

# 活动抽头均衡器的原理和实现

董 斌, 王 匡, 归 琳, 吴禀圣, 邹志永, 仇佩亮

(浙江大学信息与电子工程学系, 浙江杭州 310027; 国家高清晰度电视总体组, 北京 100036)

**摘要:** 本文提出了一种全新的均衡器——活动抽头均衡器. 这种均衡器利用高效的信道估计算法, 计算出所有多径的时延和幅度, 进而只保留少量的工作抽头. 结果表明, 它比传统均衡器大大节省了资源, 并且在性能上也有显著提高.

**关键词:** 活动抽头均衡器 (TME); 判决反馈均衡器 (DFE); 高清晰度电视 (HDTV)

**中图分类号:** TN92      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2002) 08-1196-04

## Theory and Implementation of Tap-Mobile Equalizer

DONG Bin, WANG Kuang, GUI Lin, WU Bing sheng, ZOU Zhi yong, QIU Pei liang

(Dept. of Information and Electronics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;

National HDTV Technical Executive Experts Group, Beijing 100036, China)

**Abstract:** A new equalizer called tap mobile equalizer is presented. With the efficient algorithm of channel estimation, time delay and amplitude of all the multipath have been known so that the new equalizer just maintains those working taps. As the result shows, it consumes much less resource and has greatly improved performance compared with conventional equalizer.

**Key words:** tap mobile equalizer (TME); decision feedback equalizer (DFE); high definition television (HDTV)

### 1 引言

在数字通信系统中, 可靠性是非常重要的一个指标. 由于信道的不理想, 信号在传输过程中可能发生时间弥散, 进而形成码间干扰, 致使通信系统无法可靠工作. 因此, 接收端必须对受到干扰的码元进行处理, 才能还原出发送端发出的真实信号. 消除码间干扰的一种有效方法就是自适应时域均衡. 自适应技术能够根据信道的畸变特性, 自动调节均衡器各抽头的系数, 使得均衡器的输出逼近发送端发出的真实信号, 从而有效地补偿了信道的不平坦, 大大减轻或消除了码间干扰.

自适应算法多种多样, 其中最经典的有最小均方 (LMS) 算法和递推最小二乘 (RLS) 算法<sup>[1]</sup>. 近年来又涌现出一些性能更好的改进算法, 如使用最大似然序列估计的递推最小二乘算法 (RLS-MLSE)<sup>[2]</sup>, 可变增益最小均方算法 (VLMS)<sup>[3]</sup>, 结合卡尔曼滤波的最小均方算法 (hybrid Kalman/LMS)<sup>[4]</sup> 等. 但遗憾的是, 这些改进算法在提高性能的同时也增加了运算量, 使硬件实现变得复杂. 为此, 我们希望找到能够提高性能却又容易实现的方法.

本文提出了一种全新的均衡器——活动抽头均衡器. 这种均衡器仍然基于 LMS 算法, 但结构比传统均衡器有了较大的改变. 测试结果表明, 这样做不但能够提高性能, 而且大大节省了资源, 便于在硬件上实现. 文章的第二部分通过阐述信道特性和传统均衡器的工作情况, 论述了活动抽头均衡器的

可行性. 第三部分提出活动抽头均衡器的理论基础——信道的相关估计算法. 第四部分介绍了活动抽头均衡器的原理和实现. 第五部分是计算机仿真结果. 第六部分说明了实际测试情况. 第七部分为全文的总结.

### 2 传统均衡器的回顾

#### 2.1 信道特性

在研究均衡器的时候, 分析信道的特性是非常有必要的.

在地面无线广播信道中, 由于高山、楼群等建筑物的反射, 传输时会形成数条多径. 加拿大通信研究中心在渥太华市区的测试结果表明: 无线广播信道中, 副径的典型数目为 3 条, 一般滞后于主径.

#### 2.2 传统均衡器的结构

传统均衡器通常使用判决反馈结构, 如图 1 所示. 整个判决反馈均衡器 (DFE) 由有限长单位冲激响应 (FIR) 滤波器和无限长单位冲激响应 (IIR) 滤波器组合而成. FIR 滤波器用来去除超前于主径的副径, IIR 滤波器用来消除滞后于主径的副径. 有关判决反馈均衡器的进一步说明可参阅文献<sup>[5, 6]</sup>.

