

# 未知波形信号的多径时延估计新方法<sup>1</sup>

易 岷 魏 平 肖先赐

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

**摘 要:** 该文提出了一种从单个阵元接收数据中估计未知波形信号多径回波时延的新方法。该方法通过建立单阵元接收数据的频域信号模型,分析得出了利用该模型估计多径时延与利用阵列估计来波方向问题的相似性。进而,估计来波方向的 ESPRIT 算法被改造用于估计多径时延。文中还对通过信号模型估值存在的模糊问题进行了分析,并提出了解决办法。仿真实验结果证明了新方法的有效性。

**关键词:** 多径时延估计, 来波方向估计, ESPRIT

**中图分类号:** TN911.23 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)08-1224-08

## A New Algorithm for Multipath Time Delay Estimation of Unknown Signal

Yi Min Wei Ping Xiao Xian-ci

(College of Electronic Engineering, UEST of China, Chengdu 610054, China)

**Abstract** This paper presents a new approach for estimating the multipath time delay of signals with unknown shape from observations received by one sensor. In the paper, a frequency domain model for the received data is developed, and multipath time delay estimation using this model is found to be similar to DOA estimation using an array. Thus, an algorithm for estimating time delays is derived based on the ESPRIT algorithm for DOA estimation. Ambiguities arising from the model have also been analyzed, and solutions to them are provided. Simulation results verify the efficiency of this method.

**Key words** Multipath time delay estimation, DOA estimation, ESPRIT

### 1 引 言

分辨某一发射信号的多径回波并提取回波时延、衰减等参数,是在雷达、声纳、通信、地震勘探及医学成像等众多领域中常见的一类问题。在有些应用中,需要对未知波形信号的多径回波进行分辨和时延估计。例如,无线通信领域中的盲信道辨识和均衡,雷达、声纳领域中利用非合作的辐射源对目标的检测和定位等等。

多径时延估计问题与阵列信号处理中的多信号来波方向估计问题在数学模型上的相似性,已被众多的研究人员发现并利用。MUSIC<sup>[1,2]</sup>, ESPRIT<sup>[3]</sup>, 子空间拟合<sup>[4]</sup>等基于特征结构分析的方法纷纷被引入到多径时延估计问题中来。但是,对信号波形或频谱的先验要求限制了这些算法在信号未知条件下的应用。

本文针对特定问题,在合理假设的前提下,提出了一种从单个阵元接收数据中估计未知波形信号多径回波时延的新方法。该方法通过建立单阵元接收时多径回波信号的频域数据模型,得出利用该模型估计多径时延与利用均匀线阵在阵元响应幅相未知情况下估计多信号来波方向问题的相似性。因此,时延分辨和估计问题可以利用各种来波方向分辨和估计方法处理。文中我们利用一种可自校正的 ESPRIT 来波方向估计算法<sup>[5]</sup>完成了未知信号的多径时延估计。此外,还通过信号模型分析了存在的估值模糊问题,并针对这一模糊问题提出了解决办法。最后的仿真实验部分证明了该方法的有效性。

<sup>1</sup> 2003-01-24 收到, 2003-10-21 改回

## 2 信号模型

考虑到观测信号为  $d$  个回波信号的叠加与观测噪声之和, 以  $y(t)$  和  $s(t)$  分别代表观测信号和回波信号的复包络, 则  $y(t)$  可以表示为

$$y(t) = \sum_{i=1}^d \alpha_i s(t - \tau_i) + n(t), \quad t \in [0, T] \quad (1)$$

式中  $\tau_i$  是第  $i$  个回波的时延参数, 它与散射物的位置有关;  $\alpha_i$  为复信道增益因子, 它的幅度是第  $i$  个回波的增益, 与散射物的散射特性及穿过介质时的传播衰减有关, 它的相位中包含有高频载波的相位, 以及信号通过介质传播时引起的随机相位抖动;  $n(t)$  为加性零均值高斯白噪声过程;  $[0, T]$  为观测区间。

假设照射信号按照固定的速率周期性地重复, 或者具有周期性重复的部分。为讨论方便, 不妨假设该周期为  $T$ ; 同时, 还假设某个周期照射信号的所有回波都只出现在对应的同一个观测区间内。因此,  $L$  个连续观测区间的观测信号  $y_l(t)$ ,  $l = 1, \dots, L$  可以表示为

$$\left\{ y_l(t) = \sum_{i=1}^d \alpha_{il} s(t - \tau_i) + n_l(t), \quad t \in [0, T] \right\}_{l=1}^L \quad (2)$$

式 (2) 中, 假设各运动的散射体的运动速度有限, 因而各回波的延迟参数  $\tau_i$  在所使用的  $L$  个观测区间, 可视为不变。假设信道增益因子  $\alpha_i$  在单个观测区间恒定, 而在不同的观测区之间却可能因为下述的原因而取值不同: (1) 散射体运动导致的载波相位变化; (2) 散射体散射特性的变化; (3) 传播介质的变化导致的传播衰减和随机相位抖动的变化。以  $\alpha_{il}$  表示第  $i$  路回波在第  $l$  个观测区间的信道增益, 考虑到  $\alpha_i = [\alpha_{i1} \quad \alpha_{i2} \quad \dots \quad \alpha_{iL}]^T$ , ( $i = 1, \dots, d$ ) 由不同的散射体和传播路径决定, 因而假设向量  $\alpha_i$  ( $i = 1, \dots, d$ ) 之间线性无关也是合理的。

