

基于 STFT 的相干宽带调频信号 2-D 到达角估计

李立萍 黄克驷 陈天麒
(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘要: 宽带调频信号(FM)作为具有宽频带和时变方向向量的非平稳信号, 其到达角的估计具有较大的难度。该文利用短时傅里叶变换(STFT)和宽带调频信号的时频聚焦性建立了新颖的空间时频分布方程, 并利用矩形平面阵数据的分维结构和基于矩形平面子阵堆栈的奇异值分解法估计了相干宽带 FM 信号的 2-D 到达角。理论分析和仿真实验表明了算法的可行性。

关键词: 宽带频率调制信号, 空间时频分布, 子空间投影, 二维到达角估计

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2005)11-1760-05

2-D DOA Estimation of Coherent Wideband FM Signals Based on STFT

Li Li-ping Hang Ke-ji Chen Tian-qi
(College of EE, UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract Wideband FM signal occupies a wide band in frequency domain and has a time-varying direction vector. Therefore it is difficult to estimate its DOA, particularly the method to estimate 2-D DOA of coherent wideband FM signals has not been reported. This paper constructs a novel time-frequency equation based on STFT and the time-frequency distribution of wideband FM signals. The structure of rectangular or array and the SVD based on the stack of rectangular sub-arrays are also exploited to estimate 2-D DOA of coherent wideband FM signals. Theoretical predictions and simulation results indicate the efficacy of the proposed algorithm.

Key words Wideband FM signal, Spatial time-frequency distribution, Subspace projection, 2-D DOA estimation

1 引言

常用的子空间算法建立在平稳信号假设基础之上。为了扩展处理非平稳信号, 将信号的时频特征和空域信息相结合的时频空算法成为近年来阵列信号研究的一个热点^[1,3]。由于更多地应用了信号的自身信息, 时频空算法比常用子空间算法具有更良好的性能, 算法受信噪比影响更小且适用于非平稳信号。

在时频空算法中, 最常用的方法是将 Wigner-Ville Distribution (WVD)与阵列处理方法相结合。但在多信号情况下 WVD 存在的交叉项严重影响了信号的选取和 DOA 估计精度。同时 WVD 计算相当复杂, 对采样率要求很高, 这些都降低了它的实用性。短时 WVD 的采用又无法真正体现 WVD 所具有的最优时频分辨率。

时频分析的优点是既提高了信噪比, 又利用其时频聚焦性实现了信号选择, 这也是时频空算法中信号分离估计的基础。在处理单通道数据时, 具有相同频率参数的不同信号被认为是同一信号。但是当加入空间参数后, 相同时频特性的

信号可依其不同的到达角而被区分开来。然而, 在相干信号情况下, 由于其时频分布相同, 在按时频背鳍选择信号时, 它们将被同时选择出来, 因此在 2-D 到达角估计中会出现角度配对和二维解相干等问题。而现已发表的时频空算法的论文基本没有涉及到相同时频特性信号的处理和 2-D 到达角估计问题。

本文研究了基于 STFT 的相干宽带调频信号 2-D 到达角估计问题。文章采用 STFT 来建立新的空间时频分布。作为线性变换的 STFT 避免了交叉项的干扰, 计算简单, 其对采样率的要求仅为 WVD 的一半。本文还提出了用矩形子阵堆栈的奇异值分解法实现数据矩阵的 2-D 到达角解相干, 并结合分维处理的方法解决了角度配对问题和宽带频率调制信号的 2-D 到达角估计。

2 数据模型

假设有 $M \times M$ 个阵元组成的均匀矩形平面阵(如图 1), 参考阵元位于坐标原点。 P 个宽带线性调频信号入射到平面阵上, 则第 k 行, 第 l 列阵元 (k, l) 的输出为

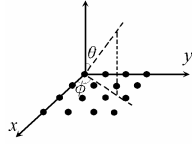


图 1 矩形平面阵示意图

$$x_{kl}(t) = \sum_{m=1}^P s_m(t - \tau_m^{kl}) + n^{kl}(t) \quad (1)$$

$$\tau_m^{kl} = \frac{1}{c}(x_k u_m + y_l v_m) \quad (2)$$

式中 $u_m = \sin \theta_m \cos \phi_m$, $v_m = \sin \theta_m \sin \phi_m$, $\{s_m(t)\}_{m=1}^P$ 为互不相关的宽带频率调制信号, $n^{kl}(t)$ 为相互独立且与信号无关的高斯白噪声, τ_m^{kl} 是 $s_m(t)$ 信号在第 (k, l) 阵元相对于参考阵元的延时, (θ_m, ϕ_m) 为入射信号的方位角和俯仰角, (x_k, y_l) 为 (k, l) 阵元的坐标。