由上一小节的信道特性我们知道, 信道中的副径一般是滞后的, 所以要用 IIR 滤波器消除. 由于带内波动的存在 (由仿真结果知, 带内波动可等效为靠近主径的若干个超前和滞后的小多径), FIR 滤波器也要保留一定的级数 (抽头数). 但

FIR 的级数远小于 IIR 的级数, IIR 滤波器起主导作用。

### 2.3 传统均衡器的工作特点

下面来看均衡器的工作情况。为了简洁地说明问题, 设接收信号中只混有一条滞后主径  $k$  拍(即  $k$  个符号时钟周期)的副径, 幅度为  $A$ 。均衡器在自适应跟踪信道变化时, 系数也在进行实时的更新。经过足够长的时间后, 均衡器达到稳定状态。此时主抽头上, 系数大小为 1, 数据为接收数据(主径与副径之和); 后向 IIR 滤波器的第  $k$  个抽头上, 系数大小为  $A$ , 数据为  $k$  拍以前的判决数据(即副径数据); 其它抽头上的系数基本为 0。均衡器的输出是所有抽头上的系数数据乘积之和。系数为 0 的那些抽头, 系数和数据相乘仍然为 0, 最后起作用的只有主抽头和 IIR 第  $k$  个抽头的系数数据积。二者相减等于接收信号减去副径, 结果即为消除了副径的真实数据。

从上面的说明可以看到, 尽管均衡器有很多抽头, 但绝大多数抽头上的系数为 0, 这些抽头在求和时并没有起作用。从 2.1 节的信道特性我们知道, 无线信道中一般只有 3 条副径。所以, 均衡器参加工作的抽头只有 4 个(主抽头和 3 个副径抽头), 其它的抽头虽然放置在那里, 但是并没有工作。而且, 由于系统噪声的存在(主要来自调谐器)和计算误差的影响, 这些抽头上的系数并不精确地等于 0, 而是在 0 附近抖动。当抽头的数量较多时, 系数的抖动不容忽视。很多不接近于 0 的系数乘上数据再求和, 可能会叠加出一个不小的量, 造成判决器的误判。这样就引起均衡器性能的下降。由此可见, 系数为 0 的那些抽头, 浪费了大量资源且起到不好的作用。于是我们会很自然地提出, 能不能去掉这些无用抽头?

在均衡器结构中, 之所以放满了抽头, 是因为我们并不知道哪些抽头工作, 哪些抽头闲置。在不同的信道情况下, 多径的位置不同, 均衡器上工作的抽头就不同。不能去掉无用抽头的根本原因在于, 我们不知道信道的特性。

由上面的分析可知, 一旦知道了信道特性, 确定了所有多径的位置, 就有可能把闲置的抽头去掉。这样在节省资源的同时还能提高性能。那么, 如何简单快速地估算出信道的特性呢? 下面介绍的相关估计算法回答了这个问题。

## 3 信道的相关估计算法

### 3.1 数据格式

在数字通信中, 数据流按帧传输, 每一帧由帧头的已知数据和后面的有效数据组成。利用已知数据可以方便地提取出系统需要的同步信息, 还可以对均衡器进行训练, 使其向正确的方向收敛。

在当前的数字通信系统中, 大多使用伪随机序列作为已知数据填入帧头。伪随机序列有以下优点: 数据随机, 频谱平坦, 抗干扰性能好, 实现代价小<sup>[7]</sup>。下面介绍的相关估计算法就要用到伪随机序列的优良特性。

### 3.2 相关估计算法的原理

为了快速得到信道特性, 我们提出了相关估计算法。使用此算法, 可以估算出信道中所有多径的位置(时延)和幅度。

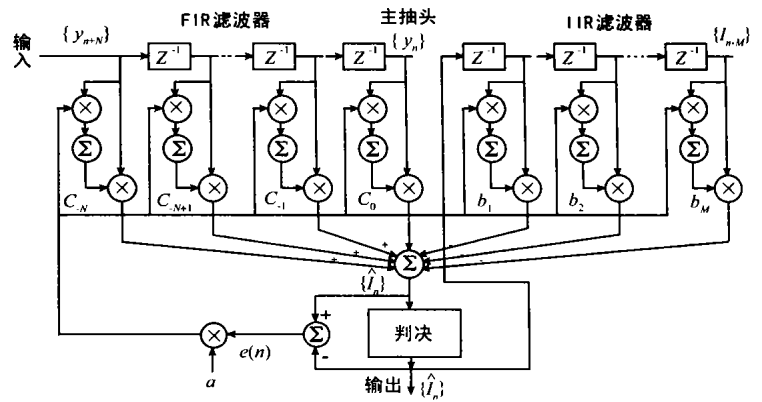


图1 判决反馈均衡器

设数据帧中嵌有伪随机序列  $PN(n)$ , 伪随机序列的长度为  $M$ 。数据帧的其它地方放置有效数据  $d(n)$ 。为简单起见, 设发送端从 0 时刻开始发送, 只发送一帧数据, 帧长度为  $N$ 。则发送的数据  $s(n)$  为:

$$s(n) = \begin{cases} PN(n), & 0 \leq n < M \\ d(n), & M \leq n < N \\ 0, & n \text{ 为其它时} \end{cases} \quad (1)$$

