

引用格式:孟子健,陈海华. 基于均匀同心圆阵列的近场宽带信号 DOA 估计[J]. 微电子学与计算机,2020,37(8):10-15.
[MENG Z J, CHEN H H. Near-field broadband signal DOA estimation based on uniform concentric circular array[J]. Microe-
lectronics & Computer, 2020, 37(8): 10-15.]

基于均匀同心圆阵列的近场宽带信号 DOA 估计

孟子健¹, 陈海华^{1,2}

(1 南开大学 电子信息与光学工程学院, 天津 300350;

2 天津市光电传感器与传感网络技术重点实验室, 天津 300350)

摘 要: 本文提出了一种基于频率响应不变同心圆阵列 (Uniform Concentric Circular Array, UCCA) 的近场宽带信号源到达角 (Direction-of-Arrival, DOA) 估计方法. 该方法的基本原理是利用离散傅里叶逆变换 (IDFT) 将接收信号转换至相位模式, 然后利用近场补偿因子进行滤波, 以修正近场效应带来的信号畸变. 经近场修正后的各路相位模式信号还将配备一个有限长响应 (FIR) 滤波器, 以达到阵列响应频率不变的特性. 通过上述处理后的近场宽带阵列信号则具有频率不变远场阵列响应的特点, 因而可借鉴远场窄带波束形成设计方法设计阵列响应. 设计例子表明, 相较于其它近场宽带阵列方法, 本文基于 UCCA 近场宽带频率响应不变阵列的 DOA 估计在性能上有显著提高.

关键词: 同心圆阵列; 频率不变; 近场; DOA

中图分类号: TN929. 5

文献标识码: A

文章编号: 1000—7180(2020)08—0010—06

Near-field broadband signal DOA estimation based on uniform concentric circular array

MENG Zi-jian¹, CHEN Hai-hua^{1,2}

(1 College of Electronic Information and Optical Engineering, Nankai University, Tianjin 300350, China;

2 Tianjin Key Laboratory of Optoelectronic Sensor and Sensing Network Technology, Tianjin 300350, China)

Abstract: This paper proposes a near-field broadband directional-of-arrival (DOA) estimation method using frequency-invariant uniform concentric circular array (UCCA). The principle of the method is to use inverse discrete Fourier transform (IDFT) to convert the received signal to phase mode signals, which are then multiplied by near-field compensation factors to rectify the signal distortion caused by the near-field effect. The resultant phase mode signals are then filtered by a series of finite impulse response (FIR) filters to get frequency invariant response of the array. The proposed near-field broadband UCCA is of frequency-invariant far-field response, which make it possible that the method of far-field narrowband DOA estimation method can be extended to the near-field broadband case. The design example shows that the DOA estimation using the proposed near-field frequency-invariant UCCA has a significant performance improvement over several other methods.

Key words: UCCA; Frequency-Invariant(FI); Near-field; DOA

1 引言

在最近的几十年中,自适应波束形成已经在雷

达、声呐、麦克风阵列以及无线通信等领域得到广泛应用^[1~3]. 传统的设计方法一般假设信源位于阵列的远场,信号以近似平面波的形式入射到阵列中. 尽

管在某些领域,例如雷达和无线通信,远场信号的假设误差不高,但在许多应用中,信号源处于阵列的近场范围内。例如麦克风阵列语音处理、医学成像和水下阵列信号处理等。在这些情况下,使用平面波的假设将使波束形成器的性能大大降低。为了克服此类问题,人们提出了几种近场波束形成的方法^[4]。

