

# 一种改进的极化域-空域联合的自适应波束形成算法

郭玉华, 常青美, 余道杰, 岳彩青

(解放军信息工程大学理学院电子信息工程系, 河南郑州 450001)

**摘 要:** 为了进一步提高传统最优空域滤波算法的性能, 本文提出了一种基于极化敏感天线阵列的极化域-空域联合的自适应波束形成算法. 在给出了算法的信号模型和算法原理的基础上, 详细的阐述了该算法实现极化域-空域联合自适应滤波的机理, 然后利用计算机仿真较全面地分析和比较了算法的性能. 理论分析和仿真结果表明, 本文提出的新算法在提高输出信干噪比和削弱指向误差影响等方面明显地优于传统的最优滤波方法.

**关键词:** 极化敏感阵列; 极化域-空域滤波; 自适应波束形成; 特征空间

**中图分类号:** TN973.3      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2012) 06-1279-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.06.036

## An Improved Polarization-Space Adaptive Beamforming Algorithm

GUO Yu-hua, CHANG Qing-mei, YU Dao-jie, YUE Cai-qing

(Department of Electronic Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou, Henan 450001, China)

**Abstract:** In order to improve the performance of the traditional optimum space filtering algorithm, a polarization-space adaptive beamforming algorithm based on PSA (Polarization Sensitive Array) was presented in this paper. The signal model and basic idea of the proposed algorithm were given, and then the principle of polarization-space adaptive filtering was discussed. Furthermore, the performance of the proposed algorithm was analyzed and compared through numerical simulations. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed algorithm can effectively improve the SINR and reduce the effect of pointing error, and that it obviously outperforms traditional optimum filtering approach.

**Key words:** polarization sensitive array; polarization-space filtering; adaptive beamforming; eigenspace

## 1 引言

将极化域信息和空域信息相结合的极化域-空域自适应波束形成技术是一种克服空域滤波不足的有效方法. 在 20 世纪 80 年代初 R. T. Compton 提出了极化域和空域滤波相结合的学术思想, 初步验证了极化敏感阵列的优越性. 近年来, 该问题逐渐成为新的研究热点, 积累了一批极富学术价值的研究成果并逐渐进入实用阶段. 文献[1]讨论了单个矢量传感器最小噪声方差准则波束形成的问题. 文献[2,3]分析了极化滤波器的滤波性能, 讨论了量化评估和最佳选择的问题. 文献[4,5]研究了完全极化情形下和相关干扰条件下极化敏感阵列滤波性能. 文献[6]提出了一种递推的滤波算法. 文献[7]讨论了阵列互耦对极化敏感阵列滤波性能影响.

本文将经典的基于特征空间的广义波束形成算法 GEIB<sup>[8]</sup> 扩展到极化域-空域联合自适应处理中, 提出了一种新的波束形成算法 SPGEIB (Space-Polarization Generalized Eigenspace-Based Beamformer). 本文论述了 SPGEIB

算法的信号处理模型和算法原理, 阐明了该算法能够进行极化域-空域自适应滤波的机理. 通过计算机仿真分析表明, 该算法能够在感兴趣的电磁信号空间和极化信息均已知的情况下, 同时利用干扰信号与期望信号空域和极化域的特征差异在空间-极化联合域中抑制干扰、增强信号.

## 2 SPGEIB 的信号处理模型

本文研究由  $N$  个正交偶极子对构成的均匀线阵, 如图 1 所示: 各阵元沿  $Y$  轴均匀排列, 间距是  $d$ , 两正交偶极子分别沿  $X$  轴和  $Y$  轴放置. 为便于研究和简化分析, 对电磁信号、传播介质、阵列工作环境进行理想化假设<sup>[9]</sup>.

