

多天线 OFDM 系统信道估计算法的改进

荆楠 吴长奇

(燕山大学信息科学与工程学院 秦皇岛 066004)

摘要 提出一种针对多天线 OFDM 系统中基于 LS 准则的信道估计的改进方法。该方法使用梳状训练序列估计出一半的信道频率响应,然后利用抛物线插值对剩余一半进行估计。分析和仿真表明该信道估计算法可以抵抗信道的严重频率选择性衰落。

关键词 信道估计 最小平方准则 抛物线插值

0 引言

信道参数估计是 OFDM^[1]无线通信系统的关键技术之一。接收端能够正确地恢复发射信号离不开准确的信道参数信息。比较常见的是基于 MMSE 准则的信道估计算法^[2,3],然而 MMSE 估计器计算量大。基于 LS 准则的信道估计算法克服了 MMSE 算法的缺点^[4],计算复杂度不大,但是信道如果是严重频率选择性的,LS 估计器就无法准确地估计出信道频率响应了。针对这一缺点,对基于 LS 准则的信道估计算法的插值部分做了一些改进,使得 LS 估计器在信道是严重频率选择性衰落的情况下,仍能准确地估计出信道的频率响应。

1 系统模型

OFDM 系统采用两套发射天线和两套接收天线。在第 l 个 OFDM 符号周期内,第 i 根发射天线的发射信号表示如下:

$$x_i[l, n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_i[l, k] e^{j2\pi kn/N}, \quad (1)$$

其中, $i=1, 2$; $x_i[l, n]$ 和 $X_i[l, k]$ 是傅立叶变换对,分别表示频域第 k 个子载波上的符号,以及相应的时域第 n 个采样时刻上的符号。第 j 根天线上的接收信号表示为:

$$Y_j[l, k] = \sum_i X_i[l, k] H_{ij}[l, k] + W_j[l, k], \quad (2)$$

其中, $j=1, 2$; $H_{ij}[l, k]$ 代表第 i 根发射天线到第 j 根接收天线之间的信道频率响应。 $W_j[l, k]$ 是均值为零,方差是 σ_w^2 的高斯白噪声。假设不同的接收天线是相互独立的,那么脚标 j 可以从式(2)中忽略,重新改写式(2)如下:

$$Y = \sum_{i=1}^2 X_i H_i + W, \quad (3)$$

其中, $Y = \{Y[l, 0], Y[l, 1], \dots, Y[l, N-1]\}^T$; $W = \{W[l, 0], W[l, 1], \dots, W[l, N-1]\}^T$, $H_i = \{H_i$

$$[l, 0], H_i[l, 1], \dots, H_i[l, N-1]\}^T;$$

$$X_i = \begin{bmatrix} X_i[l, 0] & 0 & \dots & 0 \\ 0 & X_i[l, 1] & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & X_i[l, N-1] \end{bmatrix}.$$

2 对基于 LS 准则信道估计算法的改进

2.1 算法的改进

由文献[4]得到的信道估计算法:

$$\hat{h}_i = (x_i^i)^{-1} y^i, \quad (4)$$

其中, $i=1, 2$; 只能计算出一半信道频率响应(\hat{H}_1 的奇数位, \hat{H}_2 的偶数位), 剩余的一半是利用插值方法进行估计。当信道频率选择性衰落较深的时候, 文献[4]使用的插值方法估计出来的信道频率响应的误差是很大的。利用抛物线插值, 即使在信道频率选择性衰落很深的时候, 仍能准确的估计出信道的频率响应。

抛物线插值估计剩余的信道频率响应如下:

$$\begin{aligned} \hat{H}_i[l, k+1] &= \frac{3}{8} \hat{H}_i[l, k] + \frac{3}{4} \hat{H}_i[l, k+2] - \\ &\quad \frac{1}{4} \hat{H}_i[l, k+4]; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\hat{H}_1[l, N-1] = \hat{H}_1[l, N]; \quad (6)$$

$$\hat{H}_1[l, N-2] = (\hat{H}_1[l, N-3] + \hat{H}_1[l, N-1])/2; \quad (7)$$

$$\hat{H}_2[l, 1] = \hat{H}_2[l, 2]; \quad (8)$$

$$\hat{H}_2[l, N-1] = (\hat{H}_2[l, N-2] + \hat{H}_2[l, N])/2. \quad (9)$$

其中, $k \in \{i, i+1, \dots, N+i-6\}$ 。

2.2 性能分析

一阶线性插值余项表达式:

$$R_1(n) = \frac{1}{2} H''(w)(n-n_0)(n-n_1), \quad (10)$$

其中, n_0 和 n_1 分别是由式(8)估计出来的信道频率

响应的值。

二阶抛物线插值余项的表达式:

$$R_2(n) = \frac{1}{2} H''(w)(n - n_0)(n - n_1)(n - n_2), \quad (11)$$

其中, n_0, n_1 和 n_2 分别是由式(5)估计出来的信道频率响应的值。

由截断误差公式可以计算出来线性插值和抛物线插值的截断误差:

