

·信号与信息处理·

基于FPGA的模糊自适应LS信道估计算法的实现

王彦, 沈攀, 王超

(南华大学电气工程学院, 湖南 衡阳 421001)

摘要:针对GO-MC-CDMA系统非多径时延引起的模型失配偏差,提出一种改进的LS信道估计技术,能够有效地解决因忽略噪声所带来的模型失配误差,并通过自适应调节而有效地补偿模型失配误差,进一步提高其对抗噪声影响的能力。在FPGA上予以实现,并给出各部分结构框图。

关键词:群正交分组多载波码分多址;LS信道估计;自适应;FPGA

中图分类号:TN914.1

文献标识码:A

文章编号:1673-1255(2013)-05-0054-07

Implementation of Ambiguity Adaptive LS Channel Estimation Algorithm Based on FPGA

WANG Yan, SHEN Pan, WANG Chao

(College of Electrical Engineering, Nanhua University, Hengyang 421001, China)

Abstract: According to the model mismatch error caused by non-multipath time delay in GO-MC-CDMA system, an improved LS channel estimation technology is introduced. The problem of model mismatch error from ignoring noise is solved effectively. And the error can be compensated by adaptive regulation effectively. So the anti-noise ability is enhanced. The improved LS channel algorithm is realized in field programmable gate array (FPGA) and the structure block diagrams are presented.

Key words: GO-MC-CDMA; LS channel estimation; adaptive; field programmable gate array (FPGA)

群正交分组多载波码分多址系统(GO-MC-CDMA)^[1]是将正交载波分成若干组,并把用户分散到各个小组,用户只利用所在组的载波来调制的一种系统。每个组都被看作是一个独立的MC-CDMA系统。适当选取组数与组的大小,在每组中分别进行多用户检测是切实可行的。非正交载波会导致MUI(multi-user interference)和ISI(inter-symbol interference),虽然GO-MC-CDMA本身有对抗多径衰落的机制,完全消除ISI是现实情况影响所不能达到的。

为提高系统的性能,防止ISI,就必须确保信号的正交性。通常有三种方法能够抵抗ISI:一是信道编码,二是数据交织,三是信道估计。信道估计能为最

大比合并、空时码解码、多用户检测算法等技术提供必要的信道信息,尤其是GO-MC-CDMA这类的无线数据分组通信中,信道估计作为一项至关重要的技术来获得各用户所经历的不同子信道的信息。

信道估计器的好坏决定整个GO-MC-CDMA系统性能的优劣,基于导频或导频序列等已知辅佐信号的信道估计算法是目前研究和应用的热点^[2-3]。其中包括基于块状导频的最小均方误差(MMSE)和最小平方(LS)信道估计等典型算法。从最小平方意义上得到的LS信道估计器算法简单、易于实现。但因其没有考虑噪声的影响,对非整数多径时延十分敏感易产生地板效应。文献[4]提出的最小平方估计

收稿日期:2013-06-16

基金项目:国家自然科学基金资助项目(60775047);湖南省科技厅计划项目(2011GK3187)

作者简介:王彦(1971-),男,湖南衡阳人,博士、硕士研究生导师、南华大学副教授,主要研究方向为智能信息处理技术、智能控制;沈攀(1989-),男,山东泰安人,南华大学硕士研究生,主要研究方向为信号与信息处理;王超(1984-),男,南华大学助教,主要研究方向为移动通信,软件无线电。

算法,虽然有效解决了噪声对整数多径时延系统中LS估计值影响,但是在非整数多径时延系统中,它们的性能均受到地板效应影响而恶化。

文献[5]提出了一种结构简单的改进信道估计算法,它能有效补偿GO-MC-CDMA系统因非整数多径时延引起的模型失配误差。其基本思想是通过选取部分LS信道估计初值进行FFT插值来重构信道频域响应;同时研究了如何自动选取最佳初值数目来实现最大限度降低噪声影响和有效的模型补偿,并用模糊PID算法予以实现。现场可编程逻辑门阵列(FPGA)是专用集成电路(ASIC)领域中的一种半定制电路,具有集成度高,功耗低的特点,可以通过编程实现不同的电路功能。文中充分利用FPGA来实现模糊自适应LS信道估计算法。采用FPGA实现模糊自适应LS信道估计算法。主要从实现LS信道估计和实现模糊自适应调整两方面入手。整个系统采用MATLAB生成源数据,VH-DL语言编程,使用QUARTUS II软件对系统进行仿真验证,给出计算机的仿真结果。

