

相干环境下 LCMV 自适应阵列抗干扰问题研究

周 围^{①②} 张德民^① 吴 波^③ 周正中^②

^①(重庆邮电大学移动通信技术重点实验室 重庆 400065)

^②(电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610054)

^③(电子科技大学自动化工程学院 成都 610054)

摘 要: 相干干扰环境下, 自适应阵列性能会急剧下降, 常用的处理方法是空间平滑。然而, 采用常规均匀空间平滑的自适应阵列对相干干扰的抑制能力较差, 而且会损失阵列孔径。该文提出一种改进的相干干扰抑制方案: 首先, 提出了一种自适应的加权空间平滑(Weighted Spatial Smoothing, WSS)算法, 它将各子阵的相关矩阵进行加权平均, 可以最大程度地解相干; 然后, 在 WSS 基础上, 利用线性约束最小方差(LCMV)准则得到子阵波束形成器最佳权矢量; 最后, 提出了一种利用子阵间的相位关系对全阵做波束形成的方法。该方案大大提高了阵列对抗相干干扰的能力, 同时避免了一般空间平滑后阵列的孔径损失。理论分析和仿真结果说明了方法的有效性和稳健性。

关键词: 无线通信; 自适应阵列; 加权空间平滑; 波束形成; 干扰抑制

中图分类号: TN911.4

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)07-1604-04

Study on Interference Suppression for LCMV Adaptive Array in Coherent Environment

Zhou Wei^{①②} Zhang De-min^① Wu Bo^③ Zhou Zheng-zhong^②

^①(Key Lab of Mobile Communications, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

^②(School of Communication and Information Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

^③(School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: In environment with coherent interferences, performance of adaptive array will decline dramatically, and the general solution is spatial smoothing. However, adaptive array utilizing conventional Uniform Spatial Smoothing (USS) has poor ability to suppress coherent interferences, and it will lose the aperture of array. In the paper, an improved approach to suppress coherent interferences is proposed. Firstly, the paper presents an adaptive Weighted-Spatial-Smoothing (WSS) algorithm, which, through weighted averaging of the correlation matrices of each sub-array, can de-correlate the coherent interferences effectively. And then, based on WSS, using the Linear-Constrained-Minimum-Variance (LCMV) criterion, the optimal weight vector of sub-array beamformer can be obtained. Finally, considering the phase relationship of each sub-array, an approach for full array beamforming is proposed. The approach highly improves the array's ability to suppress the coherent interferences, and avoids the loss of aperture caused by conventional spatial smoothing. Theoretical analysis and computer simulation confirm the availability and robustness of the algorithm.

Key words: Wireless communication; Adaptive array; Weighted spatial smoothing; Beamforming; Interference suppressing

1 引言

自适应阵列可以大大提高通信系统容量和改善链路质量, 已成为研究热点^[1-3]。其核心技术是波束形成(Beamforming), 它利用各用户空间角度差异实现空域滤波。然而, 在相干环境下(如蜂窝移动通信系统中市区多径环境), 相干干扰的存在会导致阵列中期望信号被对消掉, 此时一些

常用的波束形成算法(如基于线性约束最小方差(LCMV)准则的波束形成算法^[2])将失效, 阵列性能会急剧下降。虽然一些基于方向约束的波束形成算法可以通过在特定方向设置零陷来达到滤除相干干扰的目的, 但前提是必须知道相干干扰的角度, 这在实际中往往是未知的, 或者本身就是不断变化的。

空间平滑技术是一种常用的处理相干源的预处理方法, 由Evans等^[4]人首先提出, 并经过了不断改进^[5-8]。常规的空间平滑技术是将各子阵相关矩阵直接平均, 即均匀空间平滑

2005-12-05 收到, 2006-08-29 改回

国家自然科学基金(60572089), 重庆邮电大学 4G 移动通信专项资金(A2004-70)和重庆邮电大学青年教师基金(A2005-30)资助课题

(Uniform Spatial Smoothing, USS)。USS解决了相关矩阵亏秩问题,平滑后的相关矩阵可以较好地用于相干源波达方向估计^[5,7,8]。但是USS并没有完全解除信号间的相关性,采用USS的自适应阵列在波束形成方面表现出来的性能还很不理想,而且会损失阵列有效孔径,导致主瓣展宽,副瓣电平增高。此外,在信号的空间角度间隔较小且SNR低时,波达方向估计分辨率也较差^[7]。