$$|R_1(n)| = 2\tau^2\alpha_1\alpha_2; \quad (12)$$

$$|R_2(n)| = 2\tau^3\alpha_1\alpha_2. \quad (13)$$

在这里 α_1 和 α_2 表示信道的幅值衰落, τ_s 表示两个多径时延之间的差值, τ_s 是微秒量级的, 从式(12)和式(13)可以看出, 抛物线插值的截断误差要远远小于线性插值。定义均方误差:

$$MSE[l, k] = \frac{1}{N} E[\|\hat{H}_i[l, k] - H_i[l, k]\|^2]. \quad (14)$$

将截断误差表达式(12)、式(13)代入式(14)中的范数得到如下的表达式:

$$MSE_1[l, k] = \frac{2}{N} \tau^2 \alpha_1 \alpha_2; \quad (15)$$

$$MSE_2[l, k] = \frac{4}{N} \tau^3 \alpha_1 \alpha_2. \quad (16)$$

由式(15)和式(16)可以看出, $MSE_1[l, k] \ll MSE_2[l, k]$, 抛物线插值可以大大降低信道估计均方误差, 提高信道参数估计的准确性。

为了降低子信道中随机噪声的影响, 将相邻三个子信道的信道估计值进行加权平均(ACE-F)。

$$\begin{aligned} \hat{H}_i[l, m] &= \frac{(1-\alpha)}{2} \hat{H}_i[l, m-1] + \alpha \hat{H}_i[l, m] + \\ &\quad \frac{(1-\alpha)}{2} \hat{H}_i[l, m+1]. \end{aligned} \quad (17)$$

采用两个 OFDM 符号进行信道估计(ACE-T)。

$\hat{H}_i[l, k]$ 和 $\hat{H}_i[l+1, k]$ 分别是第一个和第二个 OFDM 符号周期估计出来的信道频率响应, 最终的信道估计表示如下:

$$\hat{H}_i[l, k] = \gamma \hat{H}_i[l, k] + (1-\gamma) \hat{H}_i[l+1, k]. \quad (18)$$

3 仿真结果

选用的信道模型是两径信道, 每个路径都服从独立的瑞利衰落。信道的均方时延扩展定义如下: $\tau_s = (\tau_1 - \tau_0)/2$, 其中 τ_0 和 τ_1 分别是第一个路径和第二个路径的时延。这里选取的两个不同的多普勒频移进行仿真: $f_d = 40\text{Hz}$ 和 $f_d = 100\text{Hz}$ 。800kHz 的带宽被分成 128 个子信道。信息传输速率是 1.18Mbps。一个 OFDM 的符号周期是 $160\mu\text{s}$, 加上 $40\mu\text{s}$ 的保护间隔, 则实际的符号周期是 $200\mu\text{s}$ 。假设系统是完全同步的。

图 1 是当 $\tau_s = 1.25\mu\text{s}$ 时, 信道估计 MSE 曲线, 图 2 是当 $\tau_s = 5\mu\text{s}$ 时, 信道估计 MSE 曲线。两幅图中实心点曲线和空心点曲线分别代表在 $f_d = 100\text{Hz}$ 和 $f_d = 40\text{Hz}$ 情况下, 信道估计的 MSE 曲线。从图中可以看出, 信道加权平均(ACE-F)对于抵抗随机噪声有很大的作用, 但是随着信噪比和多普勒频移的上升, 信道加权平均(ACE-F)的作用就不再明显了。其中式(17)中的加权平均参数 $\alpha = 0.4$ 。使用两个符号做训练序列对信道进行估计的性能要明显的优于使用一个符号的情况。式(18)的参数设置为: $\gamma = 0.7$ 。从图中还可以看出, 信道估计算法对多普勒频移不敏感, 两个多普勒频移的曲线几乎重合。

信道估计算法在信道频率选择性衰落很严重的情况下, MSE 曲线仍能得到较为理想的收敛特性。尤其在低信噪比的情况下, 算法得到的 MSE 性能曲线明显要优于文献[4]的性能曲线。

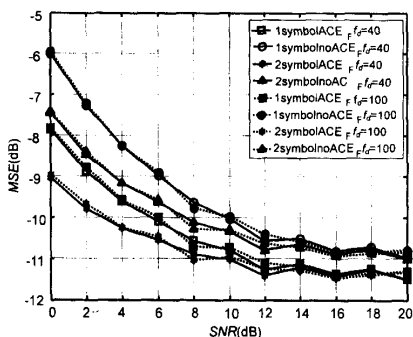


图 1 改进的信道估计算法的 MSE 曲线
($\tau_s = 1.25\mu\text{s}$)