假设空间中有一个时域和空域均为窄带的期望信号  $s_1(t)$  和  $J$  个不相关的窄带干扰信号  $s_2(t), \dots, s_{J+1}(t)$  到达天线阵, 期望信号方向  $[\theta_1, \varphi_1]$ , 干扰信号方向  $[\theta_2, \varphi_2], \dots, [\theta_{J+1}, \varphi_{J+1}]$ , 则阵列接收信号是

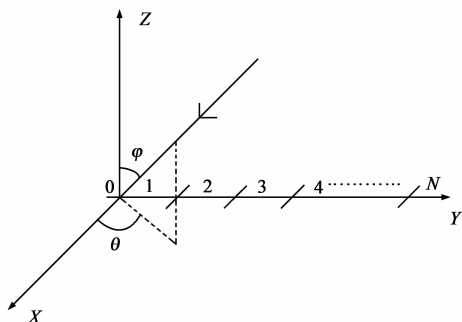


图1 极化敏感阵列结构

$$\mathbf{X}(t) = \sum_{i=1}^{J+1} \boldsymbol{\alpha}_i \cdot s_i(t) + \mathbf{n}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

其中  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t); s_2(t); \dots; s_{J+1}(t)]^T$ ,  $\mathbf{n}(t)$  是与  $\mathbf{s}(t)$  不相关的白噪声,  $\mathbf{A} = [\boldsymbol{\alpha}_1, \boldsymbol{\alpha}_2, \boldsymbol{\alpha}_3, \dots, \boldsymbol{\alpha}_{J+1}]$ ,  $\boldsymbol{\alpha}_i (i = 1, 2, \dots, J+1)$  是极化域-空域联合导向矢量, 简称为信号矢量. 当天线阵列结构是线性阵列时,  $\boldsymbol{\alpha}_i$  可以表示为

$$\boldsymbol{\alpha}_i = \boldsymbol{\alpha}_{iS} \otimes \boldsymbol{\alpha}_{iP} \quad (2)$$

其中  $\otimes$  是 Kronecker 乘积,  $i = 1, 2, \dots, J+1$ .  $\boldsymbol{\alpha}_{iS}$  是信号空域导向矢量, 对于均匀线阵的情况:

$$\boldsymbol{\alpha}_{iS} = [1, q_i, q_i^2, \dots, q_i^{N-1}]^T \quad (3)$$

$$q_i = \exp(-i \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_i \sin \varphi_i) \quad (4)$$

$\boldsymbol{\alpha}_{iP}$  是信号极化导向矢量.  $\gamma$  和  $\eta$  是极化参数,  $\tan \gamma = A_Y/A_X$ , 表示了  $Y$  方向电场幅度与  $X$  方向电场幅度的比,  $\eta = \phi_Y - \phi_X$  表示  $Y$  方向的电场与  $X$  方向电场的相位差,  $\gamma \in [0, \pi/2]$ ,  $\eta \in [0, 2\pi]$ .

$$\boldsymbol{\alpha}_{iP} = \begin{bmatrix} E_X \\ E_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \varphi_i & \cos \theta_i \cos \varphi_i \\ \cos \varphi_i & \cos \theta_i \sin \varphi_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma e^{j\eta} \end{bmatrix} \quad (5)$$

假设所有入射波都位于  $YOZ$  平面, 即  $\varphi = \pi/2$ ,  $\theta = [-\pi/2, \pi/2]$ , 则:

$$\boldsymbol{\alpha}_{iP} = \begin{bmatrix} E_X \\ E_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\cos \gamma \\ \cos \theta_i \sin \gamma e^{j\eta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

极化域-空域处理器中待调整的权值矢量为:

$$\mathbf{W} = [W_{1X}, W_{1Y}, W_{2X}, W_{2Y}, \dots, W_{NX}, W_{NY}]^H \quad (7)$$

$X$  和  $Y$  代表两个正交的单极化通道, 则极化域-空域处理器的输出为

$$y(t) = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \quad (8)$$

信号矢量  $\mathbf{X}(t)$  的相关矩阵为

$$\mathbf{R}_X = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}(t)^H] = \mathbf{A}\mathbf{S}\mathbf{A}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (9)$$

其中  $\sigma_n^2$  是噪声功率,  $\mathbf{S}$  是  $\mathbf{s}(t)$  的相关矩阵. 很显然,  $\mathbf{R}_X$  充分地反映了  $\mathbf{X}(t)$  极化域-空域相关性.

