

文章编号 :1001 - 893X(2002)05 - 0032 - 04

一种基于阵列天线的时延估计方法^{*}

郑 仲 明

(空军第一航空学院 河南 信阳 464000)

摘 要 本文主要讨论了无线通信中多径信号的时延估计问题。针对阵列天线,基于非线性最小二乘准则,我们提出了一种有效的时延估计方法。仿真结果表明该算法有较好的性能。

关键词 无线通信;阵列天线;多径信号;时延估计;算法

中图分类号 :TN911.7 **文献标识码** :A

An Estimation Method of Time Delay Based on Antenna Array

ZHENG Zhong - ming

(The First Aeronautic Institute of Air Force ,Xinyang 464000 ,China)

Abstract :The time delay estimation problem for multipath signals in wireless communication is discussed. For the receiver using antenna array, an efficient time delay algorithm based on the nonlinear least squares criterion is proposed. Simulation results show that reasonable performance can be obtained by using the proposed algorithm.

Key words :Wireless communication;Antenna array;Mulitpath signal;Time delay estimation;Algorithm

一、引 言

多径信号的时延是无线通信中一个非常重要的参数,主要用于信号间的同步等。为进行时延估计,一般假设发射信号是已知的,接收信号为噪声加上发射信号经不同时延及不同幅度的衰落后的叠加。在许多无线蜂窝移动通信标准中(如 GSM、IS - 95、TD - SCDMA 等),至少有一部分信号在接收时是已知的,这些信号主要作为自适应均衡、波束形成或独立信源间同步等的训练序列,因此我们可利用这部分已知信号进行时延估计。

最简单的时延估计方法是匹配滤波法^[1]。匹配滤波法通过对接收信号与已知发射信号做相关处理,并由相关峰的最大值位置和幅度确定信号的时延和衰落幅度。但是匹配滤波法的主要缺点是不能分辨时间间隔小于信号带宽倒数的 2 个信号,即其分辨率较低,因此如何提高时延分辨率是研究人员

关注的焦点。过去的几十年间,研究人员在这方面作了大量的研究并提出了一些超分辨时延估计方法。接收信号在时域可表示为发射信号不同时延和不同幅度的叠加再加上噪声。而在频域,这一信号模型变为多个加权复正弦信号之和加上噪声。频域的数据模型除了复指数受已知信号频谱加权外,与正弦信号的参数域频率估计问题相类似。基于这一点,许多已有的超分辨正弦信号频率估计方法都可用于估计信号时延等参数,如 MUSIC、线性预测、最大似然法等^[2~4]。但是 MUSIC、线性预测等方法只能应用于具有平坦带限频谱的信号。文献[5]中提出了一种基于非线性最小二乘的时延估计方法,该方法把多维非线性搜索问题转化为一系列的一维优化问题,从而降低了运算量。

前面提到的方法都是基于单个传感器接收的一维信号的时延估计。假设用 M 元阵列接收已知发射信号的多径衰落信号,则可进一步利用信号的空

^{*} 收稿日期 2002 - 03 - 20

间信息提高时延估计的精度。本文针对多个天线接收的多径衰落信号,基于非线性最小二乘准则给出了一种有效的时延估计方法。当用单阵元天线接收时,本文的方法即变为文献 5 的方法。

二、信号模型

M 元阵列接收多径传播信号的基带输出 $y(t) = [y(1,t), y(2,t), \dots, y(M,t)]^T$ 可表示为

$$\begin{aligned} y(t) &= \sum_{l=1}^L \alpha_l a(\theta_l) s(t - \tau_l) + \epsilon(t) \\ &= \sum_{l=1}^L a(\theta_l) s(t - \tau_l) + \epsilon(t) \end{aligned} \quad (1)$$

式中 $\epsilon(t)$ 为加性噪声;

$s(t)$ 表示任意已知的发射信号;

$\{\alpha_l\}_{l=1}^L$ 和 $\{\tau_l\}_{l=1}^L$ 分别表示多径幅度及时延;

$a(\theta)$ 为 $M \times 1$ 维向量,表示阵列流型。

假设信号是窄带的,即各天线接收到信号的时间差远小于信号带宽的倒数,这样从一个天线到另一个天线的传播影响可在频域用一相移来描述。

(1) 式在频域可表示为

$$y(\omega) = \sum_{l=1}^L a(\theta_l) s(\omega) e^{j\omega\tau_l} + \epsilon(\omega) \quad (2)$$

以离散形式表示为

$$\begin{aligned} y(n\Delta\omega) &= \sum_{l=1}^L a(\theta_l) s(n\Delta\omega) e^{jn\Delta\omega\tau_l} + \epsilon(n\Delta\omega), \\ n &= 1, 2, \dots, N \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $\Delta\omega$ 表示采样点间的频率间隔。

