

基于特征子空间的快速多径时延测量

黎英云^{1,2}, 马 洪^{1,2}, 朱光喜^{1,2}

(1 华中科技大学 电子与信息工程系, 湖北 武汉, 430074; 2 武汉光电国家实验室(筹), 湖北 武汉, 430074)

摘 要: 提出一种基于特征子空间的快速多径时延测量方法. 新方法对参考信号与接收信号的互相关函数做离散傅里叶反变换, 将时延测量问题转换成具有低通包络的正弦信号频率估计问题. 重构互相关函数的离散傅里叶反变换序列, 形成的信号矩阵用于构造低阶协方差矩阵, 使新方法的运算量与传统 MUSIC 算法相比大幅减小. 理论分析、仿真结果验证了新方法的正确性, 表明新方法以稍微降低时延测量性能为代价换取运算量的大幅减小.

关键词: 时延测量; 特征子空间; 多径信号; 协方差矩阵

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)02-0022-04

A Method for Time Delay Measurement Based on Eigen-subspace in Multipath Environments

LI Ying-yun^{1,2}, MA Hong^{1,2}, ZHU Guang-xi^{1,2}

(1 Department of Electronics and Information Engineering,
Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, China;
2 Wuhan National Lab for Optoelectronics, Wuhan 430074, China)

Abstract: A method for time delay measurement based on eigen-subspace is proposed. In our method, the time delay measurement is first transformed into the frequency domain, in which the problem is converted into the parameter estimation of sinusoidal signals with low-pass envelopes by computing the inverse discrete fourier transform (IDFT) of the cross-correlation function for sent signal and received signal. Next, a lower order covariance matrix of signal matrix is constructed by rebuilding the IDFT series. Then, a multiple-signal-classification (MUSIC) type algorithm is applied to achieve the time delay of each multipath signals. The computational complexity of the method is reduced significantly compare to classical MUSIC approach. Both theory analysis and simulation verify the method. Simulation shows computational complexity of the method is reduced significantly in the cost of decreasing the performance of Time Delay Measurement.

Key words: time delay measurement; eigen-subspace; multipath signals; covariance matrix

1 引言

时延测量是目标定位跟踪系统的关键技术, 在声纳、雷达、地震、地球物理勘探、生物医学等领域广泛应用. 时延测量的最基本方法是互相关法^[1], 这类方法算法简单、运算量小、易于实现, 是目前常规系统中应用最为广泛的方法, 其最突出的缺点就是对多径信号的分辨能力不高, 分辨能力受到发射信号模糊度函数的影响^[1]. 特征结构时延测量方法^[2]

是基于接收数据协方差矩阵特征分解理论, 将 MUSIC 等高分辨估计方法推广到时延测量中, 从而实现时延参数的高分辨估计, 最小分辨率可明显小于接收数据的采样间隔, 分辨能力明显高于互相关类算法^[2-3]. 但是通常这类算法运算量大, 中间环节复杂^[3-4]. 文中提出了一种构造信号协方差矩阵方法, 运算量低于文献[3]中提出的 MUSIC 类算法两个数量级, 而时延测量性能损失很小. 对于多径信号回波在时域、频域、空域均无法进行波形分离的情

收稿日期: 2009-01-15; 修回日期: 2009-03-15

基金项目: 国家自然科学基金项目(60496315); 航天支撑技术基金项目(20060307)

况,提出算法可在单次回波内分辨并估计出多径信号的到达时延,为多径信号快速时延测量提供了一种新思路。

2 信号模型

在声纳、雷达、地震、地球物理勘探、生物医学等领域,信号多径传播环境下,接收信号可假设成多径信号的线性叠加^[1-3],可表示成

$$r(t) = \sum_{d=1}^D \alpha_d s(t - \tau_d) + w(t) \quad (1)$$

式中, D 表示多径信号数目, α_d 、 τ_d 分别为第 d 条多径信号的幅度和到达时延, $s(t)$ 为源信号(发射信号), $w(t)$ 为信道引入的加性高斯白噪声。