考虑到包含信号到达角参数的阵元间延时 τ_{im} 的二次以上的高次项很小, 在处理中可以忽略不计, 由此得出宽带频率调制信号简化阵列模型

$$x_{kl}(t) = \sum_{m=1}^P e^{-j2\pi f_m(t)\tau_m^{kl}} s_m(t) + n^{kl}(t) \quad (3)$$

$f_m(t)$ 为第 m 信号的瞬时频率表达式。将所有阵元输出表示为矩阵形式:

$$\mathbf{X}(t) = \begin{bmatrix} x_{11}(t) & \cdots & x_{M1}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{1M}(t) & \cdots & x_{MM}(t) \end{bmatrix} \quad (4)$$

再将式(4)向量化,

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= \text{vec}(\mathbf{X}(t)) \\ &= \sum_{m=1}^P \mathbf{a}_m(t) s_m(t) + \mathbf{n}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

$\text{vec}(\bullet)$ 表示矩阵向量化,

$$\mathbf{a}_m(t) = [1, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_m^{11}}, \dots, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_m^{M1}}, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_m^{12}}, \dots, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_m^{M2}}, \dots, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_m^{1M}}, \dots, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_m^{MM}}]^T \quad (6)$$

为第 m 个信号在 $M \times M$ 平面阵列的时变方向向量。

3 基于 STFT 的空间时频分布

宽带频率调制信号具有时变的瞬时频率, 因此对其频率特性必须通过局域性的短时傅里叶变换, 小波变换, Wigner-Ville 变换等加以分析。WVD 具有最好的时频分辨率, 但是它计算复杂, 交叉项干扰影响严重。并且 WVD 的无模糊采样频率要求为信号最高频率的 2 倍(信号为解析信号, 实信号要求为 4 倍)。STFT 作为一种线性时频变换不存在交叉项影响, 计算量上也有较大的减少, 这是考虑 STFT

的一个重要原因。

假设平面阵列输出的 STFT 为

$$W(t, f) = \text{STFT}(\mathbf{x}(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \mathbf{x}(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (7)$$

$$= \sum_{m=1}^P \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \mathbf{a}_m(\tau) s_m(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau + F_i(t, f) \quad (8)$$

$h(t, \tau)$ 为时间窗函数, 截取出 t 时刻信号的局域信息; $F_i(t, f)$ 为噪声的短时傅里叶变换; 含到达角信息的时变相位因子 $\mathbf{a}_m(\tau)$ 使式(8)积分结果非常复杂, 但当窗函数 $h(t, \tau)$ 长度足够短时, 瞬时频率变化是很小的, 因此在这个较短的时间区间内, 有

$$\mathbf{a}_m(\tau) \approx \mathbf{a}_m(t) \quad (9)$$

因此式(8)可简化为

$$\begin{aligned} W(t, f) &= \sum_{m=1}^P \mathbf{a}_m(t) \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) s_m(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau + F_i(t, f) \\ &= \sum_{m=1}^P \mathbf{a}_m(t) c_m(t, f) + F_i(t, f) \end{aligned} \quad (10)$$

$c_m(t, f)$ 为第 m 信号的短时傅里叶变换。

宽带频率调制信号的时频特性在时频域内沿瞬时频率曲线成背鳍形分布, 通过在不同背鳍上选取时频点来实现不同瞬时特性信号的分离, 从而简化了数据模型。现在我们选取 t 时刻第 m 信号背鳍上峰值点 $(t, f_m(t))$, 假设该背鳍上有 K 个相干信号(频率参数完全相同), 且该时频点不是背鳍之间的公共点, 由式(10)得其 STFT 为

