

IEEE 802.16无线信道快速突发均衡的实现

孙长印¹, 王云峰², 王允宽²

(1. 西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071; 2. 中兴通讯股份有限公司 西安 710065)

【摘要】针对IEEE 802.16无线信道进行了仿真,提出了一种工作于该信道的16QAM突发模式的快速均衡器算法,该算法采用Neuman-Hoffman序列的扩展序列进行信道快速估计,及用均衡器系数预加载算法以提高收敛速度,仿真结果证明:算法收敛速度优于递归最小二乘算法。

关键词 宽带无线接入; 判决反馈均衡器; 仿真; 信道估计; 系数预加载

中图分类号 TN919 文献标识码 A

Implement of a Fast Start-Up Burst Mode Equalizer for 802.16 Channel

SUN Chang-yin¹, WANG Yun-feng², WANG Yun-kuan²

(1. Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University Xi'an 710071; 2. Zhongxing Telecommunication Equipment Co., Ltd Xi'an 710065)

Abstract The paper describes a fast start-up equalizer which firstly uses the semi-extended Neuman-Hoffman sequence to estimate the time varying channel impulse response, and then a initial DFE tap value to preload the the equalizer. The performance of the equalizer is confirmed by simulation in the 802.16 channel model, and it is fund that the convergence speed is comparable with the recursive least squares (RLS) adaptive algorithm.

Key words broadband wireless access; decision feedback equalizer; simulation; channel impulse response estimation; preloading of equalizer coefficients

宽带无线接入(Broadband Wireless Access, BWA)在无线信道上提供高速数据业务,通常采用点到多点的频分双工模式,上行为时分多址技术,下行为时分多路复用。下行调制方式为QPSK-64QAM,上行调制方式为QPSK-16QAM,但目前上行多用突发四相移键控(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)调制,因为QPSK星座简单(调相),与QAM调制相比,解调所需的信噪(干)比低,可以采用简单的均衡技术(预均衡和预训练技术)或根本无需均衡。QPSK缺点是频谱效率低下,为了获得高的频谱效率,需采用16QAM调制和自适应调制技术,此时,简单的均衡技术已不能满足要求,须采用突发均衡技术。

由于突发均衡技术每个突发数据包的前端必须包括一个训练序列来训练接收机的均衡器,显然,训练序列对数据传输而言是一种开销,为了提高传输效率,训练序列越短越好。另外,由于突发包的持续时间(时隙)短,在此期间要完成突发检测、频率相位估计、定时估计、均衡和解调等过程,所以,要求均衡器的收敛速度快。

为此,突发均衡可采用均衡器系数预加载技术,可以想象,如果均衡器的系数初值估计足够精确,则均衡器还未训练已经几乎进入收敛状态^[1]。本文将介绍IEEE 802.16协议定义的BWA系统中,SUI-2信道模型下的快速均衡技术。

收稿日期:2003-06-04

作者简介:孙长印(1963-),男,博士,主要从事信号处理和移动通信等方面的研究。

1 信道模型和信号模型

文献[2]中为BWA提出了六种固定无线接入信道模型,该模型将场景的衰落、地形和树木覆盖作三种大的划分(Type A, Type B和Type C),包括视线距离(Line Of Sight, LOS)和非视线距离(NLOS)两种场景。其中SUI-1和SUI-2对应于LOS场景和地形C,为Rician信道。而SUI-3到SUI-6则对应于NLOS场景,地形为B和A,对应于Rayleigh信道。本文讨论方法适用的信道模型为SUI-1、SUI-2情形和SUI-3+定向天线情形。