假设源信号 $s(t)$ 、多径信号数目 D (可根据信息论准则^[5] 确定) 为已知, 时延测量的目标在于获取式(1) 中 τ_d 的估计值。

以采样间隔 T 对式采样, 可得

$$r(n) = \sum_{d=1}^D \alpha_d s_d(n - \tau_d) + w(n) \quad (2)$$

$$n = 0, 1, 2, \dots, N$$

式中, $s_d(n)$ 为第 d 条多径信号的采样值, N 为连续观测样本数, NT 为测量时间, τ_d 为任意大于零的实数。

3 算法原理

接收信号与源信号互相关函数可表示为

$$R(\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n - \tau) \cdot r^*(n) \quad (3)$$

式中, $(\cdot)^*$ 表示共轭。

源信号延时 $s(n - \tau)$ 的 N 点离散傅里叶反变换(IDFT) 可表示为

$$s(n - \tau) = \sum_{k=0}^{N-1} [S(k) \exp(-j2\pi k\tau/N)] \exp(j2\pi kn/N) \quad (4)$$

式中, $S(k)$ 为 $s(n)$ 的离散傅里叶变换(DFT), 因而互相关函数 $R(\tau)$ 可表示为

$$R(\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} [S(k) \exp(-j2\pi k\tau/N)] \cdot r^*(n) \exp(j2\pi kn/N) \quad (5)$$

将式(2) 带入式(5) 中, 可得

$$R(\tau) = \sum_{k=0}^{N-1} \gamma(k) \exp(-j2\pi k\tau/N) \quad (6)$$

其中,

$$\gamma(k) = \sum_{n=0}^{N-1} S(k) r^*(n) \exp(j2\pi kn/N)$$

$$= \sum_{d=1}^D [\alpha_d^* |S(k)|^2 \exp(j2\pi k\tau_d/N) + W_s(k)] \quad (7)$$

因而, 对 $R(\tau)$ 做 IDFT 可得到 $\gamma(k)$, 从而将时延估计问题转换成正弦信号的频率估计问题。式(7) 中的 N 和 τ_d 分别对应正弦信号的采样率和频率。

由于正弦信号的频率估计与天线阵列的 DOA(Direction of Arrival) 估计数学上等价^[6]。 $\gamma(k)$ 按式构造信号矩阵 $\mathbf{X}$:

$$\mathbf{X} = \sum_{d=1}^D \alpha_d^* \mathbf{A}(\tau_d) \mathbf{S} + \mathbf{W} = \mathbf{\Phi} \mathbf{\alpha} + \mathbf{W} \quad (8)$$

其中

$$\mathbf{X} [\gamma_0(k_n) \ \gamma_1(k_n) \ \dots \ \gamma_{M-1}(k_n)]^T \quad (9)$$

$$k_n = 0, 1, \dots, N - M - 1; N > M$$

$$\gamma_m(k_n) = \sum_{d=1}^D [\alpha_d^* |S(k_n)|^2 \exp(j2\pi(k_n + m)\tau_d/N) + W_s(k_n)] \quad (10)$$

$$m = 0, 1, \dots, M - 1$$

$$\mathbf{\alpha} = [\alpha_1^* \ \alpha_2^* \ \dots \ \alpha_D^*]^T$$

$$\mathbf{\Phi} = [\mathbf{A}(\tau_1) \mathbf{S} \ \mathbf{A}(\tau_2) \mathbf{S} \ \dots \ \mathbf{A}(\tau_D) \mathbf{S}]$$

$$\mathbf{W} = [W_s(0) \ W_s(1) \ \dots \ W_s(N - M - 1)]^T$$

$$\mathbf{S} = [|S(0)|^2 \ |S(1)|^2 \ \dots \ |S(N - M - 1)|^2]^T$$

$$\mathbf{A}(\tau_d) = \text{diag}(1 \exp(j2\pi\tau_d/N) \ \dots \ \exp(j2\pi(N - M - 1)\tau_d/N))$$