### 3 SPGEIB 的算法描述

SPGEIB 算法的基本思想是利用多线性约束最小方差准则和特征空间投影方法, 在保证期望信号以指定的增益和相位通过的同时, 利用极化域-空域联合自适

应滤波使得干扰信号和噪声得到最大限度的抑制. 包括两个步骤: 首先计算极化域-空域多线性约束最小方差波束形成器 SPLCMVB (Space-Polarization Linearly Constrained Minimum Variance Beamformer) 的最优权向量, 然后将 SPLCMVB 的权向量向信号子空间投影, 下面对算法进行详细的描述.

SPLCMVB 选择最优权值的准则是保证期望信号以指定的增益和相位通过的同时使得输出方差或功率最小, 这就意味着干扰信号和噪声得到最大限度的抑制. 基于这个准则, 最优权值的求解等价于以下目标函数的约束最优化问题:

$$\min_{\mathbf{W}} \mathbf{W}^H \mathbf{R}_X \mathbf{W} \quad \text{s.t.} \quad \mathbf{C}^H \mathbf{W} = \mathbf{f} \quad (10)$$

根据拉格朗日乘法求得 SPLCMVB 的最优权值是

$$\mathbf{W}_L = \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{f} \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{C}$  是  $2N \times K$  约束矩阵,  $\mathbf{f}$  表示  $K \times 1$  的响应向量,  $\mathbf{C}^H \mathbf{W} = \mathbf{f}$  表示对权值  $\mathbf{W}$  的  $K$  个线性约束, 可以根据实际需求, 适当选取  $\mathbf{C}$  和  $\mathbf{f}$  以实现不同的线性约束.

在本文提出的 SPGEIB 算法中, 采用单位增益约束  $\mathbf{a}_s^H \cdot \mathbf{W} = 1$ , 其中  $\mathbf{a}_s$  是搜索信号矢量, 理想情况下  $\mathbf{a}_s = \boldsymbol{\alpha}_1$ , 即期望信号的方向和极化信息均已知. 在单位增益约束下, 式(11)可以表示为

$$\mathbf{W}_L = \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}_s (\mathbf{a}_s^H \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}_s)^{-1} \quad (12)$$

令常数  $\mu = (\mathbf{a}_s^H \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}_s)^{-1}$ , 则式(12)表示为

$$\mathbf{W}_L = \mu \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}_s \quad (13)$$

$\mathbf{W}_L$  向信号子空间投影就得到 SPGEIB 最优权值  $\mathbf{W}_G$

$$\mathbf{W}_G = \mathbf{P}_E \mathbf{W}_L = \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{W}_L \quad (14)$$

其中, 投影矩阵  $\mathbf{P}_E = \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H$ ,  $\mathbf{E}_s$  是  $\mathbf{R}_X$  特征值分解后得到的由期望信号和干扰信号构成的信号子空间. 若要保留单位增益约束  $\mathbf{a}_s^H \cdot \mathbf{W}_G = 1$ , 则

$$\mathbf{W}_G = \frac{\mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{W}_L}{\mathbf{a}_s^H \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{W}_L} \quad (15)$$

### 4 SPGEIB 联合自适应滤波机理

SPGEIB 算法是在 SPLCMVB 基础上发展起来的一种极化域-空域联合处理算法, 下面通过对输出信干噪比 SINR 的理论分析与比较, 阐述 SPLCMVB 和 SPGEIB 实现极化域-空域联合自适应滤波的机理, 进而表明 SPGEIB 比 SPLCMVB 具有更优越的性能.

#### 4.1 输出信干噪比 SINR 的表达式

便于分析, 将阵列接收信号  $\mathbf{X}(t)$  表达式中信号和干扰分开, 上文中式(1)可以写成

$$\mathbf{X}(t) = \boldsymbol{\alpha}_1 s_1(t) + \sum_{i=2}^{J+1} \boldsymbol{\alpha}_i s_i(t) + \mathbf{n}(t) \quad (16)$$

将式(16)代入式(9)得到

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_X &= E[\mathbf{a}_1 s_1(t) s_1^*(t) \mathbf{a}_1^H + \sum_{i=2}^{J+1} \mathbf{a}_i s_i(t) s_i^*(t) \mathbf{a}_i^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}] \\ &= P_1 \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H + \sum_{i=2}^{J+1} P_i \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \end{aligned} \quad (17)$$

