

极化敏感阵列滤波性能分析: 完全极化情形

徐振海, 王雪松, 肖顺平, 庄钊文

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 本文研究了完全极化情形下极化敏感阵列滤波性能. 期望信号和干扰信号来自任意方向, 并且任意极化, 推导获得阵列最大输出信号干扰噪声比 SINR, 它是空间匹配系数和极化匹配系数的函数. 与普通阵列相比较, 极化敏感阵列不仅可以在空域滤波, 而且可以在极化域滤波. 当干扰和期望信号到达角差别较大时, 阵列通过调整方向特性抑制干扰、增强信号; 当干扰信号和期望信号到达角接近时, 仍然可以利用它们极化状态的差异提高 SINR. 对于干扰方来讲, 要想获得较好的干扰效果, 干扰信号必须要和期望信号具有相同的到达角和极化状态. 具体的算例结果验证了理论分析的正确性.

关键词: 极化敏感阵列; 滤波; 完全极化; 性能分析

中图分类号: TN820 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 08-1310-04

Filtering Performance of Polarization Sensitive Array: Completely Polarized Case

XU Zhenhai, WANG Xuesong, XIAO Shunping, ZHUANG Zhao wen

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: The filtering performance of polarization sensitive array is investigated theoretically. The desired signal and interference are completely polarized and come from random directions. We obtain the maximal outputting SINR (Signal to Interference and Noise Ratio), which is mainly related with the spatial matching coefficient and polarization matching coefficient between signal and interference. Contrasted to the common antenna array with the same hardware equipment, its advantages are mainly embodied by the joint filter ability in polarization domain and spatial domain. The interference must come from the same direction and with the same polarization as the desired signal to gain the low SINR. Numerical examples and results verify the correctness of theoretical deduction.

Key words: polarization sensitive array; filtering; completely polarized; performance analysis

1 引言

在移动通信环境中, 信道的衰落、扩展及多径现象对通信信号的传输的影响是严重的, 而且这种影响是随时间变化的. 特别是多径干扰(MPI)和共信道干扰(CCI)使得通信质量严重下降, 多径传播造成四次方的衰减(自由空间为二次方衰减); 共信道干扰进一步限制了基站的覆盖范围. 如何消除同信道干扰(CCI)、多址干扰(MAI)与多径衰落的影响已成为人们在提高无线移动通信系统性能时考虑的主要因素^[1]. 智能天线(Smart Antenna)利用数字信号处理技术, 产生空间定向波束, 使天线主波束对准用户信号到达方向, 零点对准干扰信号到达方向, 达到充分高效利用移动用户信号并删除或抑制干扰信号的目的. 目前的智能天线技术本质上空域信号处理或空域联合处理, 而没有考虑电磁波极化信息的开发和利用问题, 或者默认所有电磁信号都具有相同极化状态. 当干扰信号和期望信号的到达角接近时, 也即当天线系统不能在空域将干扰和信号分辨时, 智能天线系统的滤波性能会大大下降.

极化是电磁波的重要特征^[2], 通常情况下, 由于垂直极化和水平极化的反射系数不同, 多径反射波的极化与直达波的极化不同; 另外相邻小区的同信道干扰的极化和期望信号的极化状态未必相同, 因此电磁信号的极化信息是可以利用的. 如果阵列系统可以敏感到电磁信号的极化信息, 并利用期望信号和干扰信号在极化域和空域的差异开发极化域-空域联合滤波方法, 则阵列滤波性能必将改善和提高. 具体而言, 当干扰信号和期望信号到达方向显著不同时, 阵列能够自适应的改变方向特性提高信噪比; 当干扰信号和期望信号到达角接近时, 则可以根据两信号的极化信息不同而同样达到提高信噪比的目的; 除非它们有相同的到达角和相同的极化状态, 期望信号才能被干扰.

关于极化阵列滤波抗干扰方面的研究较少, 文献^[5~7]研究了几种简单的极化敏感阵列系统的滤波性能, 文献^[8]研究了极化阵列阵元互耦以及天线反射面对整个阵列滤波性能的影响. 本文主要研究完全极化条件下由多个正交电偶极子线性均匀排列所构成的极化敏感阵列的滤波性能.

