

# 离散小波多音调制技术研究

金荣, 孟相如, 陈涛

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

**摘要:**离散多音调制(DMT)信号的频谱旁瓣功率过大,在噪声环境和信道特性变化的情况下会影响系统的传输性能。离散小波多音调制(DWMT)采用离散小波变换来代替DMT中的离散傅立叶变换,通过仔细地设计调制信号的频谱特性来提高系统的传输性能。文中在介绍DWMT技术基本原理的基础上,对DWMT系统的关键技术(比特与能量分配算法、基带滤波器设计等)进行了分析研究。通过对DWMT与DMT进行性能上的比较,说明DWMT性能优于DMT,有望用于宽带接入网技术。

**关键词:**离散小波多音;多载波调制;比特与能量分配算法;余弦调制滤波器组

**中图分类号:**TN919.1 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2003)01-0038-05

近年来,人们对宽带网络业务的需求不断增加,宽带接入网成为一个重要的研究方向,而多载波调制则是实现数据宽带接入的一项重要技术<sup>[1]</sup>。目前使用最广泛的一种多载波调制技术是离散多音调制(DMT·Discrete MultiTone)。DMT技术以其优越的性能已经成为高速数字用户线中主要的调制解调技术。DMT线路码已被ANSI、ETSI以及ITU选定为ADSL(非对称数字用户线)的标准线路码<sup>[2]</sup>。由于DMT中采用的是离散傅立叶变换来实现信号的多路调制与解调,其生成的调制信号的频谱旁瓣功率过大,使得整个系统的传输性能受到影响。为了进一步提高系统的性能,90年代初Sandberg和Tzannes在DMT的基础上又提出一种新的多载波调制技术——离散小波多音调制<sup>[3-4]</sup>(DWMT·Discrete Wavelet Multitone)。它是用离散小波变换来代替DMT中的离散傅立叶变换,通过仔细地设计调制信号的频谱特性来提高系统的传输性能。相对于DMT技术,DWMT最大的优势在于子信道信号主瓣能量集中,阻带衰减快,邻近子信道之间的干扰小。

## 1 DWMT系统原理

DWMT的收发信机系统框图如图1所示。在发送端,时分复用形式的输入数据流经过串/并变换,分解为 $M$ 个并行的子数据流;子数据流分别经过星座编码后,经快速小波反变换(IFWT)实现信号的频分复用;最后经过D/A变换输出至传输信道。在接受端,经过A/D变换后的数据经过快速小波正变换(FWT)还原为 $M$ 个并行的子数据流;分别经过均衡处理后,再进行信号的判决和解码;最后通过并串变换还原为时分复用的数据流。

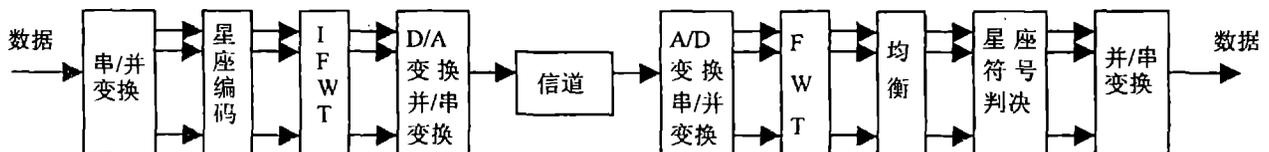


图1 DWMT收发信机系统框图

DWMT系统中用来实现信号的频分复用及时分复用的IFWT和FWT,实际上是由 $M$ 带小波滤波器组来

收稿日期:2002-06-28

作者简介:金荣(1969-),女,浙江青田人,硕士生,主要从事程控与ISDN研究;  
孟相如(1963-),男,陕西西安人,教授,博士生导师,主要从事ISDN研究。

实现的。其中 IFWT 是综合滤波器组,而 FWT 是分析滤波器组。它们构成了 DWMT 系统的调制解调部分。

DWMT 调制解调部分的原理如图 2 所示。在具有  $M$  个并行通道的 DWMT 系统中,发送端,  $S_i^n$  为第  $i$  帧分配给第  $m$  个子信道的符号,  $f_l^m$  为第  $m$  个子信道的脉冲响应(带通脉冲),  $(0 \leq l \leq gM - 1)$ ,  $g > 1$  代表不同数据块在时间上的交迭因子(DMT 中  $g = 1$ ),  $f_l^m$  的 Z 变换是  $F_m(z)$ ,  $\{F_k(z), k = 1, \dots, M\}$  是调制滤波器组。除  $F_1(z)$  为低通滤波器外,其余都是带通滤波器,信号调制由数字方式完成。在一个时间帧中,每个子信道的输出信号叠加在一起产生长度为  $M$  的序列  $x_l$  进行传输。取样速率为  $f_s$ , 帧长为  $M/f_s$ 。

$$x_l = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M s_i^n f_{l-iM}^m \tag{1}$$