其中  $P_1$  是期望信号的功率,  $P_i$  是第  $i-1$  个干扰信号的功率,  $\sigma_n^2$  是噪声功率. 令  $\mathbf{M} = \sum_{i=2}^{J+1} P_i \mathbf{a}_i \mathbf{a}_i^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}$ , 则

$$E[|y(t)|^2] = \mathbf{W}^H \mathbf{R}_X \mathbf{W} = P_1 \mathbf{W}^H \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{W} + \mathbf{W}^H \mathbf{M} \mathbf{W} \quad (18)$$

由上式可得

$$\text{SINR} = \frac{P_1 \mathbf{W}^H \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{W}}{\mathbf{W}^H \mathbf{M} \mathbf{W}} \quad (19)$$

## 4.2 SPLCMVB 空时联合滤波的机理

首先, 分析 SPLCMVB 的权值表达式. 根据式(17), 由矩阵求逆定理得到

$$\mathbf{R}_X^{-1} = (\mathbf{M} + P_1 \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H)^{-1} = \mathbf{M}^{-1} - \frac{P_1 \mathbf{M}^{-1} \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{M}^{-1}}{1 + P_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{a}_1} \quad (20)$$

将式(20)代入式(13), 并且令  $\mathbf{a}_s = \mathbf{a}_1$ , 经过化简得到

$$\mathbf{W}_L = \frac{\mu \mathbf{M}^{-1} \mathbf{a}_1}{1 + P_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{a}_1} \quad (21)$$

将式(21)代入式(19)得到 SPLCMVB 的输出信干噪比表达式为

$$\text{SINR}_L = \frac{P_1 \mathbf{W}_L^H \mathbf{a}_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{W}_L}{\mathbf{W}_L^H \mathbf{M} \mathbf{W}_L} = P_1 \mathbf{a}_1^H \mathbf{M}^{-1} \mathbf{a}_1 \quad (22)$$

下面, 对式(22)进行更详细讨论.

当只有一个干扰信号时,  $\mathbf{M} = P_2 \mathbf{a}_2 \mathbf{a}_2^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}$ , 利用矩阵求逆定理得到:

$$\mathbf{M}^{-1} = \frac{1}{\sigma_n^2} \left( \mathbf{I} - \frac{P_2 \mathbf{a}_2 \mathbf{a}_2^H}{\sigma_n^2 + P_2 \|\mathbf{a}_2\|^2} \right) \quad (23)$$

将式(23)代入式(22)得

$$\text{SINR}_L = \frac{P_1 \|\mathbf{a}_1\|^2}{\sigma_n^2 + P_2 \|\mathbf{a}_2\|^2} + \frac{P_1 P_2 \|\mathbf{a}_1\|^2 \|\mathbf{a}_2\|^2}{\sigma_n^2 (\sigma_n^2 + P_2 \|\mathbf{a}_2\|^2)} (1 - |\rho|^2) \quad (24)$$

其中  $|\rho|^2 = \frac{\mathbf{a}_1^H \cdot \mathbf{a}_2 \cdot \mathbf{a}_2^H \cdot \mathbf{a}_1}{\|\mathbf{a}_1\|^2 \|\mathbf{a}_2\|^2}$ , 它反映了期望信号的导向矢量和干扰信号的导向矢量之间的相关性. 因为

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_1^H \cdot \mathbf{a}_2 &= (\mathbf{a}_{P1} \otimes \mathbf{a}_{S1})^H \cdot (\mathbf{a}_{P2} \otimes \mathbf{a}_{S2}) \\ &= (\mathbf{a}_{P1}^H \cdot \mathbf{a}_{P2}) \cdot (\mathbf{a}_{S1}^H \cdot \mathbf{a}_{S2}) \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_2^H \cdot \mathbf{a}_1 &= (\mathbf{a}_{P2} \otimes \mathbf{a}_{S2})^H \cdot (\mathbf{a}_{P1} \otimes \mathbf{a}_{S1}) \\ &= (\mathbf{a}_{P2}^H \cdot \mathbf{a}_{P1}) \cdot (\mathbf{a}_{S2}^H \cdot \mathbf{a}_{S1}) \end{aligned} \quad (26)$$

$$\|\mathbf{a}_1\|^2 = \|\mathbf{a}_{P1}\|^2 \cdot \|\mathbf{a}_{S1}\|^2 \quad (27)$$

$$\|\mathbf{a}_2\|^2 = \|\mathbf{a}_{P2}\|^2 \cdot \|\mathbf{a}_{S2}\|^2 \quad (28)$$

