

重叠正交变换在正交频分复用中的应用¹

张铁军 胡正名

(北京邮电大学信息工程系 北京 100876)

摘 要 本文将重叠正交变换 (Lapped orthogonal transform) 用于正交频分复用 (OFDM) 系统的调制和解调, 提出了新的 OFDM 实现方案; 并以一个多径信道为例, 把它与传统的采用 DFT 的 OFDM 系统做了比较, 指出新方案在无线通信中能有效地降低误码率。

关键词 无线通信, 重叠正交变换, 正交频分复用

中图分类号 TN919

1 概述

随着无线数据通信的发展, 容量大、抗干扰能力强的正交频分复用 (OFDM) 系统日益受到人们的重视^[1]。传统的 OFDM 系统用离散傅里叶变换 (DFT) 实现调制和解调, 但这种方法不能很好地解决载波间相互干扰的问题^[2]。Tzannes 和 Rizos 在研究 OFDM 系统在双绞线信道中的性能时, 指出选择新的变换有可能降低载波间相互干扰^[3,4], Vetterli 曾探讨用小波变换实现 OFDM^[5]。本文提出用重叠正交变换 (LOT)^[6]实现 OFDM 的调制和解调; 进行了理论分析, 最后以一个二径信道为例, 给出了计算机仿真实验结果; 结果表明在无线信道中, 用新方法能有效地抑制载波间相互干扰并能降低误码率。

2 传统的 OFDM 系统实现方案

传统的 OFDM 系统采用 DFT 实现调制和解调, 这种方案的关键是使 OFDM 的各载波保持正交。由于信道特性不理想, 在接收端 OFDM 的载波不再保持正交, 解调时出现差错。为减少差错, 应做到解调某一载波时其它载波对其干扰尽可能小。Tzannes 和 Rizos 在研究 OFDM 系统在双绞线信道中的传输性能时^[3,4], 得出以下结论:

(1) IDFT 和 DFT 在 OFDM 中的调制、解调功能等价于如图 1 所示的滤波器组。

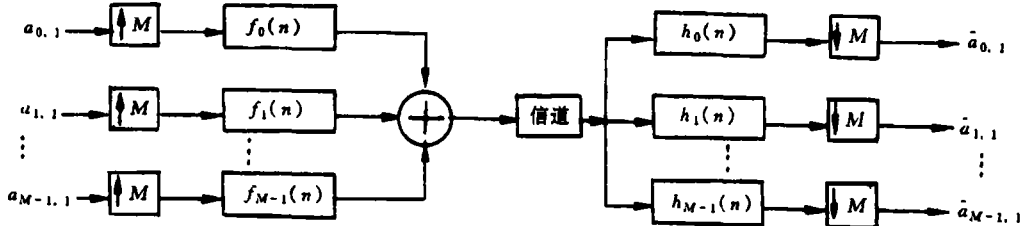


图 1 用滤波器组实现 M 个载波的 OFDM

根据 OFDM 的原理, $a_{i,l}$, $i = 0, 1, \dots, M-1$ 是时刻 l 对应于第 i 路载波的信息位, 时刻 l 的信息符号为 $a_l = (a_{0,l}, a_{1,l}, a_{M-1,l})$, $\hat{a}_{i,l}$ 是对应于 $a_{i,l}$ 的解调输出。 $f_i(n)$, $i = 0, 1, \dots, M-1$

¹ 1997-03-17 收到, 1997-10-14 定稿
国家教委博士点基金资助项目

为综合滤波器。 $h_i(n), i = 0, 1, \dots, M-1$ 为分析滤波器。 $f_i(n), h_i(n)$ 分别对应于 IDFT 和 DFT 的基向量。 $f_i(n)$ 的频谱间有混叠 (对 $h_i(n)$ 有相同的情况), 这是造成载波不正交时相互干扰的原因。以 $M = 16$ 时, $f_0(n)$ 和 $f_1(n)$ 为例, 说明频谱混叠的情况如图 2 所示。由图可见, $f_0(n)$ 在 $f_1(n)$ 的通带内有很大的旁瓣。