$$\begin{aligned} \mathbf{w}(t) &= \mathbf{w}(t, f_m(t)) = \sum_{i=1}^K \mathbf{a}_{m_i}(t) c_{m_i}(t, f) + \mathbf{d}(t, f_m(t)) \\ &= \mathbf{A}_m(t) \mathbf{C}_m(t) + \mathbf{d}(t, f_m(t)) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\mathbf{A}_m(t) = [\mathbf{a}_{m_1}(t), \dots, \mathbf{a}_{m_K}(t)]$$

$$\mathbf{a}_{m_i}(t) = [1, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_{m_i}^{11}}, \dots, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_{m_i}^{M-1,1}}, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_{m_i}^{2,1}}, \dots, e^{-j2\pi f_m(t)\tau_{m_i}^{M-1,M-1}}]^T$$

$$\mathbf{C}_m(t) = [c_{m_1}(t, f_m(t)), \dots, c_{m_K}(t, f_m(t))]^T \quad (12)$$

$\mathbf{d}(t, f_m(t))$ 为时频特性不同的其他信号在 $(t, f_m(t))$ 点的分量和噪声之和, 由于时频点位于第 m 信号背鳍上, 所以 $\mathbf{d}(t, f_m(t))$ 的取值是很小的, 在处理中视为干扰项。

式(11)就是新的基于 STFT 的空间时频分布数据模型。

从方程中可以看出, 通过时频点的选取, K 个相同时频特性(相同瞬时频率)的信号被分离出来, 而其他信号成份被抑制, 原来 P 个信号的到达角估计被简化为了 K 个相干信号估计, 因此空间短时傅里叶变换实际上是将原始数据投影到时频域的波束空间变换, 这与文献[4]将 DFT 看作波束空间变换

相类似。

需要指出的是时变的方向向量 $\mathbf{a}_m(t)$ 中含有瞬时频率成份, 因此估计 FM 信号的瞬时频率是必要的, 这可以通过不含 DOA 信息的参考阵元的输出来估计获得。基于单通道数据估计 FM 信号的瞬时频率的算法很多^[5], 本文不在此赘述。

4 基于矩形平面子阵堆栈和奇异值分解的宽带信号 2-D 到达角估计

方程式(11)为平面阵列 STFT 的输出向量, 它是由位于第 m 信号背鳍上的所有相干信号构成, 其相干信号个数 K 和 2-D 到达角 (θ_i, ϕ_i) 都有待估计。

首先将 STFT 输出向量 $\mathbf{w}(t)$ 写成矩阵形式:

$$\mathbf{W}(t) = \text{mat}(\mathbf{w}(t)) = \begin{bmatrix} w_{11}(t) & \cdots & w_{M1}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{1M}(t) & \cdots & w_{MM}(t) \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中 $M > K$, $\text{mat}(\bullet)$ 定义为向量矩阵化运算, 忽略干扰影响, 式(13)的数据矩阵可化为

$$\mathbf{W}(t) \approx \mathbf{Z}(t) = \mathbf{A}_M(t) \mathbf{C}(t) \mathbf{B}_M^T(t) \quad (14)$$

$$\mathbf{C}(t) = \text{diag}(c_{m_1}(t, f_m(t)), \cdots, c_{m_K}(t, f_m(t))) \quad (15)$$

$\mathbf{C}(t)$ 是一对角矩阵, 如 $c_{m_i}(t, f_m(t)) \neq 0$, 有 $\text{rank}[\mathbf{C}(t)] = K$ 。

$$\mathbf{A}_M(t) = [\mathbf{a}_M(u_{m_1}, t), \mathbf{a}_M(u_{m_2}, t), \cdots, \mathbf{a}_M(u_{m_K}, t)] \quad (16)$$

$$\mathbf{B}_M(t) = [\mathbf{a}_M(v_{m_1}, t), \mathbf{a}_M(v_{m_2}, t), \cdots, \mathbf{a}_M(v_{m_K}, t)] \quad (17)$$

$$\mathbf{a}_M(u, t) = [1, e^{-j2\pi f_m(t)du/\lambda}, \cdots, e^{-j2\pi(M-1)f_m(t)du/\lambda}]^T \quad (18)$$

