

IEEE 802.16e 小区搜索算法的 VLSI 实现

曲文泽, 刘海洋, 亓中瑞, 邱 昕, 陈 杰

(中国科学院 微电子研究所, 北京 100029)

摘 要: 小区搜索是 IEEE 802.16e 系统的关键技术之一. 由此提出了一种低复杂度的快速联合小区搜索和整数倍频偏估计算法的 VLSI 结构. 该结构采用差分估计方法, 有效地解决了频率选择性衰落信道对检测性能的影响. 详细描述了该结构的各组成单元和设计方法, 并在 Altera 公司的 EP2S130 器件上进行了仿真综合验证. 验证结果表明, 该模块最高工作频率为 103.7MHz, 能够正常应用于 IEEE 802.16e 接收机或其他类似通信系统.

关键词: IEEE 802.16e; OFDMA; 小区搜索; 同步; 整数倍频偏; VLSI 实现

中图分类号: TN47

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)02-0026-04

VLSI Implementation of Cell Search Algorithm for IEEE 802.16e System

QU Wen-ze, LIU Hai-yang, QI Zhong-rui, QIU Xin, CHEN Jie

(Institute of Microelectronics, Chinese Academy of Science, Beijing 100029, China)

Abstract: Cell search is one of the key technologies in IEEE 802.16e system. In this paper, a new VLSI architecture for a low-complexity fast cell search and integer frequency offset estimation combined algorithm is proposed. The proposed architecture uses the approaches of differential demodulation in frequency domain to compensate for the channel impairments. The composed modules of the architecture are described in detail and the architecture is implemented in an Altera EP2S130 device. Simulation results show that the maximum operating frequency is 103.7MHz, and it can be applied in IEEE 802.16e receiver or other similar communication systems.

Key words: IEEE 802.16e; OFDMA; cell search; synchronization; integer frequency offset; VLSI implementation

1 引言

IEEE802.16e 是 IEEE 提出的新的宽带接入方案, 通常也被称为 WiMAX. 802.16e 中的正交频分多址接入 (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) 模式, 增强了对用户移动性的支持. OFDMA 凭借其高效的频谱利用率和灵活的资源分配能力成为主流的发展技术.

在 OFDMA 系统中, 小区搜索是宽带无线接入的第一步, 移动台一般通过搜索整个 PN 序列集来确定所处的基站小区和扇区. 但是, 由于小区数目

多, 接收信号存在整数倍频偏, 搜索过程变得相当复杂^[1]. 目前已有一些文献介绍了 OFDM(A) 的下行同步方案^[2-3], 但很少给出小区搜索的 VLSI 实现结构, 因此, 需要找到一种更简单有效的算法以及 VLSI 结构来实现小区搜索过程.

文中提出了一种低复杂度的快速联合小区搜索和整数倍频偏估计算法的 VLSI 结构, 该结构采用差分估计方法, 有效地解决了频率选择性衰落信道对检测性能的影响. 仿真验证结果表明, 该模块最高工作频率为 103.7MHz, 能够正常应用于 IEEE 802.16e 接收机或其他类似通信系统.

2 小区搜索算法

IEEE 802.16e 定义了 114 个 PN 序列标识基站小区和扇区^[4]. 这些 PN 序列经过 BPSK 调制,以 3 为间隔地映射到前导符号的子载波上,子载波的偏移 SID 用来辨识小区的扇区.

时域前导符号可以表示为

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{k=0}^{N-1} C(k) e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \quad (1)$$

其中,

$$c_k = \begin{cases} 4\sqrt{2}(\frac{1}{2} - u_k), & k = \text{SID}; 3: \frac{N}{2} - N_{\text{RG}}, \\ \frac{N}{2} + N_{\text{LG}} + \text{SID}; 3: N - 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

式中, c_k 为频域前导符号的第 k 个子载波, u_k 为第 k 个子载波对应的 PN 码, SID = 0, 1, 2 对应三个扇区, N_{LG} , N_{RG} 分别为左、右保护子载波数量, N 为频域前导符号子载波数目.

