1　信号模型

假设基于亚纳秒级的低强度无线网络信号通过天基平台进行发射，其发射时基带信号采用十六进制频移键控调制（16FSK 调制），信号在调制过后分为 M 个子信号进行传输，每路子信号分为 λ 个信号传输路径。则其单位冲激响应 $H^{(k)}(\omega)$ 为：

$$H^{(M)}(\omega) = \sum_{l=1}^{\lambda} \beta_l^{(M)} \varepsilon(\omega - \omega_l) \tag{1}$$

其中：$\varepsilon(\omega)$ 为单位阶跃响应，$\beta_l^{(M)}$ 为第 M 个子信号在第 l 个传输路径上的频域信号衰落，ω_l 表示该路频域信号的频率延迟。

依据模型（1），则地面设备接收到第 M 个子信号的数学表达式可写为如下的形式：

$$Y^{(M)}(\omega) = N^{(M)}(\omega) + S(\omega)H^{(k)}(\omega) \tag{2}$$

其中：$Y^{(M)}(\omega)$ 为该路信号的频率表达；$N^{(M)}(\omega)$ 为该路信道中的高斯白噪声干扰，均值为 1，标准差为 0；$S(\omega)$ 为发射信号，其时域信号表达式 $s(t)$ 由如下的模型决定：

$$s(t) = \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_c} a_i b_j A(t - iT_s - jT_c) \tag{3}$$

其中：T_s 表示脉冲信号的符号周期；T_c 表示脉冲信号的发射周期；Nc 表示信号中的脉冲符号在 Tc 内的最大出现次数；bj 为调制过程中的伪随机序列，且满足 $bj \in \{+1, -1\}$；ai 为调制的脉冲符号序列，且满足 $ai \in \{+1, -1\}$ 。

此外，式（3）中的各个参数还满足如下的表达式：

$$A(t) = e^{(1-4\pi t^2/\Lambda^2)(-2\pi t^2/\Lambda^2)} \tag{4}$$

其中：Λ 为信号脉冲的阶跃响应

依据上述模型，将模型（2）演变为：

$$Y^{(M)}(\omega) = N^{(M)}(\omega) + S(\omega)H^{(k)}(\omega) = N^{(M)}(\omega) + S(\omega)\sum_{l=1}^{M} \beta_l^{(M)} e^{-j\omega\omega_l} \tag{5}$$

当地面设备接收到模型（5）的信号之后，将进行 λ 等间隔抽样过程，其采样频率 $\Delta\omega$ 满足：

$$\Delta\omega = 2\pi/\lambda \tag{6}$$

模型（5）经过 λ 等间隔抽样过程之后得到的采样信号为：

$$Y^{(M)}(\omega_\lambda) = N^{(M)}(\omega_\lambda) + S(\omega_\lambda)H^{(k)}(\omega_\lambda) = N^{(M)}(\omega_\lambda) + S(\omega)\sum_{l=1}^{M} \beta_l^{(M)} e^{-j\omega_\lambda\omega_l} \tag{7}$$

其中：$\omega_\lambda = \lambda\Delta\omega$ 。

为了便于计算，将模型（7）简化为矢量矩阵：

$$\boldsymbol{y_m} = \boldsymbol{w_m} + \boldsymbol{\beta_m} \boldsymbol{E_\omega} \boldsymbol{S} \tag{8}$$

$$\boldsymbol{\beta_m} = [\beta_1^{(\lambda)}, \beta_2^{(\lambda)}, \ldots, \beta_\lambda^{(\lambda)}]^T \tag{9}$$

$$\boldsymbol{w_m} = [w^{(\lambda)}(\omega_1), w^{(\lambda)}(\omega_2), \ldots, w^{(\lambda)}(\omega_\lambda)]^T \tag{10}$$