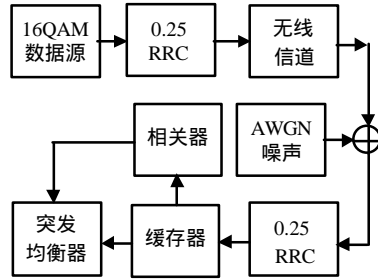


图1 系统模型示意图

系统模型如图1所示,在发射端,数据符号经0.25的成型滤波后送入多径信道,多径信道冲击响应 $h(t)$ 由三部分组成:1) 幅度最大的部分为主脉冲;2) 位于主脉冲之后的为后继脉冲(后冲);3) 位于主脉冲之前的为前导脉冲(前冲)。NLOS场景与LOS场景 $h(t)$ 的特点不同,NLOS场景由于直视信号衰减较大,所以前导脉冲较强;而对于LOS场景,其前导脉冲小,信道脉冲响应由一个幅度很大的主脉冲加上后继脉冲组成。

设接收信号经过接收滤波器后,进入均衡器时为符号采样率($t = kT$, T 为符号率)。则接收信号的采样为发射信号 x 与信道冲击响应 h 的卷积外加加性噪声 n :

$$y(k) = \sum_{i=0}^{L-1} x(k-i)h(i) + n(k) \quad (1)$$

式中 L 为采样后的信道冲击响应 $h(t)$ 的长度。采样后的接收信号首先进入相关器作信道估计,相关器的参考信号为已知的前导码序列。然后,接收信号进入判决反馈均衡器(Decision Feedback Equalizer, DFE),DFE由 M 个抽头的前馈滤波器FF和 B 个抽头的反馈滤波器FB组成。

应用最为广泛的DFE系数初值算法为最小均方误差解(Minimum Mean Square Error, MMSE),初值可由矩阵分解的方法求得,但这种方法的缺点是运算量大,实现复杂。

2 LMS快速收敛算法:MMSE的近似最优解

设信道冲击响应向量为 h ,DFE的FF滤波器系数向量为 c ,则信道和FF滤波器的合成响应为 $d = h * c$,其中“*”表示卷积,假设判决正确,则判决器的输入信号为:

$$z_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d(i)x(k-i) - \sum_{i=1}^{\infty} b(i)x(k-i) + n(t) \oplus c(t) \Big|_{t=kT} \quad (2)$$

对16QAM调制,根据文献[4,8]的定义,均方误差 MSE 为:

$$MSE = \mathbf{s}_x^2 \sum_{i=-\infty}^{-1} d^2(i) + \mathbf{s}_x^2 \sum_{i=1}^{\infty} (d(i) - b(i))^2 + \mathbf{s}_x^2 (d(0) - 1)^2 + \mathbf{s}^2 \quad (3)$$

式中 $\mathbf{s}^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} c^2(t)dt$, $\mathbf{s}_x^2 = E\{x(k)\}^2$; $\frac{N_0}{2}$ 为双边噪声功率谱密度。令判决器完全正确,则有:

$\sum_{i=1}^{\infty} (d(i) - b(i))^2 = 0$,式(3)可简化为:

$$MSE = \mathbf{s}_x^2 \sum_{i=-\infty}^{-1} d^2(i) + \mathbf{s}_x^2 (d(0) - 1)^2 + \mathbf{s}^2 \quad (4)$$

从式(4)可见,在判决器完全正确的前提下,要使均方误差 MSE 最小,需要同时满足:1) 信道总体响应的前冲最小;2) $d(0)=1$;3) 噪声能量最小。而此时FF系数的最小均方误差解:

$$c_o(t) = \sum_{i=-\infty}^0 g_i h^*(iT - t) \quad (5)$$

式中 $g_0 = 1/N'_0(1-U_0)$; $g_i = 1/N'_0(-U_i)$, $i = 1, \dots, U_i = \int_{-\infty}^{+\infty} c(t)h(iT - t)dt$ 。对应的均方误差为 $MSE(c_o(t))/\mathbf{s}_x^2 = N'_0 g_0$ 。

