

文章编号:1000-582X(2010)06-111-04

改进的多维时域均衡器结构的 DMT 系统

张承畅¹, 童瑞君², 杨力生¹, 严单贵³

(1. 重庆大学 通信与测控中心, 重庆 400044; 2. 重庆电子工程职业学院 电子系, 重庆 400056;
3. 重庆邮电大学 计算机学院, 重庆 400086)

摘要:基于离散傅立叶变换的离散多音频收发系统在高速率数据传输中已经取得很大的成功,当循环前缀长度大于信道冲激响应长度时,离散多音频收发系统是无码间干扰的。而 DSL 环路信道冲激响应长度一般都很长,采用在接收端加入时域均衡器的方法缩短有效冲激响应和改善性能。提出时域均衡器设计中用滤波器组实现比特速率最大化,并给出具有复共轭对时域均衡器的离散多音频系统,从设计和实现成本来看,该方案具有最佳的性价比。

关键词:离散多音频;循环前缀;均衡器;滤波器组

中图分类号: TN911.7

文献标志码: A

Improved DMT systems with multiple time domain equalization

ZHANG Cheng-chang¹, TONG Rui-jun², YANG Li-sheng¹, YAN Dan-gui³

(1. Center of Communication and Tracking Telemetry&Command, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China; 2. Department of Electronic Engineering, Chongqing College of Electronics Engineering, Chongqing 400056, P. R. China; 3. College of Computer Science and Technology, Chongqing University of Post and Telecom, Chongqing 400086, P. R. China)

Abstract: DFT (discrete fourier transform) based discrete multi-tone (DMT) transceivers have achieved great success in high speed data transmission. When the cyclic prefix is no shorter than the channel impulse response (CIR), the DMT system is ISI (inter-symbol interference) free. For the channels with very long CIR, such as DSL loops, time-domain equalizer (TEQ) is typically added at the receiver to shorten the impulse response and improve performance. This paper proposes a filter banks approach to design the TEQ to maximize the bit rate. A DMT system is introduced with a pair of complex conjugating TEQs. For the design and implementation costs, the scheme shows the best performance-price-ratio.

Key words: discrete multi-tone; cyclic prefix; equalizers; filter banks

离散多音频(discrete multi-tone, DMT)调制被认为是频域中最佳多载波调制的实现方法,是一种并行传输体制^[1],其编码调制技术具有传输速率高、抗干扰能力和自适应能力强等优点,被 ADSL 采纳并成为完成非对称性高速数据传输的核心技术,而其中

均衡技术的研究是热点和难点之一,过去已经提出很多时域均衡器(time-domain equalizer, TEQ)设计方法,包括算法和结构^[2-12]。传统均衡器中的算法主要包括:最小均方误差(MMSE),最大缩短信噪比(MSSNR),最大几何平均信噪比(MGSNR)以及最

收稿日期: 2009-12-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60672097);重庆市科技创新基金资助项目(CSTC2008BC2001);重庆邮电大学青年教师科技基金(A2007-30)

作者简介: 张承畅(1975-),男,重庆大学博士研究生,主要从事通信与测控等方向研究,(E-mail)zcc_918@163.com, (Tel)13206117568。

大比特率 (MBR) 和最小 ISI。基于滤波器组设计 TEQ 的方法^[13], 利用这种方法, 得到频域均衡器 (FEQ) 输出端的 ISI 干扰和噪声干扰的表达式, 设计最小几何平均误差 TEQ, 而且由滤波器组引出具有多维 TEQs 的 DMT 方案, 可以被认为是双音频 DMT 的推广, 最优多维 TEQs 以闭环形式给出, 虽然实现成本较高, 但在性能上可达到理论极限, 进而提出具有复共轭对 TEQs 的 DMT 方案。

文中符号 $*$, T , H , 分别代表复共轭, 转置和复数转置。

1 DMT 滤波器组方案

1.1 DMT 原理

DMT 系统简图如图 1 所示, 其中, 构成调制符号的输入矢量通过 M 点 IDFT 矩阵, 在发射端对每个 M 采样点的数据块, 加一长度为 L 的循环前缀。而在接收端, 首先去除对应于循环前缀的 L 个样值, 然后再进行 DFT 变换到时域。