$\boldsymbol{y_m} = [Y^{(M)}(\omega_1), Y^{(M)}(\omega_2), \ldots\ldots, Y^{(M)}(\omega_\lambda)]^T$ 为接收信号的 λ 等间隔抽样后得到的采样信号；β_m 代表任意第 M 路子信号的衰落矢量；w_m 为高斯白噪声进过 λ 等间隔抽样后得到的采样信号；$\boldsymbol{S} = \Lambda[S(\omega_1), S(\omega_2), \ldots\ldots, S(\omega_\lambda)]^T$ 为秩值 λ 的对角矩阵，对角线上元素为 $S(\omega)$ 进行了 λ 等间隔抽样后得到采样值；$\boldsymbol{E_\omega}$ 为单位时延矩阵，$\boldsymbol{E_\omega} = [E_1, E_2, \ldots, E_i]$，其中 $\boldsymbol{E_i}$ 满足：

$$\boldsymbol{E_i} = [1, e^{-j\Delta\omega\omega i}, e^{-2j\Delta\omega\omega i}, \ldots\ldots, e^{-\lambda j\Delta\omega\omega i}]^T \tag{11}$$

2　本文信号接收谱参数估计

2.1　信号的接收与接收谱函数的构造

由于定位信号的数据源为天基平台，如典型的北斗卫星轨道高度为 3.6 万千米，而接收设备的天线距离与卫星轨道高度相比可以忽略不计，因此各路子信号射入的方向是平行的。

设 M 个子信号分别为 M 个天线接收，接收信号为：$Y_1, Y_2, \ldots\ldots, Y_M$；对应的时延为 Ei，其中 $i = 1, 2, 3.\ldots\ldots, M$ 。依据模型（8）可得下列的方程组：

$$\begin{aligned} Y_1 &= w_1 + \beta_1 \boldsymbol{E_{\omega_1}} S \\ Y_2 &= w_2 + \beta_2 \boldsymbol{E_{\omega_2}} S \\ &\cdots\cdots \\ Y_m &= w_m + \beta_m \boldsymbol{E_{\omega_m}} S \end{aligned} \tag{12}$$

其中：$\boldsymbol{S} = \Lambda[S(\omega_1), S(\omega_2), \ldots\ldots, S(\omega_\lambda)]^T$ 为矩阵秩值为 λ 的对角矩阵，对角线上元素为 $S(\omega)$ 的 λ 等间隔抽样后得到采样值，$\boldsymbol{E\omega_i}$（$i = 1, 2, \ldots\ldots, M$）为单位时延矩阵，且满足：

$$\boldsymbol{E_{\omega_1}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\Delta\omega\omega_1^{(1)}} & e^{-j\Delta\omega\omega_1^{(2)}} & & e^{-j\Delta\omega\omega_1^{(\lambda)}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_1^{(1)}} & e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_1^{(2)}} & \cdots & e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_1^{(\lambda)}} \end{bmatrix} \tag{13}$$

$$\boldsymbol{E_{\omega_2}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\Delta\omega\omega_2^{(1)}} & e^{-j\Delta\omega\omega_2^{(2)}} & & e^{-j\Delta\omega\omega_2^{(\lambda)}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_2^{(1)}} & e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_2^{(2)}} & \cdots & e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_2^{(\lambda)}} \end{bmatrix} \tag{14}$$

$$\boldsymbol{E_{\omega_m}} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ e^{-j\Delta\omega\omega_m^{(1)}} & e^{-j\Delta\omega\omega_m^{(2)}} & & e^{-j\Delta\omega\omega_m^{(\lambda)}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_m^{(1)}} & e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_m^{(2)}} & \cdots & e^{-\lambda j\Delta\omega\omega_m^{(\lambda)}} \end{bmatrix} \tag{15}$$

