第14卷　第3期　太赫兹科学与电子信息学报　Vol.14,No.3
2016年6月　Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology　Jun.,2016

**文章编号：** 2095-4980(2016)03-0355-06

# OFDM 系统中基于 PM 的时延估计算法

巴　斌，郑娜娥，胡捍英，任修坤

(信息工程大学 导航与空天目标工程学院，河南 郑州 450001)

**摘　要：** 在正交频分复用(OFDM)系统的超分辨时延估计中，针对多重信号分类(MUSIC)算法的特征分解计算复杂度较高的问题，给出一种基于传播算子(PM)的时延估计算法。对OFDM系统进行信道估计，根据信道估计结果计算协方差矩阵，并利用协方差矩阵计算PM，然后根据PM构造出噪声子空间并将其标准正交化，最后利用伪谱函数进行时延估计。仿真结果和复杂度分析表明，在复杂度大幅度下降的条件下，所提算法与MUSIC性能相当，且逼近克拉美罗界。

**关键词：** 正交频分复用；传播算子；多重信号分类；时延估计

**中图分类号：** TN919.3　　**文献标识码：** A　　**doi：** 10.11805/TKYDA201603.0355

# Time delay estimation based on PM in OFDM system

BA Bin，ZHENG Na'e，HU Hanying，REN Xiukun

(Institute of Navigation and Aerospace Engineering，Information Engineering University，Zhengzhou Henan 450001，China)

**Abstract：** In Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) system, super resolution time delay estimation shows important application value. The Multiple Signal Classification(MUSIC) algorithm requires eigenvalue decomposition whose computational complexity is very high. A new time delay estimation based on Propagator Method(PM) is proposed for solving the problem. Firstly, the proposed algorithm performs the channel frequency response estimation in OFDM system. Moreover, the channel frequency response estimation can be used for estimating the covariance matrix which can calculate the propagator. The propagator can be used to construct the noise subspace without eigenvalue decomposition, then the noise subspace is orthonormalized for improving the performance. Finally, the pseudo spectral function is constructed for estimating the time delay. Simulation results and the analysis of computational complexity show that the proposed algorithm has the similar performance as the MUSIC algorithm and approaches the Cramer-Rao Bound(CRB) under the condition of the significant decline of the computational complexity.

**Key words：** Orthogonal Frequency Division Multiplexing；Propagator Method；Multiple Signal Classification；time delay estimation

正交频分复用(OFDM)技术具有较高的频带利用率，并且可有效对抗频率选择性衰落[1]。近年来该技术已被应用于各种系统，如：长期演进[2](Long Term Evolution，LTE)、全球微波互联接入[3](Worldwide Interoperability for Microwave Access，WiMax)及 IEEE 802.11[4]无线局域网(Wireless Local Area Network，WLAN)。OFDM 技术为用户带来了极佳的体验并得到了普及。OFDM 系统在为用户提供高速数据业务的同时，也能为用户提供定位服务。随着 WLAN 系统的普及，在卫星定位系统和蜂窝网络定位系统均失效的室内场景下，WLAN 系统利用现有的基础设施对用户实施定位具有极大的应用价值。

在 OFDM 定位系统中，时延估计是其中一项重要的研究内容。受系统工作带宽和采样率的限制，传统的时延估计方法性能较差，文献[5]给出了一种基于子载波相位差的 OFDM 无线信号时延估计算法，该算法在高斯白噪声信道中能够提供估计精确度高、不模糊范围大的时延估计，但无法适用于复杂的多径环境。超分辨算法具有极高的参数估计性能，文献[6]将子空间算法应用于 OFDM 信道时延估计中，取得了良好的性能。为精确估计时延，学者们提出了许多超分辨算法，包括最小范数谱估计算法[7]、多重信号分类(MUSIC)算法[8]、旋转不变技术