本文提出了一种相干环境下自适应阵列波束形成的改进方案。文中先提出了一种自适应的加权空间平滑(Weighted Spatial Smoothing, WSS)技术,可以最大程度地解相干。在此基础上,利用LCMA准则得到子阵波束形成器最佳权矢量。最后,利用子阵间的相位递增关系,提出了一种对全阵做波束形成的方法。该方法一方面可以最大程度抑制相干干扰,同时避免了一般空间平滑后阵列孔径损失。

2 窄带自适应阵列的信号模型及空间平滑技术

2.1 基于LCMV准则的自适应阵列信号模型

对 M 元均匀直线阵,其阵列输入矢量:

$$\mathbf{X} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (1)$$

其中 $\mathbf{X} = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$, $\mathbf{S} = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_L(t)]^T$ 为信号矢量, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)]$ 为方向矩阵, $\mathbf{N} = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$ 为阵元噪声向量,设各阵元上的噪声为独立同分布高斯白噪声。 $\mathbf{a}(\theta_i)$ 是第 i 个信号的导引向量(steering vector),有

$$\mathbf{a}(\theta_i) = \left[1, \exp\left(\frac{j2\pi d \sin(\theta_i)}{\lambda}\right), \dots, \exp\left(\frac{j2\pi d (M-1) \sin(\theta_i)}{\lambda}\right) \right]^T$$

其中 d 为阵元间距, λ 为电磁波波长。

阵列输入相关矩阵 $\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H + \mathbf{R}_{nn}$,其中 $E[\bullet]$ 表示求期望, $\mathbf{R}_{ss} = E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H]$ 称为信源自相关矩阵, $\mathbf{R}_{nn} = E[\mathbf{N}\mathbf{N}^H] = \sigma^2\mathbf{I}$ 为噪声相关矩阵, σ^2 为噪声功率。波束形成器输出信号 $y = \mathbf{w}^H\mathbf{X}$,其中 $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T$ 为波束形成器权向量。阵列输出功率 $P_{\text{out}} = E[yy^*] = \mathbf{w}^H\mathbf{R}_{xx}\mathbf{w}$ 。

设期望信号 $s_0(t)$ 入射角度为 θ_0 ,为了抑制其它方向的干扰,线性约束最小方差(LCMV)波束形成器在保持期望方向恒定增益条件下使阵列输出功率最小化^[1,2]。解如下优化问题:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{w}_{\text{opt}} &= \arg \min_{\mathbf{w}} P_{\text{out}} = \arg \min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} \\ \text{s. t. } & \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

得波束形成器最佳权向量:

$$\mathbf{w}_{\text{opt}} = \mu \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0) \quad (3)$$

其中 $\mu = 1/[\mathbf{a}^H(\theta_0)\mathbf{R}_{xx}^{-1}\mathbf{a}(\theta_0)]$ 。

2.2 空间平滑技术

当干扰与期望信号相干时,在某一特定阵元上,由于相干信号间相位关系不变,LCMV波束形成器会将二者当作一个来波,并使输出功率最小化,结果会导致期望信号被对消

掉^[1,9]。

信号间的相干性使得信源自相关矩阵亏秩,从而导致 \mathbf{R}_{xx} 奇异。空间平滑的目的是使得 \mathbf{R}_{xx} 恢复满秩。如图1,对 M 元均匀线阵,分为 N 个部分重叠的 K 元子阵列,子阵数 $N = M - K + 1$ 。

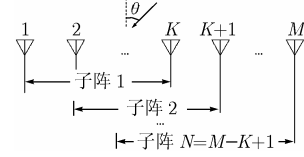


图1 全阵与子阵的关系

第 n 个子阵列接收到的输入矢量为 $\mathbf{X}_n = [x_n, x_{n+1}, \dots, x_{n+K-1}]^T$,且该子阵的输入相关矩阵为

$$\mathbf{R}_{xx}^{(n)} = E[\mathbf{X}_n \mathbf{X}_n^H] \quad (4)$$

平滑相关矩阵:

$$\tilde{\mathbf{R}}_{xx} = \sum_{n=1}^N h_n \mathbf{R}_{xx}^{(n)} \quad (5)$$

式中 $h_n (n = 1, 2, \dots, N)$ 为子阵平滑加权系数,它为实数,且满足

$$\sum_{n=1}^N h_n = 1 \quad (6)$$

由于波达方向不同,两相干信号的相位差在各阵元上是不同的,而各子阵列以各自第一个阵元为基准,故空间平滑可使二者相位关系随机化。若相干信号的个数为 L ,可以证明^[4,5],当 $N \geq L$ 时, $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ 可以恢复满秩。