若 $(M > K)$, 由于仅包含 K 个相干信号, 则 $\text{rank}(\mathbf{Z}(t)) = K$ 。

根据 MDL 准则, 对 $\mathbf{Z}(t)$ 作奇异值分解, 通过奇异值的大小或 MDL 准则确定位于第 m 信号背鳍上的相干信号个数 K 。

取其 $M - K$ 个较小特征值对应的右特征向量构成噪声空间 $\mathbf{N}_v(t)$ 。 $\mathbf{N}_v(t)$ 与 $\mathbf{B}_M(t)$ 正交:

$$(\mathbf{a}_M(v_{m_i}, t))^T \mathbf{N}_v(t) = 0, \quad i = 1, 2, \cdots, K \quad (19)$$

得到谱估计函数:

$$J(v) = \frac{1}{\sum_{l=1}^D \|(\mathbf{a}_M(v_{m_i}, t_l))^T \mathbf{N}_v(t_l)\|} \quad (20)$$

估计谱峰对应的 v_{m_i} ($i = 1, 2, \cdots, K$), 其中 D 为所选择的用于测向的时频点个数。

同理, 由 $\mathbf{Z}(t)$ 的 $M - K$ 个较小特征值对应的左特征向量构成的噪声空间 $\mathbf{N}_u(t)$, 估计 u_{m_i} ($i = 1, 2, \cdots, K$)。

前面利用奇异值大小估计了第 m 信号背鳍上相干源个数 K 。如果 $K = 1$, 则

$$\hat{\theta}_m = \arctan\left(\frac{\hat{v}_{m_1}}{\hat{u}_{m_1}}\right) \quad (21)$$

$$\hat{\phi}_m = \arcsin(\sqrt{\hat{u}_{m_1}^2 + \hat{v}_{m_1}^2}) \quad (22)$$

如果 $K > 1$, 即第 m 信号背鳍上含有多个信号, 则 K 个 u_{m_i} 和 K 个 v_{m_i} 需要配对, 显然仅仅通过前面的方法是很难实现的。所以需要有一个既能处理相干信号又包含 (θ_i, ϕ_i) 的估计函数来进行配对的验证。

由于 $\mathbf{W}(t)$ 不具有相关矩阵的特征, 因此不能采用空间平滑的方法解相干, 下面提出一种利用平面子阵堆栈并估计相干信号 2-D 到达角的方法。

假设子阵列为 $L \times L$ 维 ($P \leq L \leq M$), 子阵列个数为 N^2 ($N \leq M - L + 1$), 选择矩阵 $\mathbf{E}_l = [\mathbf{e}_l, \mathbf{e}_{l+1}, \cdots, \mathbf{e}_{l+L-1}]$, $\mathbf{e}_l$ 为 $M \times M$ 的单位阵的第 l 列向量。我们可通过选择矩阵获得阵列数据矩阵:

$$\mathbf{W}_{ij}(t) = \mathbf{E}_i^T \mathbf{W}(t) \mathbf{E}_j, \quad i \leq N, \quad j \leq N \quad (23)$$

构造一个 $N^2 \times L^2$ 的数据矩阵

$$\mathbf{Y}(t) = \begin{bmatrix} \text{vec}^T(\mathbf{W}_{11}(t)) \\ \text{vec}^T(\mathbf{W}_{21}(t)) \\ \vdots \\ \text{vec}^T(\mathbf{W}_{N1}(t)) \\ \text{vec}^T(\mathbf{W}_{12}(t)) \\ \vdots \\ \text{vec}^T(\mathbf{W}_{NN}(t)) \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$= \mathbf{A}_N(t) \mathbf{C}(t) \mathbf{A}_L^T(t)$$

$\mathbf{C}(t)$ 定义同式(15), $\mathbf{A}_L(t) = [\mathbf{a}_m^L(u_{m_1}, v_{m_1}, t), \mathbf{a}_m^L(u_{m_2}, v_{m_2}, t), \cdots, \mathbf{a}_m^L(u_{m_K}, v_{m_K}, t)]^T$, $\mathbf{a}_m^L(u_{m_i}, v_{m_i}, t)$ 为第 m 信号背鳍上的第 i 信号在 $L \times L$ 阵列上的方向向量。

若 $(N^2 > K)$ 和 $(L^2 > K)$, 则 $\text{rank}(\mathbf{Y}(t)) = K$ 。对 $\mathbf{Y}(t)$ 进行奇异值分解:

$$[\mathbf{U}(t), \Sigma(t), \mathbf{V}(t)] = \text{SVD}(\mathbf{Y}(t)) \quad (25)$$

