

复自适应均衡器的研究及实现*

阳小明** 邱 琪

(电子科技大学宽带光纤传输与通信系统技术国家重点实验室 成都 610054)

【摘要】通过对HFC广播有线电视信道中的16QAM信号的研究,分析了噪声及信道特性对QAM信号的影响,提出了用自适应均衡器来提高QAM信号的传输质量,并用复杂可编程逻辑器件(CPLD)实现该均衡器。采用CPLD技术可大大增加均衡器的可靠性、灵活性,同时也缩短了设计周期。该均衡器可运用于实际的有线通信系统,从而为复信号的均衡提供了一个技术方案。

关键词 最小均方算法; 自适应均衡; 正交振幅调制; 复杂可编程逻辑器件

中图分类号 TN911

QAM调制信号因其频谱利用率高和较强的抗误码能力,被广泛地应用于有线传输系统中。但用QAM信号在同一频段上传输两路数字信号的前提是必须保证其正交性不被破坏,即要求信道传输函数具有对称性^[1]。实际上信道函数是不断变化的并不具有严格对称性,因此接收端解调后的基带信号会产生码间串扰和I、Q两支路的互扰。另外,信道中存在各种噪声,如果不对其进行处理也会使误码率增加。要消除不理想信道和噪声对QAM信号的影响,必须在接收端加一均衡器^[1]。

1 复自适应均衡器的应用背景

QAM信号一般表示为

$$S_{\text{QAM}}(t) = x_k \cos \omega_c t + y_k \sin \omega_c t \quad (1)$$

设理想情况下,在接收端QAM解调器处两个相互正交的载波信号与QAM信号相乘得I、Q支路为

$$\begin{aligned} [x_k \cos(\omega_c t + f) + y_k \sin(\omega_c t + f)] \cos(\omega_c t + f) = \\ \frac{1}{2} x_k + \frac{1}{2} x_k \cos 2(\omega_c t + f) + \frac{1}{2} y_k \sin 2(\omega_c t + f) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} [x_k \cos(\omega_c t + f) + y_k \sin(\omega_c t + f)] \sin(\omega_c t + f) = \\ \frac{1}{2} y_k - \frac{1}{2} y_k \cos 2(\omega_c t + f) + \frac{1}{2} x_k \sin 2(\omega_c t + f) \end{aligned} \quad (3)$$

再经过低通滤波器滤除高频信号就恢复出I、Q两支路的基带信号为 $\frac{1}{2}x_k$ 和 $\frac{1}{2}y_k$ 。

设实际信道的的影响载波恢复后有 Δf 的相位误差,经相干解调后得

$$\frac{1}{2} x_k \cos \Delta f + \frac{1}{2} y_k \sin \Delta f \quad (4)$$

$$\frac{1}{2} x_k \sin \Delta f + \frac{1}{2} y_k \cos \Delta f \quad (5)$$

当 Δf 在 $0 \sim \frac{1}{2}\pi$ 变化时,相位误差越大,I、Q两支路互扰越严重。在实际HFC系统中允许的相位误差应小于 10^{-4} rad。这只是载波恢复相位误差引起的I、Q互扰,如果考虑到信道特性函数不满足波形传输不失真条件而引起的码间串扰,QAM信号的误码率还会进一步增加。除了上述两种因素外,噪声对QAM信号的影响也不能忽视,噪声与信号叠加后引起基带信号电平波动,从而使判决正确率下降。图1为正方形16 QAM信号在理想信道下和白色高斯噪声信道情况下的星座图及基

2001年1月16日收稿

* 国家863高科技项目

** 男 29岁 硕士

带信号眼图。从图1可看出，在无噪声的情况下信号眼图张开最大，星座图各信号向量点等间距排列。而在有噪声干扰的情况下，信号眼图开始闭合，表明基带脉冲信号受到噪声干扰其电平在一定范围内变化。噪声越严重，信号眼图张开度越小，基带脉冲信号电平变化越大越不利于判决。从16 QAM的星座图也可看出，由于噪声的影响，各向量点分布开始分散并有混叠在一起的趋势。