常规空间平滑技术取 $h_n = 1/N (n = 1, 2, \dots, N)$,即均匀平滑。均匀空间平滑(USS)技术解决了相关矩阵亏秩问题,可以较好地用于相干源DOA估计。但是USS并没有完全解除信号间的相关性,阵列对相干干扰的抑制能力还很不理想。

3 LCMV 自适应阵列中改进的相干干扰抑制方案

3.1 自适应加权空间平滑(WSS)技术

设期望信号 $s_0(t)$ 的入射角度为 θ_0 ,一个干扰信号 $s_c(t)$ 入射角为 θ_c 。

命题 若 $s_0(t)$ 与 $s_c(t)$ 不相关,则信源自相关矩阵 \mathbf{R}_{ss} 为对角阵,且阵列输入相关矩阵 \mathbf{R}_{xx} 具有Toeplitz形式(对角元素相等);反之,若 $s_0(t)$ 与 $s_c(t)$ 相关(或相干),则 \mathbf{R}_{xx} 将偏离Toeplitz形式。

证明 不妨设

$$\left. \begin{aligned} s_0(t) &= \sqrt{P_0} r_0(t) \\ s_c(t) &= \sqrt{P_c} e^{j\phi_c} [\sqrt{\rho} \times r_0(t) + \sqrt{(1-\rho)} \times r_1(t)] \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

其中 P_0, P_c 分别为期望信号和干扰信号的功率; ϕ_c 为干扰信号相对于期望信号的相移; $r_0(t), r_1(t)$ 为相互独立的、方差为1的随机信号; ρ 为相关因子,当 $\rho = 0$, $s_0(t)$ 与 $s_c(t)$ 不相关,当 $\rho = 1$, $s_0(t)$ 与 $s_c(t)$ 完全相关(相干)。

令 $\mathbf{S} = [s_0, s_c]^T$ 及 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_0), \mathbf{a}(\theta_c)]$, 由式(1), 暂不考虑噪声, 有

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{xx} &= \mathbf{A}E[\mathbf{S}\mathbf{S}^H]\mathbf{A}^H = \mathbf{A}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{A}^H \\ &= [\mathbf{a}(\theta_0), \mathbf{a}(\theta_c)] \begin{bmatrix} P_0 & \sqrt{\rho P_0 P_c} e^{j\phi_c} \\ \sqrt{\rho P_0 P_c} e^{-j\phi_c} & P_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}^H(\theta_0) \\ \mathbf{a}^H(\theta_c) \end{bmatrix} \\ &= P_0 \mathbf{a}(\theta_0) \mathbf{a}^H(\theta_0) + P_c \mathbf{a}(\theta_c) \mathbf{a}^H(\theta_c) + \sqrt{\rho P_0 P_c} e^{-j\phi_c} \mathbf{a}(\theta_c) \\ &\quad \cdot \mathbf{a}^H(\theta_0) + \sqrt{\rho P_0 P_c} e^{j\phi_c} \mathbf{a}(\theta_0) \mathbf{a}^H(\theta_c) \end{aligned} \quad (8)$$

其 (p, q) 元素为

$$\begin{aligned} r_{p,q} &= P_0 e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(p-q)\sin\theta_0} + P_c e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(p-q)\sin\theta_c} \\ &\quad + \sqrt{\rho P_0 P_c} e^{-j\phi_c} e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}[(p-1)\sin\theta_c - (q-1)\sin\theta_0]} \\ &\quad + \sqrt{\rho P_0 P_c} e^{j\phi_c} e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}[(p-1)\sin\theta_0 - (q-1)\sin\theta_c]} \end{aligned} \quad (9)$$