所以经过适当的化简得到:

$$|\rho|^2 = h_P \cdot h_S \quad (29)$$

其中  $h_P$  为极化匹配系数,  $h_S$  为空域匹配系数:

$$h_P = \frac{(\mathbf{a}_{P1}^H \cdot \mathbf{a}_{P2}) \cdot (\mathbf{a}_{P2}^H \cdot \mathbf{a}_{P1})}{\|\mathbf{a}_{P1}\|^2 \cdot \|\mathbf{a}_{P2}\|^2} \quad (30)$$

$$h_S = \frac{(\mathbf{a}_{S1}^H \cdot \mathbf{a}_{S2}) \cdot (\mathbf{a}_{S2}^H \cdot \mathbf{a}_{S1})}{\|\mathbf{a}_{S1}\|^2 \cdot \|\mathbf{a}_{S2}\|^2} \quad (31)$$

显然  $0 < h_S < 1, 0 < h_P < 1$ .

(1) 当干扰功率较小,  $P_2 \|\mathbf{a}_2\|^2 \ll \sigma_n^2 / (1 - |\rho|^2)$  时, 式(24)中右端的第一项远大于第二项,  $\text{SINR}_L$  可近似表示为

$$\text{SINR}_L \approx \frac{P_1 \|\mathbf{a}_1\|^2}{\sigma_n^2 + P_2 \|\mathbf{a}_2\|^2} \quad (32)$$

这种情况下, SPLCMVB 的输出信干噪比表达式的分母部分由噪声功率和干扰功率组成, 干扰被作为噪声处理.

(2) 当干扰功率较大,  $P_2 \|\mathbf{a}_2\|^2 \gg \sigma_n^2 / (1 - |\rho|^2)$  时, 式(24)中右端的第二项远大于第一项,  $\text{SINR}_L$  近似表示为:

$$\text{SINR}_L \approx \frac{P_1 P_2 \|\mathbf{a}_1\|^2 \|\mathbf{a}_2\|^2}{\sigma_n^2 (\sigma_n^2 + P_2 \|\mathbf{a}_2\|^2)} (1 - |\rho|^2) \quad (33)$$

进一步化简得到:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_L &\approx \frac{P_1 \|\mathbf{a}_1\|^2 (1 - |\rho|^2)}{\sigma_n^2} \cdot \frac{P_2 \|\mathbf{a}_2\|^2}{\sigma_n^2 + P_2 \|\mathbf{a}_2\|^2} \\ &\approx \frac{P_1 \|\mathbf{a}_1\|^2 (1 - |\rho|^2)}{\sigma_n^2} \end{aligned} \quad (34)$$

将式(29)代入式(34)得到输出信干噪比表达式为:

$$\text{SINR}_L \approx \frac{P_1 \|\mathbf{a}_1\|^2}{\sigma_n^2} (1 - h_S \cdot h_P) \quad (35)$$

以上利用解析的方法将极化域滤波和空域滤波的作用分解开来, 对于极化敏感阵列而言, 极化域和空域的作用是等同的. 当期望信号和干扰信号到达角差别较大时, 空域匹配系数  $h_S$  接近于 0, 仅利用空域滤波即可; 当期望信号和干扰信号空间方向较近时可以靠极化域的差别完成滤波, 即  $h_S$  接近于 1 而  $h_P$  接近于 0, 仍可以得到较大的信干噪比 SINR. 对整个阵列系统而言, 只有  $h_S$  和  $h_P$  均接近于 1, 即干扰的方位角和极化状态与期望信号均接近时 SINR 才会降低.

当有多个干扰信号时, 采用与上述相同的分析方法, 所得结论类似.

