

doi:10.13756/j.gtxyj.2016.02.019

无线通信技术

LTE-A 中一种改进的基于 DFT 的信道估计算法

王亚林^{1,2}, 张元雨², 朱宇霞^{1,2}

(1. 武汉邮电科学研究院, 武汉 430074; 2. 北京北方烽火科技有限公司, 北京 100085)

摘要: 结合实际 LTE-A(增强型长期演进)系统,研究了基于 DFT(离散傅里叶变换)的信道估计算法,针对其存在的 CIR(信道冲激响应)能量泄露问题,提出了一种改进的 DFT 算法,利用递推数列重构 CIR,抑制噪声并减小能量损失,并将处理后的 CFR(信道频域响应)抖动点用 LS(最小二乘)结果进行替换,进一步抑制吉布斯现象。仿真结果表明,改进算法的性能优于 LS 和传统 DFT 算法。

关键词: 增强型长期演进;信道估计;离散傅里叶变换;能量泄露

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-8788(2016)02-0059-04

A Novel Channel Estimation Algorithm Based on DFT for LTE-A System

WANG Ya-lin^{1,2}, ZHANG Yuan-yu², ZHU Yu-xia^{1,2}

(1. Wuhan Research Institute of Post and Telecommunications, Wuhan 430074, China;

2. Beijing Northern FiberHome Technologies Co., Ltd., Beijing 100085, China)

Abstract: This paper studies DFT based channel estimation algorithm for practical LTE-A system. In order to solve the energy leakage problem of Channel Impulse Response (CIR) based on DFT channel estimation algorithm, a novel DFT based channel estimation method is proposed. The proposed method reconstructs the CIR by recurrence sequence in order to suppress the noise and reserve the CIR energy. The proposed method also replaces the jitter points of Channel Frequency Response (CFR) with the result of Least Square (LS) algorithm in the corresponding position to further suppress Gibbs phenomenon. Simulation results show the performance of proposed method is better than those of LS and classic DFT based algorithms.

Key words: LTE-A; channel estimation; DFT; the energy leakage

0 引 言

LTE-A(增强型长期演进)进一步提高了频谱效率和对高速场景的支持,沿用了 OFDM(正交频分复用)和 MIMO(多输入多输出)技术作为物理层核心技术,这些关键技术的性能很大程度上依赖于信道估计的精度,因此,信道估计在 LTE-A 系统中尤为重要。

常用的信道估计方法有 LS(最小二乘)、DFT(离散傅里叶变换)以及 MMSE(最小均方误差)。LS 算法简单,但忽略了噪声影响,性能较差;MMSE 算法复杂度高,而且需要获得信道的先验信息,但性能最好;DFT 算法的复杂度和性能介于上述两者之间,并且可通过 FFT(快速傅里叶变换)快速实现,具有很好的实用价值,所以目前的 LTE-A 系统中仍以 DFT 算法为主。但由于实际系统中多径时延通常都不是系统采样间隔的整数倍以及虚载波的存在^[1],DFT 算法在时域去噪时会存在能量泄漏问题,并且由于 LTE-A 系统中采用的是基于导频的信道估计方法,导频个数越少,变到时域上相对的能

量泄露就越大,这会导致高信噪比下的信道估计性能恶劣。本文提出一种改进的 DFT 算法,仿真结果表明,该算法可有效地提高系统性能。

1 LTE-A 系统基带模型

假设 LTE-A 系统总子载波数为 N ,有效子载波数为 N_r ,则 LTE-A 系统模型可用下式表示:

$$Y(k) = X(k)H(k) + W(k), \quad k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

式中, k 为第 k 个子载波; $H(k)$ 为理想信道频域响应系数; $X(k)$ 为频域发送端信号; $Y(k)$ 为接收到的频域信号; $W(k)$ 为叠加在频域信号上均值为 0 的高斯白噪声。为了避免由于过采样或发送/接收滤波对数据信号带来的畸变^[2],系统一般都需要引入虚载波,虚载波不属于所设计系统的可用频带范围,不能用于系统中的任何目的,因此在后续分析中,虚子载波位置上的 $H(k)$ 用 0 代替。

信号在多径衰落信道中传播,CIR(信道冲击响应)可以表示为抽头延迟线性模型^[3]

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n - \tau_l), \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2)$$

收稿日期:2015-11-17

基金项目:国家“八六三”计划资助项目(2014AA01A707)