令

$$Y = [y(\Delta\omega), y(2\Delta\omega), \dots, y(N\Delta\omega)] \quad (4)$$

$$S_\omega = \text{diag}\{s(\Delta\omega), s(2\Delta\omega), \dots, s(N\Delta\omega)\} \quad (5)$$

$$E = [\epsilon(\Delta\omega), \epsilon(2\Delta\omega), \dots, \epsilon(N\Delta\omega)] \quad (6)$$

$$A = [a(\theta_1), a(\theta_2), \dots, a(\theta_L)] \quad (7)$$

$$V(\tau) = [v(\tau_1), v(\tau_2), \dots, v(\tau_L)]^T \quad (8)$$

$$V(\tau_l) = [1, e^{-j\tau_l}, e^{-j2\tau_l}, \dots, e^{-j(N-1)\tau_l}]^T \quad (9)$$

其中 $\tau = (\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_L)^T$ 。

则 (3) 式以矩阵形式表示为

$$Y = AV(\tau)S_\omega + E \quad (11)$$

当 S_ω 为单位阵时,上式的时延估计问题等价于正弦信号的参数估计问题。

三、参数估计

时延 $\{\tau_l\}_{l=1}^L$ 和导向向量矩阵 A 的非线性加权最

小二乘估计可由最小化下式得到:

$$C(\{\tau_l\}_{l=1}^L, A) = \|Y - AV(\tau)S_\omega\|_F^2 \quad (12)$$

上式对 A 最小化可得 A 的线性最小二乘估计:

$$\hat{A} = YS_\omega^H V^H(\tau) (V(\tau)S_\omega^H V^H(\tau))^{-1} \quad (13)$$

代入 (12) 式可得时延 $\{\tau_l\}_{l=1}^L$ 的非线性最小二乘估计为

$$\{\tau_l\}_{l=1}^L = \arg \max_{\tau} \text{Trace}[YS_\omega^H V^H(\tau)$$

$$(V(\tau)S_\omega^H V^H(\tau))^{-1} V(\tau)S_\omega Y] \quad (14)$$

显然求解 (14) 式是一个多维优化问题,运算量随参数个数指数增加,因此在实际中无法应用。为此,首先作以下准备工作。

令

$$y_k(n\Delta\omega) = y(n\Delta\omega)$$

$$- \sum_{l=1, l \neq k}^L \hat{a}_l(\theta_l) s(n\Delta\omega) e^{jn\Delta\omega\tau_l},$$

$$n = 1, 2, \dots, N \quad (15)$$

以矩阵形式表示为

$$Y_k = Y - A_k V(\tau_k) S_\omega \quad (16)$$

其中

$$A_k = [a(\theta_1), \dots, a(\theta_{k-1}), a(\theta_{k+1}), \dots, a(\theta_L)] \quad (17)$$

$$V(\tau_k) = [v(\tau_1), \dots, v(\tau_{k-1}), v(\tau_{k+1}), \dots, v(\tau_L)]^T \quad (18)$$

$$\tau_k = (\tau_1, \dots, \tau_{k-1}, \tau_{k+1}, \dots, \tau_L)^T \quad (19)$$

假定 $\{\hat{\tau}_1\}$ 及 $\hat{a}_l(\theta_l), l = 1, 2, \dots, L, l \neq k$ 已经求出,则 (12) 式的最小化等效于下式的最小化:

$$C(\tau_k, a(\theta_k)) = \|Y_k - a(\theta_k) V(\tau_k) S_\omega\|_F^2 \quad (20)$$

对于 (20) 式,对 $a(\theta_k)$ 最小化可得 $\hat{a}_k(\theta_k)$ 的线性最小二乘估计:

$$\begin{aligned} \hat{a}_k(\theta_k) &= Y_k^H S_\omega^H V^H(\hat{\tau}_k) (V(\hat{\tau}_k) S_\omega^H V^H(\hat{\tau}_k))^{-1} \\ &= \left(\sum_{n=1}^N |s(n\Delta\omega)|^2 \right)^{-1} \sum_{n=1}^N y_k(n\Delta\omega) s^* \\ &\quad (n\Delta\omega) e^{-jn\Delta\omega\hat{\tau}_k} \end{aligned} \quad (21)$$

(21) 式代入 (20) 式,并对时延 τ_k 求最小化可得 τ_k 的非线性最小二乘估计为

$$\hat{\tau}_k = \arg \max_{\tau_k} \left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N y_k(m, n\Delta\omega) s^*(n\Delta\omega) e^{-jn\Delta\omega\hat{\tau}_k} \right|^2 \quad (22)$$