以间隔  $T_s$  对  $\{y_l(t), t \in [0, T]\}_{l=1}^L$  进行  $M$  点的均匀采样, 有

$$\left\{ y_l(mT_s) = \sum_{i=1}^d \alpha_{il} s(mT_s - \tau_i) + n_l(mT_s), \quad m = 1, \dots, M \right\}_{l=1}^L \quad (3)$$

以  $\{Y_l(\omega_k)\}_{k=1}^M$ ,  $\{S(\omega_k)\}_{k=1}^M$ ,  $\{N_l(\omega_k)\}_{k=1}^M$  分别表示  $\{y_l(mT_s)\}_{m=1}^M$ ,  $\{s(mT_s)\}_{m=1}^M$ ,  $\{n_l(mT_s)\}_{m=1}^M$  的离散傅氏变换 (DFT), 根据 DFT 的性质, 由式 (3) 有

$$\left\{ Y_l(\omega_k) = S(\omega_k) \sum_{i=1}^d \alpha_{il} e^{-j\omega_k \tau_i} + N_l(\omega_k), \quad k = 1, \dots, M \right\}_{l=1}^L \quad (4)$$

$$\omega_k = (2\pi/M)k, \quad k = 1, \dots, M \quad (5)$$

将  $\{Y_l(\omega_k)\}_{k=1}^M$  排列成如下的向量  $Y_l$ :

$$Y_l = \begin{bmatrix} Y_l(\omega_1) \\ Y_l(\omega_2) \\ \vdots \\ Y_l(\omega_M) \end{bmatrix} = \mathbf{SV}(\tau) \begin{bmatrix} \alpha_{1l} \\ \alpha_{2l} \\ \vdots \\ \alpha_{dl} \end{bmatrix} + N_l \quad (6)$$

式中

$$\mathbf{S} = \text{diag}(S(\omega_1) \ S(\omega_2) \ \cdots \ S(\omega_M)) \quad (7)$$

$$\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau}) = [\mathbf{v}(\tau_1) \ \mathbf{v}(\tau_2) \ \cdots \ \mathbf{v}(\tau_d)] \quad (8)$$

$$\boldsymbol{\tau} = [\tau_1 \ \tau_2 \ \cdots \ \tau_d] \quad (9)$$

$$\mathbf{v}(\tau_i) = [e^{-j\omega_1\tau_i} \ e^{-j\omega_2\tau_i} \ \cdots \ e^{-j\omega_M\tau_i}]^T \quad (10)$$

$$\mathbf{N}_l = [N_l(\omega_1) \ N_l(\omega_2) \ \cdots \ N_l(\omega_M)]^T \quad (11)$$

$(\cdot)^T$  表示转置. 进一步, 令

$$\mathbf{Y} = [\mathbf{Y}_1 \ \mathbf{Y}_2 \ \cdots \ \mathbf{Y}_L] = \mathbf{S}\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau})\mathbf{A} + \mathbf{N} \quad (12)$$

式 (12) 中

$$\mathbf{A} = [\boldsymbol{\alpha}_1 \ \boldsymbol{\alpha}_2 \ \cdots \ \boldsymbol{\alpha}_d]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{N} = [\mathbf{N}_1 \ \mathbf{N}_2 \ \cdots \ \mathbf{N}_L] \quad (14)$$

观察式 (7) 至式 (14), 注意到:

- (1)  $\mathbf{S}$  为一对角阵;
- (2)  $\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau})$  为一  $(M \times d)$  维的范德蒙 (Vandermonde) 矩阵, 且当  $\tau_i (i = 1, \dots, d)$  互不相同,  $\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau})$  的各列线性无关;
- (3) 矩阵  $\mathbf{A}$  的各行之间线性无关;
- (4) 由  $n(t)$  是白噪声过程及 DFT 变换的正交性, 可知  $\mathbf{N}_l$  的统计特性仍是白的, 因而有

$$E[\mathbf{N}\mathbf{N}^H] = \sigma^2 \mathbf{I}_{M \times M} \quad (15)$$

式中的  $\mathbf{I}_{M \times M}$  表示  $(M \times M)$  维的单位矩阵,  $(\cdot)^H$  表示共轭转置.

由以上的几点可以看出, 式 (12) 所示的信号模型与快拍数为  $L$  的  $d$  个线性无关信号在  $M$  元均匀直线阵上的输出相应模型在数学上是相同的, 只是在这里相当于阵列具有未知的各阵元及通道响应系数: 式 (12) 中矩阵  $\mathbf{S}$  的各元素  $S(\omega_k)$  对应于未知的第  $k$  个阵元的响应系数; 矩阵  $\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau})$  对应于各方向阵列流形构成的矩阵; 矩阵  $\mathbf{A}$  对应于按行排列的  $d$  个线性无关信号; 矩阵  $\mathbf{N}$  对应时间、空间无关, 且与信号也无关的白噪声. 因此, 尽管针对的问题不一样, 单接收器的多径回波分辨和多径时延估计问题与阵列接收的多信号来波方向分辨和估计问题可以通过相同的方法予以解决.