作者简介:王亚林(1990-),男,安徽芜湖人。硕士研究生,主要研究方向为 LTE-A 物理层算法。

式中, n 为观察时间(对采样间隔 T_s 归一化); L 为信道的多径数; τ_l 为第 l 条路径的时延(对采样间隔 T_s 归一化); h_l 为第 l 条路径的复信道增益。假设 CIR 长度不超过 CP(循环前缀), 则该信道对应第 k 个子载波的 CFR(信道频域响应) $H(k)$ 为

$$H(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l e^{-j\frac{2\pi}{N} k \tau_l}, \quad k=0,1,\dots,N-1。 \quad (3)$$

2 信道估计算法

2.1 导频分布

LTE-A 系统下行链路中存在多种导频, 分别为 CRS(小区专属参考信号)、DMRS(解调参考信号)和 CSI-RS(信道状态信息参考信号)。考虑到波束赋形情况下用户采用 DMRS 进行信道估计, 并且 DMRS 数量随用户所占的时频资源带宽而变化^[4-5], 相比其他导频, 基于 DMRS 的信道估计更具实用意义, 因此本文以 DMRS 作为信道估计导频进行研究。图 1 所示为常规 CP 时, 用户被分配一对 PRB(物理资源块), 端口 7 上的 DMRS 在 OFDM 资源格中的分布情况。图中, I 表示 OFDM 符号编号。

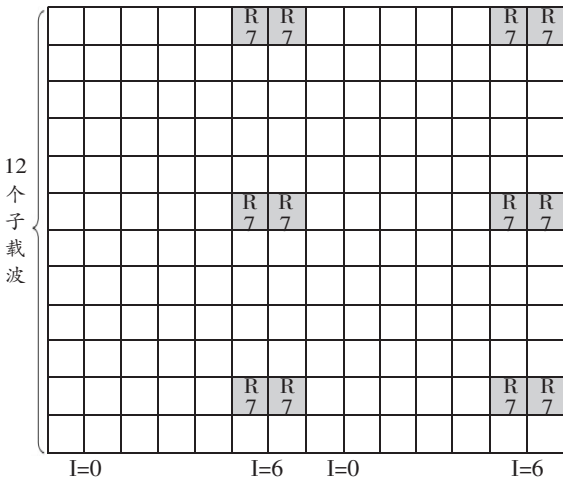


图 1 DMRS 分布情况

2.2 导频位置信道估计

LS 算法的原理是使接收数据与无噪声数据之差的平方最小。在式(1)的基础上, 针对 DMRS, 假设目标 OFDM 符号上 DMRS 所占子载波位置为 p , 则可得

$$Y(p) = X(p)H(p) + W(p) \quad , \quad (4)$$

于是, 该 DMRS 位置的 LS 算法信道估计为

$$H_{LS}(p) = Y(p)/X(p) = H(p) + W(p)/X(p), \quad (5)$$

可以看出, LS 算法计算量小, 但其忽略了噪声的影响,

在低信噪比下性能较差。为了减小噪声对 LS 算法的影响, 在 LS 算法的基础上提出 DFT 信道估计算法。

对于 DMRS 而言, 传统 DFT 算法的处理流程如图 2 所示。由于 OFDM 符号的长度远大于信道的最大时延, 对 LS 的结果进行 IDFT(离散傅里叶逆变换)得到的 CIR 大部分能量都集中在相对少数几个采样点上^[6], 且主要集中在首尾两端, DFT 时域去噪就是利用该特点。但在高信噪比下, 噪声的影响已经不大, 而去噪时损失的信道能量相对较大, 这就使得算法性能明显下降。

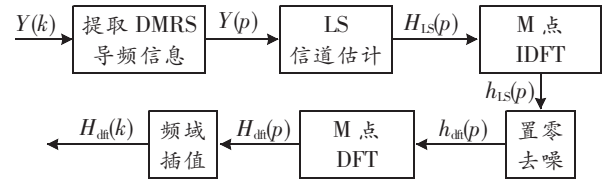


图 2 传统 DFT 算法处理过程

2.3 改进的 DFT 算法

改进算法是在传统算法的基础上, 进一步地抑制信道能量损失。通过仿真分析可以得出, 越靠近 CIR 中间的信道, 能量越小, 由此可构造递推数列来重构 CIR, 使其逼近理想信道的 CIR, 最后再对能量泄露造成的频域抖动点作替换处理, 进一步减小能量损失, 从而获得较为精确的信道估计。图 3 所示为改进 DFT 算法的流程图。