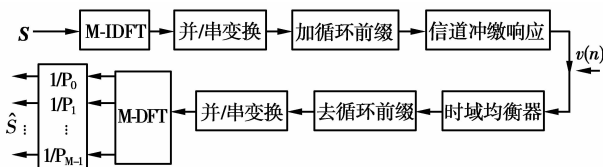


图 1 具有 TEQ 的 DMT 系统结构

一般来说, 均衡是用来削弱码间干扰的信号处理操作, DSL 系统最基本的均衡措施是在 DMT 符号间插入循环前缀, 外加每个子信道一个抽头的频域均衡器, 用来调整幅度和相位。但是在 DMT 方案中, 由于循环前缀的加入将加大发送器的发送功率, 使系统性能损失, 严重影响通信效率。同时当信道冲激响应的长度比循环前缀长时, 干扰就会产生。因此需要另外的时域均衡技术, 来限制循环前缀的长度或缩短信道冲激响应长度在循环前缀的长度之内, 继而消除码间干扰。因此可以说, DSL 系统中的均衡器通常是时域均衡与频域均衡相结合。

1.2 滤波器组结构

令 DFT 矩阵大小为 M , 循环前缀长度为 L , 信道模型由 LTI (linear time invariant) 实 FIR 滤波器 $c(n)$ 和加性高斯白噪声 $v(n)$ 组成, 其中 $v(n)$ 为零均值广义平稳随机过程, 其功率谱为 $s_v(e^{j\omega})$ 。Nc 和 Nt 分别为信道 $c(n)$ 和时域均衡器 $t(n)$ 的限制个数, Z 域内的定义形式如下

$$C(z) = \sum_{n=0}^{N_c-1} c(n)z^{-n}, T(z) = \sum_{n=0}^{N_t-1} t(n)z^{-n}.$$

此时, 有效信道变为 $P(z) = C(z)T(z)$ 。标量乘法器 $1/P_k$ 定义为频域均衡器, 且满足

$$P_k = C(e^{j2\pi k/M})T(e^{j2\pi k/M}).$$

在以下的分析中, 在 DMT 收发器中引用滤波器组。利用多速率定义^[14-15], 变换图 1 为图 2 所示的 M 子带 DMT 系统。图中模块 $\downarrow N$ 代表抽取器且输入输出关系为 $y(n) = x(Nn)$, $\uparrow N$ 代表内插器且 $y(n) = x(n/N)$, n 为 N 的倍数。在最大抽取或精密采样滤波器组中, 抽样数 N 应与频带数量相等, 即 $N = M + L$ 。利用发送滤波器 $F_k(z)$ 和接收滤波器 $H_k(z)$ 将信道分为 M 个子信道。

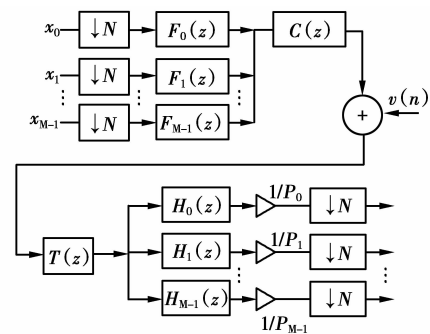


图 2 变换后使用滤波器组结构的 DMT 收发机

许多传输环境中, 在不同的频率范围内信道和噪声特性会随着变化, 为设计性能好的 TEQ 必须分析特性变化。例如, 可以使用一特定 TEQ, 比如 $T_a(z)$ 用于低频信道, 另一 TEQ $T_b(z)$ 用于高频信道。由此最优化 $T_a(z)$ (或 $T_b(z)$), 使其在低频 (或高频) 的噪声增益相对较小。为了简化实现, 这里仅给出具有多维 TEQs 的 DMT 接收机部分, 如图 3 所示。在这种情况下, 标量 P_k 为

$$P_k = C(e^{j2\pi k/M})T_k(e^{j2\pi k/M}). \tag{1}$$

接收滤波器 $H_k(z)$ 是 DFT 滤波器, 且

$$P_k(z) = \sum_{i=0}^{M+L-1} e^{-j2\pi k i/M} z^i.$$

在图 3 中, 由于每一音频使用不同 TEQ, 导致接收机成本昂贵, 但是多维 TEQs 方案性能的确能达到一个很高的理论极限。若仅使用 2 个 TEQs 时, 多维 TEQs 方案可简化为双音频 DMT 系统。