设 $\Delta ti, j = ti - tj$ 为任意第 i 根天线与第 j 根天线到达的时间差，图 1 中的信号到达方向与法线的夹角 θ 为信号波达方向 DOA。故 $\Delta ti, j$ 为：

$$\Delta t_{i,j} = d_{i,j}\sin\theta/c \tag{16}$$

其中，di, j 为第 i 根天线与第 j 根天线之间的距离；C 为电磁波在真空中的传播速度。

依据上述模型，则 DOA 的估计 $\bar{\theta}_{i,j}$ 满足：

$$\bar{\theta}_{i,j} = \arcsin(c\Delta t_{i,j}/d) \tag{17}$$

显然，从模型（16）～（17）可知，TOA 估计的越精密，则 DOA 的估计也就越精密。

因此，对于任意第 i 路子信号和第 j 路子信号而言，本文构造关联矩阵 $\boldsymbol{Di}, j \in \Omega^{2M\times M}$ ，其模型为：

$$\boldsymbol{D_{i,j}} = \begin{bmatrix} Y_i \\ Y_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_i \\ w_j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} SE_{\omega_i} \\ SE_{\omega_j} \end{bmatrix} \boldsymbol{B} \tag{18}$$

令 $\boldsymbol{P}(t_i, t_j) = \begin{bmatrix} SE_{\omega_i} \\ SE_{\omega_j} \end{bmatrix} \in \Omega^{2M\times\lambda}$，$\boldsymbol{w}(i,j) = \begin{bmatrix} w_i \\ w_j \end{bmatrix} \in \Omega^{2M\times M}$，则式（18）可演变为：

$$\boldsymbol{D_{i,j}} = \boldsymbol{w}(i,j) + \boldsymbol{P}(t_i, t_j)\boldsymbol{B} \tag{19}$$

又设 $\overline{C} = Di, jDi, j^H$，$Di, j^H$ 为 Di, j 的共轭转置，显然 $\overline{C}$ 的特征值有 $2M$ 个。将 $\overline{C}$ 按照特征值进行分解：

$$\overline{C} = \overline{M_s} + \overline{N_s} \tag{20}$$

其中：$\overline{Ms} \in \Omega^{2M\times\lambda}$ 为信号空间；$\overline{Ns} \in \Omega^{2M\times(2M-\lambda)}$ 为高斯白噪声空间。

因高斯白噪声与接收信号是相互独立的，故 $\overline{Ms} \in \Omega^{2M\times\lambda}$ 和 $\overline{Ns} \in \Omega^{2M\times(2M-\lambda)}$ 两者正交。因此 $\overline{C}$ 的列向量与 $\overline{Ns} \in \Omega^{2M\times(2M-\lambda)}$ 也是正交，则接收谱函数 $F(i,j)$ 为：

$$F(i,j) = \frac{1}{p(t_i,t_j)^H \overline{N_s}\,\overline{N_s}^H p(t_i,t_j)} \tag{21}$$

其中：$p(ti,tj)$ 为 $P(ti,tj)$ 的列向量，$p(ti,tj)^H$ 和 $\overline{Ns}^H$ 分别为 $p(ti,tj)$ 和 $\overline{Ns}$ 的共轭转置。

通过在信号空间内对 $F(i,j)$ 进行峰值搜索即可获取对任意第 i 路及第 j 路子信号的 TOA 最大估计。

2.2 基于接收谱函数的 TOA 估计

模型（21）中的 $F(i,j)$ 为任意两路信号同时接收时的接收谱函数。事实上基于亚纳秒级的低强度无线网络信号的各路信号间彼此正交且相互独立，因此可对任意一路信号分别进行接收谱估计。

对于任意一路子信号 i 而言，其接收信号都可以写为式（12）所对应的 Yi 形式。令 $\overline{G} = YiYi^H$，其中 Yi^H 为 Yi 的共轭转置，显然 $\overline{G}$的特征值有 2 M 个，将 $\overline{G}$按照特征值进行矩阵分解为信号子空间和高斯白噪声子空间的加权：

$$\overline{G} = \overline{M_{si}}\boldsymbol{\Lambda}\,\overline{M_{si}}^H + \overline{N_{si}}\boldsymbol{\Lambda}\,\overline{N_{si}}^H \tag{22}$$

其中：$\overline{Msi}$ 为信号子空间；$\overline{Nsi}$ 为高斯白噪声子空间；$\overline{Msi}^H$ 和 $\overline{Nsi}^H$ 表示对应的共轭转置；$\boldsymbol{\Lambda}$ 为对角阵。