1 模糊自适应LS信道估计算法的设计

根据LS信道估计算法为

$$\hat{H}_{LS}(m) = \min \{ [r(i) - a_m(i) \hat{H}_{LS}(m)]^H [r(i) - a_m(i) \hat{H}_{LS}(m)] \} \quad (1)$$

令式(1)对估计值的偏导为零可得

$$\hat{H}_{LS}(m) = a_m(i)^{-1} r(i) \quad (2)$$

基于LS准则的信道估计算法仅需要在各载波上进行一次除法运算,计算量小、结构简单。但在LS信道估计中并未利用信道的时域与频域的相关特性,且忽略了噪声的影响。在噪声较大的情况下,将LS估计器直接作用于GO-MC-CDMA系统,估计初值存在严重的模型失配从而导致其MSE过高。

2 LS信道估计算法改进及自适应调节初值

传统LS信道估计算法^[6]忽略了信道的时频相关性和噪声对其估计性能的影响,因此当系统信道的噪声影响较大时,LS信道估计算法得到的信道特性会产生严重的模型失配误差,必然会导致信道估计的均方误差偏高,进一步影响到整个GO-MC-CDMA

基带系统的通信性能。

为解决直接将LS信道估计算法应用在GO-MC-CDMA系统因非整数多径时延导致的模型失配缺陷而影响估计性能的不足,文献[7]首先讨论了改进的LS信道估计算法,一些低功率的估计初值有可能完全被噪声淹没。因此在对信道估计值进行FFT内插算法时,可以从中选取 L 个最大LS估计初值进行内插,剩余的用零替换。然后提出自适应算法使得改进后的LS信道估计能更有效地补偿模型失配误差,进一步提高其对抗噪声影响的能力。改进后的结构如图1所示。图1给出了整个算法实现框图,主要由除法电路构成的LS信道估计部分;包含模糊化、规则库、模糊控制和解模糊电路的 L 模糊自适应调整部分;包含排序电路的初值选取部分,并能根据模糊自适应的调整输出选择 L 个较大的估计初值。各部分均采用FPGA予以实现。

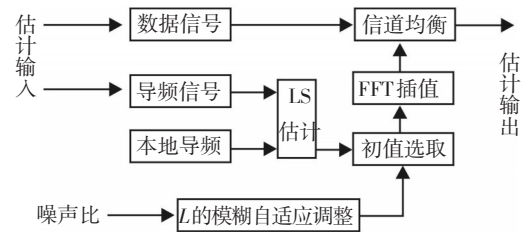


图1 模糊自适应LS信道估计算法实现框图

3 基于FPGA的模糊自适应LS信道估计算法

算法实现框图如图1所示。数据信号、导频信号、本地导频、LS估计和信道均衡模块构成了基本LS信道估计器, L 的模糊自适应调整、初值选取和FFT插值模块实现了估计器的模糊自适应功能。采用FPGA实现模糊自适应LS信道估计算法主要从实现LS信道估计和实现模糊自适应调整两方面入手。

3.1 LS信道估计算法的FPGA实现

信道估计对接收端数据进行相应处理,以消除信道对传输数据的影响。将待处理的接收数据称作模糊自适应LS信道估计器的源数据。输出端数据和接收端数据的产生均符合GO-MC-CDMA基带处理的过程,如图2所示。采用MATLAB仿真来产生模糊自适应LS信道估计器接收数据,即估计器源数据。MATLAB仿真过程符合GO-MC-CDMA收发端的数

据处理流程,将接收数据做FFT处理后存入ROM,作为源数据使用。该ROM可随时读写,因此源数据可随时供后续电路处理。采用该方法生成源数据的好处在于避免了复杂的发送端操作,简化了研究过程。对源数据信号进行LS信道估计需要获得其本地导频

[8],本地导频信号由图1中的本地导频模块产生。根据MATLAB模拟的发送端流程,其导频数据采用生成多项式为 $G(x)=x^{11}+x^2+1$ 的PN码组,根据 $G(x)$ 可得该PN码组的发生反馈逻辑,如图3所示。

