}^K E\{g_{k,m}^2\} E\{\cos^2(X_m C_k - H_{n,k})\} E\{a_{ml}^2(t - C_k)\} \\ \# E\left\{\sum_{k=2}^K \sum_{l=1}^L \int_0^T w(t - C_k) w(t) w(t - C_k) w(t) dt\right\} \quad (14)$$

$X_m C_k$ 可以看作是均匀分布在 $[0, 2\pi]$ 区间的随机变量, 经过推导可得:

$$\text{Var}\{I_1^{\text{II}}\} = \frac{1}{2T} E\{a_{ml}(t)\}^2 \sum_{k=2}^K E\{g_{k,m}^2\} \\ \# \sum_{k=2}^K (R_{l,1}^2(C_k) + (R_{l,1}^2(C_k)) dC_k) \quad (15)$$

其中 $R_{l,1}^2(S) = \int_0^S w(t - S) w(t) dt$, $R_{l,1}^2(S) = \int_0^S w(t - S) w(t) dt$ 是小波基部分周期自相关函数. 同理可以推出:

$$\text{Var}\{I_1^{\text{QQ}}\} = \frac{1}{2T} E\{a_{mQ}(t)\}^2 \sum_{k=2}^K E\{g_{k,m}^2\} \\ \# \sum_{k=2}^K (R_{l,1}^2(C_k) + (R_{l,1}^2(C_k)) dC_k) \quad (16)$$

$$\text{Var}\{I_1^{\text{IQ}}\} = \frac{1}{2T} [E\{a_{ml}(t)\}^2 + \sum_{k=2}^K E\{a_{mQ}(t)\}^2] \\ \# \sum_{k=2}^K E\{g_{k,m}^2\} \sum_{k=2}^K (R_{l,1}^2(C_k) + (R_{l,1}^2(C_k)) dC_k) \quad (17)$$

I_2 也可以看成为三个干扰之和: 不同载波同相分量之间的干扰 I_2^{II} 、不同载波正交分量之间的干扰 I_2^{QQ} 以及不同载波的同相分量与正交分量之间的干扰 I_2^{IQ} , 由文献[5, 7, 10], 可推导出:

$$\text{Var}\{I_2^{\text{NN}}\} = \frac{T}{2P^2} E\{a_{mN}(t)\}^2 \sum_{k=1}^K \sum_{q \neq m} \frac{1}{(m - q)^2} \\ E\{g_{k,q}^2\} \sum_{k=1}^K (R_{l,1}^2(C_k) + R_{l,1}^2(C_k)) dC_k, N = I, Q \quad (18)$$

$$\text{Var}\{I_2^{\text{IQ}}\} = \frac{T}{2P^2} [E\{a_{ml}(t)\}^2 + E\{a_{mQ}(t)\}^2] \\ \sum_{k=1}^K \sum_{q \neq m} \frac{1}{(m - q)^2} E\{g_{k,q}^2\} \sum_{k=1}^K (R_{l,1}^2(C_k) + R_{l,1}^2(C_k)) dC_k, \quad (19)$$

假设各分量的概率分布独立, 可得:

$$\text{Var}\{I_n\} = \text{Var}\{I_n^{\text{II}}\} + \text{Var}\{I_n^{\text{QQ}}\} + \text{Var}\{I_n^{\text{IQ}}\}, n = 1, 2 \quad (20)$$

若 $\hat{n}(t)$ 、 $\hat{a}_m(t)$ 、 I_1 、 I_2 , 独立分布, 且 $\text{Var}\{\hat{a}_m(t)\} = 0$, 可以得到接收端输出信噪比:

$$\text{SNR}_{\text{out}} = \frac{|TE\{a_m(t)\}E\{g_{l,m}\}|^2}{\text{Var}\{I_1\} + \text{Var}\{I_2\} + \text{Var}\{\hat{n}(t)\}} \quad (21)$$

根据正交小波基和离散傅里叶变换频谱^[3~5], 可得出小波基的 $R_{l,1}^2(S) + R_{l,1}^2(S)$ 小于离散傅里叶变换的部分周期自相关函数之和, 由此可知小波包调制的输出信噪比大于 OFDM, 因而小波包调制系统的平均误符号率也小于 OFDM 系统.

系统的平均误符号率可以表示为:

$$P = \sum_{m=1}^M P_{\text{SQAM}} P_r(C) dC \quad (22)$$

式中 $P_{\text{SQAM}} = \sum_{m=1}^M P_{\text{SQAM}} P_r(m)$. $g_{k,m}$ 在不同信道模型下呈不同的概率分布, 根据概率密度函数 $P_r(C)$, 可得到不同多径衰减信道模型下的误符号率.

4 计算机仿真结果

4.1 算法复杂度

表 1 中的数据是基于相同配置 PC 机, 处理 64,000 个 64QAM 符号的处理时间, 可以看出小波包调制要比相同子载波数的 OFDM 调制的处理时间大一个数量级. 对于数字 AM 系统, 由于子载波数较少, 只有几十个^[2], 因而可以采用小波包调制.

表 1 仿真运行时间

调制基 子载波	Db6	Db10	Db15	OFDM
32	480ms	620ms	950ms	50ms
64	500ms	710ms	1040ms	54ms
128	570ms	840ms	1320ms	60ms

4.2 多载波调制信号特性

图 4 为调制信号波形, 横坐标表示时域样点, 子载波数 32, 64QAM, I, Q 分量的最大幅度为 3.5, 星座点间最小距离 $d = 1$. 由于小波包调制采用正交小波基, 而 OFDM 采用未进行能量归一化的 DFT, 所以幅度有所差别. 但可以看出相同子载波数的小波包调制信号与 OFDM 调制信号波形相似, 因此两种多载波调制的峰值/平均功率比差别不大.