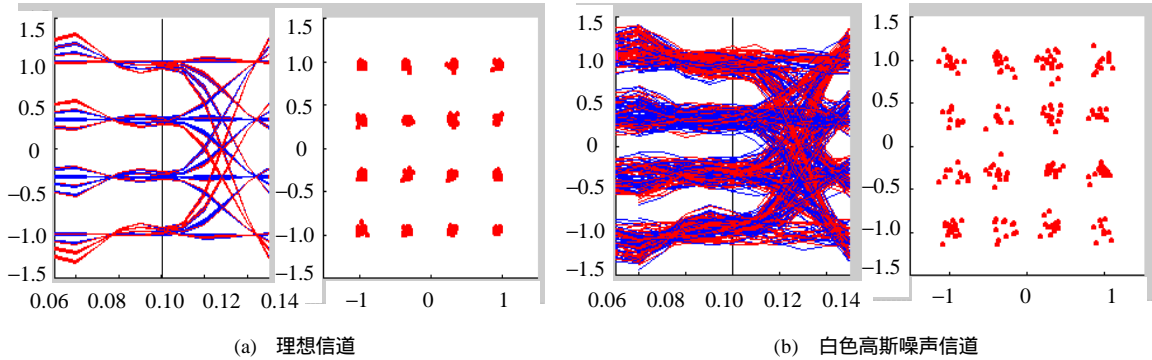


图1 理想信道和白色高斯信道下的16 QAM信号星座图及解调后的基带眼图

提高QAM信号传输质量的措施是将编码和均衡技术相结合。对于CATV电缆传输系统，主要采用差分编码和里德-所罗门编码，均衡则采用自适应或盲均衡技术。盲均衡是均衡技术发展的新方向，与自适应均衡相比具有时事性强、收敛条件低的优点，可用于多点通信、信道畸变大的场合^[2, 3]，但缺点是收敛速度慢，收敛后剩余误差大，技术实现上也比自适应均衡器难度大。CATV有线信道主要用来传输电视节目，属于单向传输、信道特性变化不快，采用自适应均衡器既能达到理想的效果且实现起来又比较容易，因此采用自适应均衡器消除16 QAM两支路的互扰、码间串扰及噪声影响。

2 最小均方自适应算法——LMS

自适应均衡器结构原理如图2所示。设均衡器的抽头数为 $2N+1$ 、第 n 个抽头系数为 C_n ($-N \leq n \leq N$)，输入均衡器的信号序列为 y_k ，输出序列为 Z_k ，则 $Z_k = \sum_{n=-N}^N y_{k-n} C_n$ 。把经判决后的信号序列 \hat{Z}_k 估计为真实信号序列，误差可表示为： $e_k = Z_k - \hat{Z}_k$ 。最小均方算法是把均方误差 $V = E\{e_k^2\}$ 作为评价函数， $E\{\cdot\}$ 表示统计平均。对于任意时该的 k ，总希望 V 越小越好^[4]，故给出了调整抽头系数的方向。对 V 求偏导得 C_n 对应梯度分量为

$$\frac{\partial V}{\partial C_n} = E\{e^2\} = 2E\{e_k y_{k-n}\} \tag{6}$$

要得到最佳抽头系数就必须按各抽头系数对应的梯度分量的反方向调整，调整量的大小与梯度分量幅度成正比。抽头系数的迭代式可写为^[1]

$$C_n^{(j+1)} = C_n^{(j)} - I \sum_{k=1}^L e_k y_{k-n} \tag{7}$$

式中 $C_n^{(j+1)}$ 为第 $j+1$ 次调整的抽头系数； $C_n^{(j)}$ 为第 j 次调整的抽头数； I 为能使均衡器收敛的一足够小的正数被称为步长因子。 I 取值较大时收敛速度较快，但收敛精度小。一般对于可收敛慢时变信道的 I 选取可按下面的经验法则计算