## 4.3 SPGEIB 空时联合滤波的机理

SPGEIB 最优权值  $\mathbf{W}_G$  是将 SPLCMVB 的权值  $\mathbf{W}_L$  向信号子空间投影得到的. 以  $\mathbf{W}_G = \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{W}_L$  为例, 因为  $\mathbf{W}_L$  可以表示为两个正交分量之和, 即

$$\mathbf{W}_L = \mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{W}_L + \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \mathbf{W}_L \quad (36)$$

其中  $\mathbf{E}_s$  和  $\mathbf{E}_n$  是  $\mathbf{R}_X$  特征值分解后得到的信号子空间和噪声子空间. 根据式(36), 有

$$\mathbf{a}_i^H \cdot \mathbf{W}_L = \mathbf{a}_i^H \cdot (\mathbf{E}_s \mathbf{E}_s^H \mathbf{W}_L + \mathbf{E}_n \mathbf{E}_n^H \mathbf{W}_L) \quad (37)$$

又因为  $\alpha_i$  一定在由  $E_s$  的列矢量所张成的信号子空间中, 所以  $\alpha_i^H E_n E_n^H W_L = 0$

$$\alpha_i^H \cdot W_L = \alpha_i^H E_s E_s^H W_L = \alpha_i^H \cdot W_G \quad (38)$$

另外,  $M$  可以表示为

$$M = \sum_{i=2}^{J+1} P_i \alpha_i \alpha_i^H + \sigma_n^2 E_s E_s^H + \sigma_n^2 E_n E_n^H \quad (39)$$

利用式(39)可得

$$\begin{aligned} W_G^H M W_G &= W_L^H E_s E_s^H M E_s E_s^H W_L \\ &= W_L^H \left( \sum_{i=2}^{J+1} P_i (E_s E_s^H \alpha_i) (E_s E_s^H \alpha_i)^H + \sigma_n^2 E_s E_s^H \right) W_L \\ &= W_L^H \left( \sum_{i=2}^{J+1} P_i \alpha_i \alpha_i^H + \sigma_n^2 E_s E_s^H \right) W_L \\ &= W_L^H M W_L - \sigma_n^2 W_L^H E_n E_n^H W_L \end{aligned} \quad (40)$$

将式(38)和式(40)代入到 SPGEIB 的输出信干噪比  $\text{SINR}_G$  的表达式, 可得:

$$\text{SINR}_G = \frac{P_1 W_G^H \alpha_1 \alpha_1^H W_G}{W_G^H M W_G} = \frac{P_1 W_L^H \alpha_1 \alpha_1^H W_L}{W_L^H M W_L - \sigma_n^2 W_L^H E_n E_n^H W_L} \quad (41)$$

比较式(19)和式(41)可以看出, 式(41)分母比式(19)的分母多了一项  $-\sigma_n^2 W_L^H E_n E_n^H W_L$ , 而其它部分完全相同. 很明显, 由于  $W_G^H M W_G < W_L^H M W_L$ , 所以  $\text{SINR}_G > \text{SINR}_L$ , 这表明 SPGEIB 不仅与 SPLCMVB 一样能够同时实现极化域-空域自适应滤波, 而且与 SPLCMVB 相比, 输出信干噪比提高, 性能得到改善.

## 5 仿真实验与性能分析

### 5.1 角度、极化参量对 SPGEIB 性能的影响

采用 11 元均匀线阵,  $d/\lambda = 0.5$ , 期望信号方向  $\theta_1 = 20^\circ$ , 极化参数为  $\gamma_1 = 45^\circ$ 、 $\eta_1 = 90^\circ$ ,  $\text{SNR} = 0\text{dB}$ . 一个干扰信号,  $\text{INR} = 20\text{dB}$ , 方向  $\theta_2$  在  $-10^\circ \sim 50^\circ$  之间变化. 图 2(a)中  $\eta_2 = 90^\circ$ ,  $\gamma_2 = 0^\circ \sim 90^\circ$ , 间隔  $15^\circ$ . 图 2(b)中  $\gamma_2 = 45^\circ$ ,  $\eta_2 = 0^\circ \sim 315^\circ$ , 间隔  $45^\circ$ . 可见干扰和信号到达角接近 ( $|\theta_2 - \theta_1| < 10^\circ$ ) 时, 极化信息对滤波性能发挥重要作用, 干扰和信号的极化参量差异越大, 滤波性能越好. 干扰和信号到达角差别较大 ( $|\theta_2 - \theta_1| > 15^\circ$ ) 时, 极化信息的作用不明显, 空域滤波性能很好.