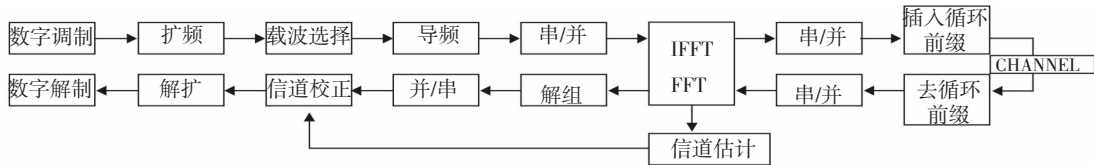


图2 GO-MC-CDMA基带处理结构图

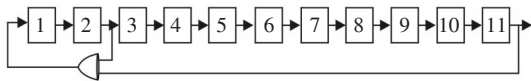


图3 PN序列反馈逻辑

根据发生结构框图的反馈逻辑,在可编程逻辑器件中设计相应的PN码产生模块和时序仿真结果如图4、图5所示。图4中reset为电路的异步复位信号,clk为时钟信号,PN_enable为PN序列生成的使能信号,只有为高时才产生PN序列,PN_seg为生成的PN序列输出。本部分的PN码产生模块电路具有灵活的配置端口,可以根据具体需要更改初始状态以生成不同的PN序列。PN_first为PN序列的初始值,可以在程序中设定初始值,PN_length用来限制生成的PN序列的长度,可以设定需要产生的序列长度。

数据源存取电路如图6所示,其中rom中的插入导频后的有效数据,pnchange是插入的导频经过GO-MC-CDMA系统的处理过后从源数据中提取出来的导频数据,rom1则是插入数据中的导频数据,导

频数据的产生是由上边的PN序列产生,然后根据梳状导频和分散导频的方式插入到载波中,必须按照满足乃奎斯特(Nyquist)抽样定理的时间间隔插入导频。为了不失真的还原频域信号,对应的时域扩展信号应不发生混叠失真,这就要求需要的时域扩展周期 $1/N_f \Delta F_c$ 应大于最大时延扩展 τ_{max} ,即可以得到

$$N_f \leq \frac{1}{\tau_{max} \Delta F_c} \quad (3)$$

式(3)中, N_f 为插入导频符号在频率方向的最小间隔(以子载波间隔 $\Delta F_c = 1/T_u$ 为单位归一化), τ_{max} 为最大时延扩展。取 $\tau_{max} = 7 \mu s$,系统的子载波间隔 $\Delta f_0 = 12 \text{ kHz}$ 代入式(3)中可以得到 $N_f \leq 11.904$,因此导频间隔只能取 $N_f = 11$,分散导频的插入位置每2个OFDM符号重复一次,且在同一个符号内的插入间距也为11^[9]。图7是数据源产生电路的仿真结果。可以看出,插入的导频信号dout1和经过变换后提取出来的导频信号dout2基本一致,说明加入的噪声影响不是很大,系统性能效果好。

图1中的LS估计模块完成信道响应的估计和求估计值能量,模块主要包括除法操作、求和及求平方操作。根据导频信号和本地导频进行除法操作分别获得估计值的实部和虚部,实部和虚部经过求平方电路后送入加法电路,获得估计值的能量值,然后电路通过L个最佳估计初值做FFT插值算法,重建完整的信道响应。然后通过信道均衡得到估计输出,L调