### 3 估值模糊分析<sup>[6]</sup>

忽略噪声的影响考察式 (12):  $\mathbf{Y} = \mathbf{S}\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau})\mathbf{A}$ . 式中  $\mathbf{Y}$  可以通过观测信号得到, 而  $\mathbf{S}$ ,  $\boldsymbol{\tau}$  以及  $\mathbf{A}$  是未知的, 需要确定, 仅仅通过已知的  $\mathbf{Y}$  和式 (12) 所示的模型, 是否可以得到各参数的唯一估值  $\hat{\mathbf{S}}$ ,  $\hat{\boldsymbol{\tau}}$ ,  $\hat{\mathbf{A}}$ . 也就是说, 需要确定, 对所有的  $\mathbf{S} \neq \mathbf{S}'$ ,  $\boldsymbol{\tau} \neq \boldsymbol{\tau}'$ ,  $\mathbf{A} \neq \mathbf{A}'$ , 是否有下式成立:

$$\mathbf{S}\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau})\mathbf{A} = \mathbf{S}'\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau}')\mathbf{A}' \quad (16)$$

- (1) 设有一对角阵  $\mathbf{F} = \text{diag}(e^{j\omega_1\tau_\Delta} \ \cdots \ e^{j\omega_M\tau_\Delta})$ , 则

$$\mathbf{S}\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau})\mathbf{A} = (\mathbf{S}\mathbf{F})(\mathbf{F}^{-1}\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau}))\mathbf{A} = \mathbf{S}'\mathbf{V}(\boldsymbol{\tau}')\mathbf{A} \quad (17)$$

式中  $S' = SF$ ,  $V(\tau') = F^{-1}V(\tau)$ , 时延参数:

$$\tau' = [\tau_1 + \tau_\Delta \quad \cdots \quad \tau_d + \tau_\Delta] \quad (18)$$

式 (17) 表明, 参数  $S$  和  $\tau$  的估值存在模糊. 从实际物理意义上来看, 由于信号  $s(t)$  未知, 故无法确定开始计算时延的参考时刻 (即什么时候  $\tau = 0$ ), 因此绝对的时延参数是得不到的. 如式 (18) 所示, 估计值与真实值之间会有  $\tau_\Delta$  的平移, 但各路多径回波间的相对时延是确定的.

(2) 设  $\gamma$  为任意的复标量, 有

$$SV(\tau)A = (\gamma S)V(\tau)(\gamma^{-1}A) \quad (19)$$

若令  $S' = \gamma S$ ,  $A' = \gamma^{-1}A$ , 则由式 (19), 有

$$SV(\tau)A = S'V(\tau)A' \quad (20)$$

即参数  $A$  的估值也存在模糊. 实际上, 因为信号  $s(t)$  未知, 我们无法确定观测信号中的某一幅度和相位究竟是属于信号本身, 还是由信道引入的. 但由  $A' = \gamma^{-1}A$  可知, 各信道增益因子间的比例是确定的.

由以上分析知, 由式 (12) 所示模型进行的估值存在模糊, 但参数间的相对值是确定的. 因此可以通过外加如下的强制条件使参数的估值确定, 且不影响估值的效果:

(1) 强制最先到达回波的时延参数  $\tau_1 = 0$ , 则式 (9) 可以改写为

$$\tau = [0 \quad \tau_2 \quad \cdots \quad \tau_d] \quad (21)$$

式中各时延参数  $\tau_i$  表示第  $i$  路回波与最先到达回波间的时延差.

(2) 强制最先到达回波在第一个观测区间的信道增益因子  $\alpha_{11} = 1$ , 则式 (13) 可以改写为

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_{12} & \cdots & \alpha_{1L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \alpha_{d1} & \alpha_{d2} & \cdots & \alpha_{dL} \end{bmatrix} \quad (22)$$

式中各参数  $\alpha_{il}$  表示第  $i$  路回波在第  $l$  个观测区间的信道增益与最先到达回波在第一个观测区间信道增益的相对值.

当  $\tau$ ,  $A$  确定后, 信号  $S$  也就随之确定. 显然, 它只表示真实信号 DFT 的某一任意倍数.

在模型  $Y = SV(\tau)A$  中, 取式 (21), 式 (22) 所示的  $\tau$  和  $A$ , 按照实、虚部分别计算: 方程个数为  $2ML$ , 方程中所含未知数的个数分别为  $S$  中  $2M$  个,  $\tau$  中  $d-1$  个,  $A$  中  $2dL-2$  个. 若要方程个数大于或等于未知参数个数, 则多径回波数  $d$  应满足

$$d \leq (2ML - 2M + 3)/(2L + 1) \quad (23)$$

显然, 当  $M > 1$  时,

$$d \leq (2ML - 2M + 3)/(2L + 1) < M \quad (24)$$

因此, 对式 (12) 所示模型使用特征分解类算法的条件已满足.