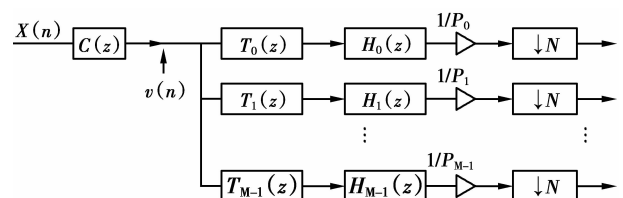


图 3 具有多维 TEQs 的 DMT 接收机

2 ISI 和噪声误差的表达式

TEQ 设计目的之一是将卷积 $c(n) \cdot t_k(n)$ 的绝大多数能量限定在长为 L 的特定窗口内,因为窗口之外的冲激响应会产生块间 ISI。

定义序列 $d(n)$ 为

$$d(n) = \begin{cases} 0, & n_w < n \leq n_w + L; \\ 1, & 0 \leq n \leq n_w \text{ 或 } n_w + L < n \leq N_c + N_t. \end{cases}$$

这里 n_w 是期望窗口的起始位置,则第 k 音频 ISI 可定义为

$$p_{isi,k}(n) = d(n)(c(n) \cdot t_k(n)). \quad (2)$$

由图 3,可看出第 k 音频的输出误差为

$$e_k(n) = [e_{isi,k}(n) + e_{v,k}(n)] \downarrow N,$$

其中

$$e_{isi,k}(n) = h_k(n) \cdot p_{isi,k}(n) \cdot x(n) / p_k, \quad (3)$$

$$e_{v,k}(n) = h_k(n) \cdot t_k(n) \cdot v(n) / p_k. \quad (4)$$

又因为向下采样(抽样) $[\cdot] \downarrow N$ 不会改变方差,有 $\sigma_{ek}^2 = \sigma_{isi,k}^2 + \sigma_{v,k}^2$,假设信号和噪声是非相关的。用矩阵形式来表达误差方差,首先定义向量

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_k &= (t_k(0), t_k(1), \dots, t_k(N_t))^T; \\ \mathbf{W}_k &= (1, e^{j2\pi k/M}, \dots, e^{j2\pi k N_t/M})^T. \end{aligned}$$

令 \mathbf{C} 和 \mathbf{H}_k 分别为 $(N_c + N_t + 1) \times (N_t + 1)$ 和 $(N + N_c + N_t) \times (N_c + N_t + 1)$ 下三角 Toeplitz 矩阵,且第一列为

$$\begin{aligned} &(c(0), c(1), \dots, c(N_c), 0, \dots, 0)^T; \\ &(e^{j2\pi k(M-1)/M}, \dots, e^{j2\pi k/M}, 1, 0, \dots, 0)^T. \end{aligned}$$

令 \mathbf{D} 是 $d_{ii} = d(i)$ 的 $(N_c + N_t + 1) \times (N_c + N_t + 1)$ 维对角矩阵。利用以上定义,误差方差可写为

$$\sigma_{isi,k}^2 = \frac{\sigma_x^2 \mathbf{t}_k^H \mathbf{C}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{D} \mathbf{C} \mathbf{t}_k}{|\mathbf{C}(e^{j2\pi k/M})|^2 \mathbf{t}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{t}_k}; \quad (5)$$

$$\sigma_{v,k}^2 = \frac{\mathbf{t}_k^H \tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{R}_v \tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{t}_k}{|\mathbf{C}(e^{j2\pi k/M})|^2 \mathbf{t}_k^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{t}_k}. \quad (6)$$

这里 \mathbf{R}_v 是 $\mathbf{v}(n)$ 的 $(M + N_t) \times (M + N_t)$ 维自相关矩阵。 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 是与 \mathbf{H}_k 有相同形式的下三角 Toeplitz 矩阵,维数为 $(M + N_t) \times (N_t + 1)$ 。

3 最优化 TEQ

上面得到了由 ISI 和信道噪声引起的误差方差,为分析方便简化表达式,定义 2 个 $(N_t + 1) \times (N_t + 1)$ 维的 Hermitian 方阵

$$\begin{aligned} \sigma_{isi,k} &= \frac{\epsilon_x \mathbf{C}^H \mathbf{D}^H \mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k \mathbf{D} \mathbf{C}}{|\mathbf{C}(e^{j2\pi k/M})|^2}; \\ \sigma_{v,k} &= \frac{\tilde{\mathbf{H}}_k^H \mathbf{R}_v \tilde{\mathbf{H}}_k}{|\mathbf{C}(e^{j2\pi k/M})|^2}. \end{aligned}$$

$\sigma_{isi,k}$ 是一个半正定矩阵, $\sigma_{v,k}$ 是正定矩阵而且满足条件:当 $k=0, 1, \dots, M/2-1$ 时

$$\mathbf{Q}_{ISI,M-k} = \mathbf{Q}_{ISI,k}, \mathbf{Q}_v, M-k = \mathbf{Q}_{v,k}^*. \quad (7)$$