设信道中只有一条副径, 滞后主径  $k$  拍(即  $k$  个符号时钟周期), 幅度为  $A$ (相对于主径)。为突出说明问题, 设信号在信道中传输不需要时间, 发送端一发出数据, 接收端马上收到。这样, 信道的单位脉冲响应  $h(n)$  就可写成:

$$h(n) = \delta(n) + A \cdot \delta(n - k) \quad (2)$$

式中,  $\delta(n)$  表示单位脉冲函数, 其表达式为:

$$\delta(n) = \begin{cases} 1, & n = 0 \text{ 时} \\ 0, & n \text{ 为其它整数时} \end{cases} \quad (3)$$

如果信道中除了多径干扰外, 还混有高斯白噪声  $noise(n)$ 。则接收的信号可表示为(式中的 \* 表示卷积运算):

$$r(n) = s(n) * h(n) + noise(n) = s(n) + A \cdot s(n - k) + noise(n) \quad (4)$$

相关估计算法要用到伪随机序列的特殊性质: 伪随机序列的自相关函数为 1, 互相关函数为 0; 伪随机序列和其它随机数据的相关函数为 0<sup>[7]</sup>。通过求接收数据与伪随机序列的相关函数, 就可得到主径和各副径的位置与幅度。

对于主径, 有

$$\begin{aligned} h(0) &= E[r(n) \cdot PN(n)] \\ &= E[[s(n) + A \cdot s(n - k) + noise(n)] \cdot PN(n)] \\ &= E[s(n) \cdot PN(n)] + A \cdot E[s(n - k) \cdot PN(n)] \\ &\quad + E[noise(n) \cdot PN(n)] \\ &= E[PN(n) \cdot PN(n)] + A \cdot 0 + 0 \\ &= 1 \end{aligned} \quad (5)$$

对于滞后  $k$  拍的副径, 有

$$\begin{aligned} h(k) &= E[r(n) \cdot PN(n - k)] \\ &= E[[s(n) + A \cdot s(n - k) + noise(n)] \cdot PN(n - k)] \\ &= E[s(n) \cdot PN(n - k)] + A \cdot E[s(n - k) \cdot PN(n - k)] \\ &\quad + E[noise(n) \cdot PN(n - k)] \\ &= 0 + A \cdot E[PN(n - k) \cdot PN(n - k)] + 0 \end{aligned}$$

$$= A \tag{6}$$

在其它没有多径的位置, 相关函数的大小为 0.

$$h(m) = E[r(n) \cdot PN(n-m)] = 0, \tag{7}$$

$m$  为 0,  $k$  之外的其它整数

将式(5)、式(6)、式(7)的结果和式(2)比较, 不难发现, 相关运算的结果就是信道的单位脉冲响应. 至此, 信道的一特性一目了然.

### 3.3 相关估计算法的简化

在实际应用中, 常用时间平均取代统计平均. 假设我们选用 PN511 序列作为伪随机序列, 相关运算就可以简化为:

$$h(m) = E[r(n) \cdot PN(n-m)] \approx \frac{1}{511} \sum_{n=0}^{510} r(n+m) \cdot PN(n) \tag{8}$$

计算机仿真结果表明, 这种简化对性能的影响可以忽略.

## 4 活动抽头均衡器的实现

下面我们讨论如何利用相关估计算法去除均衡器的闲置抽头. 使用相关估计算法, 可以得到信道中所有多径的位置和幅度. 由前文均衡器的工作特点可知, 在多径出现的地方, 均衡器对应抽头的系数不为 0, 以抵消多径的影响. 所以, 相关估计算法求出的多径位置, 就是均衡器工作抽头的位置; 相关估计算法求出的多径幅度, 就是均衡器稳定后工作抽头系数的大小. 相关估计算法的结果, 指明了均衡器哪些抽头工作, 哪些抽头闲置.