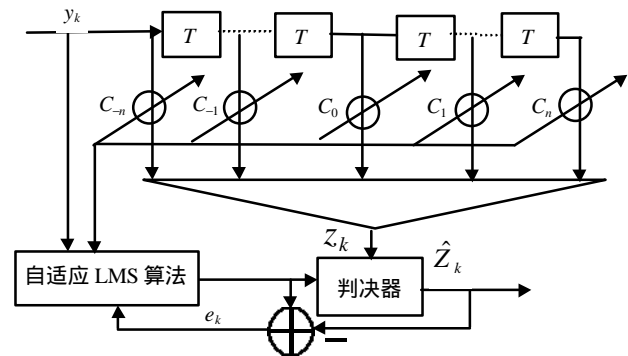


图2 自适应均衡器

$$I = \frac{1}{5(2N+1)P_R} \quad (8)$$

式中 P_R 为接收端处信号加性噪声功率。若式(7)用于数字均衡器, 则在一个码元周期内对 $e_k y_{k-n}$ 求平均可将其简化为

$$C_n^{(j+1)} = C_n^{(j)} - I e_k y_{k-n} \quad (9)$$

对于QAM解调后的二维基带信号的情况, 只需将上式各量用复数表示。其中实部表示I支路、虚部表示Q支路, 故设 $C_n = C_{nR} + iC_{nI}$, $x_k = x_{kR} + ix_{kI}$, $Z_k = Z_{kR} + iZ_{kI}$, 则有

$$Z_{kR} = \sum_{n=-N}^N [C_{nR} y_{k-n,R} - C_{nI} y_{k-n,I}] \quad (10)$$

$$Z_{kI} = \sum_{n=-N}^N [C_{nR} y_{k-n,I} + C_{nI} y_{k-n,R}] \quad (11)$$

$$C_{nR}^{(j+1)} = C_{nR}^{(j)} + I (e_{kR} y_{k-n,R} - e_{kI} y_{k-n,I}) \quad (12)$$

$$C_{nI}^{(j+1)} = C_{nI}^{(j)} + I (e_{kR} y_{k-n,I} + e_{kI} y_{k-n,R}) \quad (13)$$

3 复自适应均衡器的实现

3.1 复自适应均衡器的参数确定和功能模块划分^[3,5]

从成本和性能上综合考虑, 数字均衡器比模拟均衡器有一定优势, 因此采用数字方式设计该均衡器。数字均衡器的误差主要来源于下面几个方面:

- 1) A/D转换器将输入模拟信号变为一组离散电平时产生的量化误差;
- 2) 用有限位二进制数表示数字信号处理系统的参数时引起的不精确性而产生的量化误差;
- 3) 按运算要求进行尾数处理, 以及为防止溢出而压缩信号电平所产生的积累误差;
- 4) 溢出振荡引起的误差;
- 5) 均衡器有限抽头数, 不能完全达到所需函数特性的要求。

选用足够长的字长和更多的抽头数可以使均衡器的误差减小, 但会增加系统的复杂性和成本。故应在不影响均衡器的性能前提下, 确定一组合理的系统参数。通过计算得到系统参数为: A/D器件转换数据宽度为14位, 输入信号序列精度为11位, 抽头数为9(由于是复均衡器故共有18个抽头), 抽头系数宽度为16位, 精度为15位, 主抽头宽度为17位, 精度为15。二进制运算采用补码, 尾数处理为截尾处理。