在以往的研究中,如果信号带宽较宽,近场波束形成器设计会变得更加复杂。传统宽带处理常采用抽头延迟线^{[5][6]}和线性横向滤波器的方法。该方法的抽头个数会随着信号频带的展宽而增加,导致计算复杂度急剧提升。为了降低计算复杂度,研究者们提出了子频带分解以及频率响应不变(FI)算法^[7]。前者利用离散傅立叶变换(DFT)或者其它频带分解方法把宽带信号分解成多个窄带信号后再加以处理,后者利用数字滤波器补偿阵列响应,以达到阵列响应基本不随频率的波动而变化的目的,因而称为FI阵列。在传统FI阵列中,通常使用固定的补偿网络对阵列响应进行补偿,以得到在感兴趣频带范围内近似频率不变的特性^[7]。由于一些传统的到达角(Direction-of-Arrival, DOA)估计算法,例如多重信号分类(Multiple Signal Classification, MUSIC)^[8]等,可以直接应用在线性阵列上,因而大多数的FI阵列通常会选择线性几何形状。然而线性FI阵列的性能在阵列的末端会有明显下降。考虑到均匀圆阵的几何对称特性,S. C. Chan等人提出了基于均匀圆阵的FI阵列^[9],基于该阵列的波束形成具有电子可旋转特性,即可通过改变波束形成器的系数而改变波束聚焦角度。另外,该FI阵列的补偿网络与波束形成系数可以分开设计,因而补偿网络可预先离线设计,故该算法在线计算复杂度较低。然而,基于均匀圆阵的波束形成器FI带宽较窄,而基于同心圆结构的FI阵列则可以在很大程度上缓解上述问题^[10],因为同心圆阵列的环与环之间在频率响应上可以进行互相补偿。文献^[10]中所提同心圆FI阵列以远场信号源为模型设计阵列响应,当信号源处于近场时,将引起性能的急剧下降。

为缓解该问题,本文基于UCCA的相位模式输出,利用近场补偿因子消除信号位于近场时所带来的畸变。然后将每个输出通过频率补偿滤波器,使得在感兴趣的频带内阵列的响应具有近似频率响应不变的特性。近场补偿因子和频率补偿滤波器均可通过求解凸优化问题得到。利用阵列输出具有的频率响应不变的特性,可通过类似远场窄带信号DOA的估计方法对近场信号DOA进行估计。由于近场

补偿因子以及频率补偿滤波器均可在线下预先设计得到,该算法的在线运算复杂度得到大大降低。设计示例表明,相比于其他近场宽带信号DOA的估计方法,该算法在DOA估计性能上有显著提高。

2 近场阵列模型

本文提出的同心圆阵列包含 P 个圆环,如图1所示。每个圆环上有 K 个天线均匀分布,圆环与圆环之间的间隔为 $\frac{\lambda_{\min}}{4}$,其中 $\lambda_{\min}$ 为宽带信号的最小波长。设同心圆的圆心为坐标原点,则第 (k, p) 个天线所对应的坐标可以表示为 $\{R_p \cos \varphi_k, R_p \sin \varphi_k\}$,其中 $k = 1, 2, \dots, K, p = 1, 2, \dots, P$, R_p 为第 p 个圆环的半径, $R_p = R_1 + (p-1)\lambda_{\min}/4$, $\varphi_k = 2\pi k/K$ 为第 k 个天线的方位角。

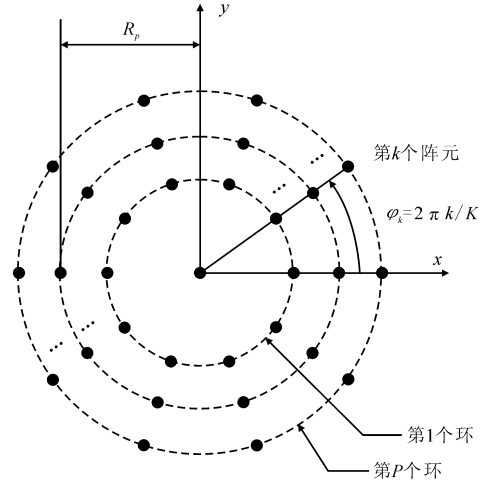


图1 同心圆阵列结构图

为简便起见,设信号源与阵列处于同一平面,则第 (k, p) 个天线对应的输出可以表示为

$$v_{k,p}(\omega, r, \varphi) = \frac{S(\omega)}{\sqrt{R_p^2 + r^2 - 2rR_p \cos(\varphi - \varphi_k)}} \cdot e^{-j\frac{\alpha}{\lambda_{\min}} \sqrt{R_p^2 + r^2 - 2rR_p \cos(\varphi - \varphi_k)}} \quad (1)$$