取 $L^2 - K$ 个较小奇异值对应的右特征向量构成噪声空间 $\mathbf{V}_n(t)$, 有

$$\|(\mathbf{a}_m^L(u_{m_i}, v_{m_i}, t))^T \mathbf{V}_n(t)\| = 0, \quad i = 1, 2, \cdots, K \quad (26)$$

综合所有时刻, 可得

$$\sum_{l=1}^D \left\| \left(\mathbf{a}_m^L(u_{m_l}, v_{m_l}, t_l) \right)^T \mathbf{V}_n(t_l) \right\| = 0 \quad (27)$$

D 为我们所选择的用于测向的时频点个数。

因此可以得二维空间谱估计函数为

$$J(u, v) = \frac{1}{\sum_{l=1}^D \left\| \left(\mathbf{a}_m^L(u_{m_l}, v_{m_l}, t_l) \right)^T \mathbf{V}_n(t_l) \right\|} \quad (28)$$

式(28)为二维谱峰搜索, 计算量很大。但可以利用这个二维谱估计函数验证 K^2 个 (u_i, v_i) 的配对组合, K 个最大的配对组合 (u_{m_i}, v_{m_i}) 是正确的, 然后通过式(21)和式(22)估计出信号的 2-D 到达角。

上述分析, 将算法步骤总结如下:

(1) 时频分析的方法对参考阵元(位于坐标原点)的输出数据进行时频分布估计, 获得时频内不同背鳍所对应的频率参数和背鳍的个数。

(2) 逐个选取背鳍并运用 STFT 求得矩形平面阵的空间 STFT 输出。

(3) 将步骤(2)输出排成矩阵形式, 并进行奇异值分解, 通过奇异值大小确定该背鳍上信号的个数 K 。

(4) 通过奇异值分解的左右奇异向量构造谱估计函数, 估计出 $\{u_{m_i}\}_{i=1}^K$ 和 $\{v_{m_i}\}_{i=1}^K$ 。

(5) 如该背鳍上只有一个信号, 信号的 u_m 和 v_m 自动配对, 由式(21)和式(22)计算信号的 2-D 到达角 (θ_m, ϕ_m) 。

(6) 如该背鳍上有多个信号(即存在相干信号), 则采用矩形平面子阵堆栈和奇异值分解构成验证函数对步骤(4)的输出 $\{u_{m_i}\}_{i=1}^K$ 和 $\{v_{m_i}\}_{i=1}^K$ 进行配对验证, 获得正确的组合 $\{u_{m_i}, v_{m_i}\}_{i=1}^K$, 由式(21)和式(22)计算信号的 2-D 到达角 $(\theta_{m_i}, \phi_{m_i})_{i=1}^K$ 。

5 仿真实验

实验条件 阵列形式为 7×7 的均匀矩形平面阵。两个等功率宽带线性调频信号分别以 $(\theta_1, \phi_1) = (30^\circ, 20^\circ)$ 和 $(\theta_2, \phi_2) = (80^\circ, 40^\circ)$ 入射到阵列上。阵元噪声为相互独立的零均值高斯白噪声。采样快拍数为 256 点。

实验 1 本文算法对两个非相干 ($K=1$) 的宽带线性调频信号的估计性能。信号形式和参数为 $s_1(n) = A_1 e^{j2\pi[17n/30+n^2/(20N)]}$ 和 $s_2(n) = A_2 e^{j2\pi[19n/30+n^2/(20N)]}$, N 为快拍数。图 2 和图 3 分别为方位角和俯仰角估计的均方根误差(RMSE)与信噪比的关系。

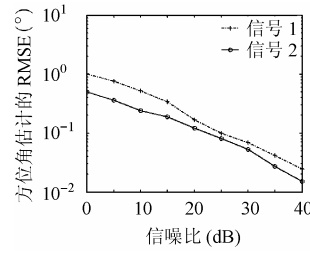


图 2 方位角估计的 RMSE 随 SNR 变化曲线

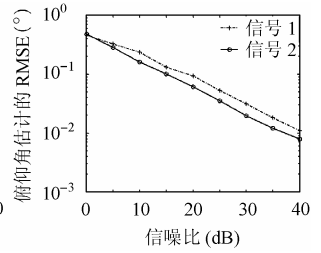


图 3 俯仰角估计的 RMSE 随 SNR 变化曲线

实验 2 本文算法对存在相干信号时算法的估计性能。对两个相干信号 ($K=2$) $s_1(n) = A_1 e^{j2\pi[17n/30+n^2/(20N)]}$ 和 $s_2(n) = A_2 e^{j2\pi[17n/30+n^2/(20N)]}$, 快拍数 $N=256$ 。图 4 和图 5 分别为方位角和俯仰角估计的均方根误差与信噪比的关系。