**收稿日期：** 2014-12-13；**修回日期：** 2015-02-09

**基金项目：** 国家高技术研究发展计划基金资助项目(2012AA01A502)；国家高技术研究发展计划基金资助项目(2012AA01A505)

估计信号参数算法[9]等。其中 MUSIC 算法具有逼近克拉美罗界(CRB)的特性，然而该算法在噪声子空间估计时需要特征值分解，计算复杂度较高。传播算子算法[10-12](PM)最早被应用于超分辨波达方向估计中，并取得了较为理想的性能。由于 PM 算法无需特征值分解，直接利用协方差矩阵估计噪声子空间，因此，计算复杂度显著下降。本文基于以上研究，在 OFDM 系统中，提出了一种基于 PM 的时延估计算法。

## 1 信号模型

在 OFDM 无线通信系统中，多径无线信道的冲击响应为：

$$h\left(t\right)=\sum_{i=0}^{L_P-1}a_i\delta\left(t-\tau_i\right) \tag{1}$$

式中：$L_P$ 为多径数量；$a_i$ 和 $\tau_i$ 分别是第 $i$ 条多径分量的复衰落系数和传播时延。传播时延降序排列，$\tau_0$ 表示最短径的传播时延参数。

OFDM 符号的时域表达式为：

$$x\left(t\right)=\frac{1}{\sqrt{T}}\sum_{k=0}^{K-1}b_k\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}kt},0\leqslant t\leqslant T+T_G \tag{2}$$

式中：$K$ 表示频域采样点数；$\boldsymbol{b}=\left[b_0,b_1,\cdots,b_{K-1}\right]$ 表示载波上的数据向量；$T+T_G$ 表示 OFDM 符号长度，$T_G$ 表示循环前缀，$T$ 是快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform，FFT)和逆快速傅里叶变换(Inverse Fast Fourier Transform，IFFT)周期。

由式(1)和式(2)，接收信号可表示为：

$$y\left(t\right)=\frac{1}{\sqrt{T}}\sum_{k=0}^{K-1}b_k\left(\sum_{i=0}^{L_P-1}a_i\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}k\tau_i}\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}kt}+n\left(t\right)=\frac{1}{\sqrt{T}}\sum_{k=0}^{K-1}b_k\left(\sum_{i=0}^{L_P-1}a_i\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}k\tau_i}+n_k\right)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}kt} \tag{3}$$

$y_k$ 表示第 $k$ 个子载波的接收数据，则

$$y_k=b_k\left(\sum_{i=0}^{L_P-1}a_i\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}k\tau_i}+n_k\right) \tag{4}$$

式中 $n_k$ 表示均值为零，方差为 $\sigma^2$ 的复高斯白噪声。

那么，第 $k$ 个子载波的多径信道频域响应估计为：

$$\hat{\boldsymbol{H}}_k=\sum_{i=0}^{L_P-1}a_i\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}k\tau_i}+n_k \tag{5}$$

式(5)可以表示为矢量形式：

$$\hat{\boldsymbol{H}}_k=\left[\begin{matrix}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}k\tau_1} & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}k\tau_2} & \cdots & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}k\tau_i}\end{matrix}\right]\left[\begin{matrix}a_0 & a_1 & \cdots & a_{L_P-1}\end{matrix}\right]^{\mathrm{T}}+n_k \tag{6}$$

在 $K$ 个子载波上的信道频域响应估计矢量可以表示为：

$$\hat{\boldsymbol{H}}=\boldsymbol{H}+\boldsymbol{n}=\boldsymbol{Va}+\boldsymbol{n} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{H}$ 表示真实频域信道冲击响应；$\boldsymbol{n}$ 表示估计误差；$\boldsymbol{a}$ 是 $1\times L_P$ 维矢量。

$$\hat{\boldsymbol{H}}=\left[\begin{matrix}\hat{H}_0 & \hat{H}_1 & \cdots & \hat{H}_{K-1}\end{matrix}\right]^{\mathrm{T}} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{n}=\left[\begin{matrix}n_0 & n_1 & \cdots & n_{K-1}\end{matrix}\right]^{\mathrm{T}} \tag{9}$$

$$\boldsymbol{V}=\left[\begin{matrix}\boldsymbol{v}\left(\tau_0\right) & \boldsymbol{v}\left(\tau_1\right) & \cdots & \boldsymbol{v}\left(\tau_{L_P-1}\right)\end{matrix}\right]^{\mathrm{T}} \tag{10}$$

$$\boldsymbol{v}\left(\tau_i\right)=\left[\begin{matrix}1 & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}\tau_i} & \cdots & \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}(K-1)\tau_i}\end{matrix}\right]^{\mathrm{T}} \tag{11}$$

$$\boldsymbol{a}=\left[\begin{matrix}a_0 & a_1 & \cdots & a_{L_P-1}\end{matrix}\right]^{\mathrm{T}} \tag{12}$$