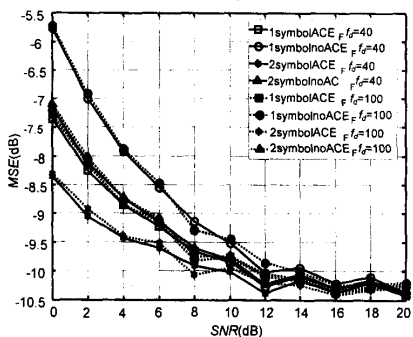


图 2 改进的信道估计算法的 MSE 曲线
($\tau_s = 5\mu\text{s}$)

4 结论

对文献[4]提出的针对多天线 OFDM 系统中基于
(下转第 36 页)

SLS 子网协议直接承载原来的传输协议。封装服务提供了利用 CCSDS-AOS 建议实现互连、互操作的最基本手段。

而复用服务为不同平台上的多个用户或应用提供了在同一虚拟信道内传输的可能,它将封装数据、CCSDS 源包复用到同一虚拟信道中去,体现了 CCSDS-AOS 建议支持多用户、多任务、多目标的特点。

VCA 服务允许用户或应用直接访问 VCA 子层,由 VCA 子层将数据封装在 VCDU 中。VCA 服务为用户提供了自己实现 SLS 的 VLCL 子层服务的接口,为用户专有/保密数据的传输提供了支持。VCA 服务与封装服务不同之处在于:封装服务将数据在全网内传递,而 VCA 服务则在 SLS 子网内传递数据。

简化后的 SLS 子网删去了插入服务、位流服务和 VCDU 服务。位流服务和插入服务的传输方式各不相同,服务对象的差别则为高速数据和中低速数据。在设计最初的研究阶段,设计、实现这两个服务功能,就要对物理信道和虚拟信道的使用做出合理规划,并且还需通过管理配置软件静态调整该项服

(上接第 22 页)

均方根为

$$\sigma = T_c \left[\frac{B_L}{4P/N_0} \left(B_d + \frac{B}{P/N_0} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

3 结语

在有关扩频通信的书上可以找到延时锁定环路的相位误差的均方根表达式为

$$\sigma = T_c \left[\frac{B_L}{2P/N_0} \left(1 + \frac{2B}{P/N_0} \right) \right]^{\frac{1}{2}}.$$

可以看出,式中没有考虑多谱勒频率及其变化对相位误差的影响。存在多谱勒频率时,延时锁定环路

(上接第 31 页)

IS 准则的信道估计算法的插值部分做出改进。当信道处于严重频率选择性衰落的时候,该改进算法在保证没有以提高计算复杂度为前提,准确地估计出信道频率响应。尤其在信噪比低于 6dB 的情况下, MSE 曲线的收敛性明显优于文献[4]的 MSE 曲线的收敛性。

参考文献

- [1] J. A. Bingham. Multicarrier Modulation for Data Transmission: an idea whose time has come[J]. IEEE Communication Magazine 1990.3, 28: 17 ~ 25.

务的带宽、流量等服务品质因素,具有相当的难度。经过综合考虑,位流服务和插入服务这种类似的需求可以使用 VCA 服务来替代。

VCDU 服务提供了由用户直接产生底层 VCDU/CVCDU 的接口,使用得当可以提高传输的效率。但 VCDU 服务需要对 SLS 子网服务与协议的底层进行配置或改动,这对 SLS 子网的设计提出了很高的要求,实现这种服务,会使空间链路子网设计具有较大的复杂性。

4 结束语

随着人类国际空间活动日益频繁及其项目规模的不断扩大,航天活动中合理利用本国与别国空间资源,节省地面和空间系统建设费用成为必然。为适应这种需求,应该积极借鉴 CCSDS-AOS 建议,并研制相应的设备。

参考文献

- [1] CCSDS-701.0-B-3. Advanced Orbiting Systems, Networks and Data Links: Architectural Specification, 2001.6.
- [2] CCSDS-101.0-B-5. Telemetry Channel Coding, 2001.6.

的相位误差的表达式与原理式不同,经过推导得出了式(9)的结论, B_d 的取值应考虑最大多谱勒频率。这个结论没有考虑数据项,如果存在高速率的数据项,带通滤波器的带宽要大于数据速率,那么多谱勒频率就会严重影响跟踪的精度。

参考文献

- [1] 朱近康著. 扩展频谱通信及其应用[M]. 北京: 中国科学技术大学出版社, 1993.
- [2] 查光明, 熊贤祚. 扩频通信[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1988.
- [3] J. K. 霍姆斯. 相干扩展频谱系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1991.
- [2] Y. Li, N. Seshadri, and S. Ariyavistakul. Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels[J]. IEEE J. Sel. Areas Commun., 1999. 3, 17 (3): 461 ~ 471.
- [3] Y. Li, L. J. Cimini, Jr., and N. R. Sollenberger. Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels[J]. IEEE Trans. Commun., 1998. 7, 46 (7): 902 ~ 915.
- [4] Won Gi JEON, Kyung Hyun PAIK, Yong Soo CHO. An Efficient Channel Estimation Technique for OFDM Systems with Transmitter Diversity[J]. IEICE Trans. Commun., 2001. 4, E84-B(4).

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>