#### 4 时延分辨与估值

通过以上讨论, 单接收器的多径回波分辨和多径时延估计问题与阵列接收的多信号来波方向分辨和估计问题可以通过相同的方法予以解决. 因此, 理论上讲, 各种带自校正的 DOA 估值

方法均可用于式 (12) 的多径时延分辨和估值。但考虑到  $S$  矩阵与阵元幅相误差矩阵在性质上的差异 ( $S$  矩阵对角线元素的幅相可能相差得很大, 而这一点对阵元误差矩阵不存在), 以迭代为基本思路的一大类算法 (参见文献 [7-9] 等) 收敛很慢并极易收敛到局部极值。最近由 David 等人提出的一种带自校正的 ESPRIT DOA 估值算法 [5], 因其对 DOA 的估值具有闭合的形式, 在运算效率和估值精度方面都可以达到令人满意的效果。在这里, 我们对该算法加以适当的改进后, 用于完成式 (12) 中时延参数的估计。

首先, 假设多径回波数  $d$  已知, 否则,  $d$  可以利用一些标准的方法, 如 Akaike 信息论准则 (An information theoretic criterion)<sup>[10]</sup> 和最短描述长度 (Minimum description length) 准则<sup>[11]</sup> 等估计得到。

与标准的 ESPRIT 算法<sup>[12]</sup> 类似, 令  $V_1, V_2$  分别为范德蒙矩阵  $V(\tau)$  的  $(1, \dots, M-1)$  行与  $(2, \dots, M)$  行子阵构成的矩阵, 则  $V_1, V_2$  满足

$$V_2 = V_1 \Phi \quad (25)$$

$$\Phi = \text{diag}(e^{-j2\pi\tau_1/M} \dots e^{-j2\pi\tau_d/M}) \quad (26)$$

设  $R$  为数据  $Y$  的相关矩阵, 即  $R = E\{YY^H\}$ 。设  $U_s$  为  $R$  的信号特征向量 ( $d$  个较大特征值对应的特征向量) 构成的矩阵, 则一定存在满秩的  $d \times d$  维矩阵  $T$ , 使得

$$U_s = SV(\tau)T \quad (27)$$

定义  $U_{s1}, U_{s2}$  分别为  $U_s$  的  $(1, \dots, M-1)$  行和  $(2, \dots, M)$  行子阵构成的矩阵;  $S_1$  为  $S$  的  $(1, \dots, M-1)$  行与  $(1, \dots, M-1)$  列子阵构成的矩阵;  $S_2$  为  $S$  的  $(2, \dots, M)$  行与  $(2, \dots, M)$  列子阵构成的矩阵。由式 (27) 有

$$U_{s1} = S_1 V_1 T \quad (28)$$

$$U_{s2} = S_2 V_2 T \quad (29)$$

结合  $V_1, V_2$  间的关系式 (25) 和 (26), 有

$$\Gamma U_{s2} = U_{s1} \Psi \quad (30)$$

式中  $\Psi = T^{-1} \Phi T$ , 因而  $\Psi$  和  $\Phi$  具有相同的特征值  $e^{-j2\pi\tau_i/M}$ ,  $i = 1, \dots, d$ ,  $\Gamma = S_1 S_2^{-1}$  是一对称阵, 并设其对角线元素构成列向量  $\nu$ , 即

$$\Gamma = \text{diag}(\nu) \quad (31)$$

有噪声存在时, 式 (30) 中的参数  $\nu, \Psi$  可以由下式估计得到

$$\{\hat{\nu}, \hat{\Psi}\} = \arg \min_{\nu, \Psi} \|\Gamma U_{s2} - U_{s1} \Psi\|_F^2 \quad (32)$$

式中  $\|\cdot\|_F$  表示 Frobenius 范数。固定  $\Gamma$  估计  $\Psi$  得

$$\hat{\Psi} = U_{s1}^\dagger \Gamma U_{s2} \quad (33)$$

式 (33) 代入式 (32), 利用  $\Gamma$  是由向量  $\nu$  构成的对称阵这一性质, 有

$$\hat{\nu} = \arg \min_{\nu} \{\nu^H [P_{U_{s1}}^\perp \odot (U_{s2} U_{s2}^H)^T] \nu\} \quad (34)$$

式中  $P_{U_{s1}}^\perp = I - U_{s1}U_{s1}^\dagger$ ,  $\odot$  为 Schur-Hadamard 积, 表示矩阵对应元素相乘. 注意到  $\nu^H [P_{U_{s1}}^\perp \odot (U_{s2}U_{s2}^H)^T] \nu$  在  $\nu$  平行于矩阵  $P_{U_{s1}}^\perp \odot (U_{s2}U_{s2}^H)^T$  的最小特征向量这一条件满足时达到最小, 故可取  $P_{U_{s1}}^\perp \odot (U_{s2}U_{s2}^H)^T$  的最小特征向量作为  $\nu$  的估计  $\hat{\nu}$ .

将  $\hat{\nu}$  迭代回式 (33) 可得  $\Psi$  的估计  $\hat{\Psi}$ , 因  $\hat{\Psi}$  的特征值  $\hat{\lambda}_i$  对应于  $e^{-j2\pi\hat{\tau}_i/M}$ ,  $i = 1, \dots, d$ , 通过

$$\hat{\tau}_i = -(M \angle \hat{\lambda}_i) / (2\pi), \quad i = 1, \dots, d \quad (35)$$

可以得到各时延参数的估值. 设  $\hat{\tau}_i (i = 1, \dots, d)$  从小到大排列, 考虑到实现参数无模糊估计所加的条件 (最先到达回波的时延参数  $\tau_1 = 0$ ), 可用  $\hat{\tau}'_i = \hat{\tau}_i - \hat{\tau}_1$  作为第  $i$  路回波信号时延参数的最终估计. 如前所述,  $\hat{\tau}'_i$  表示第  $i$  路回波信号与最先到达回波间的时延差.