根据模型（18），有 $\overline{Msi} = \boldsymbol{SE}\omega i$。显然 $\boldsymbol{SE}\omega i$ 的列向量与 $\overline{Nsi}$ 的对应列向量相互正交，则任意一路子信号 i 的接收谱函数 f_i 可写为：

$$f_i = \frac{1}{[se_{\omega_i}]^H \overline{N_{si}}\,\overline{N_{si}}^H s\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega_i}}} \tag{23}$$

其中：$\boldsymbol{e\omega i}$ 为 $\boldsymbol{E}\omega i$ 的列向量。

再依据模型（15）有：

$$\boldsymbol{e}_{\boldsymbol{\omega_i}} = [1, e^{-j\Delta\,\omega\omega_m^{(i)}}, e^{-2j\Delta\,\omega\omega_m^{(i)}}, \ldots\ldots, e^{-\lambda j\Delta\,\omega\omega_m^{(i)}}] \tag{24}$$

通过搜索 f_i 对应的极大值，即为任意第 i 路子信号的 TOA 最大估计。令 $z = e^{-j\Delta\,\omega\omega_m^{(i)}}$，则式（23）的复数表达形式如下所示：

$$f_i(z) = \frac{1}{[sf(z)]^H \overline{N_{si}}\,\overline{N_{si}}^H sf(z)} \tag{25}$$

$$f(z) = [1, z^{-1}, z^{-2}, \ldots, z^{-m}] \tag{26}$$

根据复数理论[7-8]，可知，模型（25）的极点多项式 $\overline{f}(z)$ 为：

$$\overline{f}(z) = [sf(z)]^H \overline{N_{si}}\,\overline{N_{si}}^H sf(z) \tag{27}$$

由于模型（27）在复数域上共有 $2M$ 个复数根，且关于单位圆呈对称分布；且信号子空间的维度为 $2M-\lambda$。因此 $\overline{f}(z)$ 的复数根按照接近单位圆的距离，取前 $2M-\lambda$ 个复数根 $\overline{z}_i$（i—1,2,..）作为 TOA 的估计 $\overline{t}_i$：

$$\overline{t}_i = \frac{1}{2M-\lambda}\sum_{i=1}^{2M-\lambda}\overline{z}_i \tag{28}$$

由于 DOA 估计需要两路信号进行比对，因此据模型（18），可得到任意两路信号 i 和 j 对应的关联矩阵 $\boldsymbol{Di},j$；然后令 $\overline{C} = \boldsymbol{Di},j\boldsymbol{Di},j^H$，可形成模型（20）。其中，$\overline{Ms} \in \Omega^{2M\times\lambda}$ 为信号空间，$\overline{Ns} \in \Omega^{2M\times(2M-\lambda)}$ 为高斯白噪声空间。

因高斯白噪声与接收信号是相互独立，因此 $\overline{Ms} \in \Omega^{2M\times\lambda}$ 和 $\overline{Ns} \in \Omega^{2M\times(2M-\lambda)}$ 两者正交，因此 $\overline{C}$ 的列向量与 $\overline{Ns} \in \Omega^{2M\times(2M-\lambda)}$ 也互相正交。其相交代价函数 $H(i,j)$ 为：

$$H(i,j) = p(t_i,t_j)^H \overline{N_s}\,\overline{N_s}^H p(t_i,t_j) \tag{29}$$

其中：$p(ti,tj)$、$\overline{Ns}$ 与模型（21）相同。

比对函数 $h(i,j)$ 的表达式如下：

$$h(i,j) = \max_{i,j} H(i,j) \tag{30}$$

其中：$i,j = 1,2,3\ldots,M$

通过计算最大的代价函数 $h(i,j)$，即可得到最佳的径达时间，然后根据模型（17），获取最佳 DOA 估计。

2.3 TOA 与 DOA 参数估计方法

当地面接收设备接收到信号时，首先需要计算各路独立的子信号的解析表达式，然后依据解析表达式得到子信号空间的协方差矩阵，并对矩阵进行信号子空间和噪声子空间分解，以获取特征值和特征向量，并以此进行特征向量估计和特征值估计。当每路子信号都按照该过程计算完毕后，启动比对流程，代入模型（29）后进行比对，获取 TOA 估计。随后再两两进行比对，获取 DOA 估计。取 TOA 估计和 DOA 估计的最大值，即为整个信号的 TOA 估计和 DOA 估计。整个估计方法的构造步骤如下所示。