式中, $\omega = 2\pi f/f_s$ 为对应的数字域频率; $\alpha = f_s/f_{\max}$ 为采样倍数; f_s 为采样频率; φ 和 r 分别表示信源所在方位角和信源距阵列中心距离; $S(\omega)$ 为近场宽带信源的频率响应。对于信号位于与阵列尺寸相比足够远却又处于近场范围的情形下,利用菲涅尔近似原理,可忽略掉 $1/r^2$ 的高次项。故式(1)可近似为

$$v_{k,p}(\omega, R, \varphi) \approx \frac{S(\omega)}{r} \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{R_p^2}{r^2} - \frac{2R_p}{r} \cos(\varphi - \varphi_k) \right) \right].$$

$$e^{-j\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \frac{R_p^2}{2r^2}} e^{j\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \left[\frac{R_p}{r} \cos(\varphi - \varphi_k) \right]} e^{-j\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}}} \quad (2)$$

3 近场频率响应不变波束形成器

本文所提出的近场频率响应不变波束形成器结构如图 2 所示. 各圆环上的输出信号首先采用离散傅里叶逆变换(IDFT) 转换成相位模式信号, 则 p 圆环上第 m 个相位模式响应为

$$V_{m,p}(\omega, \varphi, r) = \sum_{k=0}^{K-1} v_{k,p}(\omega, r, \varphi) e^{j\frac{2\pi km}{K}} \quad (3)$$

式中, $m(= -M, \dots, M)$ 表示相位模式的阶数; $M = (L-1)/2$, L 表示相位模式的总阶数. 为了简便起见, 可假设 L 为奇数 (偶数时方法同理).

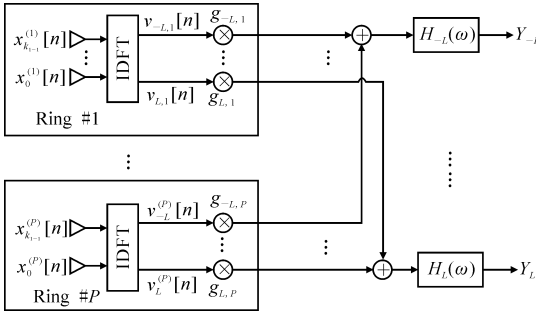


图 2 频率响应不变近场宽带同心圆阵列结构图

为使阵列的输出在感兴趣的频带上具有频率响应不变特性, 各圆环上具有相同相位模式阶数的响应经近场因子处理后求和, 经过频率补偿网络, 可得到近似频率响应不变的相位模式输出, 其表达式可写为

$$Y_m(\omega, \varphi, r) = H_m(\omega, r) \sum_{p=1}^P g_{m,p} V_{m,p}(\omega, \varphi, r) \quad (4)$$

式中, $H_m(\omega, r)$ 为第 m 阶相位模式的近场与频率补偿有限长单位脉冲响应(FIR) 滤波器; $g_{m,p}$ 是 p 圆环上第 m 路相位模式信号的近场矫正系数. 通过近场矫正与频率补偿滤波器后, 近场阵列响应的频率依赖性以及距离依赖性可被近似去除. 将式(2) 和式(3) 代入式(4) 可得

$$Y_m(\omega, \varphi, r) = V_0(\omega, r) H_m(\omega, r) \left(\sum_{p=1}^P g_{m,p} \sum_{k=0}^{K-1} \psi_{k,p}(\varphi, r) e^{-j\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \frac{R_p^2}{2r^2}} e^{j\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \cos(\varphi - \varphi_k)} e^{j\frac{2\pi km}{K}} \right) \quad (5)$$

式中, $\psi_{k,p}(\varphi, r) \triangleq 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{R_p^2}{r^2} - \frac{2R_p}{r} \cos(\varphi - \varphi_k) \right)$; $V_0(\omega, r)$ 为阵列中心接收到信号的频率响应. 所以同心圆阵列的等价导向向量的第 m 个元素可以

表为

$$a_m(\omega, \varphi, r) = H_m(\omega, r) \left(\sum_{p=1}^P g_{m,p} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \psi_{k,p}(\varphi, r) e^{-j\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \frac{R_p^2}{2r^2}} e^{j\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \cos(\varphi - \varphi_k)} e^{j\frac{2\pi km}{K}} \right) \quad (6)$$

为了分析频率响应不变的特性, 使用 Jacobi-Anger 展开^[11]

$$e^{j\beta \cos \gamma} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n(\beta) e^{jn\gamma} \quad (7)$$