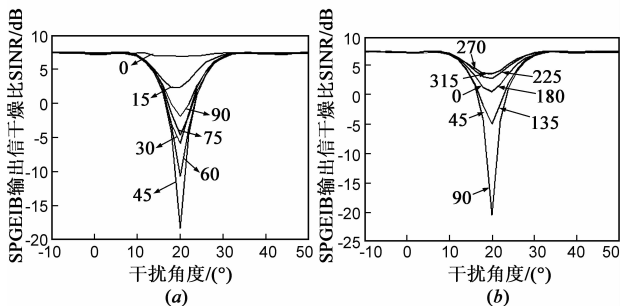


图2 干扰角度和极化参量对SPGEIB性能影响

### 5.2 SPGEIB 与 SPLCMVB 性能的比较

仍采用 11 元均匀线阵,  $d/\lambda = 0.5$ , 期望信号方向  $\theta_1 = 20^\circ$ , 极化参数  $\gamma_1 = 45^\circ$ 、 $\eta_1 = 180^\circ$ , 两个干扰信号, 方向  $\theta_2 = 0^\circ$ ,  $\theta_3 = 50^\circ$ , 极化参数分别为  $\gamma_2 = 30^\circ$ 、 $\eta_2 = 150^\circ$ ,  $\gamma_3 = 60^\circ$ 、 $\eta_3 = 80^\circ$ . 图 3(a) 是 SPGEIB 和 SPLCMVB 输出 SINR 随着输入 SIR 变化的情况: 干扰信号  $\text{INR}_2 = 10\text{dB}$ ,  $\text{INR}_3 = 10\text{dB}$ , 输入 SIR 在  $-10 \sim 5\text{dB}$  之间变化, SPGEIB 的性能要优于 SPLCMVB, 这与 4.3 中理论分析是吻合的.

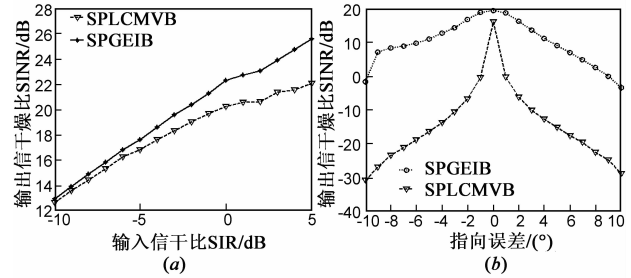


图3 SPGEIB与SPLCMVB性能的比较

图 3(b) 是 SPGEIB、SPLCMVB 输出 SINR 随指向误差变化的情况: 输入信噪比、干噪比均为  $10\text{dB}$ , 指向误差  $-10^\circ \sim 10^\circ$ , 可见 SPGEIB 受指向误差影响的程度要远小于 SPLCMVB, 这是由于 SPGEIB 采用了向信号空间投影的方法, 降低了 SINR 对指向误差的敏感程度.

### 5.3 SPGEIB 与 GEIB 性能的比较

仿真条件如 5.2 节, 不同的是两个干扰与期望信号方向靠近, 分别是  $\theta_2 = 19^\circ$ ,  $\theta_3 = 21^\circ$ . 图 4(a) 是 SPGEIB 和 GEIB 输出 SINR 随输入 SIR 变化情况: 干扰  $\text{INR}_2 = 10\text{dB}$ ,  $\text{INR}_3 = 10\text{dB}$ , 输入 SIR 在  $-10 \sim 5\text{dB}$  之间变化, 可知在干扰角度与期望信号角度靠近时, SPGEIB 输出 SINR 远远高于 GEIB. 图 4(b) 是两算法输出 SINR 随指向误差变化的情况: 输入信噪比、干噪比均为  $10\text{dB}$ , 指向误差  $-10^\circ \sim 10^\circ$ , 可知此时 SPGEIB 算法受指向误差影响的程度要远小于 GEIB.

