一种基于 ML 算法及盲信道识别的 DWPM 系统

周 雷　李建东　陈 晨　李 峰
(西安电子科技大学综合业务网国家重点实验室信息科学研究所宽带无线通信实验室　西安　710071)

摘　要：该文提出了一种基于 ML 算法及盲信道估计的离散小波包调制(Discrete Wavelet Packet Modulation, DWPM)系统。本文通过基于导频信号的盲信道识别方法，获得信道的状态信息，并且利用基于 ZF(Zero Forcing)算法的 $\tilde{\boldsymbol{H}}$ 矩阵消除码间干扰，最后，利用 ML(Maximum Likelihood)算法检测解调后的码元，并且通过仿真分析了该系统在多径衰落信道下的性能。仿真结果表明，该系统的性能要比传统的 OFDM 系统的性能好。

关键词：离散小波包调制, ML 算法, 盲识别, 导频信号
中图分类号：TN919.3　　**文献标识码**：A　　**文章编号**：1009-5896(2005)08-1254-04

A Novel DWPM System Based on ML Algorithm and Blind Channel Identification

Zhou Lei　Li Jian-dong　Chen Chen　Li Feng
(*State Key Lab. of Integrated Service Networks, Information Science Institute, Lab. of Broadband Wireless Communications, Xidian Univ., Xi'an* 710071, *China*)

Abstract　A novel DWPM (Discrete Wavelet Packet Modulation) system with blind channel identification based on Maximum Likelihood (ML) algorithm is studied for multipath fading channel. The Channel State Information (CSI) is obtained with blind channel identification method and inter-symbol interference is suppressed by $\tilde{\boldsymbol{H}}$ matrix based on ZF (Zero Forcing) algorithm. Finally, the demodulated symbols are detected by ML algorithm. The performance of the system under the multipath fading channel is analyzed by simulation. The simulation results show the performance of the system is better than that of the traditional OFDM system.

Key words　DWPM, ML algorithm, Blind identification, Pilot

1　引言

多载波调制可以分为时分复用和频分复用。按照这个观点，多载波调制可以为系统接入多个数据流提供了一种有效的方法。由于在高速的数据传输过程中，宽带网络经常会涉及到多个码元并行传输，因此 多载波调制技术有很大的吸引力。

在早期关于离散多载波(Discrete Multi-Tone, DMT)传输的研究中，Weinstein 和 Ebert[1]提出了一种基于离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)多载波传输技术。DFT 满足了正交性的要求。在文献[2]中，为了保持调制变换的正交性，多载波设计采用了方波脉冲进行调制。因此，一个已知的子信道可以与大量的相临子信道进行混叠并且没有补偿。在这种情况下，只有信道内无干扰，子信道才能够被分离。

在目前的正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing，OFDM)技术中，离散小波包调制技术(Discrete Wavelet Packet Modulation, DWPM)是一种新型多载波调制技术。由于基于小波包的多载波调制技术具有窄带通信的优点并且满足高速率传输要求，而得到广泛的研究。在当前的一些研究中，Wong 和 Wu[3]提出了利用小波包复用技术(Wavelet Packet Division Multiplexing，WPDM)中的内在自由度来减小定时错误的影响。Yang[4]提出了 DWPM 无线传输系统的两个新方面：多速率传输服务和抗非平稳噪声，并且分析了该系统在脉冲噪声和单信道干扰时的性能。

2004-03-25 收到，2004-09-08 改回
国家自然科学基金和微软亚洲研究院联合资助项目(60372048)，高等学校优秀青年教师教学科研奖励计划，国家自然科学基金重大项目(60496316)第 6 子课题，教育部科学技术研究重点项目(104171)和国家 863 计划重大项目(2001AA123031)资助课题

2　系统模型

我们考虑一个带有 K 个子载波的 DWPM 系统。假设信道为多径衰落信道。系统模型如图 1 所示。每个信号帧所包含的信息要在一个 DWPM 时隙传输。首先，系统将每个信号帧包含的信息比特 $b=\{b[m]\}_m$ 映射到 MPSK 或 MQAM 码元 $c=\{c[k]\}_k$，其次，系统将 MPSK 或 MQAM 码元加载到带有循环前缀的 K 个 DWPM 自载波上，最后，系统将 DWPM 码元 $d=\{d[k]\}_k$ 发送出去。