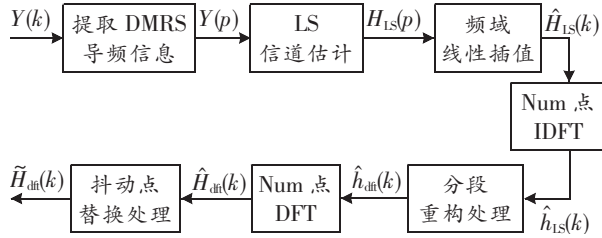


图 3 改进 DFT 算法的流程图

首先对 LS 的结果 $H_{LS}(p)$ 进行频域线性插值, 获得用户所占带宽的全部子载波频域响应系数 $\hat{H}_{LS}(k)$, 再对 $\hat{H}_{LS}(k)$ 进行 IDFT, 得到时域 $\hat{h}_{LS}(k)$ 。频域插值可使时域 CIR 点数增加, 利于后续的处理, 具体在替换处理时说明。

对 CIR 分段重构处理。假设用户被分配的 PRB 对数为 G , 则用户所占子载波数为 $Num = G \times N_{sc}^{RB}$, N_{sc}^{RB} 表示一个 PRB 的频域子载波宽度, 可将 $\hat{h}_{LS}(k)$ 划分为 4 个区间, 分别为 $[1, G]$ 、 $[G+1, Num/2-1]$ 、 $[Num/2, Num-G-1]$ 和 $[Num-G, Num]$, 各个区间按以下步骤处理:

(1) 对于第 1 段区间, $\hat{h}_{LS}(1:G)$ 保持不变。

(2) 对于第 2 段区间, 先求出区间段 $\hat{h}_{LS}(Num/2 - G : Num/2 + G)$ 的平均值 $mean$, 再按照下式进行重构,

$$\begin{aligned} \hat{h}_{LS}(G+1) &= mean \\ \hat{h}_{LS}(n) &= \hat{h}_{LS}(n-1) \cdot \frac{\lfloor (n-G+1)/2 \rfloor}{\lfloor (n-G+1)/2 \rfloor + 1}, \\ n &= G+2, \dots, Num/2-1. \end{aligned} \quad (6)$$

(3) 对于第 3 段区间, 按照下式进行重构:

$$\begin{aligned} \hat{h}_{LS}(Num-d) &= \hat{h}_{LS}(Num-d+1) \cdot \\ &\frac{\lfloor (d+1)/2 \rfloor}{\lfloor (d+1)/2 \rfloor + 1}, \quad d = G+1, \dots, Num/2. \end{aligned} \quad (7)$$

(4) 对于第 4 段区间, 按照下式进行重构:

$$\begin{aligned} \hat{h}_{LS}(Num-d) &= \hat{h}_{LS}(Num-d+1) \cdot \\ &\frac{\lfloor (d+1)/2 \rfloor}{\lfloor (d+1)/2 \rfloor + 1.5}, \quad d = 1, 2, 3, \dots, G. \end{aligned} \quad (8)$$

将重构过的 $\hat{h}_{LS}(k)$ 用 $\hat{h}_{dft}(k)$ 表示, 图 4 所示为各种算法的 CIR 幅度, 横坐标表示用户所占带宽内的子载波数, 图中表示 10 个 PRB。从图中可以看出, 改进算法重构后的 CIR 更接近理想信道。

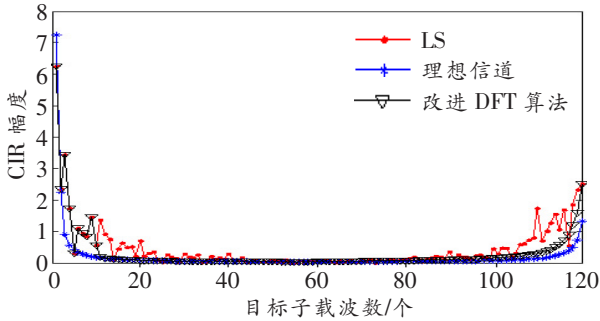


图 4 各种算法的 CIR 幅度

最后, 对 $\hat{h}_{dft}(k)$ 进行 DFT, 得到 $\hat{H}_{dft}(k)$ 。图 5 所示为不同信道估计的 CFR 能量谱, 可以看到, 在