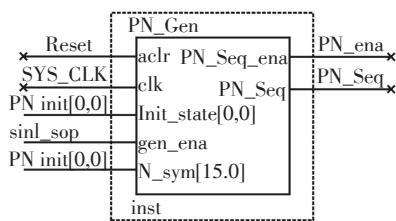


图4 PN序列生成模块

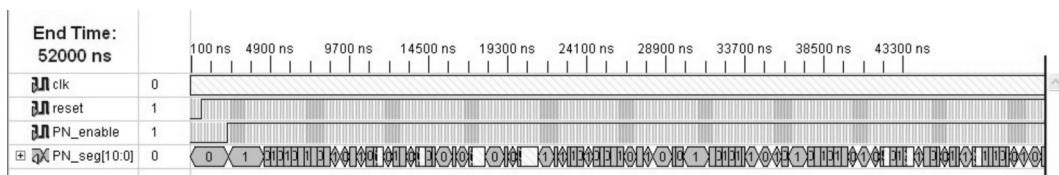


图5 PN序列生成模块时序仿真

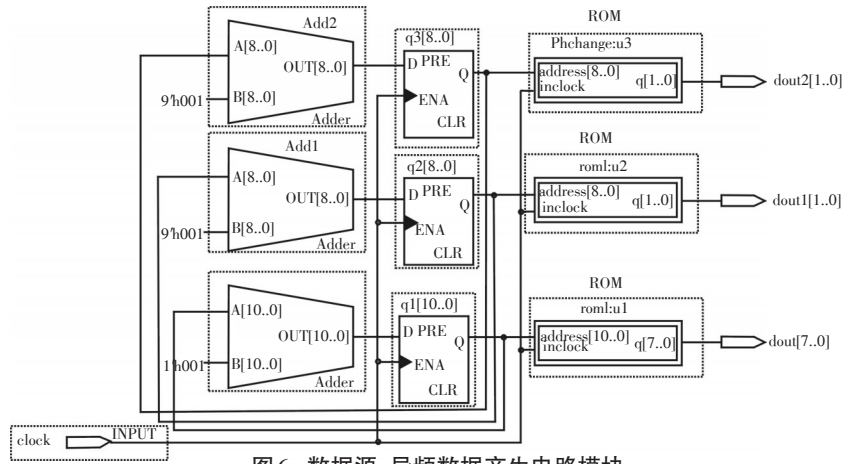


图6 数据源、导频数据产生电路模块

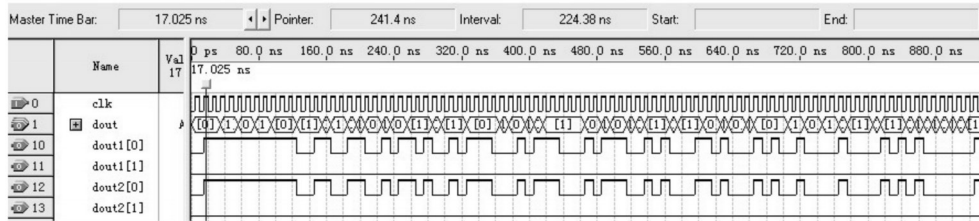


图7 数据源产生电路波形仿真结果

整规则是 $L(k) = L(k-1) + \Delta L$,其中 ΔL 通过自适应调整模块得到。其中信道估计、求能量以及选取最大的 L 个值的模块如图8所示。

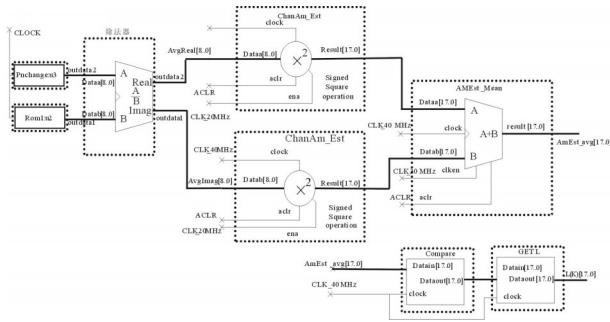


图8 信道估计求能量电路以及 L 初值选取

FFT插值算法首先采用FFT变换将含有导频信号的子载波信道响应变换到“变换域”中,然后完成补零操作,最后将修改后的响应进行 N 点IFFT变换^[10]。具体计算如下

$$G_P(n) = \sum_{k=0}^{N_P-1} H_p(k) e^{-j2\pi kn/N_P}, n=0, 1, \dots, N_P-1 \quad (4)$$

完成补零操作

$$\hat{G}_N(n) = \begin{cases} \hat{G}_P(n) & 0 \leq n \leq N_P/2 \\ 0 & N_P/2 < n \leq N - [(N_P/2) + 1] \\ \hat{G}_P(n - N + N_P) & N - [(N_P/2) + 1] < n \leq N - 1 \end{cases} \quad (5)$$