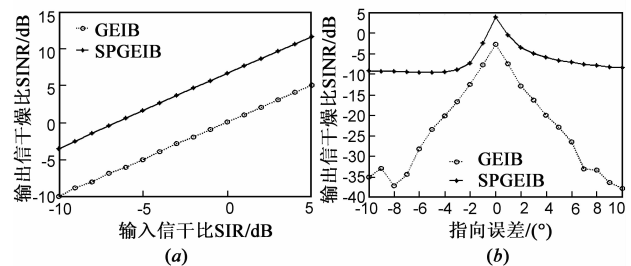


图4 SPGEIB与GEIB性能的比较

## 6 结论

本文提出了一种极化域-空域联合的自适应波束形成算法 SPGEIB, 它的基本思想是利用最小方差准则和特征空间投影方法, 同时将空域与极化域信息有效结合利用, 实现了极化域-空域联合的自适应滤波. 理论分析和仿真实验都表明, SPGEIB 比最优处理器 SPLCMVB

有较大的性能改善,是一种高性能的极化域-空域联合自适应波束形成算法。

## 参考文献

- [1] A Nehorai, Kwok-Chiang Ho. Minimum-noise-variance beamformer with an electromagnetic vector sensor [J]. IEEE Trans SP, 1999, 47(3): 601 – 618.
- [2] 王雪松, 代大海, 徐振海. 极化滤波器的性能评估与选择 [J]. 自然科学进展, 2004, 14(4): 442 – 448.  
WANG Xue-song, DAI Da-hai, XU Zhen-hai. Performance evaluation and selection of polarization filters [J]. Progress in Natural Science, 2004, 14(4): 442 – 448. (in Chinese)
- [3] 王雪松, 汪连栋, 肖顺平, 等. 自适应极化滤波器的理论性能分析 [J]. 电子学报, 2004, 32(8): 1326 – 1329.  
WANG Xue-song, WANG Lian-dong, XIAO Shun-ping, et al. Theoretical performance analysis of adaptive polarization filters [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(8): 1326 – 1329. (in Chinese)
- [4] 徐振海, 王雪松, 等. 极化敏感阵列滤波性能分析: 完全极化情形 [J]. 电子学报, 2004, 32(8): 1310 – 1313.  
XU Zhen-hai, WANG Xue-song, et al. Filtering performance of polarization sensitive array: Completely polarized case [J]. Acta Electronica Sinica, 2004, 32(8): 1310 – 1313. (in Chinese)
- [5] 徐振海, 王雪松, 等. 极化敏感阵列滤波性能分析: 相关干扰情形 [J]. 通信学报, 2004, 25(10): 8 – 15.  
XU Zhen-hai, WANG Xue-song, et al. Filtering performance of polarization sensitive array: correlated interference case [J]. Journal on Communications, 2004, 25(10): 8 – 15. (in Chinese)
- [6] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 等. 极化自适应递推滤波算法 [J]. 电子学报, 2002, 30(4): 608 – 610.  
XU Zhen-hai, WANG Xue-song, Xiao Shun-ping, et al. Adaptive recursive-filtering in polarization domain [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(4): 608 – 610. (in Chinese)

- [7] 刘勇, 徐振海, 肖顺平. 阵列互耦对极化敏感阵列滤波性能的影响 [J]. 电子学报, 2006, 34(12): 2303 – 2306.

Liu Yong, Xu Zhen-hai, XIAO Shun-ping. The effect of array mutual coupling on filtering performance of polarization sensitive array [J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(12): 2303 – 2306. (in Chinese)

- [8] Jung-Lang Yu, Chien-Chung Yeh. Generalized eigenspace-based beamformers [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1995, 43(11): 2453 – 2461.

- [9] 庄钊文. 极化敏感阵列信号处理 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2005. 28 – 30.

ZHUANG Zhao-wen. Signal Processing of Polarization Sensitive Array [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2005. 28 – 30. (in Chinese)

## 作者简介



**郭玉华** 女, 1977 年 7 月出生于河南南阳. 1998 年在解放军信息工程学院获工学学士学位, 后于 2006 年在中国科学技术大学获得硕士学位. 现为解放军信息工程大学理学院电子信息工程系讲师, 从事阵列信号处理的有关研究.

E-mail: 66153737@163.com



**常青美** 女, 1964 年 8 月出生于河南淮阳, 1988 年 7 月毕业于重庆大学并获硕士学位. 现为解放军信息工程大学理学院电子信息工程系副教授, 主要从事电路、信号系统方面的教学与研究工作.