2 极化敏感阵列

所谓极化敏感阵列就是将极化敏感阵元按一定方式在空间放置所构成的阵列, 利用极化敏感阵元获取电磁波的极化信息, 极化信息表现为阵元正交通道之间的相关特性; 利用其空间布阵方式获取空间信息, 空间信息表现为相邻阵元之间的空间相位延迟. 极化敏感阵列的阵元可以由基本电偶极子和电流环组合构成, 最基本、最简单的极化敏感阵元是两正交偶极子对, 由两个中心在同一位置且互相垂直的短偶极子组成. 由于各偶极子正交, 因而对不同极化入射波响应不同. 理论上, 阵元排列可以具有任意的形状, 但是实际中常见的是均匀分布的线阵、环阵和面阵.

本文的研究基于由 N 个正交偶极子对构成的均匀线阵 (如图 1 所示). 阵元的两个正交偶极子分别沿 X 轴和 Y 轴方向排列. 各个阵元沿 Y 轴均匀排列, 间距为 d , 在研究中为了排除非理想因素, 需要一系列前提假设条件:

- (1) 远场假设: 假设信号位于阵列的远场区, 信号波前到达阵列时可认为是平面波.
- (2) 传播介质假设: 假设传播介质为各向同性、均匀、无耗、非色散和线性.
- (3) 阵元假设: 假设各阵元为相同阵元且位置精确, 极化特性一致, 阵元间无耦合, 且阵元信道幅相一致, 这保证阵元和信道无任何误差.
- (4) 短阵子假设: 假设每个偶极子的长度远小于最高工作频率所对应的半波长长度, 这样每个阵子接收电压与该方向电场成正比^[3], 同时可以满足宽频带工作需要.
- (5) 噪声和信号假设: 假设各阵元信道内部噪声为零均值, 方差为的高斯白噪声, 各阵元噪声独立, 信号与噪声之间彼此独立.

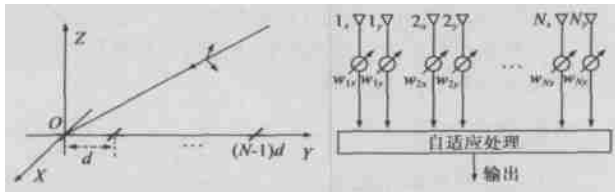


图1 极化敏感阵列
结构示意图

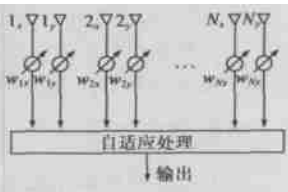


图2 极化域空域自适应
信号处理原理框图

3 信号接收模型

3.1 信号极化域空域联合表征

无穷远处 TEM 波信号沿 $-\hat{r}$ 方向传播, 承载信息的复基带信号为 $a(t)$, 载波频率为 f_0 , 来波空间到达角为 (H, U) , 根据完全极化假设, 电场矢量在等相位面运动轨迹绘成椭圆, 极化相位描述子为 (C, G) . 单位向量 $(\hat{U}, \hat{H}, \hat{r})$ 构成右手坐标系, 则该 TEM 信号可以完全描述为:

$$\begin{aligned} e(t, r) &= (\cos C \hat{U} + \sin C \hat{H}) a(t) \exp[j(2\pi f_0 t - k^T r)] \\ &= \{(\sin C e^{jG} \cos H \cos U - \cos C \sin U) \hat{x} \\ &\quad + (\sin C e^{jG} \cos H \sin U + \cos C \sin U) \hat{y} \\ &\quad - (\sin C e^{jG} \sin H) \hat{z}\} a(t) \exp[j(2\pi f_0 t - k^T r)] \end{aligned} \quad (1)$$

其中: r 为空间任一点的坐标矢量, $k = \frac{2\pi}{\lambda} \hat{r}$ 为传播矢量.