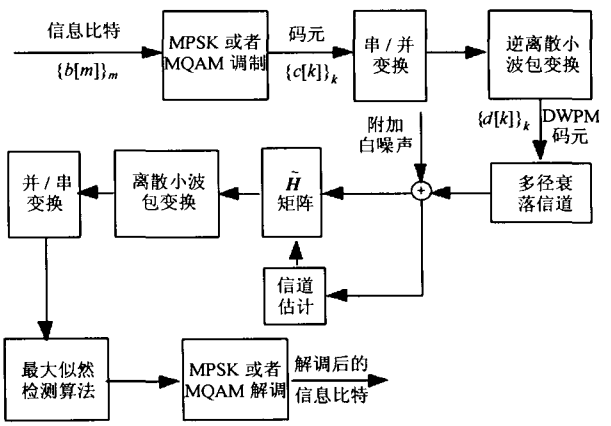

图 1　基于盲信道识别和 ML 算法的 DWPM 系统模型

2.1 离散小波包调制

数字线型调制信号的等效低通信号模型的一般形式可以表示为[5]

$$u(t)=\sum_n I_n g(t-nT) \tag{1}$$

式中 $\{I_n\}$ 代表一个 M 进制的码元序列；$g(t)$ 是一个单位脉冲信号，在带宽受限的信道中，$g(t)$ 的选择是一个重要的信号设计问题；T 是采样周期。

设 $\phi(t-mT)$ 是小波包的尺度函数，即 $\phi\in W_{2^N}^0$，构造的有限正交子空间序列如下[4,6,7]：

$$W_{2^N}^0=\bigoplus_{(l,n)\in\rho_N} W_{2^l}^n \tag{2}$$

根据式(2)，式(1)中的信号模型可以变为如下形式：

$$u(t)=\sum_m\sum_{(l,n)\in\rho_N} I_m\sqrt{2^l}W_n\left(2^l t-m\right) \tag{3}$$

式(3)信号模型是小波包变换(Wavelet Packet Transformation, WPT)的基本形式，其主要用于数字信号的多载波解调。这时，加载数据的正交函数构成了 $W_{2^N}^0$ 空间中的一组正交基。小波包逆变换(Inverse Wavelet Packet Transformation，IWPT)则用于数字信号的多载波调制。

小波包逆变换和小波包变换分别称为：逆离散小波包调制(Inverse Discrete Wavelet Packet Modulation，IDWPM)和 DWPM。对于 IDWPM，其表达式为

$$s_{l+1}^n(i)=\sum_{k\in Z}h(i-2k)s_l^{2n}(k)+\sum_{k\in Z}g(i-2k)s_l^{2n+1}(k) \tag{4}$$

而对于 DWPM，其表达式如下所示：

$$s_l^{2n}(i)=\sum_{k\in Z}h(k-2i)s_{l+1}^n(k) \tag{5}$$

$$s_l^{2n+1}(i)=\sum_{k\in Z}g(k-2i)s_{l+1}^n(k) \tag{6}$$

其中 $s_{l+1}^n\in W_{2^{l+1}}^n$ 和 $s_l^n\in W_{2^l}^n$。这两个过程采用递归的方法完成二叉树结构。它的计算复杂度为 $O(N\log N)$。IDWPM 和 DWPM 这两个过程也可以用矩阵和向量表示。

设 $\boldsymbol{W}$ 为 $K\times K$ DWPM 矩阵，相应的 IDWPM 矩阵 $\boldsymbol{W}^1$ 定义为 $\boldsymbol{W}\boldsymbol{W}^1\triangleq\boldsymbol{I}$。接收的时域离散信号的表达式为，

$$\boldsymbol{y}_T=\boldsymbol{d}_T*\boldsymbol{h}_T+\boldsymbol{z}_T \tag{7}$$

$$\boldsymbol{d}_T=\boldsymbol{W}^1\mathbf{c} \tag{8}$$

上式中，$\boldsymbol{y}_T$ 表示接收的时域离散信号；$\boldsymbol{c}$ 表示一个由 k 个 MPSK 或 MQAM 码元组成的向量；$\boldsymbol{z}_T\sim N_c\left(0,\sigma^2\boldsymbol{I}\right)$ 则表示相应的外界噪声并且服从对称的复高斯过程，其协方差矩阵为 $\sigma^2\boldsymbol{I}$；$\boldsymbol{d}_T=\{d_T[k]\}_k$ 表示 IDWPM 的输出，并且它由 k 个 DWPM 码元组成的向量。信道 $\boldsymbol{h}_T$ 则是由 k 个多径衰落信道的时域响应组成的向量；星号 “*” 表示卷积。