接收端接收的前导符号去掉循环前缀以后,经过点 FFT 解调可以表示为

$$R(k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j2\pi kn/N} = C_i(k) \cdot H(k) \cdot \frac{\sin(\pi\Delta f)}{N\sin(\pi\Delta f/N)} \cdot e^{j\pi\Delta f(N-1)/N} + I(k) + Z(k) \quad (3)$$

式中, $H(k)$ 是第 k 个子载波对应的信道响应, Δf 为归一化频偏,第一部分其他两项为相位旋转 $\pi\Delta f(N_u - 1)/N_u$ 和幅度衰减 $\sin(\pi\Delta f)/(N\sin(\pi\Delta f/N))$. $I(k)$ 为子载波间干扰(ICI). $Z(k)$ 为零均值,方差为 σ_z^2 的高斯白噪声.

在进行小区搜索时,需要将接收的前导符号与所有可能的 PN 序列进行匹配相关. 由于 PN 序列较长(10MHz IEEE 802.16e 系统中 PN 序列长度为 284),接收信号存在整数倍频偏,要检测 96 个可能的 PN 序列需要相当大的计算量. IEEE 802.16e 标准中给出的 PN 序列自相关性能很好,因此在信道条件比较好的情况下利用比较短的 PN 序列就能够正确检测小区. 文献[5]中基于 ML 估计理论提出了一种低复杂度的快速小区搜索算法,文中基于此算法提出了一种 VLSI 结构,根据信噪比(SNR) 确定系统所需要的相关长度.

根据文献[5]所述,小区错误检测概率与信噪比和相关长度的关系为

$$P_E = Q(x, \tilde{\omega}) - \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{x^2 + \tilde{\omega}^2}{2}\right) I_0(x\tilde{\omega}) \quad (4)$$

其中

$$\begin{aligned} x &= \sqrt{\frac{MA^2}{\sigma_z^2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{10}{M}}\right)} \\ &= \sqrt{\text{SNR} \cdot M \cdot \left(1 - \sqrt{1 - \frac{10}{M}}\right)} \\ \tilde{\omega} &= \sqrt{\frac{MA^2}{\sigma_z^2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{10}{M}}\right)} \\ &= \sqrt{\text{SNR} \cdot M \cdot \left(1 + \sqrt{1 - \frac{10}{M}}\right)} \end{aligned}$$

式中, $I_0(\cdot)$ 为 0 阶修正贝塞尔函数.

如果给定小区检测性能要求,并且已知 SNR,就能根据式(4)计算出需要的相关长度. 图 1 是错误检测概率为 10^{-5} 时,不同 SNR 下 AWGN 信道和 Vehicle 60km/h 信道对应的互相关长度.

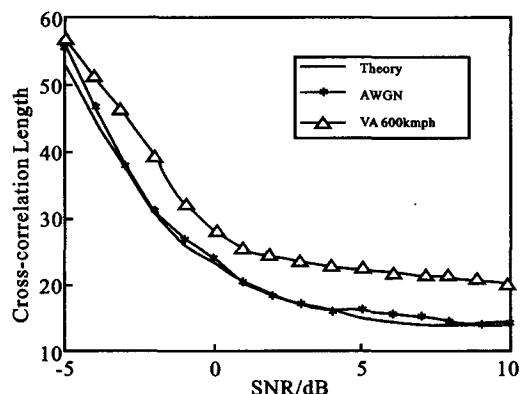


图 1 错误检测概率为 10^{-5} 时,

不同信噪比和不同信道下的互相关长度

由于信道估计需要小区标号和扇区信息,所以小区搜索要在信道未知的前提下进行,即该算法可能受到频域选择性衰落的影响. 为了抵消信道的影响,采用差分相关的估计方法.

不考虑噪声影响,小区搜索的判决变量可以表示为^[6]

$$\begin{aligned} U_m &= \left| \sum_{j=1}^M R_j R_{j-1}^* C_{m,j} C_{m,j-1}^* \right| \\ &= \left| \sum_{j=1}^M H_j H_{j-1}^* C_{i,j} C_{i,j-1}^* C_{m,j} C_{m,j-1}^* \right| \end{aligned} \quad (5)$$

若假定信道是准静态且平稳的,则

$$U_m = M |H|^2 \left| \sum_{j=1}^M C_{i,j} C_{i,j-1}^* C_{j,j} C_{m,j-1}^* \right| \quad (6)$$

从而可以消除频率选择性衰落信道对搜索性能的影响.

3 VLSI 实现结构

根据以上分析,文中提出的小区搜索和整数倍频偏联合估计算法的 VLSI 实现框图如图 2 所示.