均衡器主体由可调横向滤波器和控制运算单元组成。滤波器实现复信号滤波, 控制运算单元实现抽头增益调整, 并完成系统各种操作。为便于设计实现均衡器功能的模块划分, 将整个均衡器分为PART I复滤波器模块、PART II误差控制函数模块和PART III抽头系数调整模块三个部分。如图3所示, 每一模块都有自己的控制器产生模块所需要的各种控制信号, 各模块间由同一时钟协同工作。这样划分大大增加了系统的灵活性。例如, 要改变算法只需改动误差控制函数模块, 而其他模块不用改动^[3,5]。

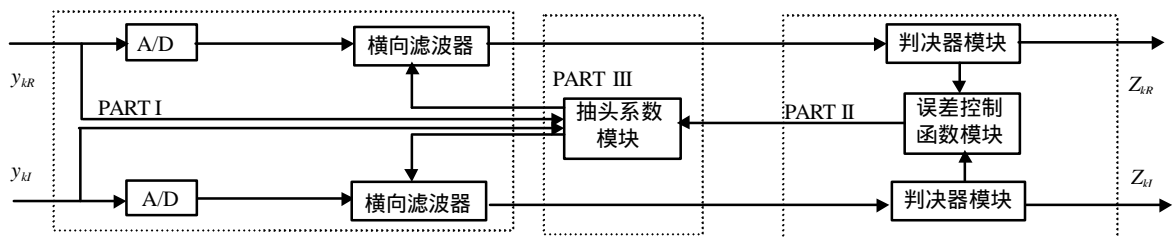


图3 复自适应均衡器的功能模块划分

3.2 具体项目实施

模块设计从底层到高层进行。数字均衡器除A/D(数模)转换外,其余部分用Altera公司的CPLD(可编程复杂逻辑器件)来实现。Altera公司的CPLD具有价格合理、开发周期短、设计灵活、可在线编程等优点, Flex10k系列芯片很适合时序逻辑电路的设计。器件编程用的开发工具为MAX+PLUSII,源程序全部采用文本方式编写,硬件描述语言为AHDL。

3.2.1 复滤波器的实现

复滤波器模块主要完成输入复信号序列与抽头系数的卷积运算。实现这一运算可充分利用Flex器件的查找表结构^[5]。复滤波器模块由两个横向滤波器组成,共有18个抽头,如果采用全局并行方案,则占用资源过大而串行方案又大大降低了速度,所以从系统复杂性和性能来考虑,采用局部串行、全局并行的方案比较合理。将每个横向滤波器的抽头数分为三组,主抽头为一组,左右两边抽头数各为一组。这样,两个横向滤波器用到的RAM容量大大减小,从而可以用较少的芯片来实现设计。复滤波器模块如图4所示,由A/D转换、时延环节、并串转换、抽头系数模块、累加和组成。A/D器件完成数模转换后,向延时环节发出一个低电平信号,时延环节收到此信号开始接收数据并产生时延。在对RAM寻址读取抽头系数时,先要由并/串转换模块把 y_k 并行数据转换成串行数据,这部分由并串转换模块完成。根据生成的地址,从抽头系数模块中读取数据后,再经移位、累加和相加就完成了卷积运算得到了输出序列 Z_k 。