当导频总数是偶数时候,要修改 $\hat{G}_N(n)$ 的边缘值 $\hat{G}_N(N_P/2) = \hat{G}_N(N_P/2)/2$

$$\hat{G}_N(N - N_P/2) = \hat{G}_N(N_P/2) \quad (6)$$

将修改后的 $\hat{G}_N(n)$ 进行IFFT变换

$$\hat{H}_N(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \hat{G}_N(n) e^{j2\pi kn/N}, k=0, 1, \dots, N-1 \quad (7)$$

$$\hat{H}_N(k) = \hat{H}_N(k) \times N/N_P$$

然后通过文献[11]提到FPGA实现FFT插值的插值模块进行FFT插值得到完整的信道响应,通过信道均衡得到估计输出。信道均衡模块主要由除法器构成。FFT插值以及均衡模块如图9所示。

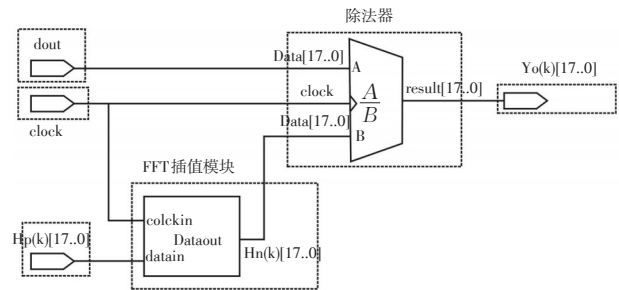


图9 FFT插值及均衡模块

3.2 模糊自适应调整的FPGA实现

根据模糊自适应LS信道估计器原理,需对LS估

计模块获得的信道响应估计初值进行选取,选取数 L 则由模糊自适应调整模块控制,为此,需实现一个以信噪比为输入、 ΔL 为输出的模糊控制器。采用 FPGA 设计模糊控制器^[12],设计框图如图 10 所示。

系统由误差产生模块、量化模块、模糊查找表模块和乘加模块四个模块组成。误差(设定值和反馈

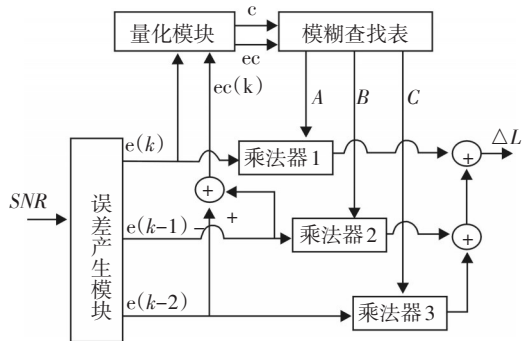


图 10 基于FPGA的模糊自适应控制电路架构

值的差值)和误差变化率的精确值由误差产生模块生成;误差和误差变化率的精确值通过量化模块量化成为模糊值,并把它作为模糊查找表的输入,经模糊查找表输出 PID 参数的值,经线性组合后,最后通过乘加运算输出控制量值。

L 的模糊自适应输入是信噪比 SNR ,通过信噪比来算出误差以及误差变化率,误差是设定值与反馈值的差值,根据误差量可以得到误差变化率,在离散化论域中,将当前周期和上一个周期的误差量进行比较产生误差变化量即可认为是误差变化率,模块原理设计图如图 11。

误差模块产生的误差以及误差变化率,经过量化后转换成模糊值,量化过程首先是将模糊论域按基本元素的不同分为若干段,每一段对应一个论域中的基本元素。当输入精确值落入到某个论域范围段时,经过模糊量化后,对应此精确量的输出量即为此论域的基本元素值,文中基本论域范围是 $[-30,$