式中：$\hat{\boldsymbol{H}}$ ,$\boldsymbol{n}$ 和 $v\left(\tau_i\right)$ 是 $1\times K$ 维矢量；$\boldsymbol{V}$ 是 $K\times L_P$ 维矩阵。

信道频域响应估计的协方差矩阵 $\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{H}}\hat{\boldsymbol{H}}}$ 定义为：

$$\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{H}}\hat{\boldsymbol{H}}} = E\left[\hat{\boldsymbol{H}}\hat{\boldsymbol{H}}^{\mathrm{H}}\right] = \boldsymbol{V}\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}} + \sigma^2\boldsymbol{I} \tag{13}$$

式中：$\boldsymbol{R}_{aa}$ 为多径复衰落系数的协方差矩阵；$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵。

将信道频域响应的协方差矩阵进行特征分解

$$\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{H}}\hat{\boldsymbol{H}}} = \sum_{i=0}^{L_P-1}\lambda_i\boldsymbol{u}_i\boldsymbol{u}_i^{\mathrm{H}} + \sum_{i=L_P}^{K-1}\lambda_i\boldsymbol{u}_i\boldsymbol{u}_i^{\mathrm{H}} = \boldsymbol{U}_S\boldsymbol{\Lambda}_S\boldsymbol{U}_S^{\mathrm{H}} + \boldsymbol{U}_N\boldsymbol{\Lambda}_N\boldsymbol{U}_N^{\mathrm{H}} \tag{14}$$

可以发现，$\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{H}}\hat{\boldsymbol{H}}}$ 的特征值具有如下分布：

$$\lambda_0 \geqslant \lambda_1 \geqslant \cdots \geqslant \lambda_{L_P-1} \geqslant \lambda_{L_P} = \lambda_{L_P+1} = \cdots = \lambda_{K-1} = \sigma^2 \tag{15}$$

式中：$\lambda$ 表示特征值；对角矩阵 $\boldsymbol{\Lambda}_S = diag\left[\lambda_0,\lambda_1,\cdots,\lambda_{L_P-1}\right]$；对角矩阵 $\boldsymbol{\Lambda}_N = diag\left[\lambda_{L_P},\lambda_{L_P+1},\cdots,\lambda_{K-1}\right]$。由矩阵 $\boldsymbol{U}_S = \left[\boldsymbol{u}_0,\boldsymbol{u}_1,\cdots,\boldsymbol{u}_{L_P-1}\right]$ 张成的线性子空间 $span\left(\boldsymbol{U}_S\right)$ 称为信号子空间（$\boldsymbol{u}$ 表示特征矢量），由矩阵 $\boldsymbol{U}_N = \left[\boldsymbol{u}_{L_P},\boldsymbol{u}_{L_P+1},\cdots,\boldsymbol{u}_{K-1}\right]$ 张成的线性子空间 $span\left(\boldsymbol{U}_N\right)$ 称为噪声子空间。

流形矩阵、信号子空间与噪声子空间满足如下关系：

$$span\left(\boldsymbol{V}\right) = span\left(\boldsymbol{U}_S\right) \tag{16}$$

$$span\left(\boldsymbol{U}_S\right) \perp span\left(\boldsymbol{U}_N\right) \tag{17}$$

## 2　基于 PM 的时延估计算法

假设流型矩阵 $\boldsymbol{V}$ 是列满秩，则 $\boldsymbol{V}$ 中有 $L_P$ 行是线性独立的，其他行可由这 $L_P$ 行线性表示。以下分析中，总是假设前 $L_P$ 行是线性独立的。将流型矩阵分块为

$$\boldsymbol{V} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{V}_A\\ \boldsymbol{V}_B\end{bmatrix}\begin{matrix}\}L_P\\ \}K-L_P\end{matrix} \tag{18}$$