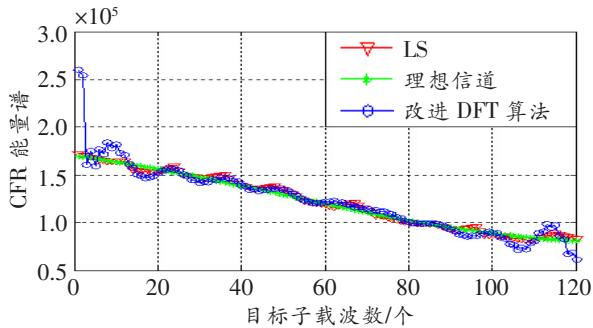


图 5 20 dB 下 CFR 能量谱

20 dB 高信噪比时, $\hat{H}_{dft}(k)$ 的两端存在明显的抖动现象, 这是由于时域去噪时不可避免地损失了一部分信道能量, 变到频域时会产生吉布斯现象, 为了抑制抖动, 对首尾部的抖动点作替换:

$$\hat{H}_{dft}(1 : \alpha G) = \hat{H}_{LS}(1 : \alpha G),$$

$$\begin{aligned} \hat{H}_{dft}(Num - \alpha G + 1 : Num) &= \\ \hat{H}_{LS}(Num - \alpha G + 1 : Num), \end{aligned} \quad (9)$$

式中, α 为替换系数, 选取不同的 α 值会带来不同的替换效果。 α 值越大, 高信噪比下的性能就越接近 LS 算法性能, 但低信噪比下的性能就越差; α 值越小, 高信噪比下性能越差, 但低信噪比下性能会变好。从这里可以看出, 如果 CIR 的点数太少, 替换后的性能基本与 LS 算法一致, 所以前文需要进行频域插值。为了取得折衷性能, 通过大量的实验仿真, 本文选取 $\alpha = 1.2$ 。

3 仿真结果分析

仿真平台按照 LTE-A R11 物理层协议进行搭建, 系统采用的仿真参数如下: 系统带宽为 20 MHz, IFFT 变换点数为 2 048, 有效子载波数为 1 200, 用户所占子载波数为 120 (即 10 个 PRB 带宽), 采用连续资源分配方式, 导频为 DMRS, 传输模式为 TM8, 双流波束赋形传输方案, 调制方式为 QPSK (正交相移键控), 载波频率为 2.3 GHz, 信道模型为 EPA (扩展步行者信道模型) 信道, 高斯白噪声, 移动速度为 5 km/h。

图 6 所示为几种算法的误比特率对比。从图中可以得出, 在信噪比较低时, 传统 DFT 算法和改进

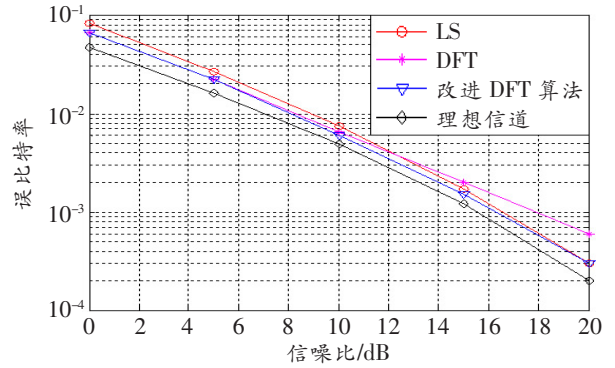


图 6 几种算法的误比特率对比

的 DFT 算法性能相当, 均优于 LS 算法; 随着信噪比增加, 传统 DFT 算法性能变差, 逐渐不如 LS 算法, 这是由于时域去噪的同时损失了一部分信道能量, 在低信噪比时由于噪声的影响占据主导地位, 去噪带来的性能增益大于能量损失带来的性能衰减, 故而性能整体上是提升的。但随着信噪比的升高, 噪声的影响逐渐减小, 此时去噪带来的性能增益逐渐小于能量损失带来的性能衰减, 故整体上性能会下降, 甚至比 LS 算法更差。而改进 DFT 算法由于在去噪的同时又抑制了信道能量的损失, 所以即使随着信噪比的增加, 改进算法的性能依然可以得到