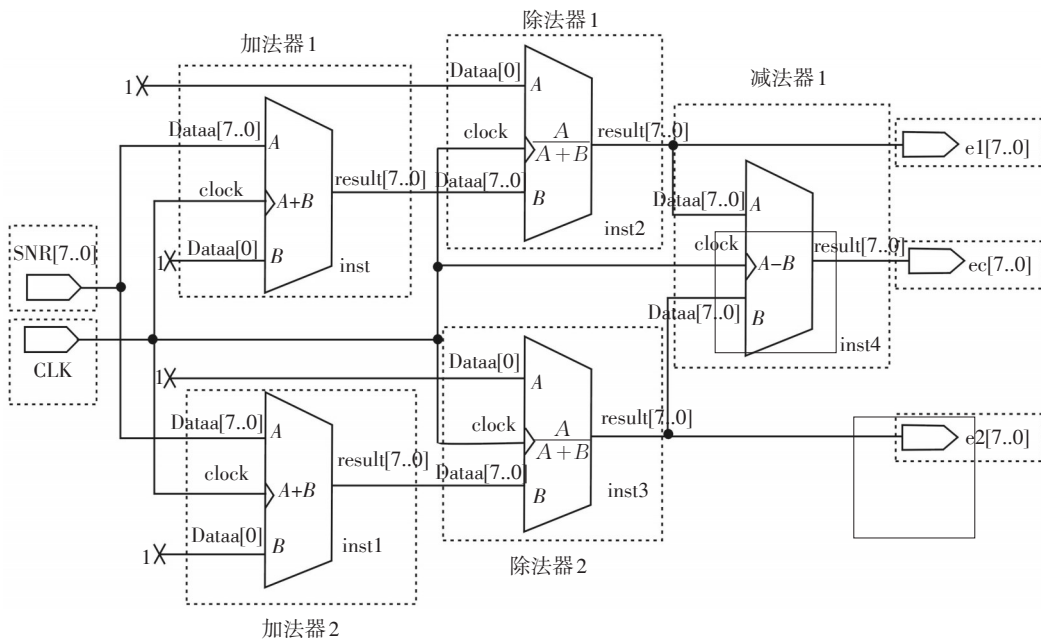


图 11 误差模块设计原理图

30],量化因子取 10,采用四舍五入的方法将基本论域分为 7 段,模糊论域取值为 $\{-3,-2,-1,0,1,2,3\}$,通过量化对应到相应的论域值然后存入量化地址 $addr1[2..0]$ 和 $addr2[2..0]$ 中,然后把 e/ec 的量化地址存入一个 $ADDR[5..0]$ 中,其中高三位为 e 的量化地址,低三位为 ec 的量化地址。地址对应如表 1 所示,量化地址生成模块如图 12 所示。

通过 MATLAB 模糊工具箱来实现模糊查找表模块并求出 k_p, k_i, k_d 的值,为进一步降低复杂度,可以设变量 A, B, C 如下

$$A = k_p + k_i + k_d \quad B = -(k_p + 2k_d) \quad C = k_d \quad (8)$$

即根据 PID 控制公式对 k_p, k_i 和 k_d 的值进行线性组合,可以制作出一个以 e, ec 为输入, A, B, C 为输出的控制表。其中低 3 位是误差变化率 ec 的量化地址,