Step 1 ：接收子信号，检测子信号是否可以进行抽样处理，获得任意第 i 路子信号解析表达式 Yi（见式（12））；

Step 2 ：再对 Yi 构造协方差矩阵 $\overline{\boldsymbol{G}}$，求解其特征值；

Step 3 ：再对模型（25）的复数方程进行零点求解；

Step 4 ：依据模型（28），得到第 i 路子信号的 TOA 估计后，对于剩下的 $M-1$ 路子信号按照 Step 1 到 Step 3 中的步骤依次求取，得到相应的 TOA 估计，按模型（30）取最大值作为系统的最佳 TOA 估计；

Step 5 ：将最佳 TOA 估计代入模型（16），求得最佳 DOA 估计；

Step 6 ：当本次周期结束，等待下一发送周期开始。

2.4 估计精度分析

对于任意一路子信号 i 而言，其接收信号为 Yi，协方差矩阵 $\overline{\boldsymbol{G}} = YiYi^H$，$\overline{\boldsymbol{G}}$ 的特征值为 η_i，特征向量为 εi，特征值和特征向量都有 $2M$ 个，取前 λ 个最大的特征值及对应的特征向量组成信号空间 Ms：

$$M_s = [\varepsilon_1, \varepsilon_1, \ldots, \varepsilon_\lambda] \tag{31}$$

而剩下的特征向量构成噪声空间 Ns：

$$N_s = [\varepsilon_{\lambda+1}, \varepsilon_{\lambda+1}, \ldots, \varepsilon_{2M}] \tag{32}$$

令 $\overline{\eta_i}$ 和 $\overline{\varepsilon_i}$ 为 η_i 及 ε_i 的精确数值，则：

$$\overline{\eta_i} = \eta_i + \Delta\eta_i \tag{33}$$

$$\overline{\varepsilon_i} = \varepsilon_i + \Delta\varepsilon_i \tag{34}$$

则信号空间特征向量的误差精度 $E[\overline{\eta_i},\eta_i]$ 为：

$$E[\overline{\eta_i},\eta_i] = \frac{\eta_i}{2M}\sum_{\substack{j=1\\ j\neq 1}}^{\lambda}\frac{\eta_j}{(\eta_j-\eta_j)^{2/3}}\,\overline{\eta_i}\eta_i^{\,T}K_{ij} \tag{35}$$

其中：Kij 当仅当 $i=j$ 时取 1。

据模型（27）可知，本文方法的实质是求 $\overline{f}(z) = [sf(z)]^H \overline{N_{si}}\,\overline{N_{si}}^H sf(z)$ 的零点问题，

故将模型（27）进行 Cauchy[9] 展开可得：

$$\overline{f}(z) = \sum_{i=1}^{\lambda}(1-\overline{z_i}z^{-1})(1-\overline{z_i}^{\,*}z^{-1}) \tag{36}$$

其中：$\overline{z_i}$ 的定义与模型（27）相同；$\overline{z_i}$ 为 $\overline{f}(z)$ 的零点。

又设 $\overline{z_i}$ 为零点的精确估计值，则模型（36）可化简为：

$$\overline{f}(z) = \sum_{i=1}^{\lambda}(1-(z_i+\Delta z)z^{-1})(1-(z_i^{*}+\Delta z)z^{-1}) \tag{37}$$