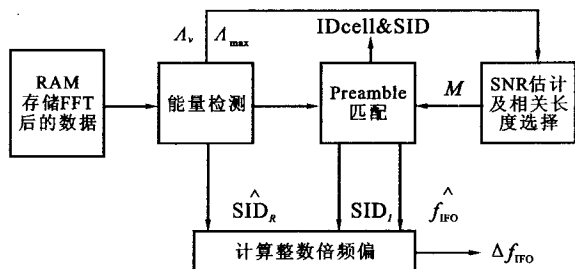


图2 小区搜索和整数倍频偏联合估计算法的硬件实现框图

该电路主要包括能量检测单元,信噪比估计及相关长度选择单元,preamble 匹配单元以及整数倍频偏计算单元.下面分别介绍每一部分的电路设计方案.

3.1 能量检测单元

频域前导符号中非零子载波有三种可能的位置,因此需要确定 PN 序列在前导符号中的位置.由于零子载波在发送时不进行调制,因此可以采用能量检测的方法确定非零子载波的位置.根据公式:

$$\hat{SID}_R = \arg\{\max_{SID} \Lambda_{SID}\} = \arg\{\max_{SID} \sum_{j=0}^{N/3-1} |R_j^{SID}|^2\} \quad (7)$$

可以估计出非零子载波 $\hat{SID}_R$ 对应的三种可能:0,1,2.其中, R_j^{SID} 表示接收前导符号频域的第 j 个子载波.如图 3 所示.为简化计算,这里用绝对值和代替能量.

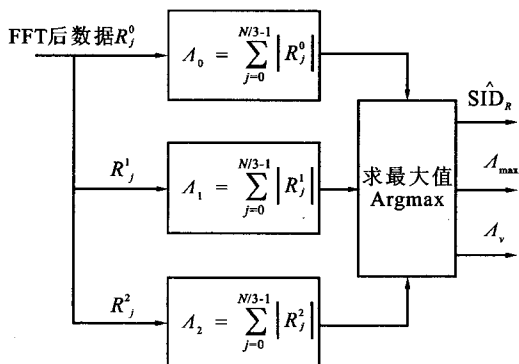


图3 能量检测单元结构

3.2 信噪比估计及相关长度选择单元

根据式(4)可知,如果已知系统 SNR 就能计算出特定小区搜索性能要求下所需要的互相关长度.由于前导符号由数据子载波和虚子载波组成,虚子载波未经过调制,但与数据子载波一起受到噪声的

影响,因此利用公式:

$$SNR = \frac{\left(\sum_{j=1}^{N_d} |R_j^d|^2\right)/N_d - \left(\sum_{j=1}^{N_{vc}} |R_j^{vc}|^2\right)/N_{vc}}{\left(\sum_{j=1}^{N_{vc}} |R_j^{vc}|^2\right)/N_{vc}} \quad (8)$$

可以估计出系统的 SNR. 其中, R_j^d 为数据子载波, N_d 为数据子载波数目, R_j^{vc} 为虚子载波, N_{vc} 为虚子载波数目.

图 4 为信噪比估计及相关长度选择单元框图.能量检测单元计算出数据子载波和虚子载波的能量 Λ_{max} 和 Λ_v , 然后根据式(8)计算出系统的 SNR.

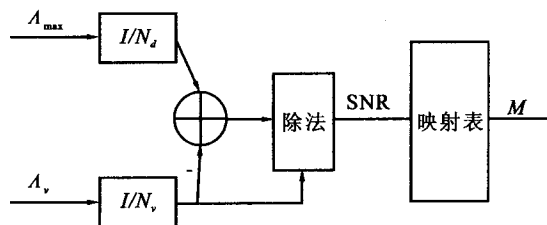


图4 信噪比估计及相关长度选择单元框图

得到系统的 SNR 估计值以后,根据搜索性能要求确定所需的相关长度 M ,并由式(4)和仿真结果建立 SNR 与相关长度 M 的映射表.表 1 是小区错误检测概率小于 10^{-5} 时 SNR 与相关长度 M 的映射关系表.

表1 小区错误检测概率小于 10^{-5} 时 SNR 与相关长度 M 的映射关系表

SNR/dB	SNR	相关长度 M
-5	0.316 2	60
-4	0.398 1	50
-3	0.501 2	45
-2	0.631 0	40
-1	0.794 3	35
0~2	1~1.584 9	30
3~9	1.995 3~7.943 3	25
10~20	10~100	20

3.3 preamble 匹配单元

该单元是整个 VLSI 实现的关键和难点.为了快速实现小区搜索和整数倍频偏,采用接收前导符号与 96 个本地 PN 序列并行匹配相关的方法.preamble 匹配单元结构如图 5 所示,96 个 PN 序列存在一块 96×284 的 ROM 中,每一个字的 0~95bit 位分别存储 96 个小区的 PN 序列的相应码位.在每个时钟周期内,从 ROM 中读取 96bit 信息,然后与接收数据移位(以 3 为步长)相乘,再经过差分相乘,累加,求模,然后找出最大值,从而得到对应的小区标号 IDcell

和扇区号 SID , 以及整数倍频偏估计值 $\hat{f}_{IFO}$.