4 时延测量

通常 MUSIC 类算法的区别在于信号协方差矩阵和信号子空间的定义^[2-3], 文中提出的算法引入时域采样的思想, 构造的协方差矩阵不同于文献[2-3] 所使用的方法, 可有效降低运算量。

4.1 算法原理

用于 MUSIC 算法的信号协方差矩阵用下式计算:

$$\mathbf{R}_X = E(\mathbf{X}\mathbf{X}^H) = \mathbf{\Phi} E(\mathbf{\alpha}\mathbf{\alpha}^H) \mathbf{\Phi}^H + \mathbf{R}_E \quad (11)$$

式中, $\mathbf{R}_E = E(\mathbf{\Phi}\mathbf{\alpha}) \mathbf{W}^H + E(\mathbf{\Phi}\mathbf{\alpha})^H + E(\mathbf{W}\mathbf{W}^H)$, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $E(\cdot)$ 表示取数学期望。显然 $\mathbf{R}_X$ 是 $M \times M$ 维矩阵。

由于 $|S(k_n)|^2$ 总是非零, 多径信号到达时延 τ_d 互不相等, 因而, $\mathbf{\Phi}$ 的秩等于信号多径数 D 。假设多径信号幅度 α_d 互不相等, 则 $E(\mathbf{\alpha}\mathbf{\alpha}^H)$ 的秩等于 D 。 $\mathbf{R}_X$ 的 D 个最大特征值对应的特征向量与多径信号子空间对应, 其余特征向量对应噪声子空间 $\mathbf{G}$ 。与 MUSIC 算法推导相同^[7], 时延向量 $\mathbf{e}(\tau_d)$ 与 $\mathbf{G}$ 正交。即

$$e(\tau_d)^H G = 0, d = 1, 2, \dots, D \quad (12)$$

式中, $e = [1 \exp(j2\pi\tau_d/N) \cdots \exp(j2\pi(N-M-1)\tau_d/N)]^T$. 则提出算法时延测量函数定义为

$$P(\tau) = \frac{1}{e(\tau)^H G G^H e(\tau)} \quad (13)$$

$P(\tau)$ 峰值对应的 τ , 即为多径信号的延时.

文献[3]中将接收信号矩阵 X 的定义为 $N \times 1$ 维矩阵, 对应的协方差矩阵 R_X 是 $N \times N$ 维方阵, 计算复杂度为 $O(N * N^2 + N^3)$. 提出的新方法按式(9)构造 $M \times N$ 维接收信号矩阵 X , 对应的协方差矩阵 R_X 是 $M \times M$ 维方阵, 计算复杂度为 $O(N * M^2 + M^3)$. 通常 $N \gg M$, 例如, 假设一次观测样本数 $N = 1000, M = 100$, 文献[2-3]提出的算法每做一次时延测量需要 2×10^9 次乘法, 新方法大约需要 10^7 次乘法. 因而新方法的计算复杂度远小于文献[3]提出的算法.

4.2 算法计算步骤

提出的算法按以下步骤实现多径信号时延估计:

- ① 用式(3)计算接收信号与参考信号的互相关函数 $R(\tau)$;
- ② 对 $R(\tau)$ 做 N 点反离散傅里叶变换, 得到式(7), 从而将时延估计问题转换成正弦信号的频率估计问题;
- ③ 用式(9)构造信号矩阵, 用式(11)构造协方差矩阵 R_X ;
- ④ 根据信息论准则^[5]确定信号源数 D , 对 R_X 进行特征空间分解得到信号子空间和噪声子空间 G ;
- ⑤ 在一定的时延 τ 范围内用式计算 $P(\tau)$, $P(\tau)$ 峰值对应的 τ , 即为多径信号的到达时延.

5 仿真结果及分析

采用蒙特卡罗仿真验证文中提出算法的有效性. 不失一般性, 仿真采用对高斯白噪声滤波形成窄带信号做为源信号^[2], 即参考信号, 对采样率做归一化后得到源信号带宽 $B = 0.02$ 、中心频率 $f = 0.25$; 两路功率相差 1dB 的多径信号 1 和 2 的到达时延分别为 55.2T 和 60.8T, T 为采样周期. 在工程实践中, 由于目标移动等原因, 往往不可能获取长时间稳定观测数据, 仿真中用一次观测数据取代式(11)的均值, 每次观测得到的样本数 $N = 1000, M = 100$.