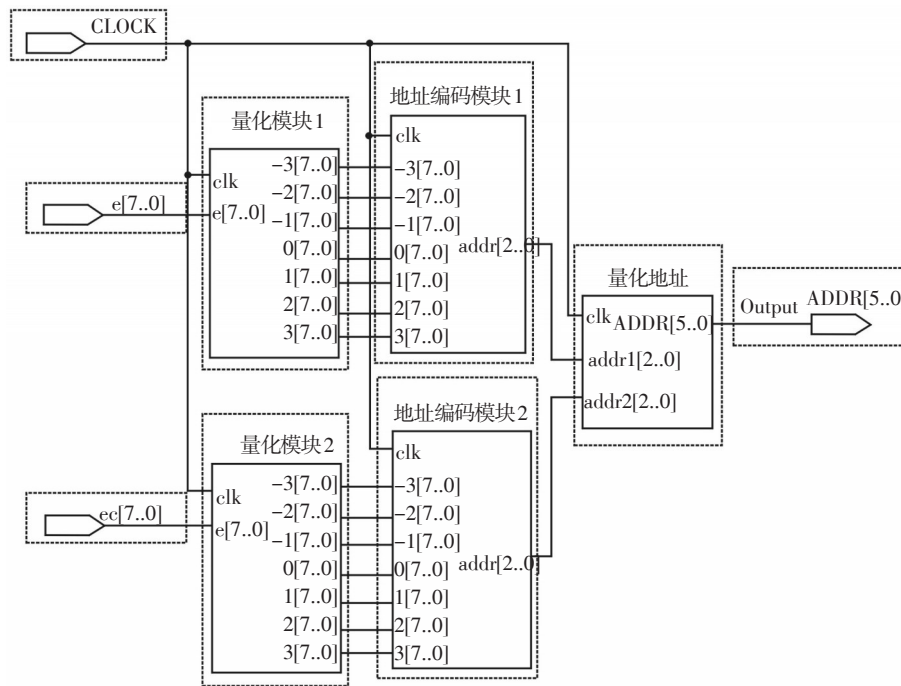


图12 量化地址模块生成图

高3位是误差e的量化地址。将A、B、C表在QuartusII里通过。mif文件分别放入3个ROM里。那么在FP-

GA上的计算可以简化如下

$$\Delta L(k) = A \times e(k) + B \times e(k-1) + C \times e(k-2) \quad (9)$$

表1 模糊量化后e/ec的量化地址

| 地址 | 000 | 001 | 010 | 011 | 100 | 101 | 110 |
|------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| e/ec | -3 | -2 | -1 | 0 | 1 | 2 | 3 |