式中, $J_n(\beta)$ 是第一类 n 阶贝塞尔函数, 故(6) 式可改写为

$$a_m(\omega, \varphi, r) = H_m(\omega, r) \sum_{p=1}^P g_{m,p} \sum_{k=0}^{K-1} \psi_{k,p}(\varphi, r) \cdot \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n J_n \left(\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \right) e^{jn(\varphi - \varphi_k)} e^{j\frac{2\pi km}{K}(m-n)} \right) \quad (8)$$

由于求和的正交特性

$$\sum_{k=0}^{K-1} e^{j\frac{2\pi k(m-n)}{K}} = \begin{cases} K, & m-n = Kq, q \in \mathbb{Z} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (9)$$

以及贝塞尔函数的值满足不等式^[11]

$$|J_n(\beta)| \leq \left(\frac{\beta e}{2|n|} \right)^{|n|} \quad (10)$$

故(8) 式可以近似为

$$a_m(\omega, \varphi, r) \approx H_m(\omega, r) \sum_{p=1}^P g_{m,p} j^m e^{-j\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \frac{R_p^2}{2r^2}} \cdot e^{jm\varphi} \left[\left(1 - \frac{R_p^2}{2r^2} \right) J_m \left(\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \right) - j \frac{R_p}{2r} J_{m-1} \left(\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \right) + j \frac{R_p}{2r} J_{m+1} \left(\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \right) \right] \quad (11)$$

由式(11) 可以看出, 对于每阶相位模式输出信号, 如令近场与频率补偿滤波器满足

$$H_m(\omega, r) \sum_{p=1}^P g_{m,p} j^m e^{-j\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \frac{R_p^2}{2r^2}} \left[\left(1 - \frac{R_p^2}{2r^2} \right) J_m \left(\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \right) - j \frac{R_p}{2r} \left(J_{m-1} \left(\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \right) - J_{m+1} \left(\frac{\omega R_p}{\lambda_{\min}} \right) \right) \right] \approx 1 \quad (12)$$

则补偿后的阵列等价导向向量的第 m 个元素可以近似为

$$a_m(\omega, \varphi, r) \approx e^{jm\varphi} \quad (13)$$

由式(13) 可以看出, 本文提出的阵列响应与频率近似无关, 即频率响应不变. 而且该近场宽带阵列的导向矢量与远场窄带阵列导向矢量有相似的数学结构, 因而传统的远场窄带 DOA 估计算法可以直接应

用在该阵列中。

为了达到式(13)中频率不变阵列响应特点,需要合理设计近场与频率补偿滤波器,以满足式(12)的条件。不失一般性,先假设频率补偿滤波器在频率 ω_0 处频率响应为1,即 $H_m(\omega_0) = 1$ 。在此情况下可设计针对频率 ω_0 的近场补偿因子 $g_{m,p}$,由式(12)可以得到优化问题为

$$\min_{g_{m,p}} \left| \sum_{p=1}^P g_{m,p} G_{m,p}(\omega_0, r) - 1 \right| \quad (14)$$

式中,

$$G_{m,p}(\omega_0, r) = j^m e^{-j \frac{\omega_0 r}{\lambda_{\min}} \frac{R_p^2}{2r^2}} \cdot \left[\left(1 - \frac{R_p^2}{2r^2} \right) J_m \left(\frac{\omega R_p \alpha}{\lambda_{\min}} \right) - j \frac{R_p}{2r} \left[J_{m-1} \left(\frac{\omega R_p \alpha}{\lambda_{\min}} \right) - J_{m+1} \left(\frac{\omega R_p \alpha}{\lambda_{\min}} \right) \right] \right] \quad (15)$$