文献[3]提出的算法是近年来较具有代表性的

MUSIC 多径时延测量算法(文中称之为参照算法), 将文中算法与该算法就时延测量分辨概率、标准差、偏差做比较.

5.1 时延测量分辨概率

时延测量分辨概率定义为可以分辨出两路多径信号到达时延的次数与总实验次数的比值; 仿真中, 由在同一信噪比条件下对 200 次测量结果统计得到.

由试验结果看出, 高信噪比 ($> 12\text{dB}$) 条件下, 两种算法分辨概率相同, 达到 100%, 低信噪比 ($< 8\text{dB}$) 条件下, 提出算法分辨能力稍差一些.

5.2 时延测量的标准差和偏差

标准差和偏差分别按式(14)和式(15)计算.

$$\sigma(d) = \sqrt{\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\hat{\tau}_{d,k} - \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \hat{\tau}_{d,k})^2} \quad (14)$$

$$\text{Bias}(d) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |\hat{\tau}_{d,k} - \tau_d| \quad (15)$$

式中, K 为同一信噪比条件下时延测量的次数, $\hat{\tau}_{d,k}$ 为第 d 路多径信号到达时延的第 k 次测量值, τ_d 为第 d 路多径信号的到达时延.

图 1、图 2 分别对应多径信号 2 的测量偏差和标准差与信噪比关系, 在同一信噪比条件下对 $K = 200$ 次测量结果统计得到的, 每次时延测量的观测样本数 $N = 1000$. 多径信号 1 的测量偏差和方差与多径信号 2 的相同, 不再重复列出. 由图 1 可看出, 高信噪比 ($> 10\text{dB}$) 条件下, 提出算法测量偏差趋于稳定, 约 0.8T, 参照算法也趋于稳定, 约 0.6T; 低信噪比 ($< 6\text{dB}$) 时, 两种算法均失效. 从图 2 可看出两种算法测量标准差相差不大, 在信噪比 $> 18\text{dB}$ 时均接近于克拉美罗下界^[8].