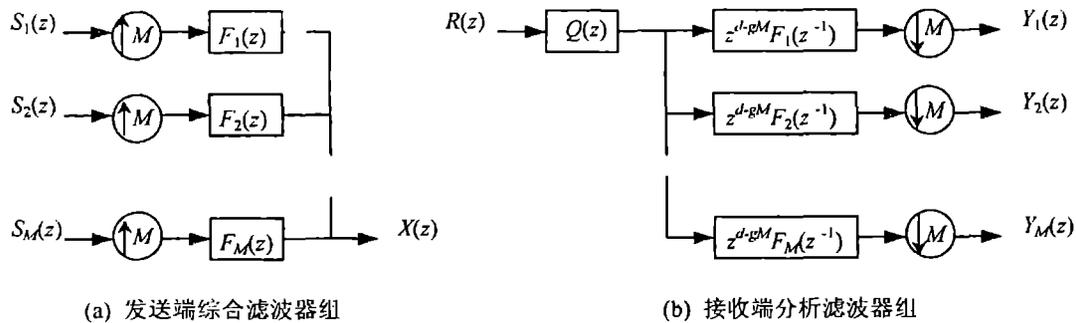


图 2 DWMT 调制解调原理

调制滤波器脉冲响应可表示为  $f_l^m = P_l \cos(\omega_m l + \phi_m)$ ,  $0 \leq l \leq gM - 1$  (2)

其中  $\omega_m$  为子信道  $m$  的中心频率  $\omega_m = \left(m - \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{M}$ ,  $1 \leq m \leq M$  (3)

$p_l$  为所有子信道的基带脉冲。 $\{f_l^m\}$  是奈奎斯特集,即满足

$$\sum_l f_l^m f_{l-iM}^{m_2} = \beta \delta_i \delta_{m_1 - m_2}, \beta > 0 \tag{4}$$

其中  $\delta$  为 Kronecker 函数。上式不仅保证了各子通道之间的正交性,而且还保证了交迭信号之间的正交性。等效的数字信道由 D/A、模拟信道和 A/D 组成,其冲击响应为  $c_l$ 。在接收端的输入信号为  $r_l = (x * c)_l + n_l$ ,  $n_l$  是信道噪声序列。 $Q(z)$  是前置时域均衡器。接收端解调滤波器组  $\{z^{d-gM} F_k(z^{-1}), k = 1, \dots, M\}$  中的各滤波器,分别是发送端调制滤波器中相应滤波器的匹配滤波器,其中  $d$  是前置均衡器引入的延迟。信号解调后经临界取样,各子信道得到输出  $y_i^m$ 。 $y_i^m$  用于检测发送端传输的原始信息符号  $s_i^n$ 。当信道  $c_l$  和前置均衡器的联合响应是  $h_l = \delta_l$  时,除了噪声,没有码间串扰 ISI,可以顺利地提取出  $s_i^n$ 。但如果前置均衡器没有完全均衡信道,  $h_l \neq \delta_l$ , 还会引入部分 ISI。这就需要后置均衡器来进一步消除 ISI。

## 2 DWMT 系统关键技术

### 2.1 比特和能量分配算法

比特和能量分配算法的好坏直接影响多载波系统的性能。优良的比特和能量分配算法还要求计算量尽量少,尽量节省初始化时间。理论上最优的比特和能量分配应遵循“注水原理”<sup>[5-6]</sup>。依照理论上最优的比特分配公式<sup>[1-7]</sup>,可能会出现给某个子信道分配的比特数为非整数的情况。这可以通过使用分数位的单位传输速率来解决,但这时的算法较复杂。通常大多数 DMT 系统使用的比特分配算法给每个子信道分配的比特数都是整数<sup>[8-9]</sup>,这样做的后果是系统的性能达不到理论上的最佳点。如果此时对系统发送功率的限制条件为对平均发送功率的限制而不是对发送功率谱密度形状的限制,就可以采用调整响应子信道发送功率的方法加以弥补,这可使系统性能下降的程度减至最小<sup>[10]</sup>。但一些实际的系统中,分配给各子信道的功率是一样的,在这些系统中不可避免地存在上述的性能损失。ANSI T1.413 issue 2 标准的比特分配数是 0 ~ 15bit/符号/子信道,但通常取最大比特数为 10。