2.2 基于 ZF(Zero Forcing)算法的 $\tilde{H}$ 矩阵

假设多径衰落信道是一个慢时变过程，也就是衰落系数在一个 DWPM 码元周期保持不变。根据假设条件，可知信道为多径慢衰落信道。由于信道是多径的，那么 $\boldsymbol{h}_T=\left[h_T[0],h_T[1],\cdots,h_T[L-1],0,0,\cdots,0\right]$ 可以表示成由 k 个元素组成的向量，其中有 L 个非零元素。

假设 DWPM 码元的循环前缀的长度为 L。根据卷积的定义，式(7)中的信号模型变为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y}_T&=\boldsymbol{d}_T*\boldsymbol{h}_T+\boldsymbol{z}_T\\&=\begin{bmatrix} d_1 & d_k & d_{k-1}\cdots d_{k-l+1} & 0 & 0\cdots & 0\\ d_2 & d_1 & d_k\cdots d_{k-l+2} & d_{k-l+1} & 0\cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \vdots\ddots\vdots & \vdots & \vdots\ddots & 0\\ d_{k-l}d_{k-l-1}d_{k-l-2}\cdots & d_1 & d_2 & d_3\cdots & d_{k-l+1} & \\ \vdots & \vdots & \vdots\ddots\vdots & \vdots & \vdots\ddots\vdots & \\ d_k & d_{k-1} & d_{k-2}\cdots d_{k-l} & d_{k-l-1} & \cdots & d_2d_1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} h_T(0)\\ \vdots\\ h_T(L-1)\\ 0\\ \vdots\\ 0 \end{bmatrix}+\boldsymbol{z}_T\\&=\boldsymbol{D}\boldsymbol{h}_T+\boldsymbol{z}_T\end{aligned} \tag{9}$$

根据矩阵变换理论，式(9)中的信号模型又可以改写为

$$y_T = Dh_T + z_T = \begin{bmatrix} h_0\ 0\ 0\cdots\ 0\ h_{l-1}\ h_{l-2}\cdots h_1 \\ h_1\ h_0\ 0\cdots\ 0\ \ 0\ \ h_{l-1}\cdots h_2 \\ \vdots\ \vdots\ \vdots\ \ddots\ \vdots\ \ \vdots\ \ \vdots\ \ \ddots\ \vdots \\ 0\ 0\cdots\ 0\ h_{l-1}\ h_{l-2}\ h_{l-3}\cdots h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ \vdots \\ d_k \end{bmatrix} + z_T$$
$$= Hd_T + z_T \tag{10}$$

由于小波包缺乏平移不变性，这就意味着输入信号微小的平移就会影响 DWPM 中不同尺度系数能量分布的很大变化。在多径信道中，由于上述影响，接收机无法正确解调接收信号，因此本文提出了一种新的设计结构即：在 DWPM 的前面加上一个 $\tilde{H}$ 矩阵用以克服多径信道对信号的影响。根据小波包变换理论，解调后的码元可以写成

$$\hat{c} = W\tilde{H}y_T + W\tilde{H}z_T = W\tilde{H}Hd_T + W\tilde{H}z_T$$
$$= W\tilde{H}HW^{\mathrm{T}}c + W\tilde{H}z_T \tag{11}$$

根据 ZF 算法，观察式(11)可知如果要获到 $\hat{c} = c$，$\tilde{H}$ 矩阵必须等于 H^{-1} 即 $\left(\tilde{H} \equiv H^{-1}\right)$。因此，式(11)中的解调后的码元可以改写为

$$\hat{c} = WH^{-1}HW^{\mathrm{T}}c + WH^{-1}z_T = c + WH^{-1}z_T \tag{12}$$

由于信道状态信息可以通过导频信号获得，因此也就可以获得矩阵 $\tilde{H}$。

2.3 基于导频信号的盲信道识别方法和 ML 算法

现在假设在帧结构中，允许有比较大的冗余度。根据假设条件，发送的帧结构如图 2 所示。我们称这个导频信号为脉冲冗余导频信号(Impulse Redundancy Pilot，IRP)。在每个分组中，有 L 个零和一个脉冲信号。导频信号中包含 M 个分组。如果这个码元序列与 L 阶信道进行卷积，显然信道的脉冲响应 h_T 就会出现在导频信号的每个分组中，这样就能准确地恢复出信道，从而就可以利用其恢复出发送的信号。最后，值得注意的是任何利用多个分组来估计信道的方法都有相当大的滞后延迟。