式中 $\boldsymbol{V}_A$ 和 $\boldsymbol{V}_B$ 分别为 $L_P\times L_P$ 维和 $\left(K-L_P\right)\times L_P$ 维矩阵。

假设 $\boldsymbol{V}_A$ 非奇异，传播算子定义为 $\left(K-L_P\right)$ 维复空间 $C^{K-L_P}$ 到 $L_P$ 维复空间 $C^{L_P}$ 的惟一线性算子 $\boldsymbol{P}$，$\boldsymbol{P}$ 满足

$$\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V}_A = \boldsymbol{V}_B \tag{19}$$

即

$$\left[\boldsymbol{P}^{\mathrm{H}},-\boldsymbol{I}_{K-L_P}\right]\boldsymbol{V} = \boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V} = \boldsymbol{0}_{\left(K-L_P\right)\times L_P} \tag{20}$$

式中 $\boldsymbol{I}_{K-L_P}$ 表示 $\left(K-L_P\right)\times\left(K-L_P\right)$ 的单位矩阵。可以证明，$\boldsymbol{Q}$ 的列张成的空间就是噪声子空间。

传播算子 $\boldsymbol{P}$ 可以通过信道频域响应估计的协方差矩阵 $\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{H}}\hat{\boldsymbol{H}}}$ 来求解，对 $\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{H}}\hat{\boldsymbol{H}}}$ 进行分块得：

$$\boldsymbol{R}_{\hat{\boldsymbol{H}}\hat{\boldsymbol{H}}} = \boldsymbol{V}\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{V}_A\\ \boldsymbol{V}_B\end{bmatrix}\boldsymbol{R}_{aa}\begin{bmatrix}\boldsymbol{V}_A^{\mathrm{H}} & \boldsymbol{V}_B^{\mathrm{H}}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{V}_A\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}_A^{\mathrm{H}} & \boldsymbol{V}_A\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}_B^{\mathrm{H}}\\ \boldsymbol{V}_B\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}_A^{\mathrm{H}} & \boldsymbol{V}_B\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}_B^{\mathrm{H}}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{V}_A\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}_A^{\mathrm{H}} & \boldsymbol{V}_A\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}_A^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}\\ \boldsymbol{V}_B\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}_A^{\mathrm{H}} & \boldsymbol{V}_B\boldsymbol{R}_{aa}\boldsymbol{V}_A^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\boldsymbol{G} & \boldsymbol{H}\end{bmatrix} \tag{21}$$

因此有 $\boldsymbol{H} = \boldsymbol{G}\boldsymbol{P}$。

传播算子的估计值 $\hat{\boldsymbol{P}}$ 可由最小化下面的代价函数得到：

$$J\left(\hat{\boldsymbol{P}}\right) = \left\|\boldsymbol{H} - \boldsymbol{G}\hat{\boldsymbol{P}}\right\|_F^2 \tag{22}$$

式中 $\left\|\cdot\right\|_F$ 为 Frobenius 范数。代价函数 $J$ 为 $\hat{\boldsymbol{P}}$ 的二次函数，最小化 $J$ 的最佳解为：

$$\hat{\boldsymbol{P}} = \left(\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{G}\right)^{-1}\boldsymbol{G}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{H} \tag{23}$$

为提高算法性能，用矩阵 $\boldsymbol{Q}_0$ 的标准正交化形式代替 $\boldsymbol{Q}$，则有

$$\boldsymbol{Q}_0 = \boldsymbol{Q}\left(\boldsymbol{Q}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Q}\right)^{-1/2} \tag{24}$$

由于 $\boldsymbol{Q}$ 的列张成的空间就是噪声子空间，并且通过标准正交化得到了矩阵 $\boldsymbol{Q}_0$。因此，时延估计伪谱函数可以表示为：

$$P_{\text{pseudo}}(\tau)=\frac{1}{\boldsymbol{v}^{\mathrm{H}}(\tau)\boldsymbol{Q}_0\boldsymbol{Q}_0^{\mathrm{H}}\boldsymbol{v}(\tau)} \tag{25}$$