这样就可画出活动抽头均衡器的原理框图, 如图 2 所示. 活动抽头均衡器由两部分构成: 传统结构均衡器和 3 组活动抽头. 由于带内波动可等效为很多条靠近主径的小副径, 故主抽头附近的抽头基本上都在工作, 因而全部保留 (抽头数不多, 主抽头两侧各十几个), 这就构成了传统结构的均衡器. 每组活动抽头由图 1 中的十几个 IIR 滤波器抽头构成, 这是用来对付副径的工作抽头. 每组旋转不止一个 IIR 滤波器抽头的原因, 副径不一定恰好落在整数节拍的位置, 此时需要相邻的数个抽头一起工作方可对付. 均衡器中的闲置抽头用延迟模块替代. 延迟模块只对数据移位, 不进行其它操作.

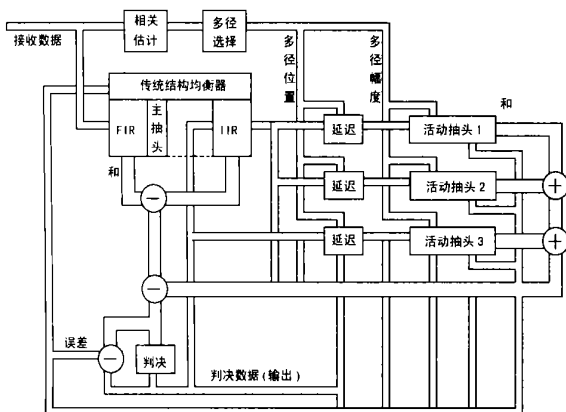


图 2 活动抽头均衡器

活动抽头均衡器的工作流程如下: 相关估计模块计算出所有位置上的副径幅度; 多径选择模块选出幅度最大的三条,

认为这就是信道中的三条副径; 然后根据副径的位置调节延迟模块延迟的节拍数, 目的是使副径刚好落在活动抽头的作用范围内. 相关估计模块还能求出副径的幅度. 当信道情况较恶劣时, 可将副径幅度直接置入活动抽头的系数寄存器中作为初值, 使抽头系数在自适应之前已接近理想值, 这样可加快均衡器的收敛速度.

由上面的说明可以看到, 活动抽头均衡器和传统均衡器的区别在于: 传统均衡器中存在大量的闲置抽头, 闲置抽头和工作抽头的结构完全一样; 而在活动抽头均衡器中, 闲置抽头被延迟模块替代.

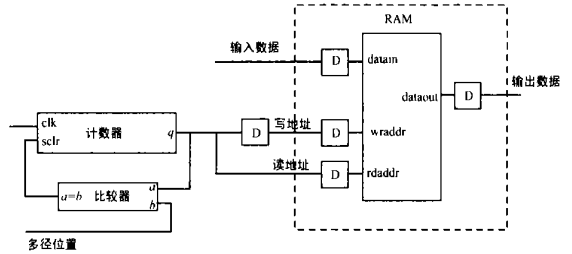


图 3 用 RAM 实现可变延迟

下面简要介绍延迟模块的实现. 由前文可知, 延迟模块必须可调. 通过调节延迟的节拍数, 使副径恰好落在活动抽头的工作范围内. 我们用 FPGA 中的 RAM 来实现可变延迟, 延迟模块的电路如图 3 所示. 图中, 多径的位置决定了计数器的模, 进而控制了延迟的节拍数 (容易推出, 延迟的节拍数等于计数器的模加 1). 这样, 活动抽头放在哪里就完全由相关估计模块估算出的多径位置决定, 并且无论数据延迟多少拍都不会增加使用的资源量.

## 5 仿真结果

在 HDTV 地面广播信道中, 存在长时延分散的多径, 尤其在单频网中出现的副径, 用传统的均衡器对付, 均衡器的长度可达数百乃至上千个抽头. 使用活动抽头均衡器后, 由于抽头时延可调, 抽头数目一下降为几十个, 而不受副径时延的限制. 使硬件资源下降, 且对付长时延副径的能力也大大提高. 为验证活动抽头均衡器对性能和资源的改善, 我们在计算机上进行了软件仿真. 仿真的结果如图 4 和图 5 所示.