在完成特定频率的近场补偿后,可通过频率补偿滤波器将感兴趣频带范围内的频率响应都映射到特定频率上。由于滤波器系数过大会降低信噪比,故在设计中应限制滤波器系数的范数。因而频率响应滤波器的优化问题可以表为

$$\min_{h_m} \| \mathbf{h}_m^H \mathbf{e} B_m(\omega, r) - 1 \| \quad (16)$$

s. t. $\| \mathbf{h}_m \| \leq \eta$

式中, $\mathbf{h}_m$ 为第 m 个相位模式信号的补偿滤波系数向量, $\mathbf{e} \triangleq [1, e^{-j\omega}, \dots, e^{-j(N-1)\omega}]^T$, $(\cdot)^T$ 表示转置,

$$B_m(\omega, r) \triangleq \sum_{p=1}^P g_{m,p} j^m e^{-j \frac{\omega r}{\lambda_{\min}} \frac{R_p^2}{2r^2}} \left[\left(1 - \frac{R_p^2}{2r^2} \right) J_m \left(\frac{\omega R_p \alpha}{\lambda_{\min}} \right) - j \frac{R_p}{2r} \left[J_{m-1} \left(\frac{\omega R_p \alpha}{\lambda_{\min}} \right) - J_{m+1} \left(\frac{\omega R_p \alpha}{\lambda_{\min}} \right) \right] \right] \quad (17)$$

式(14)和式(16)均可以转换为凸优化问题,因而可以有效快速地用内点法等方法求解。由式(12)可以看出,各路相位模式信号之间的补偿滤波器相互独立,因而可以分离设计。另外,近场与频率补偿滤波器与波束形成向量可以分开设计,因而可以预先在线下求解,所以本文提出的阵列在线运算复杂度较低。

4 近场宽带信号波达方向角估计

基于上述频率响应不变近场宽带 UCCA 模型,本节提出一种近场宽带信号的波达角估计。设近场宽带信号 $S_i(\omega)$, $i = 1, 2, \dots, D$ 位于方位角 φ_i ,信源距阵列中心距离为 r_i 。为了书写与推导的简洁,本文将接收信号表示为矩阵形式。对于一个信号 $S(\omega)$,由式(1)可得第 p 个圆环上接收到的信号向量为

$$\mathbf{X}_p(\omega, \varphi, r) = \mathbf{a}_p(\omega, \varphi, r) S(\omega) + N_p(\omega) \quad (18)$$

式中, $\mathbf{a}_p(\omega, \varphi, r)$ 为第 p 个圆环的阵列导向矢量,其第 k 个元素为 $a_{p,k}(\omega, \varphi, r) \triangleq \frac{1}{d_{p,k}} e^{-j \frac{\omega r}{\lambda_{\min}} d_{p,k}}$, $N_p(\omega)$ 表示第 p 个圆环上接收噪声的频率响应。如第2节所述,将阵列输出转换至相位模式并通过近场与频率补偿,处理后的信号可表为

$$V(\omega, \varphi, r) = \mathbf{H}(\omega, r) \odot \sum_{p=1}^P \mathbf{g}_p \odot \mathbf{W} \mathbf{X}_p(\omega, \varphi, r) \quad (19)$$

式中, $\mathbf{H}(\omega, r) \triangleq [H_{-M}(\omega, r), \dots, H_M(\omega, r)]^T$, $\odot$ 表示矩阵逐元素相乘; $\mathbf{g}_p$ 是近场补偿向量,其第 m 个元素为 $g_{m,p}$; $\mathbf{W}$ 表示 $L \times K$ 维 IDFT 转换矩阵,且 $\mathbf{W}_{m,k} = e^{j \frac{2\pi km}{K}}$ 。将式(18)代入式(19)可得相位模式下的频率响应为

$$\begin{aligned} V(\omega, \varphi, r) &= \underbrace{\mathbf{H}(\omega, r) \odot \sum_{p=1}^P \mathbf{g}_p \odot \mathbf{W} \mathbf{a}_p(\omega, \varphi, r) S(\omega)}_{\tilde{\mathbf{a}}(\omega, \varphi, r)} \\ &+ \underbrace{\mathbf{H}(\omega, r) \odot \sum_{p=1}^P \mathbf{g}_p \odot \mathbf{W} \mathbf{N}_p(\omega)}_{\tilde{\mathbf{N}}(\omega)} \\ &= \tilde{\mathbf{a}}(\omega, \varphi, r) S(\omega) + \tilde{\mathbf{N}}(\omega) \end{aligned} \quad (20)$$

所以当 D 个近场宽带信号同时入射到同心圆阵列中时,阵列的输出可以写为

$$\hat{V}(\omega, \varphi, r) = A(\omega, \varphi, r) S(\omega) + \tilde{\mathbf{N}}(\omega) \quad (21)$$