伪谱谱峰所对应的时延即为时延估计参数。

## 3 仿真实验及复杂度分析

通过仿真实验对比所提算法与 MUSIC 算法的时延估计性能，然后分析比较 2 种算法的复杂度，从而验证算法的有效性。首先定义均方误差(Mean Square Error，MSE)：

$$\Omega_{\text{MSE}}=\frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\left(\hat{x}_m-x\right)^2 \tag{26}$$

式中：$\hat{x}_m$ 表示第 $m$ 次仿真得到的参数估计值；$x$ 表示对应的参数真实值；$M$ 表示统计次数。

第 $i$ 条多径分量上的信噪比可以定义为：

$$R_{SN_i}=\frac{\left|a_i\right|^2}{\sigma^2} \tag{27}$$

根据文献[13]，时延 $\tau$ 的克拉美罗 $CRB(\tau)$ 满足式(28)：

$$CRB(\tau)=\frac{\sigma^2}{2}\left\{\sum_{r=0}^{R-1}\mathrm{Re}\left[\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}(r)\boldsymbol{D}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{V}}^{\perp}\boldsymbol{D}\boldsymbol{A}(r)\right]\right\}^{-1} \tag{28}$$

式中：$R$ 表示快拍数；$\boldsymbol{A}(r)$ 表示第 $r$ 个快拍所对应的复衰落系数对角矩阵：

$$\boldsymbol{A}(r)=diag\left\{a_0(r),a_1(r),\cdots,a_{L_P-1}(r)\right\} \tag{29}$$

$$\boldsymbol{P}_{\boldsymbol{V}}^{\perp}=\boldsymbol{I}-\boldsymbol{V}\left(\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{V}\right)^{-1}\boldsymbol{V}^{\mathrm{H}} \tag{30}$$

$$\boldsymbol{D}=\left[\boldsymbol{d}(\tau_0),\boldsymbol{d}(\tau_1),\cdots,\boldsymbol{d}(\tau_{L_P-1})\right] \tag{31}$$

$$\boldsymbol{d}(\tau_i)=\frac{\mathrm{d}\boldsymbol{v}(\tau_i)}{\mathrm{d}\tau_i}=\left[1,-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}\tau_i},\cdots,-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}(K-1)\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi}{T}(K-1)\tau_i}\right]^{\mathrm{T}} \tag{32}$$

### 3.1 仿真实验

在 OFDM 无线系统中，将本文算法与文献[8]中的 MUSIC 时延估计算法以及时延估计的 CRB 进行对比分析。多径数目设置为 2，2 条径的时延分别为 150 ns 和 200 ns，2 条径的复衰落系数幅度分别为 1 和 0.9，快拍数为 64，进行 200 次蒙特卡罗仿真实验。OFDM 系统仿真参数设置如表 1 所示。

表 1 OFDM 系统参数设置
Table1 Parameter settings of OFDM system

| parameter | value |
|---|---|
| guard duration/μs | 1.6 |
| FFT period/μs | 3.2 |
| system bandwidth/MHz | 20 |
| the number of subcarrier | 64 |
| carrier frequency/GHz | 2.4 |

针对本文算法和 MUSIC 算法，图 1 和图 2 给出了 2 条径的时延估计以及 CRB 的仿真对比结果。随着噪声功率的降低，本文算法与 MUSIC 算法时延估计的 MSE 逐步降低并且性能相当。这是因为随着噪声功率的降低，噪声对时延估计性能的影响逐步降低，因此时延估计的方差逐步减小。所提算法与 MUSIC 算法的 MSE 均逼近 CRB，这是由于所提算法和 MUSIC 算法的超分辨时延估计性能接近了理论界。通过仿真说明，本文算法时延估计的 MSE 性能与 MUSIC 算法相当，效果较为理想。