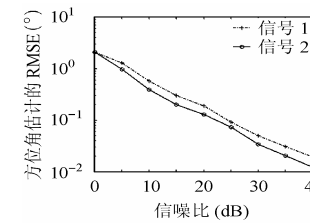


图 4 相干信号方位角估计的 RMSE 随 SNR 变化曲线

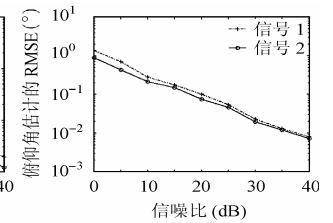


图 5 相干信号俯仰角估计的 RMSE 随 SNR 变化曲线

从理论分析和仿真结果可以看出, 本文研究的方法不但适用对非相干信号的宽带调频信号进行 2-D 到达角估计, 同时对相干信号的宽带调频信号也能完成 2-D 到达角估计。而且对相干信号的 2-D 到达角估计的精度与非相干信号 2-D 到达角估计的精度相当, 这些表明本文研究的方法有高的二维到达角估计精度和在多信号条件下应用的能力。

6 结束语

本文研究了现有时频空算法基本未涉及的相干宽带 FM 信号 2-D 到达角问题。本文提出的方法能同时对相干宽带信号和非相干宽带信号的二维到达角进行有效估计。对于非平稳的 FM 信号, 本文没有采用常用的 WVD, 而是建立了基于 STFT 的新的空间时频分布。这是因为 WVD 存在严重的交叉项影响, 特别是对于多项式相位信号, 会极大影响估计的精度和稳健性。当存在相干信号时交叉项还会产生时频方法无法消除的虚假谱峰。实际上很多时频分布(如 L-Wigner, Polynomial-Wigner 等)为避免交叉项, 都是采用 STFT 加以实现。由于空间 STFT 的输出为数据矩阵, 不是相关矩阵(不能进行空间平滑), 本文采用了矩形平面阵阵列, 借助它的分维结构和奇异值分解估计相干信号到达角, 并提出了矩形子阵堆栈构造验证函数实现到达角的配对。矩形平面阵不是唯一可选的阵列形式, 如何找到一种既能利用数据矩阵实现相干

FM 信号 2-D 到达角估计, 又具有最小阵元数的矩阵结构有待进一步研究。

参 考 文 献

- [1] Amin M G. Spatial time-frequency distributions for direction finding and blind source separation. in Proc. SPIE, 1999, 3723: 62 – 70.
 - [2] Gershman A B, Amin M G. Wideband direction of arrival estimation of multiple chirp signals using spatial time-frequency distributions. *IEEE Signal Processing Lett.*, 2000, 7(6): 152 – 155.
 - [3] Huang Ke-ji, Tian Da, Chen Tian-qi. Direction-of-arrival estimation of wideband chirp signals using the Wigner ditribution of symmetrical sensor array. ICCCAS02, Chengdu, China, 2002: 1025 – 1028.
 - [4] Zoltowski M D. Beamspace root-MUSIC. *IEEE Trans.on SP* 1993, 41(1): 344.
 - [5] Peleg S, Porat B. Linear FM signal parameter estimation from discrete-time observations. *IEEE Trans on. AES*, 1991, 27(4): 607 – 614.
- 李立萍: 女, 1963 年生, 副教授, 博士, 从事阵列信号处理, 信号多参量估计与跟踪等方面的研究工作.
- 黄克骥: 男, 1974 年生, 博士, 目前研究兴趣为阵列信号处理、信号多参量估计等方面的研究工作.
- 陈天麒: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 从事自适应信号处理、阵列信号处理、信号多参量估计与跟踪、高阶谱估计、多传感器数据融合及电子工程系统等方面的研究工作.