比特分配中还存在一个问题:在某些低频段的高信噪比子信道,理论上应被分配较大的比特数,但由于某些限制(如发送功率谱密度形状的限制和其它技术上的不完善),必须减少一定的比特数,这带来了传输

效率的下降<sup>[10]</sup>。经典的实用比特分配算法是 Hughes - Hartogs 算法<sup>[1,11]</sup>。其思想基于最小功率增量法,即计算为每一个子信道增加一个比特所需要的功率增量,将下一个比特分配给所需功率增量最小的子信道,如此反复迭代,直至总的速率达到既定的要求为止。此方法的计算量为  $b_{\text{total}} \times N$ ,  $b_{\text{total}}$  是每个符号块的总比特数,  $N$  是子信道数。P. S. Chow 等提出一种改进的比特分配算法,该算法基于信道容量来分配比特,采用平坦的功率分配。它的计算量为  $\text{Maxcount} \times N + 2N$ ,  $\text{Maxcount}$  是最大迭代次数。Fischer 和 Huber 提出通过最大化每个子信道的接收信噪比来实现比特和能量分配的算法<sup>[12]</sup>。这几种实用的算法都适用于固定比特速率的情况,在变比特速率的情况下不适用。王崇民提出一种适用于传输变比特速率数据的算法<sup>[13]</sup>,能在保证规定的性能裕量的前提下,最大化传输速率。

## 2.2 DWMT 基带滤波器设计

在实际的 DWMT 系统的设计中,滤波器组不仅要满足精确重构(PR)条件,以消除混叠失真、幅度失真和相位失真,还必须满足通信中调制解调的实际的限制条件:滤波器组必须具有快速算法以满足实时通信的需要;滤波器的频谱特性必须满足带通滤波器的特性;滤波器组还应该满足调制的关系,即任何一个滤波器的频域响应是基带滤波器的频域响应的移位。只有满足了这几个条件,DWMT 才能将信道有效而快速地划分为多个等带宽的并行通道。

在 DWMT 系统中,通常采用完全重建(PR)的余弦调制滤波器组来实现信号的综合与分析。此时的分析和综合滤波器可分别表示为  $h_m(n)$  和  $f_m(n)$ ,滤波器长度为  $N = 2kM$ ,滤波器组的重叠因子为  $2k$ 。

$$h_m(n) = h(n) \sqrt{\frac{2}{M}} \cos \left[ \omega_m \left( n + \frac{M+1}{2} \right) \right], \quad 1 \leq m \leq M, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (5)$$

$$g_m(n) = h_m(N-1-n) \quad (6)$$

其中  $h(n)$  为基带低通滤波器脉冲响应。

余弦调制滤波器组的实现结构有很多种。文献[14]提出了余弦调制滤波器组的一种有效实现结构,其分析滤波器组和综合滤波器组分别由一个多相结构网络及  $2M$  点 FFT 实现。其特点是使系统的重建延时相对较低。文献[15]在文献[14]的基础上提出一种更有效的实现结构,分析滤波器组和综合滤波器组分别由一个多相结构网络和快速离散正余弦变换实现,去除了有 DFT 网络实现时的计算冗余,有效地减少了总的计算量,进一步提高了计算效率。文献[16]提出余弦调制滤波器组可以用两通道无损格形(lattice)滤波器来实现,由于格形结构的特点内在地实现了 PR 约束条件,无须特别地考虑 PR 约束条件,因此需优化的参数比较少。在通道数  $M$  和滤波器长度  $N$  较大的情况下,此设计方法具有很大的优势。文献[17]提出滤波器组可以用简化后的蝶形算子和快速 DCT 变换来实现。此算法有较高的运算效率。表 1 给出了不同算法平均每输出一个样本所需要的运算量(加法与乘法运算次数的和)。可见,文献[17]的算法运算效率较高。

与 DMT 相比较,DWMT 技术最大的优点是子信道的幅频响应能量集中在主瓣之内,阻带衰减较大,这得益于它的基带滤波器设计。但它的基带响应很长,重叠因子一般为 6,以致于当信道失真严重时引入的块间干扰(ICI)较大。因而设计出旁瓣频谱抑制性好且重叠因子小的滤波器是非常重要的。

如上文所述,在设计基带滤波器  $p_l$  时,必须使得  $\{f_m^n\}$  是奈奎斯特集,这样才能在接收端正确检测出各子信道传输的原始信息,不使它们互相干扰。另外还要在尽量小的重叠因子  $g$  的前提下,使它的幅频特性主瓣内的能量尽量大,旁瓣抑制性更好,衰减更快。实际上,最能体现 DWMT 区别于 DMT 的独特之处就在于原型滤波器  $p_l$  的设计。