### 3.2 复杂度分析

在 MUSIC 算法中，特征值分解的计算复杂度为 $O\left(K^3\right)$。特征值分解是影响 MUSIC 算法复杂度的一个重要

问题。本文算法利用传播算子计算噪声子空间，从而避免了特征值分解，降低了计算复杂度。本文算法的噪声子空间估计的计算复杂度为 $O\left(\left(K-L_P\right)L_P^2\right)$。在一般条件下，多径数量 $L_P$ 远小于频域采样点数 $K$。因此，在噪声子空间估计方面，本文算法的计算复杂度远小于 MUSIC 算法。

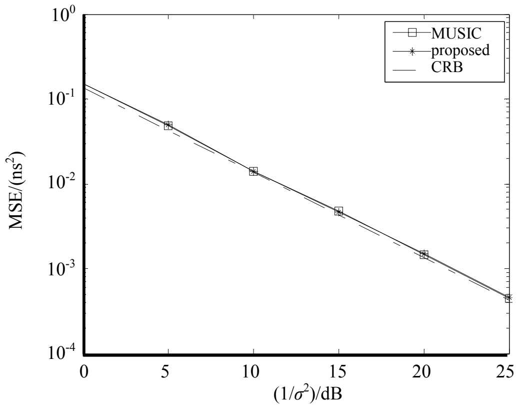


Fig.1 MSE for time delay estimation of 1st path component versus the power of noise

图 1 第 1 条多径的时延估计 MSE 随噪声功率的变化图

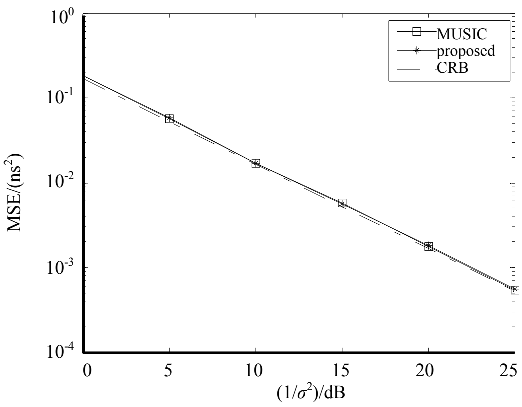


Fig.2 MSE for time delay estimation of 2nd path component versus the power of noise

图 2 第 2 条多径的时延估计 MSE 随噪声功率的变化图

## 4　结论

MUSIC 超分辨时延估计算法的 MSE 具有逼近 CRB 的性能，然而算法所需要的噪声子空间估计需要特征值分解，其计算复杂度较高。为降低计算复杂度，本文给出了一种基于 PM 的时延估计算法。该算法通过 PM 算法估计噪声子空间，避免了特征分解，运算量得到了有效降低。仿真结果验证了时延估计 MSE 逼近 CRB 的性能，复杂度分析表明运算量得到了有效降低。

**参考文献：**


[ 1 ] 王逸林,马世龙,梁国龙,等. 基于多径分集的啁啾扩频正交频分复用水声通信系统[J]. 物理学报, 2014,63(4):173-182. (WANG Yilin,MA Shilong,LIANG Guolong,et al. Chirp spread spectrum of orthogonal frequency division multiplexing underwater acoustic communication system based on multi-path diversity receive[J]. Acta Physica Sinica, 2014,63(4): 173-182.)

[ 2 ] AJEY S,SRIVALLIrivalli B,RANGARAJ G V. On performance of MIMO-OFDM based LTE systems[C]// 2010 International Conference on Wireless Communication and Sensor Computing. Chennai,India:IEEE, 2010:1-5.

[ 3 ] ZHAO X,CUI L. A new frame synchronization algorithm for OFDM WiMAX system in Simulink[C]// 2011 International Conference on Computer Science and Network Technology. [S.l.]:IEEE, 2011:2321-2325.

[ 4 ] ARRUE N,VELEZ I,SEVILLANO J F,et al. Two coarse frequency acquisition algorithms for OFDM based IEEE 802.11 standards[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2007,53(1):33-38.

[ 5 ] 倪浩. OFDM 无线系统中的 TOA 估计技术研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2010. (NI Hao. Research on the TOA estimation techniques in OFDM wireless systems[D]. Xi’an,China:Xidian University, 2010.)