从第二节的分析可以看出在经过近场频率补偿滤波器之后,UCCA阵列的等效导向矢量近似与频率无关。因而阵列输出的时域信号可以表示为

$$\tilde{v}(n) = A(\varphi) s(n) + \tilde{n}(n) \quad (22)$$

式中, $s(n)$ 和 $\tilde{n}(n)$ 为 $S(\omega)$ 与 $\tilde{\mathbf{N}}(\omega)$ 所对应的时域序列。

由(22)式可以看出本文所提出的近场宽带同心圆阵列的响应输出在结构上类似于远场窄带信号的均匀线性阵列(Uniform Linear Array, ULA)输出。故传统的远场窄带信号 DOA 估计算法可以直接应用到本文所提出的阵列中。接下来将利用 MUSIC^[8]算法对近场宽带信号进行 DOA 估计。

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \tilde{v}(n) \tilde{v}^H(n) \quad (23)$$

式中, N 为采样总数。对式(23)中的协方差矩阵进行特征值分解可得到

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{U}_S \mathbf{\Lambda}_S \mathbf{U}_S^H + \mathbf{U}_N \mathbf{\Lambda}_N \mathbf{U}_N^H \quad (24)$$

式中, $\mathbf{U}_S$ 和 $\mathbf{U}_N$ 分别由 R 较大的 D 个特征值以及其余 $(L-D)$ 个较小的特征值分别对应的特征向量组成, 所以 $\mathbf{U}_S$ 和 $\mathbf{U}_N$ 被称作信号子空间以及噪声子空间. 利用子空间之间的正交性可构造近场宽带 UCCA-MUSIC 算法的空间谱

$$F(\theta) = \frac{\tilde{\mathbf{a}}^H(\theta) \tilde{\mathbf{a}}(\theta)}{\tilde{\mathbf{a}}^H(\theta) \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^H \tilde{\mathbf{a}}(\theta)} \quad (25)$$

式(25)的 D 个峰值即为近场宽带信号的 DOA 估计.

5 仿真结果

为了验证本文所提出的算法的性能, 将进行以下两组实验进行测试. 考虑 UCCA 阵列由两个同心圆环组成, 每个圆环上均匀排布着 $K = 12$ 个阵元天线. 阵列内环的半径为 $R_1 = \lambda_{\min}/(4\sin(\pi/K))$, 这保证了内环阵元与阵元之间的距离为 $\lambda_{\min}/2$, 那么根据第一节所介绍的阵列结构, 外环阵列的半径为 $R_2 = R_1 + \lambda_{\min}/4$. 在本文的仿真试验中, 相位模式的个数为 $L = 11$. 假设近场范围内有两个宽带信号源, 分别位于 $r_1 = 5\lambda_{\min}$, $\varphi_1 = 20^\circ$ 和 $r_2 = 6\lambda_{\min}$, $\varphi_2 = 60^\circ$, 其归一化数字域频率均为 $0.35\pi \sim 0.5\pi$, 为高斯宽带信号. 信噪比分别为 5 dB 和 0 dB. 信号的采样个数设为 $N = 2560$. 则利用式(25)绘制的 MUSIC 空间谱如图 3 所示.

通过搜索 MUSIC 空间谱的尖峰可以得到两个宽带信号 DOA 的估计值 $\hat{\varphi}_1 = 20.18^\circ$, $\hat{\varphi}_2 = 60.35^\circ$, 可以看出通该估计值与真实值十分接近. 图 4 画出了 DOA 估计的均方误差(Root Mean Square Error, RMSE)曲线. 作为比较, 传统的子频带分解 DOA 估计算法的 RMSE 曲线也一并在图 4 中画出. 本文用到的 RMSE 为

$$\text{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{N_e} \sum_{q=1}^{N_e} \sum_{d=1}^D (\hat{\varphi}_{q,d} - \varphi_d)^2} \quad (26)$$

式中, N_e 为蒙特卡洛仿真的次数, 在这里取 500; $\hat{\varphi}_{q,d}$ 为 φ_d 的第 q 次估计值. 通过图 4 可以看出, 本文所提出的近场宽带 DOA 算法性能优于传统算法. 而且因为近场频率补偿滤波器可以在提前在线下设计好, 所以该算法的在线计算复杂度远低于传统算法.