其中：Δz 为零点的精度估计

对模型（37）进一步化，得到如下模型

$$\overline{f}(z) = |\Delta z|^2 \prod_{i=1}^{M} |1-zz_i^{-1}|^2 \tag{38}$$

再对模型（38）两端取期望值，可得 Δz 的估计精度 $E[|\Delta z|^2]$ 为：

$$E[|\Delta z|^2] = \frac{1}{\prod_{i=1}^{M}|1-zz_i^{-1}|^2} E[\overline{f}(z)] \tag{39}$$

$$\overline{f}(z) = [sf(z)]^H \overline{N_{si}}\,\overline{N_{si}}^H sf(z) =$$

$$b(z^{-1})S^H(\sum(\eta_i+\Delta\eta_i)(\eta_i+\Delta\eta_i)^H)b(z^{-1})^H S \tag{40}$$

结合模型（35）、模型（39）、模型（40），并设高斯白噪声功率为 σ^2 可得：

$$E[|\Delta z|^2] = \prod_{i=1}^{M}|1-zz_i^{-1}|^2 \frac{(2M-\lambda)\sigma^2}{\lambda M} \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq 1}}^{\lambda} \frac{\eta_j}{(\eta_j-\sigma^2)^{2/3}}$$

$$|S(z_i)^H \overline{N_{si}}^H \eta_i| \tag{41}$$

其中：$S(zi)$ 为接收信号的复数表示形式；$\overline{Nsi}$ 噪声子空间；ηi 为求得的零点；$||$ 表示求模运算。

由模型（38）可知，TOA 估计精度 $E[|\Delta t|^2]$ 满足：

$$E[|\Delta t|^2] = (\frac{1}{\Delta\omega})^2 \frac{E[|\Delta z|^2]}{2M-\lambda} \tag{42}$$

则 TOA 估计精度为：

$$E[|\Delta t|^2] =$$

$$\max\left\{ \left(\frac{1}{\Delta\omega}\right)^2 \frac{1}{\lambda M_i} \prod_{i=1}^{M}|1-zz_i^{-1}|^2 \sum_{\substack{j=1 \\ j\neq 1}}^{\lambda} \frac{\eta_j}{(\eta_j-\sigma^2)^{2/3}} \right.$$

$$\left. |S(z_i)^H \overline{N_{si}}^H \eta_i| \right\} \tag{43}$$

所有参数的物理意义与模型（41）相同

考虑到 DOA 与 TOA 的关系满足模型（17），则 DOA 的估计精度 $E[|\Delta\theta|^2]$ 为：

$$E[|\Delta\theta|^2] = \max\{\frac{(E[|\Delta t_i|^2]+2E[|\Delta t_j|^2])c^2}{d^2(\sin\theta)^2}\} \tag{44}$$

3　仿真实验

本文通过 NS2 仿真平台对提出的估计方法进行仿真，利用公式（3）生成接收时域信号。仿真参数如表 1 所示。

表 1　仿真参数表

参数	数值
信号周期持续时间(T_s)	600 ms
卫星定位信号频率(f)	1.575 MHz
背景噪声均值(m)	0
背景噪声方差(σ^2)	1
信号初始相位	0
接收机接收信噪比(dB)	不超过－128db
接收机输入信号强度	随机
信号积累时间	600 ms
信号定位次数	10000
信号偏移频率	2000Hz
子信号路数	不超过 64 路

为验证本文估计方法的优异性，设置对照组为 PM 算法[10]、ESPRIT 算法[11]。将本文方法与对照组在 TOA 和 DOA 估计精度上进行比对。为在尺度上进行比较，按照表 1 所示的仿真参数表进行仿真环境生成。

图 1 显示了在不同子信号路数下，本文方法的 TOA 精度测试。从图中可以看到，随着子信号路数的不断增加，本文方法的 TOA 精度也在逐渐增加。这是因为本文方法引入了空间解构方式，将接收到的子信号分解为信号子空间和噪声子空间，然后进行特征值评估和零点计算，随着子信号路数的增加，评估的次数也不断增多，因此 TOA 的精度也得到了相应的提高。