需要注意的是, 尽管在信号模型的分析中我们假设  $A$  的各行互不相关, 但考虑到特征分解方法本身对相关信号也可以处理, 因此只要  $A$  中不存在相干的行, 以上描述的算法都是有效的.

归纳起来, 算法的整体步骤如下:

- (1) 将接收信号变换到频域, 并按式 (6), 式 (12) 排列数据得矩阵  $Y$ ;
- (2) 计算  $Y$  的相关矩阵  $R$ , 对  $R$  特征分解, 由特征值估计回波数, 由特征向量得  $U_s$ , 并由  $U_s$  构造  $U_{s1}$  和  $U_{s2}$ ;
- (3) 计算  $P_{U_{s1}}^\perp \odot (U_{s2}U_{s2}^H)^T$  的最小特征向量得  $\hat{\nu}$ , 由  $\hat{\nu}$  构造对角矩阵  $\Gamma$ , 代入式 (33) 中估计  $\hat{\Psi}$ ;
- (4) 由  $\hat{\Psi}$  的特征值估计  $\hat{\tau}_i (i = 1, \dots, d)$  (式 (35)), 并通过移位以满足外加约束条件  $\hat{\tau}_1 = 0$ .

## 5 仿真结果

我们使用一相对带宽为 0.25 的线性调频信号作为实验中所用的  $s(t)$ , 该信号被均匀采样得  $M = 80$  个快拍, 其实部示于图 1. 实验中所用信噪比定义为最强回波的信号功率与相同带宽上的噪声功率之比.

### 实验 1 回波分辨 (回波数估计)

假设接收信号  $y(t)$  为三路多径回波的叠加, 绝对的时延参数分别为  $\tau_1 = 1T_s$ ,  $\tau_2 = 3.5T_s$ ,  $\tau_3 = 9.8T_s$  ( $T_s$  为采样间隔). 在不同的观测区间, 各路回波的信道增益因子设定为: 幅度满足均值分别为 1, 0.95, 0.8 的 Rayleigh 分布, 以表征信号被接收时经历的衰减; 相位满足  $[-\pi, \pi]$  间的均匀分布, 以表征信号被接收时包含的相位变化. 从理论上分析,  $\tau_2 - \tau_1 = 2.5T_s$ , 小于  $s(t)$  自相关峰的宽度 (约等于  $s(t)$  带宽的倒数  $4T_s$ ), 因此第一、二路回波即使在  $s(t)$  已知的情况下也无法通过传统匹配滤波类的方法分辨. 图 2 所示  $s(t)$  与  $y(t)$  的互相关输出也说明了这一点, 由于第一、二路回波的相关峰融合在一起, 因此无法由相关峰的数目得到多径回波数的正确估计.