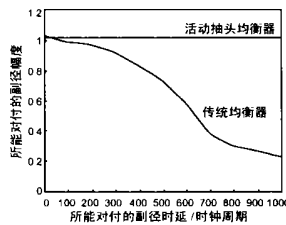


图 4 活动抽头均衡器与传统均衡器的性能比较

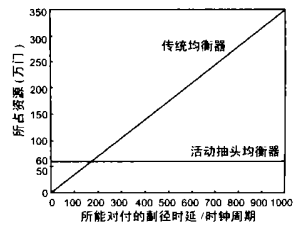


图 5 活动抽头均衡器与传统均衡器的资源比较

图 4 和图 5 分别比较了活动抽头均衡器和传统均衡器的性能与资源使用情况. 两图的横坐标均为均衡器所能对付的最大副径时延, 单位是符号时钟周期. 对于传统均衡器来说, 要对付的副径时延越大, 均衡器的抽头数就越多. 随着抽头数

的增多, 计算误差增大, 均衡器的性能(对付副径的能力) 迅速下降, 而使用的资源量则线性增加。但对活动抽头均衡器而言, 无论副径的时延有多大, 只要相应地改变活动抽头的位置, 均衡器的抽头数就可保持不变, 因而性能不会下降, 占用的资源量也不会增加(相关估计模块使用的资源量很小)。

从图中还可以看到, 信道中副径时延越大时, 活动抽头均衡器的优越性越明显。当副径时延为 300 个时钟周期时(一般信道), 传统均衡器至少需要 300 个抽头, 此时在性能上活动抽头均衡器比传统均衡器获得了 0.9dB 的增益, 在资源上活动抽头均衡器比传统均衡器节省了 40%。当副径时延为 1000 个时钟周期时(单频网), 传统均衡器需要 1000 个抽头以上, 这时活动抽头均衡器获得了 13dB 的性能增益并且节省了 83% 的资源。活动抽头均衡器的优势是显而易见的。

## 6 实际测试

笔者已按文中的设计与中国高清晰度电视(HDTV) 8 VSB 传输系统中实现了全部硬件电路。在使用多径发生器进行实际测试时, 逻辑分析仪上显示的结果表明, 系统性能与前面的软件仿真结果非常接近。这进一步说明了活动抽头均衡器的可行性与优越性。

## 7 小结

本文提出了一种全新的均衡器——活动抽头均衡器。这种均衡器利用相关估计算法, 估算出所有多径的位置和幅度, 删除了大量的无用抽头, 有效地放置了工作抽头, 从而从本质上克服了传统均衡器的固有缺陷, 在提高性能和降低资源两方面都获得了重大突破, 特别适用于信道情况较恶劣的高速数字通信系统。

### 参考文献:

- [ 1 ] Bernald Widrow, Samuel D Steams. Adaptive Signal Processing [M]. Prentice Hall, 1985.

- [ 2 ] K Fukawa, H Suzuki. Recursive least squares adaptive algorithm maximum likelihood sequence estimation: RLS MLSE An application of maximum likelihood estimation theory to mobile radio [J]. Trans IEICE B, 1993, J76 B II(4): 202- 213.
- [ 3 ] S Denno, Y Saio. Fast channel impulse response estimation scheme for adaptive MLSE (maximum likelihood sequence estimation) equalizer- Proposal of VLMS (variable gain least mean squares) algorithm [J]. Trans IEICE B, 1995, J78 B II(4): 221- 230.
- [ 4 ] Xiao Yu Hu, Xiao Hu Yu. Hybrid Kalman LMS decision feedback equalization strategy for terrestrial HDTV channels [A]. Global Telecommunications Conference, 1998. GLOBECOM 1998. The Bridge to Global Integration [C]. IEEE, 6: 3497- 3502.
- [ 5 ] D A George, R R Brown, J R Storey. An adaptive decision feedback equalizer [J]. IEEE Trans Commun. Technol. Technol, 1971, COM 19: 281- 293.
- [ 6 ] S U H Qureshi. Adaptive equalization [A]. Proc. IEEE Sept. 1985, 73 (9): 1349- 1387.
- [ 7 ] S W Golomb. Shift Register Sequences [M]. Holder Day, 1967.

### 作者简介:



董 斌 男, 1977 年 10 月出生于河南郑州, 现为浙江大学信息与电子工程学系博士研究生, 并在国家高清晰度电视总体组从事研究工作, 主要研究方向为数字无线传输, 随机信号处理, 自适应滤波技术。



王 匡 男, 1968 年 9 月出生于浙江嘉兴, 教授, 博士生导师, 浙江大学信息与通信工程研究所副所长, 国家高清晰度电视总体组信道部分负责人, 主要研究方向为纠错编码, 数字调制与解调, 数字电视的传输等。