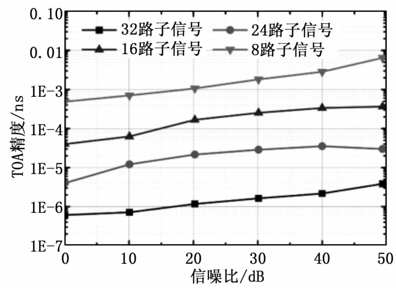

图 1　在不同子信号路数下的本文 TOA 参数估计精度测试

图 2 显示了在不同子信号路数下，本文方法在 DOA 精度上的测试。从图中可以看到，随着子信号路数的不断增加，本文方法的 DOA 精度也不断增加，这是因为 DOA 精度与不同子信号之间的 TOA 精度差值相关，随着路数的增多，单次进行不同子信号之间 TOA 精度差值对比的精度也随之提高，最后通过不断的对信号的 DOA 精度进行比对，从而使得 DOA 精度也得到了提高。

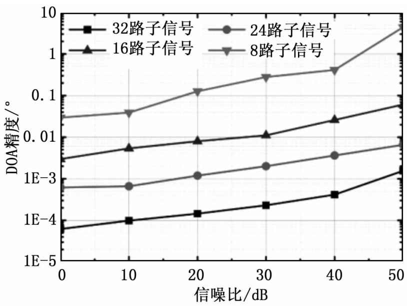

图 2　在不同子信号路数下的本文 DOA 参数估计精度测试

图 3 显示了在不同接收机信噪比强度下，本文方法和 PM 算法、ESPRIT 算法在 TOA 估计精度上的测试结果。从图中可以看到随着接收机信噪比的不断提高，3 种方法的精度都在下降；但是与 PM 算法、ESPRIT 算法之间的精度差距也在不断的扩大。原因是 PM、ESPRIT 算法在考虑多径对比时没有引入比对机制；而本文方法在进行接收信号解析时，将信号解析为信号子空间和噪声子空间，且保证在比对之前两者处于正交状态，故减少了背景噪声的干扰，提高了估计的精确度。

图 4 显示了在不同接收机信噪比强度下本文方法和 PM 算法、ESPRIT 算法在 DOA 估计精度上的对比。从图中可以看到随着接收机信噪比的不断提高，三者之间的 DOA 精度上的差距也不断扩大，这是因为本文方法采用的对比和零点计算机制，使得接收信号的 DOA 精确度同 TOA 精确度并非直接的