(2) 要想降低载波间干扰, 就需重新设计 $f_i(n)$ 和 $h_i(n)$, 使频谱间混叠减小。

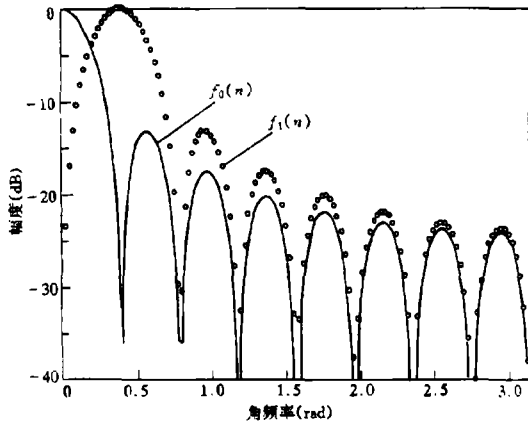


图 2 $f_0(n)$ 和 $f_1(n)$ 的幅频响应

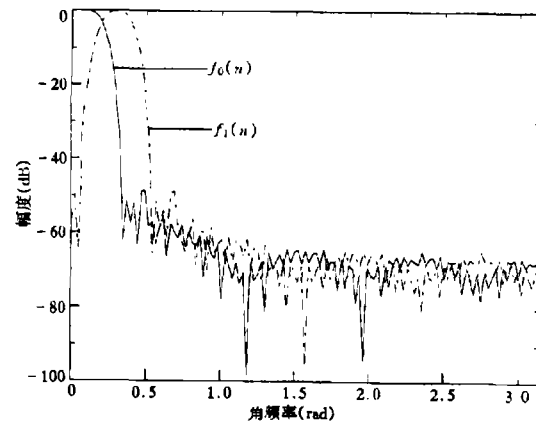


图 3 $f_0(n)$ 和 $f_1(n)$ 的幅频响应

3 用重叠正交变换实现 OFDM

重叠正交变换 (LOT) 是一种特殊形式的小波变换^[6], 且满足 Vetterli 研究用小波变换实现 OFDM 系统时提出的完全恢复条件^[5], 因此, M 个载波的 OFDM 系统可用 LOT 实现, 其变换矩阵为 P , 为 $N \times M$ 维, $N = 2kM, k$ 为正整数, P 矩阵的生成公式为

$$P_{nk} = h(n) \sqrt{2/M} \cos\left[\left(n + \frac{M+1}{2}\right)(k+0.5)\pi/M\right], \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad k = 0, 1, \dots, M-1;$$

其中, $h(n)$ 为一低通滤波器的冲激响应^[6]。 LOT 也有如图 1 所示的滤波器组的形式, 其中综合滤波器: $f_k(n) = P_{nk}, k = 0, 1, \dots, M-1; n = 0, 1, \dots, N-1$; 分析滤波器: $h_k(n) = f_k(N-1-n)$ 。

Malvar 分析指出^[6], $f_k(n)$ 的频谱为低通或带通形式, 当 $N = 8M$ 时, 滤波器的过渡带宽度与阻带衰减能达到较好的折衷。绘出 $M = 16, N = 128$ 时 $f_0(n)$ 、 $f_1(n)$ 的频率响应如图 3。与图 2 对照, 发现 $f_0(n)$ 在 $f_1(n)$ 中的旁瓣较小。

以下以二径信道为例, 分析用 LOT.DFT 实现的 OFDM 系统。由于 LOT.DFT 和滤波器组存在着对应关系, 分析时采用滤波器组的方法。

二径信道的模型:

$$y(t) = x(t) + \beta e^{j\theta} x(t - \tau) + n(t) = h(t) * x(t) + n(t), \quad (1)$$

其中 β, θ 和 τ 分别是第二条路径的衰减、相移和延迟, $n(t)$ 是白高斯噪声, 其功率谱密度为 $N_0/2$, $h(t)$ 是信道的冲激响应。

假设有 M 个载波的 OFDM 系统在发射端有综合滤波器 $f_i(n), i = 0, 1, \dots, M-1, n = 0, 1, \dots, N-1$; 对 DFT, $N = M$; 对 LOT, $N = 8M$; 在接收端有分析滤波器 $F_j(n)$, 则发送序列为

$$x(n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} a_{i,l} f_i(n-lM)$$

其中, $a_{i,l}$ 是在时刻 l 在第 i 个载波上发送的信息位。由 (1) 式知信道的冲击响应为 $h(t)$, 取其离散形式, $h(n) = h(t)|_{t=nT}$, T 为一个信息位的周期, 则接收机的输入为

$$r(n) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} a_{i,l} y_i(n-lM+N-1), \quad (2)$$

其中, $y_i(n) = h(n) * f_i(n)$ 。(2) 式中 $y_i(n-lM+N-1)$ 里的 $N-1$ 是因为滤波器组为因果系统, 输出相对于输入有延迟 [6]。

时刻 k 第 j 个载波的解调输出为

$$\begin{aligned} \hat{a}_{j,k} &= a_{j,k} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_j(n-kM+N-1) F_j(kM-n) \\ &+ \sum_{i=0, i \neq j}^{M-1} a_{i,k} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_i(n-kM+N-1) F_j(kM-n) \\ &+ \sum_{l=-\infty, l \neq k}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} a_{i,l} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_i(n-lM+N-1) F_j(kM-n). \end{aligned} \quad (3)$$

在 (3) 式中第一项为理想输出, 第二、三项为干扰。

在 OFDM 系统中, 可做出如下假设: (1) 不同符号中的信息位相互独立, 同一符号中对应于不同载波的信息位相互独立。(2) 每个信息位的均值为 0。(3) 每个信息位的能量相同, 为 $E_b = E|a_{j,k}|^2$ 。