保障,而且复杂度不高,整体上优于传统 DFT 算法,可以用于实际的 LTE-A 系统,具有很好的实用价值。

4 结束语

本文对 LTE-A 系统下行链路中的信道估计问题进行了研究,考虑到实际 LTE-A 系统中路径时延并非采样间隔的整数倍,并且系统存在虚载波,使用传统 DFT 时域去噪方法会产生 CIR 能量泄露,特别是当 DMRS 导频数量较少时泄露相对较大,此时直接置零去噪已经不太适用。针对以上情况,本文提出了一种改进的 DFT 信道估计方法,通过递推重构和替换处理,改进算法可以有效地抑制噪声并减小信道能量损失,在只增加少量复杂度的情况下,提高了信道估计和整个系统的性能,具有很好的实用价值。

参考文献:

[1] Kwak K, Lee S, Kim K, et al. A New DFT-Based Channel Estimation Approach for OFDM with Virtual Subcarriers by Leakage Estimation [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(6): 2004—2008.

[2] Santella G. A frequency frequency and symbol synchronization system of OFDM signals: Architecture and simulation results [J]. Vehicular Technology IEEE Transactions on, 2000, 49(1):254—275.

[3] 王一蓉,周恩,王文博.一种基于 DFT 的低复杂度虚子载波 OFDM 信道估计算法 [J]. 电子与信息学报, 2007,29(12):2935—2936.

[4] 3GPP TS 36.211 v11.0.0-2012,Physical Channels and Modulation [S].

[5] 3GPP TS 36.212 v11.0.0-2012, Multiplexing and channel coding [S].

[6] 郭锐.一种基于 DFT 的 LTE 下行信道估计算法 [J]. 北京联合大学学报,2011.(06):21—23.

(上接第 49 页)

结合以上分析,光线 2 与 3 之间光线的反射率为

$$R(\theta_{23},\theta_{33})=\frac{1}{\theta_{23}-\theta_{33}}\int_{\theta_{33}}^{\theta_{23}}R_n(\beta)d\beta \quad (14)$$

在光线 2 与 3 之间的区域内,反射光占该区域光束的比例为

$$\eta_2=(1-\eta_1)R \quad (15)$$

代入参数,得到 $\eta_1=76.5\%$, $\eta_2=8.4\%$,总耦合效率为 $\eta=\eta_1+\eta_2=84.9\%$ 。

3.3 VCSEL 的位置计算

由图 4 可知,假设 $A_1A_0=r_1$, $A_0A_3=r_2$,由几何关系可得

$$r_1=l\tg\theta_{10}+(r_2-r_1)\tg\theta_{11}+2r_1\tg\theta_{12}, \quad (16)$$

式中, l 为 VCSEL 发光点到光纤的距离。结合式(2)~(5)可知,VCSEL 与光纤耦合的最大工作距离 $l_{\max}$ 为

$$l_{\max}=\frac{r_1-(r_2-r_1)\tg\theta_{11}-2r_1\tg\theta_{12}}{\tg\theta_{10}} \quad (17)$$

代入数据可得 $l_{\max}=117.63\mu\text{m}$ 。

4 结束语

本文研究了云计算环境下 AOC 的相关特点和制作工艺,对目前 AOC 的生产工艺进行优化,通过

COB 技术,得到多模粘装精度在 $\pm 5\mu\text{m}$,光损耗约为 0.5 dB,耦合效率大于 90%。同时对该工艺下的 VCSEL 位置进行了计算,首次得到 VCSEL 到光纤阵列的最大距离为 $117.68\mu\text{m}$;使用光纤阵列 45° 角切割耦合端面,首次得到耦合工艺效率约为 85%。结果表明,所采用的 COB 技术与 45° 反射面光纤耦合工艺能够满足低成本高效率的生产要求,提高了 AOC 的耦合效率,为大数据、云计算的进一步研究提供了思路。

参考文献:

[1] 白春.高速有源光缆的设计与实现 [D]. 上海:上海交通大学,2011:8—25.

[2] Seurin J F, Ghosh C, Inc PO, et al. A New Application for VCSELs: High-Power Pump Laser [J]. Photonics Spectra,2007,7(7):152—154.

[3] 任彦,愈重远,郑世奇,等.垂直腔面发射激光器的横模竞争特性 [J]. 北京邮电大学学报:自然科学版,2014,35(1):71—74.

[4] 阎嫦玲,鲁平,刘德明,等.与光纤阵列耦合的微透镜阵列设计与损耗分析 [J]. 光电子激光,2014,9(17):111—113.