6 结束语

基于同心圆阵列, 本文提出了一种低运算复杂度的近场宽带信号源的 DOA 估计算法. 通过将接收信号转换至相位模式并利用近场与频率补偿网

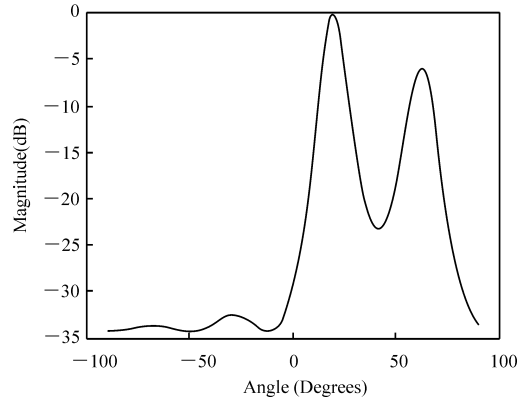


图 3 UCCA-MUSIC 空间谱

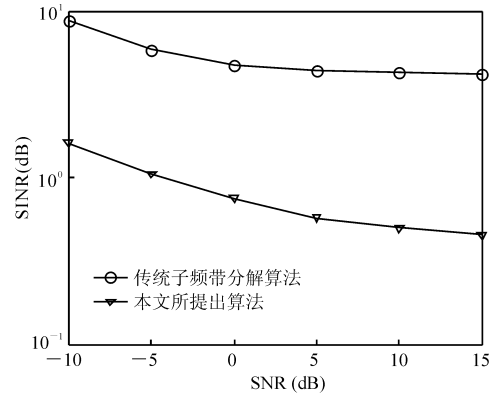


图 4 DOA 估计的 RMSE 曲线

络, 阵列输出响应可以到达近似频率响应不变的远场波束图特性. 因而, 传统远场窄带信号的 DOA 估计算法可以直接应用于本文所提出阵列, 计算复杂度大幅降低. 设计实例和计算机仿真结果表明, 由于阵列输出具有频率响应不变的特性, 本文所提出的算法在近场宽带信号 DOA 估计性能上优于其它传统算法.

参考文献:

- [1] FUHRMANN D R, ANTONIO G S. Transmit beamforming for MIMO radar system using signal correlation [J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., 2008, 44(1): 1-16.
- [2] PALMESE M, TRUCCO A. An efficient digital czft beamforming design for near-field 3-d sonar imaging [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2010, 35(3): 584-594.
- [3] MARKOVICH S, GANNOT S, COHEN I. Multi-channel eigenspace beamforming in a reverberant noisy environment with multiple interfering speech signals [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2009, 17(6): 1071-1086.

- [4] VAN VEEN B D, BUCKLEY K M. Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering [J]. IEEE As-sp Magazine. 2002. 5(2): 4-24.
- [5] FROST O L. An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing [J]. Proceedings of the IEEE. 1972, 60(8): 926-935.
- [6] LIU W, WEISS S. Wideband Beamforming: Concepts and Techniques [M]. Hoboken, NJ: Wiley, 2010: 19-60.
- [7] WARD D B, KENNEDY R A, WILLIAMSON R C. Theory and design of broadband sensor arrays with frequency invariant far-field beam patterns [J]. Journal of the Acoustical Society of America. 1995. 97(2): 1023-1034.
- [8] SCHMIDT R O. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1986. AP-34(3): 276-280.
- [9] CHAN S C, PUN C K S. On the Design of Digital Broadband Beamformer for Uniform Circular Array with Frequency Invariant Characteristics [J]. IEEE. Int. Symp. Circuits Systems (ISCAS). 2002. 55(1): 693-696.
- [10] CHAN S C, CHEN H H. Uniform Concentric Circular Arrays With Frequency-Invariant Characteristics—Theory, Design, Adaptive Beamforming and DOA Estimation [J]. IEEE Transactions on Signal Processing. 2007. 55(1): 165-177.
- [11] ABRAMOWITZ M, STEGUN I A. Handbook of Mathematical Functions [M]. New York: Dover, 1965: 355-388.

作者简介:

孟子健 男,(1996-),硕士研究生.研究方向为阵列信号处理. E-mail:mengzijian96@qq.com

陈海华 女,(1978-),博士,副教授.研究方向为通信与信号处理、智能天线技术.