3.1.2 阵元信号接收模型

假定极化敏感阵元位于坐标原点, 仅考虑承载信息的复基带信号, 根据短阵子假设, 信号接收电压信号与电场成正比, 根据(1)得极化敏感阵元接收的信号电压为:

$$\begin{aligned} s_p(t) &= \begin{bmatrix} \cos H \cos U & -\sin U \\ \cos H \sin U & \cos U \end{bmatrix} \# \begin{bmatrix} \sin C e^{jG} \\ \cos C \end{bmatrix} \# a(t) \\ &= U \# e \# a(t) = s_p \# a(t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中: s_p 为接收极化矢量, 它不仅与入射波的极化有关, 而且与波的到达角也有关系, 矩阵 U 反映了接收极化信息对空间到达角信息的依赖性. 不失一般性, 本文限定所有入射波都位于 YOZ 平面, 即 $H = \begin{bmatrix} 0, \frac{P}{2} \end{bmatrix}$, $U = \frac{P}{2}$, 则阵元接收极化矢量可写为:

$$s_p = \begin{bmatrix} -\cos C \\ \cos H \sin C e^{jG} \end{bmatrix} \quad (3)$$

3.1.3 阵列的接收模型

将极化敏感阵元在空间排列进行空域采样, 可以敏感到目标信号的空域信息. 以坐标原点为基准点, 则距离基准点 l 的位置的阵元接收信号相对基准点的空间相位滞后为 $\angle = k^T l$, 在本文中, 第 n 个阵元相对坐标原点的相位滞后为: $\angle = \frac{2\pi(n-1)d \sin H}{\lambda}$, 定义空间相移因子为: $q = e^{j \frac{2\pi d \sin H}{\lambda}}$, 则单个信号源情况下, N 个阵元接收的信号矢量为:

$$s(t) = [s_p(t)^T \quad q s_p(t)^T \quad \dots \quad q^{N-1} s_p(t)^T]^T = \sqrt{N} s_s^a s_q \# a(t) \quad (4)$$

其中: $\#$ 表示 Kronecker 积, s_s 为信号空间导向矢量:

$s_s = \frac{1}{\sqrt{N}} [1 \quad q \quad q^2 \quad \dots \quad q^{N-1}]^T$, 前面的归一化系数保证了 $s_s^H s_s = 1$. 令信号导向矢量为空间导向矢量与极化矢量的 Kronecker 积, 即:

$$s = s_s^a s_p \quad (5)$$

假设空间有 M 个入射信号, 整个极化敏感阵列的接收信号为:

$$x(t) = \sqrt{N} S \# a(t) + n(t) \quad (6)$$

其中: 矩阵 $S = [s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_M]$ 由各个信号导向矢量构成, $n(t)$ 为接收噪声矢量, $a(t) = [a_1(t) \quad a_2(t) \quad \dots \quad a_M(t)]^T$ 为信号复包络构成的矢量.

4 信号最优滤波

图 2 给出了极化域空域自适应信号处理原理框图, $2N$ 个偶极子接收信号独立处理, 即独立加权并线性求和. 关于最优权的计算, 有不同的准则, 如最大信噪比准则(MSNR), 最小均方误差准则(MMSE), 最小噪声方差准则(MV)等, 而在高斯噪声条件下, 线性处理得到权的形式是相同的, 不同准则下所得到的权只相差一个常数^[4]. 最优加权为:

$$w_{opt} = L R^{-1} s \quad (7)$$

其中: L 为常数, R 为干扰和噪声的协方差矩阵, s 为期望信

号导向矢量. 在干扰背景下用最大输出信号干扰噪声比 SINR 来衡量阵的最优性能, 最优信号干扰噪声比为:

$$\text{SINR}_{\max} = \text{NP}_s \mathbf{s}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s} \quad (8)$$

其中: $\text{P}_s = E\{|\mathbf{a}(t)|^2\}$ 为期望信号功率.

5 性能分析

考虑单干扰源时阵列的滤波性能, 此时噪声加干扰的协方差矩阵为:

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_n^2 \mathbf{E}_{2N} + \text{NP}_i \mathbf{i} \mathbf{i}^H \quad (9)$$

其中: \mathbf{E}_{2N} 为 $2N$ 维单位矩阵, 根据矩阵求逆引理可得:

$$\mathbf{R}^{-1} = \frac{1}{\mathbf{R}_n^2} \left[\mathbf{E}_{2N} - \frac{\frac{\text{NP}_i}{\mathbf{R}_n^2} \mathbf{i} \mathbf{i}^H}{1 + \frac{\text{NP}_i}{\mathbf{R}_n^2} + i + 2} \right] \quad (10)$$