式(9)可在FPGA中设计一个乘加模块来实现,具体框图如图13。

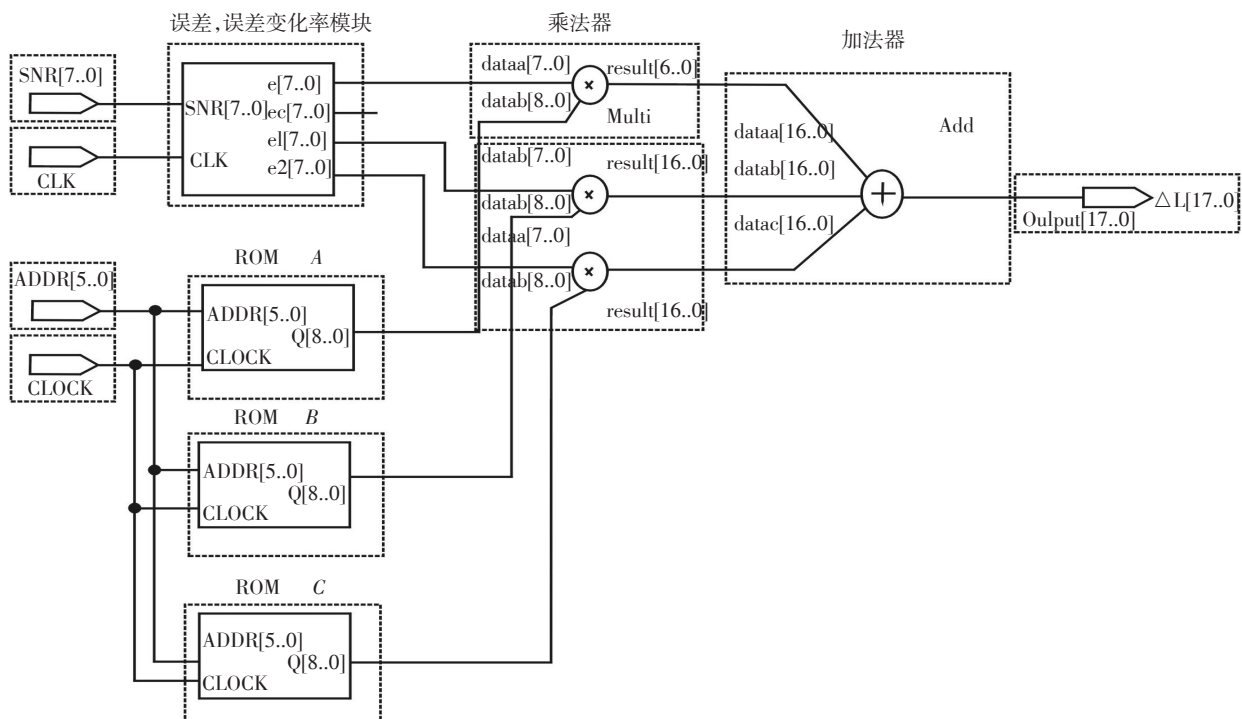


图13 乘加模块设计原理图

根据各模块相互结合起来可以得到整个系统的组成,并在 QUARTUS II 中实现,仿真结果如图 14 所示。

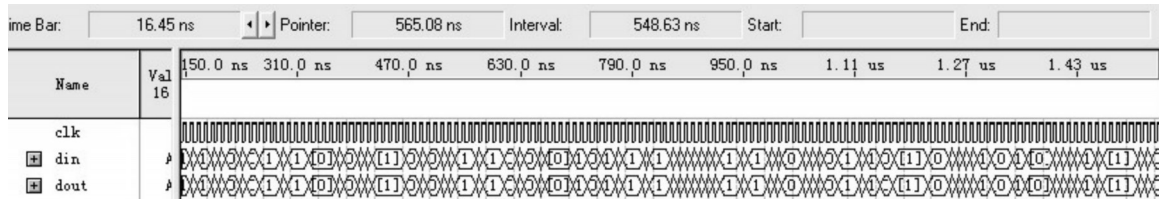


图 14 仿真结果

通过对设计输入的数据和均衡后的数据的比较,容易发现对于加入高斯白噪声后的信号进行均衡的效果明显,基本消除了噪声的影响,并且错误率比较低,达到了信道均衡的目的。

4 结 论

通过对 GO-MC-CDMA 系统中传统 LS 信道估计的改进,通过 MATLAB 产生源数据,在 QUARTUS II 中采用 VHDL 进行编程,并用 FPGA 实现系统的各模块,最终实现了模糊自适应的 LS 信道估计功能,根据前面的描述可以看出,本设计的结构简单,运算量小,易于实现。实验仿真结果证明,此系统不仅解决了对噪声敏感的问题,并且减小了误差,具有实际应用价值。

参考文献

- [1] CAI X,ZHOU S, GIANNIKIS G.Group-orthogonal multicarrier CDMA[J]. IEEE Trans Communications,2004,52 (1): 90-99.
- [2] 王艺衡.基于 MIMO-OFDM 的信道估计算法研究与实现

[D]. 西安:西安电子科技大学,2009.

- [3] FERRARA S,MATSUMOTO T,NICILLO M,et al.Soft iterative channel estimation with subspace and rank tracking[J]. Signal Processing, 2007, 14(1):1461-1472.
- [4] QIAO Y,YU S,SU P,et al.Research on an iterative algorithm of LS channel estimation in MIMO OFDM systems[J].IEEE Trans Broadcast, 2005, 51(1):149-153.
- [5] 王超.GO-MC-CDMA 基带处理系统研究及信道估计实现 [D]. 湖南:南华大学,2011.
- [6] 周锋,陆洪武,姜俊奇.OFDM 水声通信信道估计技术研究 [J]. 电子技术应用,2009(7).
- [7] 王彦.GO-MC-CDMA 模糊自适应 LS 信道估计器研究[J]. 通信学报,2011,33(6):165-171.
- [8] 袁静,高永安.MIMO-OFDM 系统信道估计中的最优导频设计[J]. 电子技术应用,2011(1).
- [9] 郑英华.衰落信道下 OFDM 系统信道估计技术研究与实现 [D]. 重庆:重庆大学,2009.
- [10] 孙居颖.OFDM 系统信道估计算法研究[D]. 北京:北京工业大学,2005.
- [11] 葛万成.正交频分复用系统中改进的 FFT 插值算法[J]. 同济大学学报(自然科学版),2010(4).
- [12] 朱耀麟.自调匀整模糊控制系统设计及 FPGA 实现[J]. 天津工业大学学报,2010,29(6):63-67.

(上接第 5 页)

- [5] 唐建文,张勇.基于神经网络的热电偶非线性校正[J]. 仪器仪表学报,2008(8):63-69.
- [6] 陈晓颖,顾广耀.智能测温系统中热电偶的非线性处理[J]. 物理测试,2010(7):24-27.
- [7] 朱剑华,郝晓剑.基于比色测温的瞬态高温测试方法及系统实现[J]. 自动化与仪表,2010(9):5-8.

- [8] 张晨朝,郝晓剑,姜三平,等.基于象限探测器的瞬态高温比色测试系统标定方法研究[J].科技信息,2012(2):166-168.
- [9] 刘少强,黄惟一.基于插值计算与优化的铂电阻非线性校正方法[J]. 仪器仪表学报,2003(4):215-220.
- [10] 徐国文,蔡忠春.热电偶热电势与温度值换算的线性插值方法[J]. 计量与测试技术,2010(2):12-13.