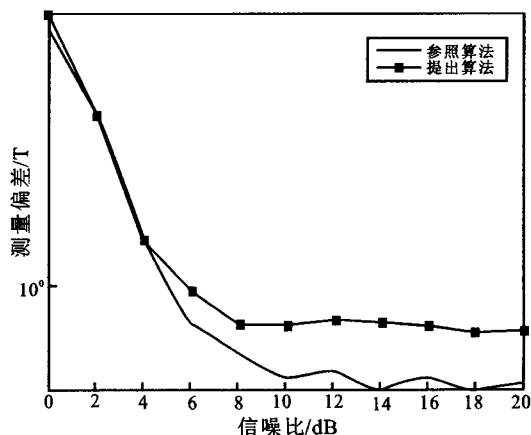


图 1 测量偏差与信噪比关系

以上仿真结果表明, 提出算法时延测量分辨概率、标准差、偏差比参照算法稍差一些, 这是因为提出

算法利用接收信号的信息较少;另一方面原因,以式方式重构协方差矩阵,会使部分噪声混入信号空间。

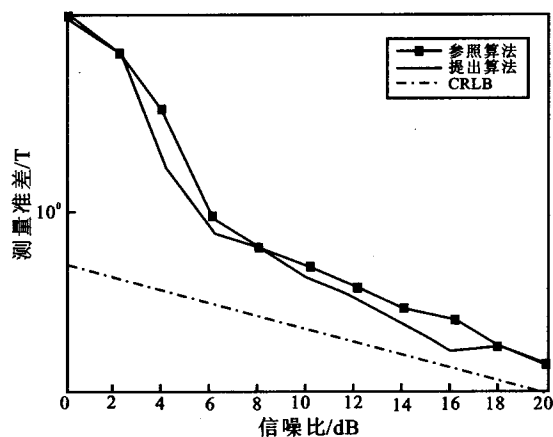


图2 测量标准差与信噪比关系

6 结束语

文中提出一种多径信号到达时延测量的方法。通过将时延测量问题转换成具有低通包络的正弦信号频率估计问题,重构信号矩阵,构造低阶协方差矩阵,然后应用 MUSIC 法解出每条多径信号的到达时延。由于新方法构造的协方差矩阵阶数比文献[3]的低得多,因而运算量比后者小两个数量级。计算机仿真结果表明新方法以稍微降低时延测量性能为代价换取运算量的大幅减小。

参考文献:

- [1] Vanderveen M C, Van der Veen A J, Paulraj A. Estimation of multipath parameters in wireless communications [J]. IEEE Transactions SP, 1998, 46(3): 682 - 690.
- [2] 郭立,王妙峰. 1.6Kb/s 类 MELP 语音压缩编码器的 FPGA 实现[J]. 小型微型计算机系统, 2008(29): 3551 - 6551.
- [3] Yang Jie, Yu Shengsheng, Zhao Mian. The implementation and optimization of AMR speech codec on DSP[J]. Intelligent Signal Processing and Communication Systems, 2007, 28(1): 365 - 367.
- [4] Kyung Jin Byun, Ik Soo Eo, Hee Bum Jeong. Real-time implementation of AMR and AMR-WB using the fixed-point DSP for WCDMA systems[J]. IEEE Tenth International Symposium, 2006(22): 1 - 6.
- [5] 3GPP TS26. 071. Adaptive multi-rate (AMR) speech

- [2] 郭莹,邱天爽. 基于分数低阶矩的 LETDE 时延测量算法[J]. 通信学报, 2006, 27(5): 12 - 17.
- [3] Ge Fengxiang, Shen Dongxu, Peng Yingning. Super-resolution time delay estimation in multipath environments [J]. IEEE Trans. circuits and systems, 2007, 54(9): 1977 - 1986.
- [4] 郭跃,王宏远,陈思捷. 阵列测向中的精确高速并行谱峰搜索算法[J]. 微电子学与计算机, 2007, 24(12): 50 - 54.
- [5] Waz M, Shan T J, Kailath T. Spatiotemporal spectral analysis by eigenstructure methods[J]. IEEE Trans on Acous speec and Signa, 1982, 32(4): 817 - 827.
- [6] 周隰,王宏远. 基于虚拟扩展的超分辨改进 MUSIC 算法及伪峰抑制[J]. 微电子学与计算机, 2007, 24(6): 5 - 7.
- [7] Wax M, Kailath T. Detection of signals by information theoretic criteria[J]. IEEE Trans. On ASSP, 1985, 33(4): 387 - 392.
- [8] Francesco Viola, William F Walker. A spline-based algorithm for continuous time-delay estimation using sampled data[J]. IEEE Transactions on Ultrasonio, 2005, 52(1): 80 - 93.

作者简介:

黎英云 男, (1974-), 硕士研究生, 讲师. 研究方向为数字信号处理、时差测量技术。

马洪 男, (1966-), 教授, 博士生导师. 研究方向为数字信号处理、软件无线电、无源定位技术。

朱光喜 男, (1945-), 教授, 博士生导师. 研究方向为移动通信、多媒体信息处理。

codec: general description[S]. Bruhn, Stefan, 2004.

- [6] 孙剑,郭立,林海涛,等. 先进音频编码中 MDCT 的新型递归结构及其 FPGA 设计[J]. 微电子学与计算机, 2008, 23(4): 61 - 63.

作者简介:

郑海东 男, (1984-), 硕士研究生. 研究方向为数字集成电路设计、语音编码实现技术。

王明江 男, (1969-), 副教授. 研究方向为多媒体芯片体系结构。

王进祥 男, (1968-), 教授. 研究方向为 VLSI/SoC 设计方法及其实现技术。

(上接第 21 页)