可以看出, 当 $\rho = 0$ 时, 式(8)中 \mathbf{R}_{ss} 为对角阵, 且式(9)中后两项为零, \mathbf{R}_{xx} 具有 Toeplitz 形式(亦即 p, q 之差相同时元素值相同); 当 $\rho \neq 0$, 尤其在 $\rho = 1$ (相干)情况下, 式(9)中后两项将使 \mathbf{R}_{xx} 偏离 Toeplitz 形式。故命题成立。考虑噪声时, 注意到 $\mathbf{R}_{nn} = \sigma^2 \mathbf{I}$ 为对角阵(可视为特殊的 Toeplitz 阵), 它对命题并无影响。

于是, 可以选择适当的子阵平滑加权向量 $\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$, 使得平滑后的相关矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ 足够接近 Toeplitz 形式, 从而最大程度解相干。

为了衡量平滑相关矩阵偏离 Toeplitz 阵的程度, 将其各元素与其所在对角线上元素均值的方差和作为测度函数:

$$\xi = \sum_{i=0}^{K-2} \sum_{k=1}^{K-i} |\tilde{r}_{k+i,k} - \tilde{r}(i)|^2 \quad (10)$$

其中 $\tilde{r}_{k+i,k}$ 为 $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ 的第 $(k+i, k)$ 元素, $\tilde{r}(i)$ 为 $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ 第 i 条对角线上所有元素的均值, 有

$$\begin{aligned} \tilde{r}(i) &= \frac{1}{K-i} \sum_{k=1}^{K-i} \tilde{r}_{k+i,k} = \frac{1}{K-i} \sum_{k=1}^{K-i} \left(\sum_{n=1}^N h_n r_{k+i,k}^{(n)} \right) \\ i &= 0, 1, \dots, K-2 \end{aligned} \quad (11)$$

式中 $r_{k+i,k}^{(n)}$ 为第 n 个子阵相关矩阵 $\mathbf{R}_{xx}^{(n)}$ 的第 $(k+i, k)$ 元素。由于 Hermit 对称性, 故只需考虑上三角阵的元素。

式(10)写成矩阵形式, 有

$$\xi = \mathbf{h}^T \mathbf{R}_{\delta\delta} \mathbf{h} \quad (12)$$

其中

$$\mathbf{R}_{\delta\delta} = \sum_{i=0}^{K-2} \sum_{k=1}^{K-i} \text{Re} \{ \delta_{k+i,k} * \delta_{k+i,k}^H \} \quad (13)$$

$$\delta_{k+i,k} = [\delta_{k+i,k}^{(1)}, \delta_{k+i,k}^{(2)}, \dots, \delta_{k+i,k}^{(N)}]^T \quad (14)$$

$$\delta_{k+i,k}^{(n)} = r_{k+i,k}^{(n)} - \frac{1}{K-i} \sum_{k=1}^{K-i} r_{k+i,k}^{(n)}$$

$$i = 0, 1, \dots, K-2; k = 1, 2, \dots, K-i; n = 1, 2, \dots, N \quad (15)$$

式中 $\text{Re}\{\cdot\}$ 代表取实部, $\delta_{k+i,k}^{(n)}$ 代表 $\mathbf{R}_{xx}^{(n)}$ 中第 $(k+i, k)$ 元素相对于第 i 条对角线元素均值的偏差。

解优化问题

$$\begin{cases} \mathbf{h}_{\text{opt}} = \arg \min_{\mathbf{h}} \xi = \arg \min_{\mathbf{h}} \mathbf{h}^T \mathbf{R}_{\delta\delta} \mathbf{h} \\ \text{s. t.} \quad \mathbf{h}^T \mathbf{u} = 1 \end{cases} \quad (16)$$

其中 \mathbf{u} 代表元素全为 1 的 N 维列矢量。其最优解为

$$\mathbf{h}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_{\delta\delta}^{-1} \mathbf{u} (\mathbf{u}^T \mathbf{R}_{\delta\delta}^{-1} \mathbf{u})^{-1} \quad (17)$$

最佳平滑权向量 \mathbf{h}_{opt} 可以使平滑相关矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_{xx}$ 最接近 Toeplitz 形式, 从而达到解相干的目的。

一旦得到 \mathbf{h}_{opt} , 利用式(5)就可得到最佳平滑相关矩阵 $\tilde{\mathbf{R}}_{xx-\text{opt}}$, 将其代入式(3)即可得到子阵波束形成器最佳权向量 $\mathbf{w}_{\text{sub-opt}} = [w_1, w_2, \dots, w_K]^T$ 。