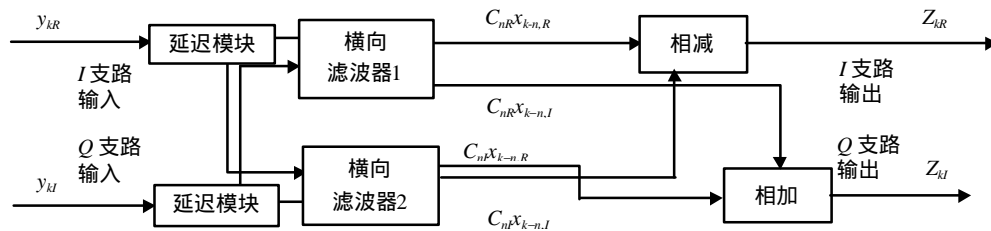


图4 复滤波器模块

3.2.2 误差控制函数模块

该模块的功能是对从复滤波器输出序列 Z_k (即 Z_{kR} 、 Z_{kI})进行判决,从而得到四电平的离散数字信号 \hat{Z}_k 。并利用 Z_k 、 \hat{Z}_k 计算出误差 e_k ,同时将 e_k 和 I 相乘,计算后的结果送往抽头系数调整模块。抽头系数调整量的计算由抽头系数调整模块完成,本模块只负责 Iq_k 的计算。误差控制函数模块结构如图5所示,它由判决器和乘法器组成。判决器是组合电路,用真值表就可以实现其功能,而乘法器可用强函数或查找表结构完成。另外误差控制函数模块还要产生规格化信号,该信号被送往抽头系数调整模块用于计算调整量 a 。

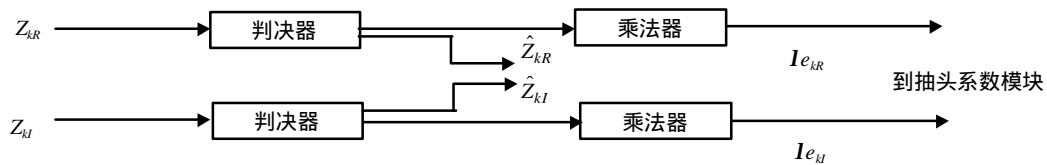


图5 误差控制函数模块

3.2.3 抽头系数调整模块

抽头调整系数模块利用误差控制函数模块计算的 Ie_k 和经A/D转换后的输入信号序列 y_k ,计算出抽头系数的调整量,并利用时钟计数器和触发器产生写入RAM地址和读写控制信号。调整量的计算如图6所示,输入序列经并/串转换后与 Ie_k 相与再经累加,并与规格化信号相与得到调整量 a 。

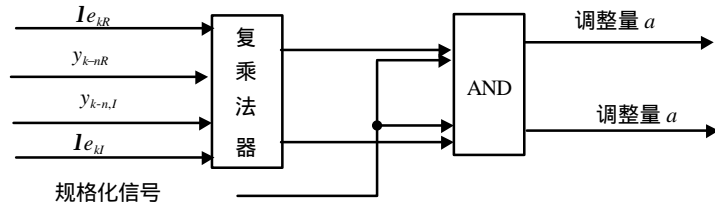


图6 调整量 a 的计算

相应抽头系数的调整还需RAM地址和读写控制信号。对于复滤波器中的每一个横向滤波器来说，它的抽头系数被分为三组，主抽头系数为一组，因而写地址为1，也不需规格化信号；主抽头两边的副抽头各为一组，每组抽头数为4，因此这两组抽头系数的读写RAM地址和控制信号完全一样。设抽头系数为 h_1 、 h_2 、 h_3 、 h_4 ，调整量为 a_1 、 a_2 、 a_3 、 a_4 ，模块一部分计算调整量而另一部分调整抽头系数，两者相差一个读写时序(例如模块对 h_2 进行调整时，同时计算 a_3)。表1给出了对RAM的调整结果。调整过程需要调整量、写地址、规格化信号、读写控制信号的参与。调整过程如图7所示，每一次调整周期由16个读周期和16个写周期组成，经过四次调整周期后系数与表1相符了。以RAM地址为0101(十进制为5)为例，第一次调整周期写入数据为零($and_x=gnd$)，第二次为 a_2 ($and_x=vcc$)，第三次为零($and_x=gnd$)，第四次为 a_4 ($and_x=vcc$)，这样调整后的系数为 $h_2+h_4+a_2+a_4$ 和表1调整结果完全相符。

表1 抽头系数调整结果

RAM地址	RAM内抽头系数	调整后的RAM内抽头系数
0000	0	0
0001	h_4	h_4+a_4
0010	h_3	h_3+a_3
0011	h_3+h_4	$h_3+h_4+a_3+a_4$
0100	h_2	h_2+a_2
0101	h_2+h_4	$h_2+h_4+a_2+a_4$
0110	h_2+h_3	$h_2+h_3+a_2+a_3$
0111	$h_2+h_3+h_4$	$h_2+h_3+h_4+a_2+a_3+a_4$
1000	h_1	h_1+a_1
.....