对基带滤波器的设计方法已经有许多研究成果。如半带滤波器法需要进行谱因式分解;基于并矢形式的设计法需要进行矩阵运算。还有一种常用的树形结构<sup>[18]</sup>,可等效为平行结构的滤波器组,它的每级分支比较灵活,可视需要而定,输出信号的频带宽度可不相等,采样率也可不同,各级滤波器之间没有特殊关系。但是计算处理较为复杂,适用于不同频带要求不同分辨率的场合。

上述设计方法实现起来都很复杂,因而寻找简单高效的基带滤波器设计方法是一个仍待研究的课题。

## 2.3 DWMT 均衡器

DWMT 的传统均衡方式是前置均衡器加后置均衡器的方式。文献[4]已证明没有前置均衡器时,只要

表 1 每输出一个样本的分析和综合滤波运算量比较

算法	运算量
文献[14]	$8(3+m+\log_2 M)$
文献[15]	$8m+6/M+12\log_2 M$
文献[16]	$4(1+2m+\log_2 M)$
文献[17]	$4(1+m+\log_2 M)$

后置均衡器满足一定的条件,系统性能下降不是很大,因而倾向于放弃前置均衡器,只使用后置均衡器。但 DWMT 后置均衡器的复杂度非常大<sup>[13]</sup>。而且 DMT 的后置均衡器抽头数可以一次解出,而 DWMT 只能采用 LMS 等迭代算法求得抽头值,所花费的时间与计算量必然非常大。因此,要想使 DWMT 技术实用化,必须寻找到简单的均衡方案。

DWMT 系统关键技术还有信道估计、消除减切效应等多载波调制所特有的技术。

### 3 DWMT 与 DMT 系统总体性能比较

#### 3.1 DWMT 与 DMT 的本质区别与联系

DMT 和 DWMT 有着本质上的联系,它们可以统一于  $M$  带多速率滤波器组的理论之下<sup>[3-4]</sup>。DMT 是基于小波滤波器组的多载波传输方式的一个特例。总的来说 DMT 和 DWMT 系统之间的区别是:

1) DMT 系统的调制、解调滤波器组是 IDFT 和 DFT 矩阵的各行向量,即指数滤波器。其长度与滤波器的个数相同,符号块之间不重叠。而 DWMT 系统的调制、解调滤波器组是余弦滤波器组,其长度是滤波器数目的  $g$  倍,因此符号块之间相互重叠。

2) DMT 的基带脉冲为矩形脉冲,而 DWMT 的基带脉冲  $p_l$  可以根据不同的需要设计成各种函数,可以有多种选择。

3) DWMT 系统无循环前缀。

4) DMT 采用 IFFT/FFT 算法实现调制、解调,每个子信道采用 QAM 调制;而 DWMT 采用 IFWT/FWT(逆快速小波变换/快速小波变换)来实现调制、解调,每个子信道采用 PAM(脉冲幅度调制)调制。

5) 在相同变换点数和采样频率情况下,DMT 的相邻 QAM 子信道间隔为 DWMT 的 PAM 子信道间隔的 2 倍。当 2 者的子信道间隔相等、采样频率相等时,DMT 的频带利用率是 DWMT 的 2 倍。但此时 DMT 的变换尺寸、帧长度也是 DWMT 的 2 倍。

#### 3.2 DWMT 与 DMT 系统的性能比较

1) 2 者在调制、解调方面的计算量要求相近,都是  $M \log_2 M$ 。

2) DWMT 子信道频谱抑制性好,旁瓣衰减大(按照  $f^{-2}$  规律衰减,重叠因子  $g=6$  时,第一旁瓣比主瓣低 45 dB,而 DMT 是 13 dB,按照  $f^{-1}$  规律衰减),能量更多集中在主瓣内。当信道失真严重或循环前缀的长度不够(仅对 DMT 而言)、子信道之间的正交性被破坏时,DWMT 对邻近子信道的通道间干扰(ICI)较 DMT 小得多。因而 DWMT 系统抗回波和窄带干扰的能力好于 DMT。这一点是 DWMT 相对于 DMT 系统的最大的优点。

3) 在时域,DWMT 多个相邻符号的脉冲相重叠,所以对时域的 IBI 较 DMT 敏感,抗 IBI 能力弱一些。

4) DWMT 无需循环前缀,传输效率更高。

5) DWMT 对前置均衡器系数偏差不敏感,DMT 对此较敏感。另外,DWMT 无前置均衡器时,对性能影响不大,而 DMT 不能没有前置均衡器,否则性能下降很大;DWMT 对后置均衡器系数偏差的敏感性与 DMT 系统类似<sup>[4]</sup>。