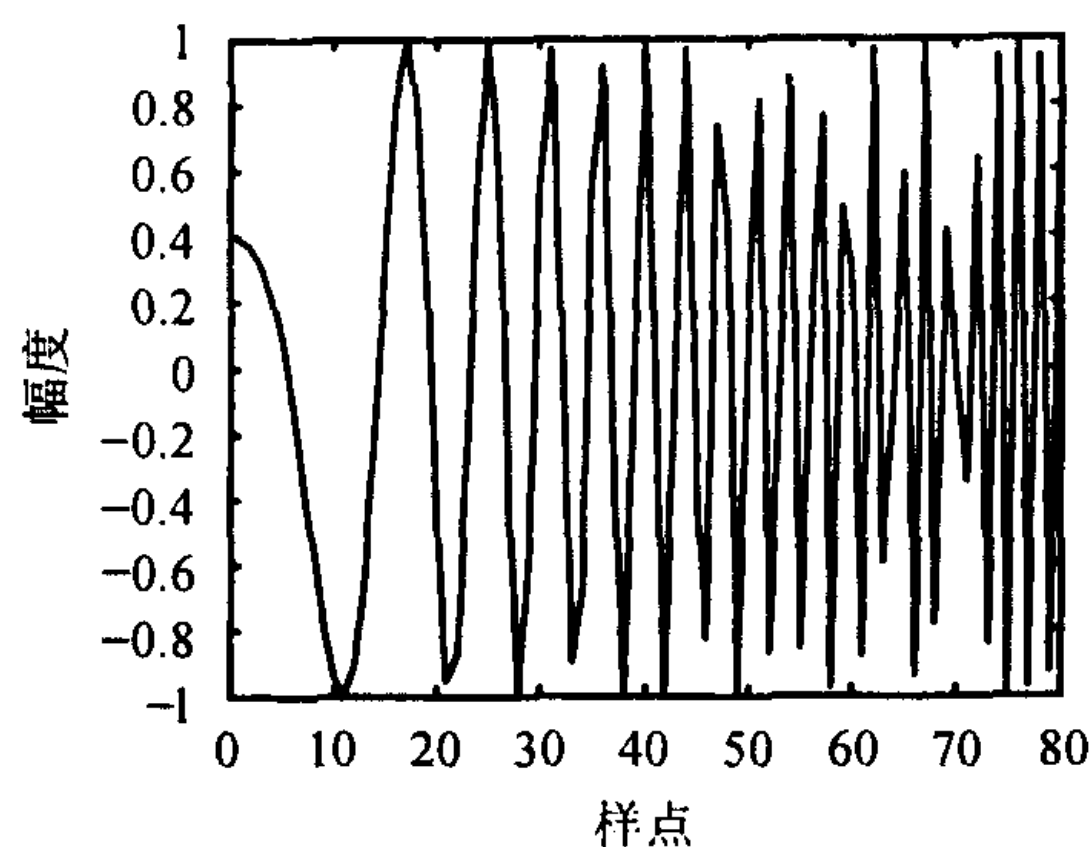
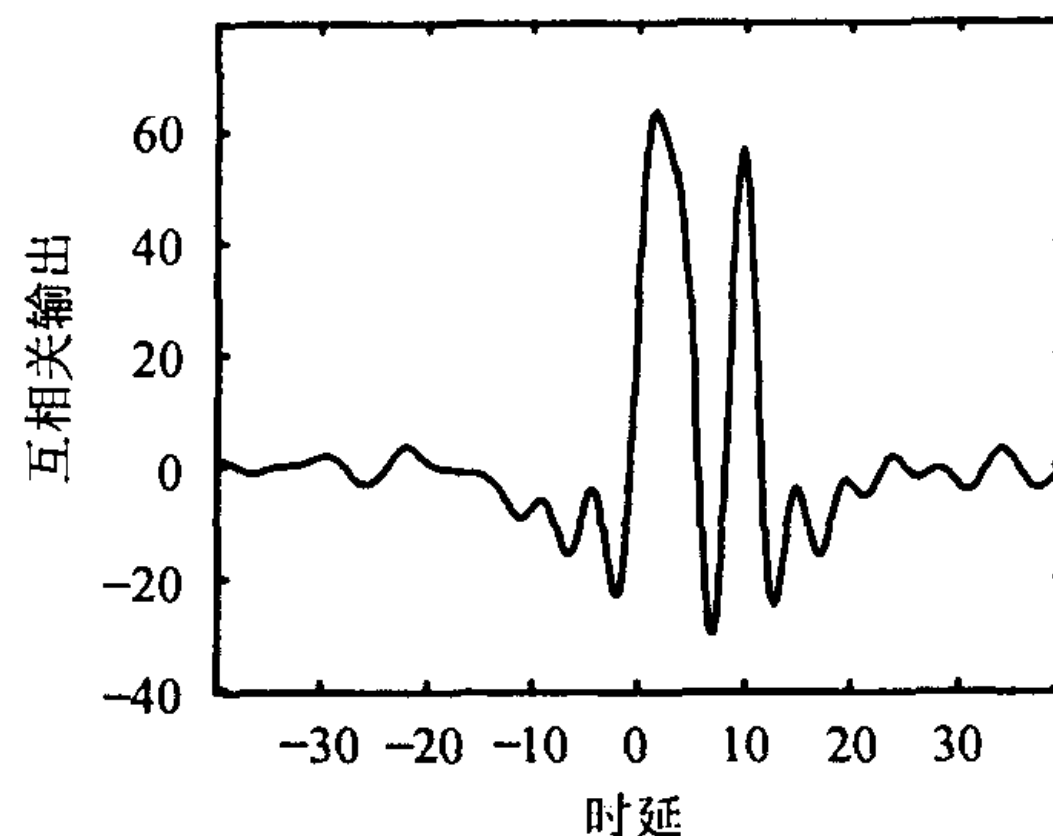
使用式 (12) 所示的信号模型, 借助 Akaike 信息论准则, 可以对多径回波数进行有效的估计. 表 1 所示为观测区间数  $L = 16$ , 信噪比 SNR=20 dB 时, 用于确定回波数的结果. 因回波数估计:

$$\hat{d} = \arg \min_k \text{AIC}(k) \quad (36)$$

故由表 1 可以得到回波数  $d$  的正确估计  $\hat{d} = 3$ .