[ 6 ] 刘超,王英民. 子空间算法在 OFDM 信道时延估计中的应用[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2010,8(4):533-538. (LIU Chao,WANG Yingmin. Application of subspace algorithm to time delay estimation in OFDM channels[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2010,8(4):533-538.)

[ 7 ] 李晶,裴亮,曹茂永,等. 一种用于多径环境的超分辨率 TOA 定位算法[J]. 电波科学学报, 2006,21(5):771-776. (LI Jing,PEI Liang,CAO Maoyong,et al. Super-resolution TOA algorithm in multipath enviroments[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2006,21(5):771-776.)

[ 8 ] LI X,MA X,YAN S,et al. Super-resolution time delay estimation for narrowband signal[J]. IET Radar,Sonar & Navigation, 2012,6(8):781-787.

[ 9 ] OH D,KIM S,YOON S H,et al. Two-dimensional ESPRIT-like shift-invariant TOA estimation algorithm using multi-band chirp signals robust to carrier frequency offset[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013,12(7):3130-3139.

[10] LI A,WANG Shu. Propagator method for DOA estimation using fourth-order cumulant[C]// The 7th International Conference on Wireless Communications,Networking and Mobile Computing. Wuhan,China:IEEE, 2011:23-25.

[11] LIU S,YANG L,HUANG J H,et al. Generalization propagator method for DOA estimation[J]. Progress in Electromagnetics Research M, 2014,37:119-125.

[12] LI X,XU D J,WANG X M. Modified propagator method for 2-dimensional DOA estimation in monostatic MIMO radar with L-shaped array[J]. Advanced Materials Research, 2014,846-847:1171-1175.

[13] STOICA P,ARYE N. MUSIC,maximum likelihood,and Cramer-Rao bound[J]. IEEE Transactions Acoustics Speech&Signal Process, 1989,37(5):720-741.

**作者简介:**

**巴　斌**(1987-)，男，河南省周口市人，在读博士研究生，主要研究方向为信号与信息处理.email:xidianbabin@163.com.

**郑娜娥**(1984-)，女，福建省漳州市人，讲师，主要研究方向为无线通信、MIMO 雷达.

**胡捍英**(1961-)，男，河南省南阳市人，教授，博士生导师，主要研究方向为无线通信、信号与信息处理.

**任修坤**(1979-)，男，河南省新乡市人，讲师，主要研究方向为无线通信.

---

(上接第 346 页)

[ 6 ] 房少军. 非对称共面波导的特性及其场结构图的研究[D]. 大连:大连海事大学, 2001. (FANG Shaojun. Study of asymmetric coplanar waveguide characteristics and its field structure figures[D]. Dalian,China:Dalian Maritime University, 2001.)

[ 7 ] BENAHMED N,BENABDALLAH N,BENDIMERAD F T,et al. Accurate closed-form formulas for the electromagnetic parameters of micromachined shielded membrane microstrip line[C]// 2011 8th International Multi-Conference on Systems,Signals and Devices(SSD). Sousse:[s.n.], 2011:1-4.

[ 8 ] 任屹灏. 腔体滤波器耦合结构的研究与应用[D]. 成都:电子科技大学, 2013. (REN Yihao. Study and application of cavity filter coupling structure[D]. Chengdu,China:University of Electronic Science and Technology of China, 2013.)

[ 9 ] 崔博华,王成,郑英彬. 太赫兹 MEMS 滤波器性能影响因素[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013,11(2):319-322. (CUI Bohua,WANG Cheng,ZHENG Yingbin. Influence factor of terahertz MEMS filter performance[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013,11(2):319-322.)

**作者简介:**

**黄裕霖**(1990-)，男，重庆市人，在读博士研究生，主要研究方向为微电子机械系统(MEMS)及其应用，以及太赫兹器件及其应用. email:hyl_elf@qq.com.

**鲍景富**(1964-)，男，浙江省义乌市人，教授，博士生导师，主要研究方向为射频微机电系统、频率合成技术和低相位噪声技术等.

**邓　迪**(1990-)，男，贵阳市人，在读硕士研究生，主要研究方向为微电子机械系统(MEMS)及其应用.