6) DWMT 后置均衡器的运算复杂度远高于 DMT 系统。

## 4 结束语

DWMT 与 DMT 的最大区别在于 DWMT 分割通道选用的正交基是  $M$  带小波基(或者说  $M$  通道精确重构的 QMF 滤波器组),DMT 采用的是离散傅立叶变换 DFT。正是因为正交基选取的不一样,导致了 DWMT 通信系统在实际的通信系统中具有比 DMT 更强的抗干扰能力,也更加适合于在噪声干扰复杂、码间串扰严重的信道中应用。

#### 参考文献:

[1] Bingham J A C. Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come[J]. IEEE Communications Maga-

- zine, 1990,28(4):5-14.
- [ 2 ] ANSI T1.413 98-007R5-1998. Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) metallic Interface[S].
- [ 3 ] Tzannes M A, Tzannes M C, Proakis J, et al. DMT Systems, DWMT Systems and Digital Filter Bank [A]. SUPERCOMM/ICC94. Serving Humanity Through Communications[C]. IEEE International Conference, 1994. 311-315.
- [ 4 ] Sandberg S D, Tzannes M A. Overlapped Discrete Multitone Modulation for High Speed Copper Wire Communications[J]. IEEE JSAC, 1995,13(9):1571-1585.
- [ 5 ] Gallager R G. Information Theory and Reliable Communication[M]. New York: Wiley, 1968.
- [ 6 ] Proakis J G. Digital Communications[M]. McGraw-Hill, 1995.
- [ 7 ] Kalet I. The Multitone Channel[J]. IEEE Trans. Commun. 1989, 37(2):119-124.
- [ 8 ] Chow Peter S, Cioffi John M, Bingham J A C. A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels[J]. IEEE Trans Commun, 1995,43(2):773-775.
- [ 9 ] Tu J C, Cioffi J M. A loading algorithm for the concatenation of coset codes with multichannel modulation methods[A]. Global Telecommunications Conference. Communications; Connecting the Future [C]. California: GLOBECOM 90 IEEE 1990. 1183-1187.
- [ 10 ] Saltzberg Burton R. Comparison of single-carrier and multitone digital modulation for ADSL applications[J]. IEEE Commun Magazine, 1998,36(11):114-121.
- [ 11 ] Hughes-Hartogs D. Ensemble modem structure for imperfect transmission media [P]. U. S. Patents No. 4,679,227 (July 1987), 4,731,816 (Mar. 1988), 4,833,706 (May 1989).
- [ 12 ] Fischer R F H, Huber J B. A new loading algorithm for discrete multitone transmission[A]. Global Telecommunications Conference. Communications; The Key to Global Prosperity[C]. GLOBECOM 96, 1996. 724-728.
- [ 13 ] 王崇民. 多载波传输技术及其在宽带接入网中的应用[D]. 上海:上海交通大学, 2000 年.
- [ 14 ] Nayebi F, Barnwell T P, Smith M J T. On the design of FIR analysis-synthesis filter banks with high computational efficiency [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1994,42(4):825-834.
- [ 15 ] 赵劲知. 基于余弦调制滤波器组的一种高效实现[J]. 电子学报, 1997,25(8):85-87.
- [ 16 ] Koilpillai R David, Vaidynathan P P. Cosine-modulated FIR filter banks satisfying perfect reconstruction [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1992,40(4):770-783.
- [ 17 ] Malvar H S. Extended lapped transforms: properties, applications and fast algorithms [J]. IEEE Trans Signal Process, 1992,40(11):2703-2714.
- [ 18 ] 甄蜀春, 张善文, 赵兴录. 基于小波组合滤波器的雷达目标分选方法[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2001,2(3):34-36.

(编辑: 门向生)

## Study on the Discrete Wavelet Multitone Modulation Techniques

JING Rong, MENG Xiang-ru, CHEN Tao

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

**Abstract:** The overgreat power of side lobe of frequency spectrum of DMT signal will decline the transmission performance of system in the case of noise environment and channel variations. The discrete wavelet (DWMT) is adopted to substitute the discrete Fourier transform in DMT. The transmission performance of the system is improved by carefully designing the spectral characteristic of modulation signal. This paper introduces the basic principle of DWMT and analyzes the key techniques of DWMT (bit loading algorithm, baseband filter design, etc.). This paper demonstrates that DWMT is superior to DMT in performance by making a comparison in performance between them and that DWMT Technique has potentialities in broadband access network.

**Key words:** discrete wavelet multitone (DWMT); multicarrier modulation; bit-loading algorithm; cosine-modulated filter banks (CMFB)