在前面的推导中,由于 $a(\theta_k)$ 和 τ_k 都是未知的,因此从 (22) 式可以看出时延的估计并没有很好地利用空

间信息。若假设 (20) 式中 $a_l(\theta_k)$ 的估计值 $\hat{a}_l(\theta_k)$ 已知, 则把 $\hat{a}_l(\theta_k)$ 代入 (21) 式中的 $a_l(\theta_k)$ 并对时延 τ_k 最小化, 可得 τ_k 的非线性最小二乘估计为

$$\begin{aligned}\hat{\tau}_k &= \arg \max_{\tau_k} \|Y_k - \hat{a}_l(\theta_k) \mathbf{V}(\tau_k) S_\omega\|_F^2 \\ &= \arg \max_{\tau_k} \left| \sum_{n=1}^N \hat{a}_l^H(\theta_k) y_k(n\Delta\omega) s^* \right. \\ &\quad \left. (n\Delta\omega) e^{-jn\Delta\omega\tau_k} \right|^2\end{aligned}\quad (23)$$

比较 (23) 式和 (22) 式可以看出 (23) 式进一步利用了空间导向信息来估计时延。显然 (21) ~ (23) 式中 $a_l(\theta_k)$ 或 τ_k 的估计可以通过快速傅里叶变换求解, 从而大大提高运算速度。

通过以上分析, 下面我们给出基于阵列天线的有效的时延估计方法。具体算法如下:

(1) 第一步: 假定多径数 $L=1$, 则 $Y_1=Y$, 由 (22) \(\lambda\) (21) 式分别得到 τ_1 和 $a_1(\theta_1)$ 的初始估计值 $\hat{\tau}_1$ 和 $\hat{a}_1(\theta_1)$ 。根据估计的 $\hat{a}_1(\theta_1)$, 由 (23) \(\lambda\) (21) 式再迭代估计 τ_1 和 $a_1(\theta_1)$, 直至收敛。

(2) 第二步: 假定多径数 $L=2$ 。

1) 利用估计得到的 $\hat{\tau}_1$ 和 $\hat{a}_1(\theta_1)$ 由 (16) 式计算 Y_2 , 根据计算的 Y_2 由 (22) \(\lambda\) (21) 式分别得到 τ_2 和 $a_2(\theta_2)$ 的初始估计值 $\hat{\tau}_2$ 和 $\hat{a}_2(\theta_2)$ 。根据估计的 $\hat{a}_2(\theta_2)$, 由 (23) \(\lambda\) (21) 式再迭代估计 τ_2 和 $a_2(\theta_2)$, 直至收敛;

2) 把估计得到 $\hat{\tau}_2$ 和 $\hat{a}_2(\theta_2)$ 代入 (16) 式求出 Y_1 , 根据计算的 Y_1 及前面估计的 $\hat{a}_1(\theta_1)$, 由 (23) \(\lambda\) (21) 式再迭代估计 τ_1 和 $a_1(\theta_1)$, 直至收敛;

3) a 和 b 分别迭代, 直至收敛。

(3) 第三步: 假定多径数 $L=3$

1) 利用前面估计得到的 $\{\hat{\tau}_1, \hat{a}_1(\theta_1)\}$ 和 $\{\hat{\tau}_2, \hat{a}_2(\theta_2)\}$, 由 (16) 式计算 Y_3 , 根据计算的 Y_3 由 (22) \(\lambda\) (21) 式分别得到 τ_3 和 $a_3(\theta_3)$ 的初始估计值 $\hat{\tau}_3$ 和 $\hat{a}_3(\theta_3)$ 。根据估计的 $\hat{a}_3(\theta_3)$, 由 (23) \(\lambda\) (21) 式再迭代估计 τ_3 和 $a_3(\theta_3)$, 直至收敛;

2) 利用估计得到的 $\{\hat{\tau}_3, \hat{a}_3(\theta_3)\}$ 和 $\{\hat{\tau}_2, \hat{a}_2(\theta_2)\}$, 由 (16) 式计算 Y_1 , 根据计算的 Y_1 及前面估计的 $\hat{a}_1(\theta_1)$, 由 (23) \(\lambda\) (21) 式再迭代估计 τ_1 和 $a_1(\theta_1)$, 直至收敛;

3) 利用估计得到的 $\{\hat{\tau}_3, \hat{a}_3(\theta_3)\}$ 和 $\{\hat{\tau}_1, \hat{a}_1(\theta_1)\}$, 由 (16) 式计算 Y_2 。根据计算的 Y_2 由 (22) \(\lambda\) (21) 式分别得到 τ_2 和 $a_2(\theta_2)$ 的初始估计值 $\hat{\tau}_2$ 和 $\hat{a}_2(\theta_2)$ 。根据估计的 $\hat{a}_2(\theta_2)$, 由 (23) \(\lambda\) (21) 式再迭代估计 τ_2 和 $a_2(\theta_2)$, 直至收敛;