根据这些假设, 由 (3) 式可算出第 j 个载波上输出的有用信号功率为

$$S = E_b \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_j(n-kM+N-1) F_j(kM-n) \right|^2.$$

干扰信号功率为

$$\begin{aligned} I &= E_b \left\{ \sum_{i=0, i \neq j}^{M-1} \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_i(n-kM+N-1) F_j(kM-n) \right|^2 \right. \\ &\quad \left. + \sum_{l=-\infty, l \neq k}^{\infty} \sum_{i=0}^{M-1} \left| \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_i(n-lM+N-1) F_j(kM-n) \right|^2 \right\}. \end{aligned}$$

表 1 信号功率 / 干扰功率值 (SIR) 和 DFT 的误码率 / LOT 的误码率 (DFLO)

β (dB)	SIR(dB)		DFLO
	DFT	LOT	
-25	34.1	36.3	1.071
-15	27.9	33.7	1.126
-5	18.2	27.5	1.249

以 16 路载波的 OFDM 系统为例进行了计算机仿真实验。实验时假定 $E_b/N_0 = 10\text{dB}$, $\tau/T = 0.125$, $\theta = \pi$, 每个载波上的调制均为 QPSK。表 1 给出了 β 取不同值 (以 dB 为单位) 时, 对应于 LOT、DFT 的信号功率 / 干扰功率值 (SIR) 以及 DFT 的误码率 / LOT 的误码率 (DFLO)。图 4 给出了 β 取不同值时, 对应于 LOT、DFT 的误码率曲线。表 1、图 4 给出的数据是对所有载波取平均得到的。

从表 1 和图 4 可以看出, 与 DFT 方法相比, LOT 方法有较高的 SIR 和较低的误码率, 当 β 较大 (即回波较强时), 性能的提高更加显著。

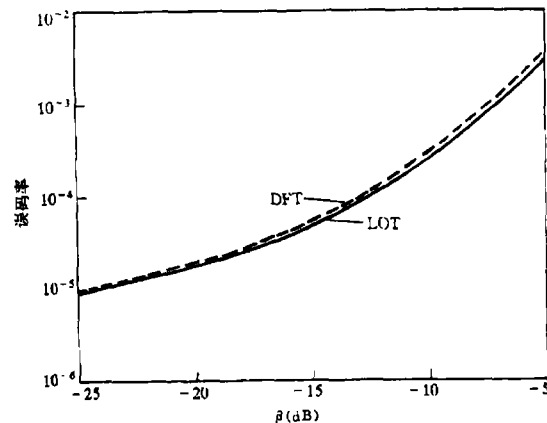


图 4 LOT 和 DFT 的误码率

4 结论

本文提出的用 LOT 变换实现的 OFDM 系统, 在无线信道上的传输性能, 比用 DFT 实现的系统有所改善。当信道恶化 (即回波增强时), 改善更为明显。

参 考 文 献

- [1] Yiyang Wu. Orthogonal frequency division multiplexing: A multi-carrier modulation scheme. IEEE Trans. on Consumer Electronics, 1995, CE-41(3): 392-399.
- [2] Floch B Le, et al. Digital sound broadcasting to mobile receivers. IEEE Trans. on Consumer Electronics, 1989, CE-35(3): 493-503.
- [3] Tzannes M A, et al. DMT systems, DWMT Systems and Digital Filter Banks. Proc. of ICC94, New Orleans, LA, USA: 1994, 311-315.
- [4] Rizos A D, et al. Comparison of DFT and Cosine Modulated Filter Banks in Multicarrier Modulation. Proc. of GLOBECOM94, San Francisco, CA, USA: 1994, 687-691.
- [5] Vetterli M. Perfect Transmultiplexers. Proc. of ICASSP86, Tokyo: 1986, 2567-2570.

- [6] Malvar H S. Signal Processing with Lapped Transform. Norwood, MA: Artech House, 1992, chapter 4.

APPLYING LAPPED ORTHOGONAL TRANSFORM TO ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYSTEM

Zhang Tiejun Hu Zhengming

(Dept. of Inform. Eng., Beijing University of Posts and Telecomm., Beijing 100876)

Abstract In this paper, lapped orthogonal transform(LOT) is applied to orthogonal frequency division multiplexing(OFDM) system for modulation and demodulation, and a new OFDM scheme is proposed. The performance comparison between the new scheme and traditional OFDM system using DFT is given. It shows the new scheme can decrease bit error rate(BER) efficiently in wireless communication.

Key words Wireless communication, Lapped orthogonal transform, Orthogonal frequency division multiplexing

张铁军: 男, 1969年生, 博士生, 研究方向是数字信号处理在无线通信中的应用.

胡正名: 男, 1931年生, 博士生导师, 现从事信号分析, 编码理论的教学和研究工作.