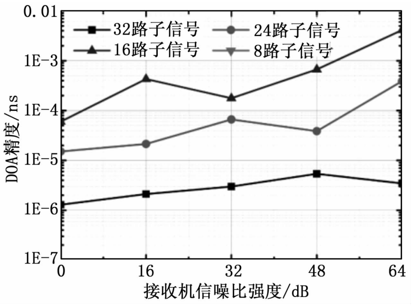

图 3 不同接收机信噪比强度下的 3 种 TOA 精度估计方法的测试结果

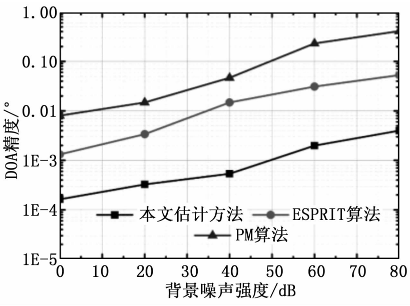

图 6 不同背景信噪比强度下的 3 种 DOA 精度估计方法的测试结果

线性关系，随着 TOA 精确度的不断提高，DOA 精确度呈现更快的提高服。

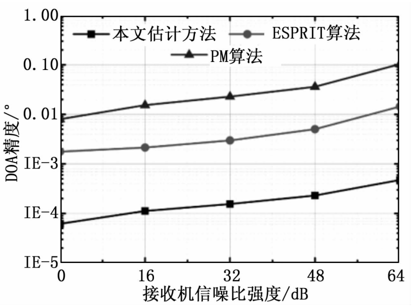

图 4 不同接收机信噪比强度下的 3 种 DOA 精度估计方法的测试结果

图 5 、图 6 显示了在不同背景噪声强度下本文方法和 PM 算法、ESPRIT 算法在 TOA 上和 DOA 的估计精度上的对比，从图中可以看到，随着背景噪声强度的不断增加，虽然本文方法的精确度也在下降，但是幅度很小，呈现平稳状态；而 PM 算法、ESPRIT 算法的精确度呈现不断下降的趋势。这是因为随着背景噪声强度的不断增加，背景噪声的功率在接收信号中的比重也不断增加，导致 PM 算法、ESPRIT 算法由于受到噪声影响而降低了精确度。而本文方法引入的正交机制，使得无论背景噪声的强度如何，噪声与信号始终处于正交状态，提高了本文方法的精确度。

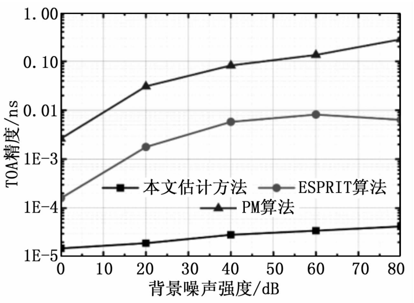

图 5 不同背景信噪比强度下的各 TOA 精度估计方法的测试结果

4 结束语

本文针对当前网络信号在亚纳秒级 TOA 与 DOA 估计精度不高，难以有效抗噪等不足，提出了新的无线网络信号接收谱获取参数估计方法。通过抽样方式，将发射信号抽样为多维独立子信号；随后根据信号的数字特征（特征值和特征向量）进行再次分割，形成相互正交的信号空间及噪声空间，在复数域上实现了有效的零点求取，从而极大的提高了估计精度。仿真结果显示：与 PM 算法、ESPRIT 定位算法相比，本文方法的 TOA 估计及 DOA 估计精度更高，具有良好的抗噪声干扰能力。

参考文献：

[1] Wang L，Geng X. A Community-driven Hierarchical Message Transmission Scheme in Opportunistic Networks [J]. Smart Computing Review，2011，1 (1)：85－94.

[2] Wang D，Zhang Q，Liu J C. Partial network coding：theory and application for continuous sensor data collection [A]. In Proc. of the 14th IEEE International Workshop on Quality of Service [C]. 2012，35 (10)：93－101.

[3] Mani V，Bose R. Direction of arrival estimation of multiple UWB signals [J]. Wireless Personal Communications，2011，57 (2)：277－289.

[4] Rovnakova J，Kocur D. Short range tracking of moving persons by UWB sensor network [A]. 2011European Radar Conference (EuRAD) [C]. 2011，23 (08)：321－324.

[5] Marzetta T L. Non-cooperative cellular wireless with unlimited numbers of BS antennas [J]. IEEE Trans Wireless Commune，2010，9 (11)：3590－3600.

[6] Ngo H Q，Larsson E G，Marzetta T L. Energy and spectral efficiency of very large multiuser MIMO systems [J]. IEEE TransCommune，2012，61 (4)：1436－144.

[7] Rusek F，Persson D，Lau B K. Scaling up MIMO：opportunities and challenges with very large arrays [J]. IEEE Signal Process Mag，2012，30 (1)：40－46.

[8] Jiang H，Cao F C，Ding R. Propagator method-based TOA estimation for UWB indoor environment in the presence of correlated fading amplitudes [A]. 4th IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications [C]. 2008，17 (07)：535－538.

[9] Qin H. H. and Wen D. W. Tikhonov type regularization method for the Cauchy problem of the modified Helmholtz equation [J]. Application of Math & Computer，2009，45 (29)：617－628.

[10] Dvorkind T G，Gannot S. Approaches for time difference of arrival estimation in a noisy and reverberant environment [A]. Proceedings of the International Workshop on Acoustic Echo and Noise Control [C]. 2003，11 (02)：215－218.

[11] Sohn J，Kim N S，Sung W. A statistical model-based voice activity detection [J]. Signal Processing Letters，IEEE，2011，6 (1)：1－3.