设FF滤波器的系数为: $[c(n) c(n-1) \wedge c(0) \wedge c(-n+1) c(-n)]$,对于LOS工作场景,由于信道冲击响应的前冲很小,考虑到信道冲击响应与FF系数的对应关系,有:

$$[c(n) c(n-1) \Lambda c(-1)] = [0 0 \Lambda 0] \quad (6)$$

对于DFE均衡器, 由于FF滤波器与FB滤波器之间强烈的耦合关系, 所以, 文献[5]证明基于MMSE准则的FF和FB滤波器同时最优化等效于FF和FB滤波器的分别最优化, 另外有限长度的FB滤波器可以完全去除其时间跨度内的信道冲击响应后冲部分。满足这个条件的FF滤波器系数显然有 $[c(-1) \Lambda c(-n)] = [0 0 \Lambda 0]$, 而将信道后冲击的影响则由FB去除。

因此得到MMSE的近似最优解为:

$$[c(n) c(n-1) \Lambda c(0) \Lambda c(-n+1) c(-n)] = g_0 \times [0 0 \Lambda 0 h^*(0) \Lambda 0 0] \quad (7)$$

将式(7)代入式(5), 同时根据条件 $d(0)=1$ 得信噪比较高(N'_0 很小)时, FF均衡器参考抽头系数初值为:

$$c(0) = \frac{h^*(0)}{|h(0)|^2 + N'_0} \approx \frac{1}{h(0)} \quad (8)$$

式中 $c(n)$ 其余系数为0; 而由 $\sum_{i=1}^{\infty} (d(i) - b(i))^2 = 0$ 得FB均衡器的抽头系数初值为:

$$[b(1) b(2) \Lambda b(B)] = \frac{1}{h(0)} [h(1) h(2) \Lambda h(B)] \quad (9)$$

3 初值估计性能分析

为证明初值估计算法的有效性, 本文对最优系数和初值估计系数所对应的MSE进行比较。系数初值估计算法对应的MSE可将系数初值带入式(4), 即由 $c(0) = 1/h(0)$, 和 $c(k) = 0, k \neq 0$, 得相应的 $c(t) = 1/h(0)d(t)$, 系数初值对应的MSE'为:

$$\frac{MSE'}{\mathbf{s}_x^2} = \frac{N'_0}{|h(0)|^2} \quad (10)$$

与最优MSE的关系为:

$$\frac{MSE'}{\mathbf{s}_x^2} = \frac{|h(0)|^2 + N'_0}{|h(0)|^2} \times \frac{MSE}{\mathbf{s}_x^2} \quad (11)$$

显然, 信噪比较大时, 上式证明本文所述的初值估计算法逼近MMSE最优解。

4 算法性能仿真实验

仿真实验数据采用16QAM调制, 符号速率为5 M/s, 对应的比特率为20 M/s。接收到的信号按符号速率采样进入DFE均衡器, DFE由9节前向滤波器(FF)和7节反向滤波器(FB)组成, 由于多径时延最大值为1 μ s微秒, 所以信道长度为5, 滤波器长度足以覆盖信道中得所有回波。突发数据包由长度为21的前导码和2 000个符号的用户数据组成, 前导码除了作频率/相位估计, 还用来估计最佳采样时刻和信道估计。长度为21的前导码由16位的Neuman-Hoffman序列和其5位循环扩展码组成。Neuman-Hoffman具有良好的相关特性, 其最大旁瓣等于1/8主瓣高度, 所以可以降低虚警率。信道估计采用Neuman-Hoffman的零相关域(ZCZ)特性进行^[3], 本文采用的Neuman-Hoffman序列和双边5 bit扩展序列(序列记为Sd)的ZCZ长度为5。显然, 采用Neuman-Hoffman序列的Sd序列将得到信道长度不大于5的精确估计, 完全可以满足要求。

4.1 收敛速度比较

为了验证所述算法的有效性, 在此对所述算法与RLS算法[9]的收敛速度进行比较, 实验中用本文算法估计DFE初值, 再用同一前导码经过两次热身训练后, 即转入判决输出训练模式。从图2(SNR=20 dB)曲线a看出, 本文算法经过115个符号均方误差 s 即可达到 10^{-1} , 而RLS算法则需180个符号, 所以该算法的收敛速度快于RLS算法。但从图2中可以看出, 该算法所能达到的均方误差 s 略高于RLS算法。通过比较, 图2中同时给出了FB不作初始化时的收敛曲线, 此时为了算法最终收敛, 需外加70个符号的训练序列。系数预加载的效果一目了然。