3.2 全阵波束形成方案

WSS 虽然可以很好地解相干, 但仍会损失阵列有效孔径, 可采用如图 2 的波束形成器结构, 在得到子阵最优权向量 $\mathbf{w}_{\text{sub-opt}}$ 后, 利用子阵间的相位递增关系, 仍对全阵做波束形成, 从而避免了孔径损失。

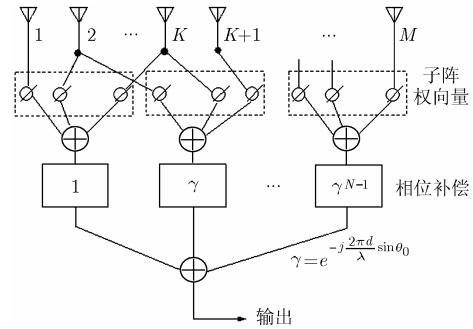


图 2 空间平滑自适应波束形成器结构

图 2 也可以用矩阵表示。构建 Toeplitz 矩阵:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ \gamma & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \gamma & \dots & 0 \\ \gamma^{N-1} & \vdots & \dots & 1 \\ 0 & \gamma^{N-1} & \dots & \gamma \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \gamma^{N-1} \end{bmatrix}_{M \times K} \quad (18)$$

其中 $\gamma = e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_0}$, 则等效的全阵列波束形成器最优权向量:

$$\mathbf{W}_{\text{full-opt}} = \mathbf{T} \mathbf{w}_{\text{sub-opt}} \quad (19)$$

全阵波束方向图:

$$F(\theta) = |\mathbf{W}_{\text{full-opt}}^H \mathbf{a}(\theta)| \quad (20)$$

4 仿真试验

仿真条件: 对 8 元均匀直线阵, 取阵元间距 $d = \lambda/2$ 。调制方式采用 BPSK, 快拍数 1024。设期望信号入射角度 $\theta_0 = 0^\circ$, 功率 $P_0 = 0\text{dB}$ 。1 个不相关干扰信号(Incorrelate Interference, 记为 II)入射角度 $\theta_1 = -30^\circ$, 功率 $P_1 = 20\text{dB}$;

1个相干干扰信号(Coherent Interference, 记为CI)入射角度 $\theta_2 = 60^\circ$, 功率 $P_2 = 0\text{dB}$ 。阵元噪声采用空间高斯白噪声, 功率 $P_n = -14\text{dB}$ 。

图3为8元均匀直线阵采用LCMV准则形成的波束方向图(未作空间平滑), 可以看出, 阵列在保证期望信号(记为S)方向恒定增益的同时, 在II方向形成了低于 -38dB 的零陷, 但在CI方向上未能形成零陷, 而是形成与期望信号方向等增益的波束, 结果会导致期望信号被对消掉。

将如前阵列分为5个子阵($N=5$), 子阵阵元数 $K=4$, 图4为相应波束方向图。其中NSS为不做空间平滑, 仅采用一个子阵($K=4$)形成的方向图, USS为均匀空间平滑后利用子阵形成的方向图, WSS为加权空间平滑后利用子阵形成的方向图。可以看出, 在II方向上, 3种情况都形成了较低的零陷, 说明3种情况下阵列对不相关干扰都有较好的抑制作用, 且抑制性能差别不大。在CI方向, NSS未能形成零陷, 而是形成与S方向等增益的波束, 结果会导致阵列输出中期望信号被对消掉; 相对于NSS, USS有所改善, 在此方向获得了 -10dB 的净增益, 但距离实际要求还较远; 而WSS在此方向形成了 -32dB 的零陷, 相对于USS获得了超过 -22dB 的净增益, 对相干干扰的抑制性能大大提高。可见, 在抑制相干干扰方面, WSS明显优于USS。

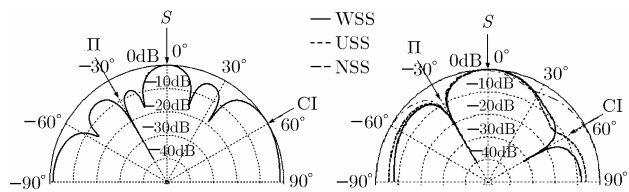


图3 LCMV自适应阵列方向图 ($M=8$, 不平滑)