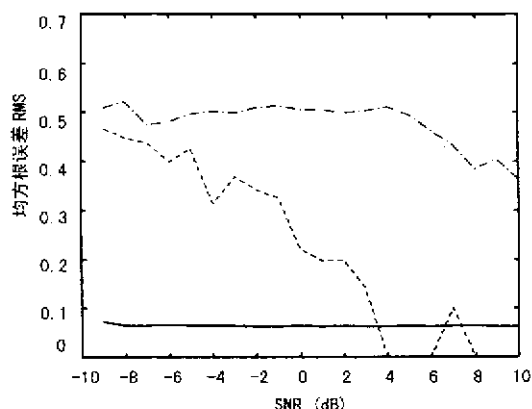
4) a、b 和 c 分别迭代, 直至收敛。

(4) 第四步: 令多径数 $L=L+1$, 上述步骤持续进行, 直到 L 等于预定的多径数目。

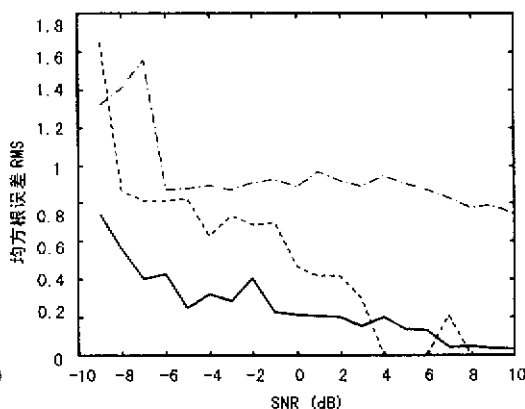
四、仿 真 试 验

这一节我们通过仿真实例来验证算法的性能。仿真中设接收天线阵为 8 阵元的均匀圆阵, 阵元间间隔为 $1/2$ 波长; 信号由信源发射后经过不同路径到达接收阵, 信号到达接收阵的方向在 $0 \sim 360^\circ$ 范围内随机均匀分布, 各径的传输信道为瑞利衰落信道。同时我们设多径数 $L=2$, 各径的时延分别为 $\tau=[0, 1]^T T_c$, 各径的幅度为 $\alpha=[1, 1/2]^T$, 其中 T_c 为信号码片长度。信号的抽样时间也为 T_c 。

图 1、图 2 分别给出了不同信噪比下幅度为 1 和 $1/2$ 的多径时延估计的均方根误差 (RMS)。图中实



(a) 幅度为 1 的多径时延估计的 RMS



(b) 幅度为 1/2 的多径时延估计的 RMS

图 1 不同信噪比下不同幅度的时延估计的 RMS

线表示本文提出方法得估计结果,虚线为未用(24)式再次迭代估计时延时估计的结果,点划线为单根天线时(即文献[5]的方法)的估计结果。其中横坐标表示信噪比,纵坐标为估计的均方根误差。从图中可以看出利用阵列天线可以大大提高时延的估计精度,同时利用(23)式对时延进行再次迭代估计在低信噪比时也能明显提高估计精度。

五、结 论

本文针对阵列天线,基于非线性最小二乘准则,给出了一种有效的时延估计方法。该算法利用特定的迭代结构、迭代估计时延及阵列的空间导向矢量,进一步利用空间信息来提高时延估计的精度。仿真试验表明该算法能够达到较高的时延估计精度。

参 考 文 献

[1] J. E. Ehrenberg, T. E. Ewatt, R. D. Morris. Signal pro-

cessing techniques for resolving individual pulses in multipath signals[J]. J. Acoust. Soc. Amer., 1978, 63: 1861 ~ 1865.

[2] Y. Bian D. Last. Eigen-decomposition techniques for Loran-C skywave estimation[J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 1997, 33: 117 ~ 124.

[3] I. P. Kirsteins. High-resolution time delay estimation[A]. in Proc. ICASSP[C], Apr. 1987, pp. 451 ~ 454.

[4] I. P. Kirsteins, A. C. Kot. Performance analysis of a high resolution time delay estimation algorithm[A]. in Proc. ICASSP[C], Apr. 1990, pp. 2767 ~ 2770.

[5] Jian Li, Renbiao Wu. An Efficient Algorithm for Time Delay Estimation[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1998, 46(8): 2231 ~ 2235.

作者简介

郑仲明(1964-),男,浙江嵊州人,讲师,华中科技大学在读硕士研究生。

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>