### 实验 2 时延估计性能

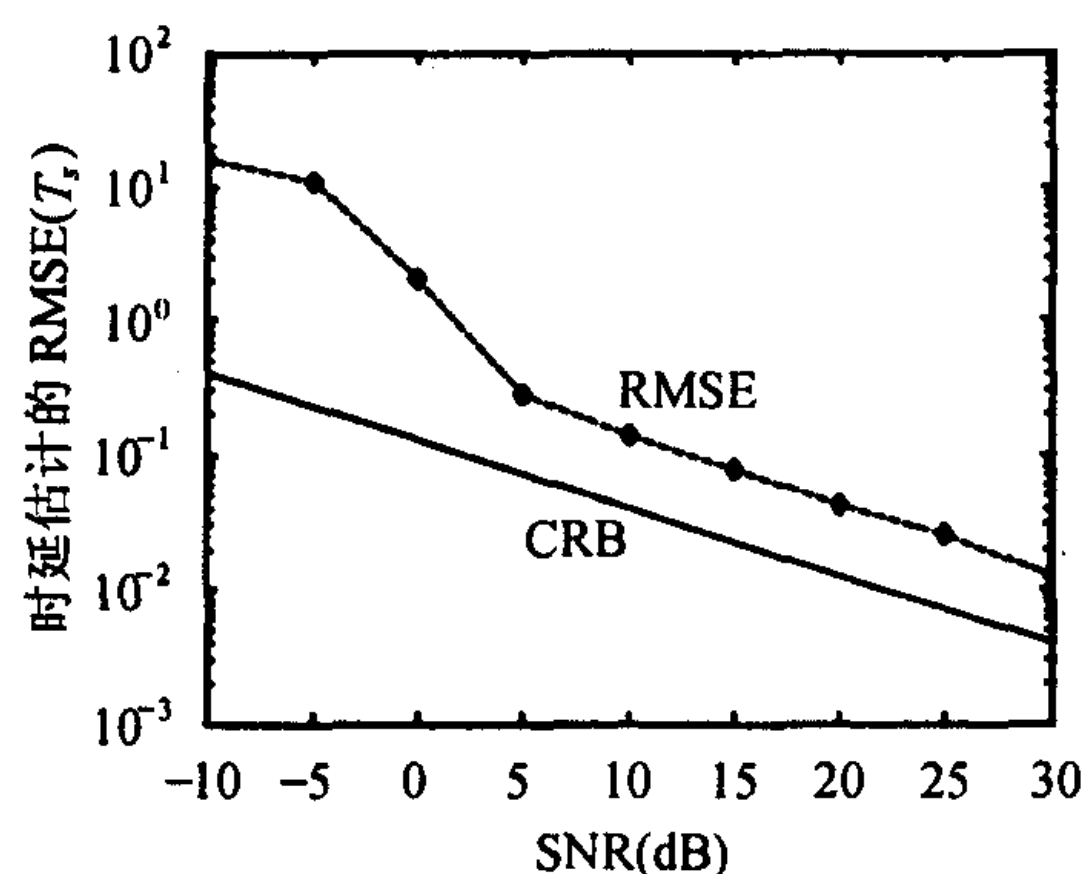
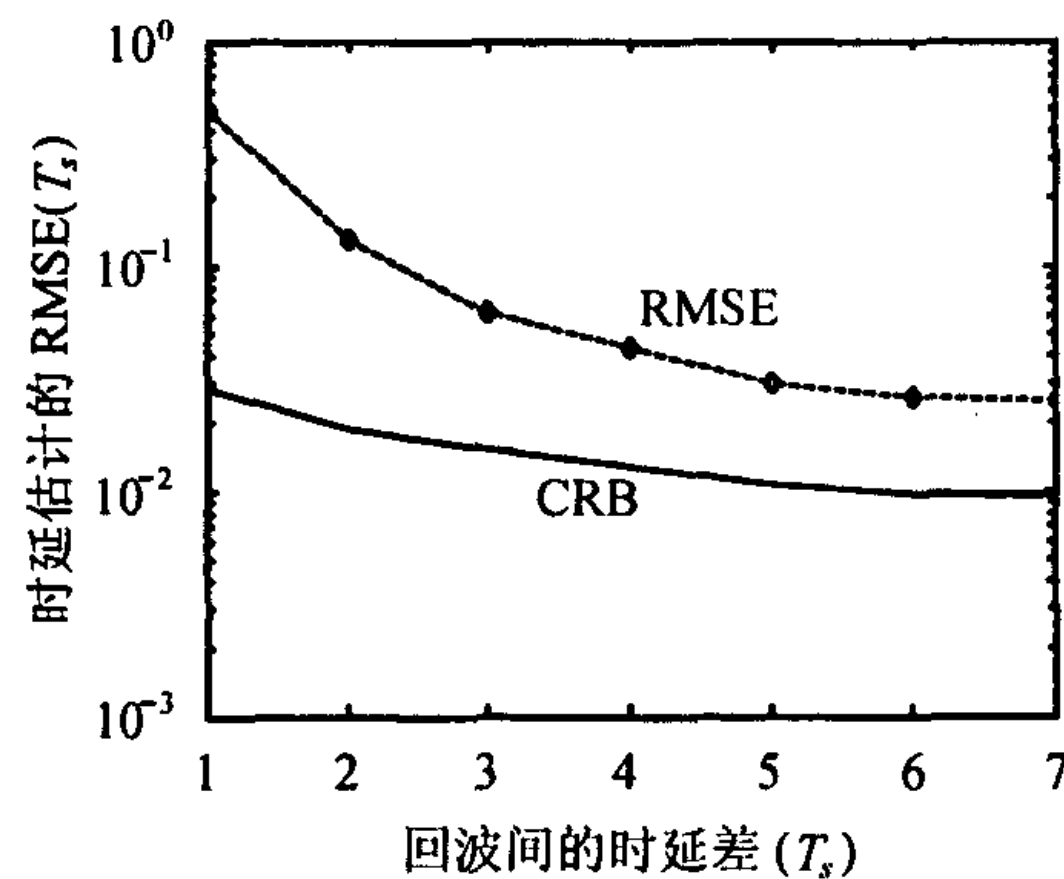
我们在不同的信噪比及不同的时延间隔等条件下利用蒙特卡罗实验 (300 次) 考查对回波时

图 1  $s(t)$  的实部图 2  $s(t)$  与  $y(t)$  的互相关输出表 1  $L=16$ ,  $\text{SNR}=20$  dB 时的 AIC 结果

AIC(0)	AIC(1)	AIC(2)	AIC(3)	AIC(4)	AIC(5)	AIC(6)	AIC(7)	AIC(8)	...
886.72	817.12	716.64	115.34	134.07	152.44	170.63	186.94	201.75	...