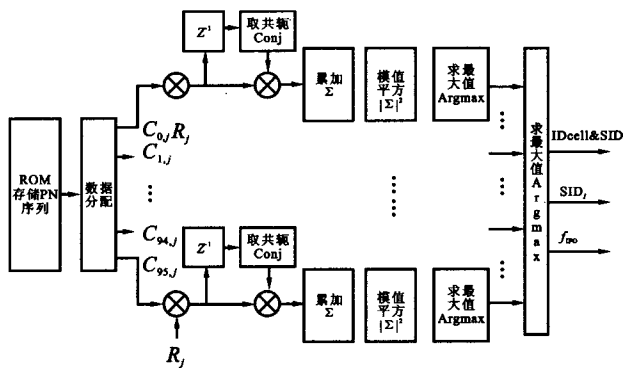


图5 preamble 匹配单元框图

为了降低电路复杂度,对差分相乘的输入进行量化.本结构采用 1bit 量化,即只用其符号位代替.这样乘法器就可以简化为一个与门,大大降低了电路复杂度,并且对性能影响比较小.整个单元采用流水线设计方法,每完成一次移位匹配操作需要 284 个时钟周期,假设可能的归一化整数倍频偏为 $[-10, 10]$,那么完成整个匹配操作需要近 9 000 个时钟周期.这样在一个符号周期内不能完成.如果采用本文的算法,信噪比 SNR 为 10dB,那么整个匹配操作仅需要 400 多个时钟周期,大大提高了小区搜索速度.

3.4 整数倍频偏计算单元

由于整数倍频偏的影响,前导符号子载波的初始偏移 SID_I 将会受到影响,因此图 5 估计的整数倍频偏 $\hat{f}_{IFO}$ 可能不准确,但可以通过 SID_R 和 SID_I 进行修正^[6].根据公式:

$$\Delta f_{IFO} = 3 \cdot \hat{f}_{IFO} + SID_R + SID_I \quad (9)$$

可以计算得到准确的整数倍频偏估计值.

4 性能仿真

为了评估算法和电路的性能,文中对 10MHz 802.16e OFDMA 系统进行仿真.仿真条件为:FFT 长度为 1024,循环前缀长度为 128,调制方式为 16QAM,载频为 3.5GHz,设定归一化频偏为 4.1,信道分别为 AWGN 和 60km/h Vehicular A.在不同 SNR 下进行仿真,得到传统算法和文中算法对应的检测概率.从图 6 可以看出,该算法与传统算法相比性能差别很小.

基于文中设计的 VLSI 结构,使用 Verilog HDL 做 RTL 级设计输入,选择 Altera 公司的 EP2S130 目标器件,使用 Quartus II 做电路综合.然后使用 Synopsis 公司的 Designer Compiler,采用 TSMC

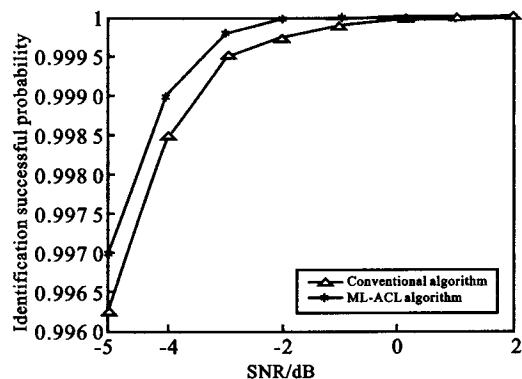


图6 传统算法和文中算法在不同信噪比下的检测概率

CMOS 工艺的标准单元库,对整个模块进行综合和布局布线.整个电路面积为 0.581mm^2 ,最大时钟频率为 103.7 MHz,并通过后仿真.实际系统工作频率为 60 MHz,整个模块在 IEEE 802.16e 接收机运行正常.