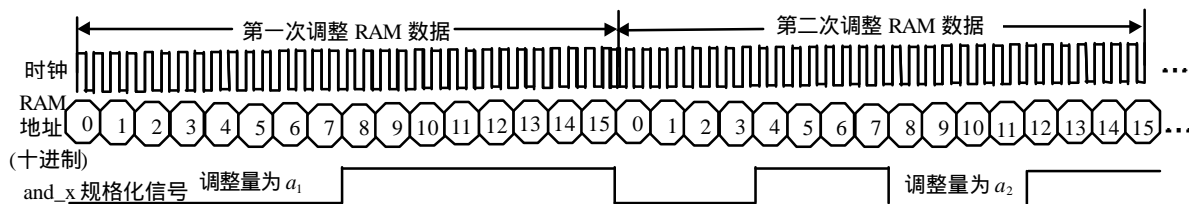


图7 抽头系数调整过程时序图

3.3 实验结果

经测试，本文介绍的自适应均衡器最高工作频率可达9.3 MHz，完全符合对CATV传输的16 QAM信号均衡速度的要求。收敛性与信道特性函数、步长因子、信噪比有关。当步长因子 l 为 10^{-5} 、信噪比 S/N 为35 dB、信道特性函数为CATV电缆信道函数时，在迭代约500次后达到收敛，收敛后误码率接近 10^{-10} 。

4 结束语

从实验结果来看, 采用自适应LMS算法和可编程逻辑器件实现的均衡器具有收敛速度快、收敛后剩余误差小、设计灵活、成本低等优点, 适合于对CATV信道中的QAM信号的均衡。需要说明的是由于运用了模块的分离控制设计, 该均衡器可通过改变算法使其成为其他均衡器, 可用于相应场合。

参 考 文 献

- 1 郭梯云, 刘增基, 汪永明, 等. 数据传输. 北京: 人民邮电出版社, 1998
- 2 徐金标, 杜利民, 王育民. 一种适于多电平MQAM调制的变步长判决引导的盲均衡算法. 通信学报, 1998, 19(11): 30~34
- 3 Li Wen, Fang Wei, Zhu Weile. Design and FPGA implementation of real-time de-multiplex of MPEG 2 of DVD. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2000, 29(2):118~121[黎文, 方伟, 朱维乐. 用于DVD的MPEG2实时解复用器的FPGA设计与实现. 电子科技大学学报, 2000, 29(2): 118~121]
- 4 Liu Xiaofeng, Liu Hao. LMS adaptive filter algorithm with transient step. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 1996, 25(6):579~582[刘晓峰, 文皓. 一种瞬变步长LMS自适应滤波算法. 电子科技大学学报, 1996, 25(6):579~582]
- 5 赵雅兴. FPGA原理、设计与应用. 天津: 天津大学出版社, 1999

Study and Realization of Complex Adaptive Equalizer

Yang Xiaoming Qiu Qi

(National Key Lab of Optical Fiber Transmission and Communication Networks, UEST of China Chendu 610054)

Abstract In this paper, a 16QAM in BC of HFC is studied, and the effects of noise and channel characteristic on QAM are analyzed. A scheme of improving the quality of QAM by adopting adaptive equalizer is put forward, which is fulfilled with CPLD devices. The technology can improve the credibility of the equalizer and reduce the period of design. At present, the datum about the technology of the equalization of complex signal is very less, while the complex of equalizer can be apply to the system of communication. So it is a feasible technology method.

Key words least mean squares; adaptive equalization; quadrature amplitude modulation; comple programmable logic device