接着,用不同的准则衡量优化 TEQ。

3.1 单个 TEQ 最小均方误差(MMSE-f)

此时 t_k 为常数 t ,解决以下的优化问题可以得到 MMSE-f TEQ

$$\arg \min_t \sum_{t=0}^{M-1} \frac{\mathbf{t}^H (\mathbf{Q}_{ISI,k} + \mathbf{Q}_{v,k}) \mathbf{t}}{\mathbf{t}^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{t}}.$$

注意:利用式(7)中的复共轭关系和 $\mathbf{w}_k = \mathbf{w}_{M-k}^*$,可以改变 MMSE-f TEQ 为实系数,属非线性优化问题。

3.2 单个 TEQ 最小几何平均 σ_{ek}^2 (1-real-opt)

MMSE-f TEQ 没有考虑比特率,所有在比特率最大化或传输功率最小化方面不是最优的。在加载比特和能量条件下,最优 TEQ 是最小几何平均值下的 t 值,可由下式获得

$$\arg \min_t \prod_{t=0}^{M-1} \frac{\mathbf{t}^H (\mathbf{Q}_{ISI,k} + \mathbf{Q}_{v,k}) \mathbf{t}}{\mathbf{t}^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{t}}.$$

在单个 TEQ 情况下,这是最优的方法。此时 TEQ 是实系数,也属于非线性优化问题。

3.3 最优多维 TEQ(multi-opt)

在这种情况下, t_k 仅影响 σ_{ek}^2 ,因此每一音频有自己独立的 TEQ,全局优化方法可以由下式得出

$$\arg \min_t \frac{\mathbf{t}^H (\mathbf{Q}_{ISI,k} + \mathbf{Q}_{v,k}) \mathbf{t}}{\mathbf{t}^H \mathbf{W}_k \mathbf{W}_k^H \mathbf{t}} t_k = 0, 1, \dots, M-1,$$

其中 $(\mathbf{Q}_{ISI,k} + \mathbf{Q}_{v,k})$ 是正定的。若令 $\mathbf{Q}_k^{1/2}$ 是正定矩阵, $\mathbf{Q}_k^{1/2} \mathbf{Q}_k^{1/2} = \mathbf{Q}_{ISI,k} + \mathbf{Q}_{v,k}$,同时令 $\mathbf{u}_k = \mathbf{Q}_k^{1/2} \mathbf{w}_k$,则最优 t_k 可改由下式得出

$$\arg \min_t \frac{\mathbf{u}_k^H (\mathbf{Q}_k^{-1/2}) \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H (\mathbf{Q}_k^{-1/2}) \mathbf{u}_k}{\mathbf{u}_k^H \mathbf{u}_k}.$$

由于 $\mathbf{Q}_k^{-1/2} \mathbf{w}_k \mathbf{w}_k^H \mathbf{Q}_k^{-1/2}$ 矩阵的秩为 1,仅有一个非零的特征值,则 $\mathbf{u}_{k,opt} = \mathbf{Q}_k^{-1/2} \mathbf{w}_k$,因此

$$t_{k,opt} = \mathbf{Q}_k^{-1} \mathbf{w}_k. \quad (8)$$

式(8)不需要非线性优化。

3.4 复共轭对 TEQs(2-complex)

虽然 multi-opt 总体上是最优的,但是其结构复杂且实现成本很高,降低复杂度方法之一就是使用少量的 TEQ,使每个 TEQ 负责均衡邻近的多个音频,而且每组中的 TEQ 单独设计。这里假设分为 2 组,组 1 包括第 $0, 1, \dots, (M/2-1)$ 音频,组 2 包括第 $M/2, (M/2-1), \dots, (M-1)$ 音频。在组 1 中,选择 SNR 最大的音频如 J ,则式(8)中定义 $t_{J,opt}$ 的可作为组 1 音频中的 TEQ。对应组 2,由复共轭特性知,

SNR 最大即最好的音频为 $(M-J)$ 。因为 $t_{j,opt}$ 有式(8)的闭环形式,所有 2-complex TEQ 成本是低廉的。虽说有 2 个 TEQs。但由于组 2 的音频输出是组 1 的复共轭关系,在接收端我们仅需设计完成 1 个 TEQ。因此只是 1 个复 TEQ 实现,在复杂度和性能之间得到很好的权衡。