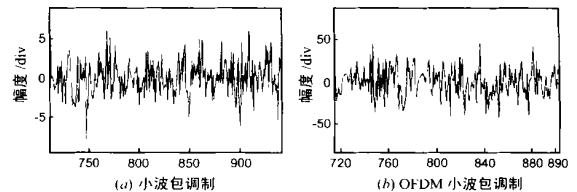


图 4 子载波数为 32 的调制信号 I 分量时域波形图

4.3 不同信道模型下的性能

图 5 给出了小波包调制和 OFDM 调制(无保护间隔)在不同信道特性下的误比特性能. 仿真中采用方型 16QAM 映射, 图中 dB_N, Sym_N 分别表示 N 阶 Daubechies, Symlets 小波^[9], 图

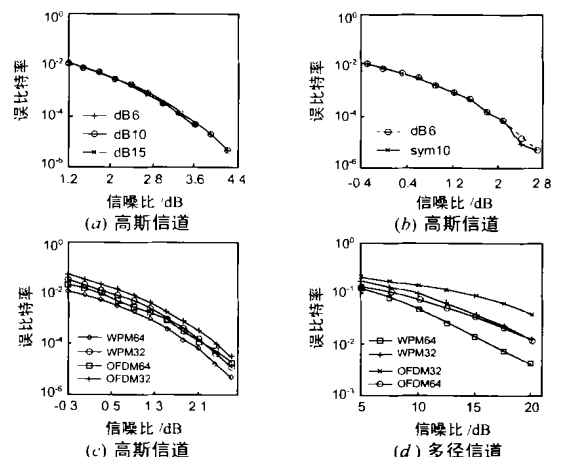


图 5 WPM 与 OFDM 在不同信道中的误比特性能

5(c), (d) 采用的小波基为 dB10. 图 5(d) 中的多径信道参数为 5 条可分辨路径, 第 1 条路径相移为 0, 幅度为 1, 考虑到数字 AM 系统的信道特性, 设其他 4 条路径的相移为随机分布, 幅度分别为 $[0.15 \ 0.2]$, $[0.05 \ 0.08]$, $[0.015 \ 0.03]$, $[0.004 \ 0.006]$ 区间内的随机数, 并且运行 10 次取平均值. 图 5(a), (b) 说明小波基的不同和小波阶数的不同对多载波系统的误比特性能没有大的影响. 图 5(c), (d) 说明小波包调制在高斯信道和多径信道中的误比特性能优于 OFDM 调制.

5 结论

本文介绍了小波包调制系统的基本结构, 分析了小波包调制系统在不同信道中的性能. 通过性能仿真, 可以看出小波包调制系统的性能优于 OFDM 系统, 但是处理时间远大于 OFDM 调制系统. 和其他多载波系统如 DVB-T, DAB 相比, 数字 AM 传输系统信道带宽和子载波数较小^[2], 可以利用具有一般处理能力的 DSP 芯片, 实时完成小波包调制解调, 提高数字 AM 传输系统的性能. 另外, OFDM 调制通常添加保护间隔, 导致系统频谱利用率有所下降, 而小波包调制则不需添加保护间隔, 对于带宽较小的数字 AM 系统, 尤为重要.

参考文献:

- [1] 李栋. 数字声音广播[M]. 北京: 北京广播学院出版社, 2000: 423 - 428.
- [2] Digital Radio Mondial System Specification [S]. ETSI TS 101980 V1.1. 1 2001. 101- 113.
- [3] Norbert Neurohr et al. Comparison of transmultiplexers for multicarrier modulation [A]. ICSR'98[C]. Beijing, China, 1998. 35- 38.
- [4] Weimin Yang, Guangguo Bi, TaiShing, P. Yum. A multirate wireless transmission system using wavelet packet modulation[A]. 47th IEEE VTC
- [C]. Phoenix, Arizona, USA, 1997. 368- 372.
- [5] WEI Jibo and CHENG Shixin. Performance of multicarrier CDMA based on wavelet packet transforming in a multipath channel [J]. Chinese Journal of Electronics, 1998, 17(4): 349- 353.
- [6] Alan R Lindsey. Wavelet packet modulation for orthogonally multiplexed communications[J]. IEEE Trans on SP, 1997, 45(5): 1336- 1339.
- [7] Essam A Sourour, Masao Nakagawa. Performance of orthogonal multiplexed CDMA in a multipath fading channel [J]. IEEE Trans on Comm, 1996, 44(3): 356- 367.
- [8] 黄奎. 数字 AM 传输系统关键技术研究[D]. 硕士学位论文, 北京: 北京广播学院, 2001.
- [9] Matlab Help Document of Wavelet Toolbox (Wavelet Families) [M/CD]: 298- 309.
- [10] Y H Kim et al. Performance analysis of a coded OFDM system in time-varying multipath rayleigh fading channels[J]. IEEE Trans on Vehicular Tech, 1999, 48(5): 1610- 1615.

作者简介:



黄 奎 男, 1977 年 8 月生于河南省淮滨县, 2001 年于北京广播学院获硕士学位, 研究兴趣包括无线通信、信号处理和移动 QoS. Email: hkk@iscas.ac.cn.

吕 锐 男, 1964 年生于湖南省邵阳县, 1991 年于国防科技大学获博士学位, 1991 年至 1993 年在北京理工大学博士后流动站工作, 现为北京广播学院教授、博士生导师, 研究方向为实时信号处理、无线通信和宽带网络.