5 结束语

在 OFDMA 系统中,小区搜索和整数倍频偏估计非常关键,直接影响整个系统的性能.文中基于 IEEE 802.16e 提出了一种低复杂度的快速联合小区搜索和整数倍频偏估计算法的 VLSI 实现结构,并采用差分估计有效地抑制了频率选择性衰落信道的影响.该结构可在几乎不损失搜索性能的前提下提高小区搜索的效率.仿真结果表明,这种低复杂度的 VLSI 结构数据吞吐率高,在整个 IEEE 802.16e 接收机上运行正常,并且能用于其他类似通信系统.

参考文献:

- [1] Tejas Bhatt, Vishwas Sundaramurthy, Jian zhong (Charlie) Zhang, et al. Initial synchronization for 802.16e downlink[C] //Proc. of Fiftieth Asilomar Conference on Signal, Systems and Computers. Pacific Grove, 2006:701-706.
- [2] Hyeong-Sook Park, Youn-Ok Park. Design of synchronization in OFDMA/TDD based WiBro system [C] //Proc. of Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Athens, 2007: 1-5.
- [3] 王鲜芳,杜志勇.最大似然时偏估计算法对 OFDM 系统同步性能的改善[J].微电子学与计算机,2005, 22(9):57-60.
- [4] IEEE standard for local and metropolitan area networks - part 16: air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems[S]. IEEE Computer Society and IEEE Microwave Theory and Techniques Society, 2005.

(下转第 33 页)

5 结束语

文中提出了一种基于模糊近邻标签传递的半监督分类算法.相比 GM 和 TSVM,该算法不受样本分布概率模型限制,控制参数少,使用简单.FNNLP 算法可以有效利用近邻数据间的模糊相似性关系,使类别标签从标签数据传递到未标签数据,实现分类目的,且能有效控制错误分类的扩散.最后,通过人工合成数据分类和 UCI 数据集上的实验验证了该算法的有效性,以及在标签数据较少情况下分类性能的优越性.

参考文献:

- [1] Zhu X, Ghahramani Z, Lafferty J. Semi-supervised learning using gaussian fields and harmonic functions[C] // Proceedings of the Twentieth International Conference on Machine Learning. Washington DC, USA, 2003:328-335.
- [2] 肖宇,于剑.基于近邻传播算法的半监督聚类[J].软件学报,2008,19(11):2803-2813.
- [3] Camps-Valls G, Marsheva T, Zhou D. Semisupervised graph-based hyperspectral image classification[J]. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 2007, 45(10): 3044-3054.
- [4] Rosenberg C, Hebert M, Schneiderman H. Semi-supervised selftraining of object detection models[J]. Application of Computer Vision, 2005, 1(5): 29-36.
- [5] 朱根标,张凤鸣,董群立.基于核函数和相似度的动态聚类算法[J].微电子学与计算机,2006,23(3):178-184.
- [6] 贾可亮,樊孝忠,许进忠.基于 KNN 的汉语问句分类[J].微电子学与计算机,2008,25(1):156-158.
- [7] Joachims T. Transductive inference for text classification using support vector machines[C] // Proceedings of the Sixteenth International Conference on Machine Learning. San Francisco, USA, 1999:200-209.

作者简介:

郝建柏 男,(1984-),硕士研究生.研究方向为模式识别、人工智能.
陈贤富 男,(1963-),博士,副教授.研究方向为机器学习、智能信息处理.
黄双福 男,(1983-),硕士研究生.研究方向为模式识别、人工智能.
杨俊 男,(1983-),硕士研究生.研究方向为模式识别、机器学习.

(上接第29页)

- [5] Wenze Qu, Jie Chen, Zhongrui Qi, et al. Low complexity cell search algorithm for mobile OFDMA systems[C] // Proc. of Wireless Communications, Networking and Mobile Computing. China, Dalian, 2008: 1-4.
- [6] 元中瑞. WiMAX 基带信号处理算法与原型机设计的研究[D].北京:中国科学院微电子研究所,2008.

作者简介:

曲文泽 男,(1983-),硕士研究生.研究方向为通信基带算

法及 SOC 设计.

刘海洋 男,(1980-),博士研究生.研究方向为通信基带算法及 SOC 设计.
邱昕 男,(1981-),助理研究员.研究方向为通信基带算法及 SOC 设计.
元中瑞 男,(1979-),助理研究员.研究方向为通信基带算法及 SOC 设计.
陈杰 男,(1964-),博士生导师.研究方向为通信基带 SOC 设计、多媒体处理器 SOC 设计与高性能数字信号处理器的研发.