4 结 论

基于滤波器组设计 TEQ 的方法,得到频域均衡器(FEQ)输出端的 ISI 干扰和噪声干扰的表达式,设计最小几何平均误差 TEQ;由滤波器组引出具有多维 TEQs 的 DMT 方案,可以被认为是双音频 DMT 的推广,最优多维 TEQs 以闭环形式给出,进而提出具有复共轭对 TEQs 的 DMT 方案。

通过用不同的准则优化实现 TEQ,可以得到 MMSE TEQ 性能最差,相比单个 TEQ 结构,以闭环形式得到的多维 TEQs 最优方法,能取得较好的性能。而在此基础上改进得到的具有复共轭对 TEQs 的方案,其设计和实现成本更低,性价比更高。

参考文献:

- [1] 戈拉斯盖[美],姚永成. ADSL/DSL 技术与工程实践[M]. 北京:清华大学出版社,2003.
- [2] BORNA B, DAVIDSON T N. Biwindowed discrete multitone transceiver design[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(8): 4217-4226.
- [3] XUE J, DASGUPTA S. Optimum multitone DMT with cyclic prefix[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, March 23, 2005, Philadelphia, PA, USA. [S. 1]: IEEE, 2005(3): 353-356.
- [4] 朱丽平,姚彦,董士伟,等. 基于并行比特加载的 DMT 系统最优离散比特分配算法[J]. 清华大学学报:自然科学版,2007,47(10):1614-1616.
ZHU LI-PING, YAO YAN, DONG SHI-WEI, et al. Parallel bit-loading-based optimal discrete bit allocation algorithm for DMT systems[J]. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2007, 47(10): 1614-1616.
- [5] LIU S S, SHEN Y L. An improved optimal channel shortening algorithm DMT for modulation systems[J]. Journal of Electronics, 2007, 24(6): 748-752.
- [6] LIN Y P, PHOONG S M. Perfect discrete multitone modulation with optimal transceivers[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(6):1702-1711.
- [7] 朱维红,张丙峰,高振明. 滤波多音调制系统容量及滤波器设计[J]. 山东大学学报:理学版,2007,42(1): 49-54.
ZHU WEI-HONG, ZHANG BING-FENG, GAO ZHEN-MING. System capacity and filter design of filtered multitone modulation[J]. Journal of Shandong University: Natural Science, 2007, 42(1): 49-54.
- [8] 王少波,高振明,庄华伟. 滤波多音系统中的自适应算法性能分析[J]. 计算机应用,2006,26(8): 1791-1795.
WANG SHAO-BO, GAO ZHEN-MING, ZHUANG HUA-WEI. Analysis of adaptive algorithm in filtered multitone system[J]. Journal of Computer Applications, 2006, 26(8): 1791-1795.
- [9] 郑紫微,朱义胜,杨知行. 多载波通信系统的实用功率分配算法[J]. 电子学报,2002,30(6): 800-803.
ZHENG ZI-WEI, ZHU YI-SHENG, YANG ZHI-XING. A practical power allocation algorithm for multicarrier communication systems[J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(6): 800-803.
- [10] 芮贇,李明齐,周秦英,等. DFT 扩频广义多载波系统的 SINR 性能分析[J]. 通信学报,2008,29(6): 51-56.
RUI YUN, LI MING-QI, ZHOU QIN-YING, et al. SINR performance analysis of DFT spread generalized multi-carrier system[J]. Journal on Communications, 2008, 29(6): 51-56.
- [11] MARCEAU J F, CHAMPAGNE B A. Reduced complexity multi-rate echo canceller for DMT based DSL systems [C]// Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, May 1-4, 2005, Saskatoon Inn Saskatoon, Saskatchewan Canada. [S. 1]: IEEE, 2005: 1202-1207.
- [12] BULAT J, ZIELIHSKI T, TWARDOWSKI T. Some new results from TEQ design for maximum bit rate ADSL modem[C]// 2004 IEEE International Conference on Communications, June 20-24, 2004, Paris, France. [S. 1]: IEEE, 2004: 21-25.
- [13] CHEN C Y, PHOONG S M. Bit rate optimized time domain equalizers for DMT systems[J]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2003(4):37-40.
- [14] 吴国伟. DSL 系统时域均衡算法研究及 ADSL 收发器片上系统设计[D]. 哈尔滨:哈尔滨工程大学,2002.
- [15] VALIDYANATHAN P P. Discrete multitone modulation with principay component filter banks [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 2002, 49(10):1397-1411.

(编辑 侯 湘)