延参数估计的精度, 分别示于图 3 和图 4. 设  $y(t)$  为加性白噪声背景下两路多径回波的叠加, 回波的信道增益因子设定为: 幅度满足均值分别为 1, 0.8 的 Rayleigh 分布, 相位满足  $[-\pi, \pi]$  间的均匀分布. 由前面的讨论可知, 所得时延估计为两路回波间的时延差  $\Delta\tau$ . 出于衡量算法性能的目的, 信号  $s(t)$  已知时对多径时延估计的 Cramer-Rao 下界 (CRB) 也在图中用实线绘出.

从图中可以看出, 当信噪比及多径回波的时延间隔大于一定的门限值时, 本文所提算法估计的均方根误差 (RMSE) 与信号已知时时延估计的 CRB 的变化趋势是一致的. 两者之间的差异可以解释为本文所提方法是在信号未知的条件下进行的.

图 3 时延估计的 RMSE 与 SNR 的关系  
 $\Delta\tau = 4T_s$ ,  $M = 80$ ,  $L = 16$ 图 4 时延估计的 RMSE 与时延差的关系  
 $\text{SNR}=20$  dB,  $M = 80$ ,  $L = 16$ 

## 6 结束语

对未知信号的多径回波进行分辨和时延估计, 是雷达、通信等领域中经常遇到的问题. 本文在合理假设下建立的接收信号的频域模型, 可以利用多信号来波方向分辨和估计方法完成多径时延的分辨与估计. 由于信号未知, 因此时延的估值存在模糊. 通过分析发现, 该模糊问题可以通过固定最先到达回波参数的办法加以解决. 文中使用一种可以得到闭合形式估值的 ESPRIT

算法来估计回波时延, 仿真实验表明, 该算法的估值精度低于已知信号时延估值的 Cramer-Rao 下界, 但与其变化趋势是一致的, 证明了该方法的有效性.

### 参 考 文 献

- [1] Bruckstein A M, Shan T, Kailath T. The resolution of overlapping echoes. *IEEE Trans. on ASSP*, 1985, ASSP-33(12): 1357-1367.
- [2] Bian Y, Last D. Eigen-decomposition techniques for Loran-C skywave estimation. *IEEE Trans. on Aerosp. Electron. Syst.*, 1997, AES-33(1): 117-125.
- [3] van der Veen A-J, Vanderveen M C, Paulraj A. Joint angle and delay estimation using shift-invariance techniques. *IEEE Trans. on SP*, 1998, SP-46(2): 405-418.
- [4] Jakobsson A, Swindlehurst A L, Stoica P. Subspace-based estimation of time delays and Doppler shifts. *IEEE Trans. on SP*, 1998, SP-46(9): 2472-2483.
- [5] Astely D, Swindlehurst A L, Ottersten B. Spatial signature estimation for uniform linear arrays with unknown receiver gains and phases. *IEEE Trans. on SP*, 1999, SP-47(8): 2128-2138.
- [6] McArthur D, Reilly J P. A computationally efficient self-calibrating direction-of-arrival estimator. in Proc. IEEE ICASSP, Adelaide, Australia: 1994: IV-201-IV-205.
- [7] Weiss A J, Friedlander B. Eigenstructure methods for direction finding with sensor gain and phase uncertainties. *Circuits Systems and Signal Processing*, 1990, 9(3): 271-300.
- [8] Soon V C, Tong L, Huang Y F, Liu R. A subspace method for estimating sensor gains and phases. *IEEE Trans. on SP*, 1994, SP-42(4): 973-976.
- [9] Zhang M, Zhu Z. A method for direction finding under sensor gain and phase uncertainties. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1995, AP-43(8): 880-883.
- [10] Wax M, Kailath T. Detection of signals by information theoretic criteria. *IEEE Trans. on ASSP*, 1985, ASSP-33(4): 387-392.
- [11] Wax M, Ziskind I. Detection of the number of coherent signals by the MDL principle. *IEEE Trans. on ASSP*, 1989, ASSP-37(8): 1190-1196.
- [12] Roy R, Kailath T. ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques. *IEEE Trans. on ASSP*, 1989, ASSP-37(7): 984-995.

易 岷: 男, 1975 年生, 博士生, 研究方向为时延估计、定位技术等.

魏 平: 男, 1966 年生, 教授, 博士, 研究方向为现代谱估计、阵列信号处理、电子系统等.

肖先赐: 男, 1933 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为谱估计与阵列信号处理、人工神经网络、非线性信号处理、电子系统等.