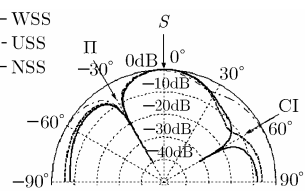


图4 LCMV自适应阵列方向图 ($M=8, K=4$)(WSS: 加权空间平滑; USS: 均匀空间平滑; NSS: 4元阵, 无空间平滑)

图4中子阵级波束形成减小了阵列有效孔径。加权空间平滑处理后, 利用图2结构仍对全阵做波束形成。图5(a), 5(b)分别为WSS处理后利用子阵和全阵形成的方向图。可以看出, 全阵处理后零陷进一步加深(CI方向达 -42dB , II方向达 -50dB 以下), 同时波瓣宽度变窄, 避免了孔径损失。

图6为5次独立Monte Carlo实验得到的各子阵平滑权值 h_n , 可以看出, 加权平滑时各平滑权值并不固定, 而是自适应变化的。

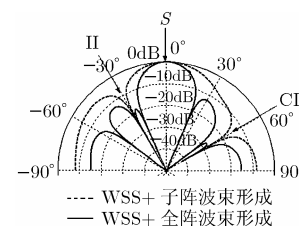


图5 LCMV自适应阵列方向图 ($M=8, K=4$)

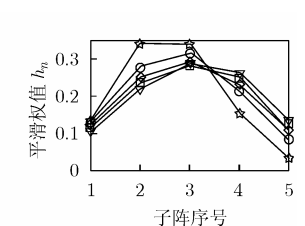


图6 各子阵的平滑权值 h_n (5次独立实验)

5 结束语

本文提出了自适应阵列中一种改进的相干干扰抑制方法。采用常规USS的自适应阵列对相干干扰抑制能力较差, 而且会损失阵列孔径。而WSS技术可以最大程度地解相干, 同时它是自适应的, 其性能不受相干干扰的相对角度影响。在WSS基础上, 利用LCMA准则得到子阵波束形成器最佳权矢量, 最后, 利用子阵间的相位关系对全阵做波束形成。该方法大大提高了阵列的相干干扰抑制性能, 同时避免了空间平滑产生的孔径损失。理论分析和仿真结果说明了方法的有效性。限于篇幅, 关于子阵数和子阵阵元数的选取另做讨论。

参考文献

- [1] Liberti J C and Rappaport T S. Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications[M]. New Jersey: Prentice Hall PTR, 1999: chapter3, chapter9.
- [2] 龚耀寰著. 自适应滤波(第二版)——时域自适应滤波和智能天线[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003, 第一章.
- [3] 周围, 周正中, 张德民. 基于高阶累积量的空间特征估计方法[J]. 信号处理, 2005, 21(4A): 61-64.
- [4] Evans J E, Johnson J R, and Sun D F. High resolution angular spectrum estimation techniques for terrain scattering analysis and angle of arrival estimation [A]. IEEE 1st ASSP Workshop on Spectral Estimation[C], Canada, 1981: 134-139.
- [5] Shan T J, Wax M, and Kailath T. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals[J]. IEEE Trans. on ASSP, 1985, 33(4): 806-811.
- [6] Pillai S U and Kwon B H. Forward-backward spatial smoothing techniques for the coherent signal identification [J]. IEEE Trans. on ASSP, 1989, 37(1): 8-15.
- [7] 王布宏, 王永良, 陈辉. 相干信源波达方向估计的加权空间平滑算法[J]. 通信学报, 2003, 24(4): 31-40.
- [8] Tan K C and Oh G L. Estimating directions of arrival of coherent signals in unknown correlated noise via spatial smoothing[J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1997, 45(4): 1087-1091.
- [9] Widrow B, et al. Signal cancellation phenomena in adaptive antennas: causes and cures [J]. IEEE Trans. on Antennas and Propagation, 1982, AP-30(3): 469-478.

周围: 男, 1971年生, 副教授, 博士生, 主要研究领域为无线移动通信系统、智能天线技术、空时二维处理, 在国内外重要/核心学术期刊上发表论文多篇, 出版专著2部。
 张德民: 男, 1955年生, 教授, 硕士生导师, 主要研究领域为通信与信息系统信号处理。
 周正中: 男, 1939年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为通信与信息系统信号处理。