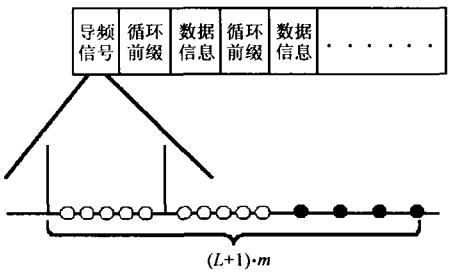

图 2 DWPM 系统传输的帧结构

由于导频信号受白噪声影响，则矩阵 $\tilde{H}$ 可以改写为

$$\tilde{H} = \left(H + \tilde{Z}\right)^{-1} \tag{13}$$

上式中，$\tilde{Z} \sim N_c\left(0, \sigma^2 I\right)$ 则表示相应的外界噪声并且服从对称的复高斯过程，其协方差矩阵为 $\sigma^2 I$。根据式(13)，式(11)中的解调后的码元可以改写为

$$\hat{c} = W\left(H + \tilde{Z}_T\right)^{-1} Hd_T + W\left(H + \tilde{Z}_T\right)^{-1} z_T$$
$$= W\left(H^{-1} - H^{-1}(\tilde{Z}_T - \tilde{Z}_T\left(H + \tilde{Z}_T\right)^{-1}\tilde{Z}_T)H^{-1}\right)Hd_T$$
$$+ W\left(H + \tilde{Z}_T\right)^{-1} z_T$$
$$= c - WH^{-1}(\tilde{Z}_T - \tilde{Z}_T\left(H + \tilde{Z}_T\right)^{-1}\tilde{Z}_T)W^{\mathrm{I}}d_T + W\left(H + \tilde{Z}_T\right)^{-1} z_T \tag{14}$$

$$e = \hat{c} - c$$
$$= -WH^{-1}(\tilde{Z}_T - \tilde{Z}_T\left(H + \tilde{Z}_T\right)^{-1}\tilde{Z}_T)W^{\mathrm{I}}d_T + W\left(H + \tilde{Z}_T\right)^{-1} z_T \tag{15}$$

上式中的 e 是解调后的码元 $\hat{c}$ 与发送的码元 c 之间的误差，$(A+B)^{-1}$ 的展开式及其证明见附录。利用 ML 算法可以检测出解调后的码元 $\hat{c}$。

根据解调后的码元与所有可能的发送码元之间欧氏距离，利用 ML 检测算法可以判断出最有可能的发送码元。基于选择 x_i 的简化判决规则如下：

当且仅当

$$\mathrm{dist}(\tilde{x}, x_i) \le \mathrm{dist}(\tilde{x}, x_j), \quad \forall i \ne j \tag{16}$$

这里 $\mathrm{dist}(a,b)$ 表示信号 a 和信号 b 的欧式距离，下标 j 的范围是所有可能发送的码元。从式(16)可以看出，具有最大似然概率的发送码元就是与解调信号 $\tilde{x}$ 欧氏距离最小的那个码元。根据上式，式(14)中的解调信号可以改写为，

$$\mathrm{dist}(\hat{c}, c_i) \le \mathrm{dist}(\hat{c}, c_i), \quad \forall i \ne j \tag{17}$$

3 仿真结果

在仿真中，本文所利用的小波包尺度函数是根据著名的 Daubechies 正交小波的尺度函数获得的。仿真所利用的载频是 900MHz；多普勒频率分别为 47.7Hz 和 100Hz；系统的带宽为 5MHz 并且 DWPM 调制是利用 64 个子载波。这对应的每个子载波的码元速率是 78kHz 并且 DWPM 的码元周期 $1/\Delta f = 12.8\mu s$。在每个 DWPM 码元前面，加上一个 0.8μs 保护间隔抗多径信道产生码间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI)。仿真采用等功率的 4 抽头的频率选择性衰落信道模型，该模型是典型的 Clarke 模型。每个抽头的延迟时间为 $\tau_i = i/(K\Delta f)$，$l = 0,1,2,3$。在下面，根据误比特率与信噪比之间的关系来说明系统的性能。图 3 为在多普勒频率为 47.7Hz 的情况下，带有(QPSK，16QAM，64QAM)调制的 64 个子载波的 DWPM 误比特率的性能。而图 4 为在多普勒频率为 100Hz 的情况下，带有(QPSK，16QAM，64QAM)调制的 64 个子载波的 DWPM 误比特率的性能。从图 3 和图 4