4.2 误符号率实验

图3为算法和RLS算法的误符号率随SNR变化的曲线, 误符号率通过1 000个突发包统计平均得到。其中

算法在采用前导码作参考(2次重复)+70个判决器输出做训练后进行误符号率统计,而RLS算法则经过前导码作参考(2次重复)+138个判决器输出做训练后进行误符号率统计。图3中,在信噪比 $SNR=10\sim 16$ dB的范围内,本文算法与RLS算法的误符号率很接近,验证了本文所述算法的有效性。

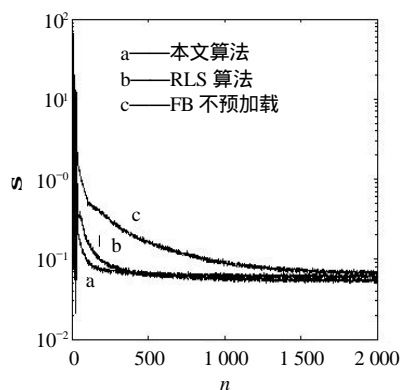
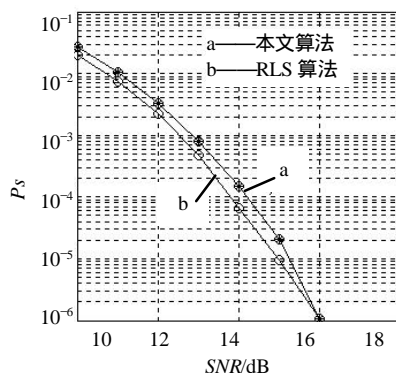


图2 算法收敛性能比较

图3 不同算法的误符号率(P_s)比较

5 结束语

本文介绍了一种简单快速的DFE系数初值估计方法,该方法可用于LMS均衡器的预加载以提高收敛速度。在给出了算法原理及性能分析的基础上,对算法的性能进行了仿真。仿真结果显示,在LOS场景,采用该算法作LMS均衡器的系数预加载后,均衡器的收敛速度优于RLS算法。由于算法直接利用前导码作信道估计和系数训练,所以节省了训练序列,提高了数据传输的效率。算法简单易行,计算量小。

参 考 文 献

- [1] Narayanan K R, Cinimi L J. Equalizer Adaptation algorithms for high speed wireless communications[C]. IEEE Vehicular Technical Conference. 1996, (2): 681 ~ 685
- [2] Erceg V, Michelson DG, Ghassemzadeh SS. A model for the multipath delay profile of fixed wireless channels[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1999,17(3):1 205-1 211.
- [3] Popovic B P. Class of binary sequences for mobile channel estimation [J]. IEE Electronics Letters, 1995, 31(12): 944 -945
- [4] Salz J. Optimum mean-square decision feedback equalization[J]. Bell System Technical Journal, 1973, 52(8): 1 341-1 373
- [5] Smee J E, Beaulieu N C. On the equivalence of the simultaneous and separate MMSE optimizations of a DFE FFF and FBF[J]. IEEE Transaction Communications, 1997, 45(2): 156-158
- [6] Shukla P K, Turner L F. Channel-estimation-based adaptive DFE for fading multipath radio channels[J]. IEEE Proceedings - I, 1991, 38(12): 523-543
- [7] Al-Dhahir N, Cioffi J M. Fast computation of channel-estimate based equalizer in packet data transmission[J]. IEEE Transaction Signal Processing, 1995, 43(11): 2 462-2 473
- [8] Sellars M P, Greaves S D, Porter J, et al. Performance of a fast start-up equalizer for indoor radio[J]. IEE Proceedings of Communications, 2001, 148(1): 49-55
- [9] Proakis J G. Digital communications[M]. New York: McGraw-Hill, 1995

编辑 刘文珍