中可以看出，在两种不同的信道环境中，而且没有信道编码的情况下，带有(QPSK，16QAM，64QAM)调制的 DWPM 系统的性能要比传统的 OFDM 系统的性能好。

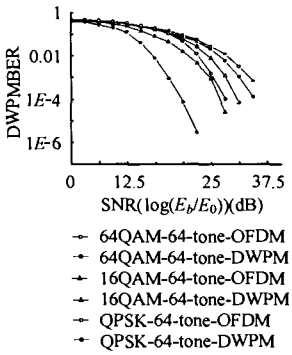

图 3　f_d=47.7Hz，基于盲信道识别和 ML 算法的 DWPM 系统在多径衰落信道的误比特率

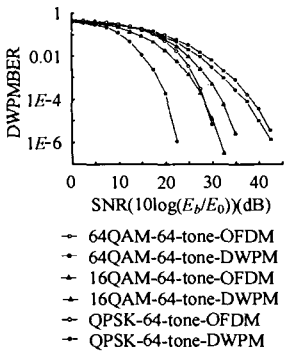

图 4　f_d=100Hz，基于盲信道识别和 ML 算法的 DWPM 系统在多径衰落信道的误比特率

4　结束语

本文提出了一种基于小波包的多载波调制的设计方案。本文设计主要针对多载波调制的接收部分。通过仿真，验证了在某种特定的多径衰落信道下，DWPM 系统的性能要比传统的 OFDM 系统的性能好。本文设计的 DWPM 系统具有计算复杂度低，鲁棒性好，通信效率高等优点，但计算量大是该系统需要改进之处。由于在通信系统中，对系统容量的要求日益增加，DWPM 的容量及其实现的简单和鲁棒特性证明了其是一个值得考虑多载波调制。

附录

矩阵 $\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B}$ 逆的展开式如下：

$$(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})^{-1}=\boldsymbol{A}^{-1}-\boldsymbol{A}^{-1}\left(\boldsymbol{B}-\boldsymbol{B}(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{B}\right)\boldsymbol{A}^{-1}$$

证明 (注意：只有矩阵 $\boldsymbol{A}$ 是可逆的)

$$\begin{aligned}&(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})\left(\boldsymbol{A}^{-1}-\boldsymbol{A}^{-1}\left(\boldsymbol{B}-\boldsymbol{B}(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{B}\right)\boldsymbol{A}^{-1}\right)\\&=\boldsymbol{I}+\boldsymbol{B}(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}\mathrm{B}(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}-\boldsymbol{B}\mathrm{A}^{-1}\boldsymbol{B}\mathrm{A}^{-1}\\&=\boldsymbol{I}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}-\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}\\&=\boldsymbol{I}+\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})(\boldsymbol{A}+\boldsymbol{B})^{-1}\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}-\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}\boldsymbol{B}\boldsymbol{A}^{-1}\\&=\boldsymbol{I}\end{aligned}$$

参 考 文 献

[1] Weinstein S, Ebert P. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete Fourier transform. *IEEE Trans. on Communications*, 1971, 19(5): 628 – 634.

[2] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come. *IEEE Communications Magazine*, 1990, 28(5): 5 – 14.

[3] Wong K M, Wu J F, Davidson T N, Jin Q. Wavelet packet division multiplexing and wavelet packet design under timing error effects. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1997, 45(12): 2877 – 2890.

[4] Yang W M, Bi G G, Yum T S P. A multirate wireless transmission system using wavelet packet modulation. IEEE Vehicular Technology Conference, Vol 1, Phoenix, AZ USA, 1997: 368 – 372.

[5] Proakis J G. Digital Communications. New York: Mc-Hill, 1983: 114 – 117.

[6] Daubechies I. Orthonormal bases of compactly supported wavelets. *Communications on Pure and Applied Mathematics*, 1988, 41(7): 909 – 996.

[7] Jain V K, Myers B A. OWSS: A new signaling system for 100-150 Mb/s wireless LANs. *IEEE Wireless Communications*, 2003, 10(4): 16 – 24.

周　雷：　男，1977 年生，博士生，研究方向为移动通信与 ad hoc 网络.

李建东：　男，1962 年生，博士生导师，教授，研究方向为宽带无线 IP 技术、移动通信、软件无线电、ad hoc 自组织网络等.

陈　晨：　男，1975 年生，博士生，研究方向为移动通信与 ad hoc 网络.

李　峰：　男，1970 年生，工学博士，现为中兴通讯股份有限公司技术中心西安研究所高级工程师.