由前面分析, 最大输出信号干扰噪声比为:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{\max} &= \frac{\text{NP}_s}{\mathbf{R}_n^2} \left\{ \mathbf{s}^H \mathbf{s} - \frac{\frac{\text{NP}_i}{\mathbf{R}_n^2} \mathbf{s}^H \mathbf{i} \mathbf{i}^H \mathbf{s}}{1 + \frac{\text{NP}_i}{\mathbf{R}_n^2} + i + 2} \right\} \\ &= \text{ASNR} + \mathbf{s} + \left\{ 1 - \frac{\text{AINR} + i + 2}{1 + \text{AINR} + i + 2} \frac{|\langle \mathbf{s}, \mathbf{i} \rangle|^2}{\mathbf{s} + 2 + i + 2} \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

其中: $\text{ASNR} = \frac{\text{NP}_s}{\mathbf{R}_n^2}$ 和 $\text{AINR} = \frac{\text{NP}_i}{\mathbf{R}_n^2}$ 分别为阵列信噪比和阵列干噪比. 由于:

$$\begin{aligned} \langle \mathbf{s}, \mathbf{i} \rangle &= (\mathbf{i}_p^H \mathbf{a} \quad \mathbf{i}_s^H) (\mathbf{s}_p \mathbf{a} \quad \mathbf{s}_s) = (\mathbf{s}_p^H \mathbf{s}_p) \mathbf{a} (\mathbf{i}_s^H \mathbf{s}_s) \\ &= \langle \mathbf{s}_p, \mathbf{i}_p \rangle \langle \mathbf{s}_s, \mathbf{i}_s \rangle \end{aligned} \quad (12)$$

所以期望信号导向矢量和干扰信号导向矢量模长平方分别为:

$$\mathbf{s} + 2 = \mathbf{s}_p + 2 + \mathbf{s}_s + 2 = \mathbf{s}_p + 2 \quad (13)$$

$$\mathbf{i} + 2 = \mathbf{i}_p + 2 + \mathbf{i}_s + 2 = \mathbf{i}_p + 2 \quad (14)$$

所以将式(12)、(13)和(14)代入式(11)得到:

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{\max} &= \text{ASNR} + \mathbf{s}_p + 2 \\ &\left\{ 1 - \frac{\text{AINR} + \mathbf{i}_p + 2}{1 + \text{AINR} + \mathbf{i}_p + 2} \frac{|\langle \mathbf{s}_p, \mathbf{i}_p \rangle|^2}{\mathbf{s}_p + 2 + \mathbf{i}_p + 2} \right\} \\ &= \text{ASNR} + \mathbf{s}_p + 2 \{1 - \mathbf{V} \mathbf{M}_p \mathbf{M}_s\} \end{aligned} \quad (15)$$

其中: $\mathbf{V} = \frac{\text{ASNR} + \mathbf{i}_p + 2}{1 + \text{AINR} + \mathbf{i}_p + 2}$, 通常 $\text{AINR} \ll 1$, 所以 $\mathbf{V} \approx 1$, 极化敏感阵列滤波性能与干扰功率基本无关. \mathbf{M}_p 和 \mathbf{M}_s 分别为极化匹配系数和空域匹配系数, 具体为:

$$\mathbf{M}_p = \frac{|\langle \mathbf{s}_p, \mathbf{i}_p \rangle|^2}{\mathbf{s}_p + 2 + \mathbf{i}_p + 2} \quad (16)$$

$$\mathbf{M}_s = |\langle \mathbf{s}_s, \mathbf{i}_s \rangle|^2 = \frac{\sin^2 \left[\frac{\text{NP}_d}{K} (\sin H - \sin H_s) \right]}{N^2 \sin^2 \left[\frac{\text{Pd}}{K} (\sin H - \sin H_s) \right]} \quad (17)$$

显然, $0 \leq \mathbf{M}_p \leq 1$, $0 \leq \mathbf{M}_s \leq 1$.

本文用解析的办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, 极化和空域的作用理论上是等同的, 当干扰信号和期望信号到达角差别较大时, 空间匹配系

数很小, 且 $\mathbf{M}_s \approx 0$, 此时仅利用空域滤波即可; 当干扰信号与期望信号在空域距离较近时仍然可以靠极化域的差别完成滤波, 即 $\mathbf{M}_s \approx 1$ 时 $\mathbf{M}_p \approx 0$, 仍然可以得到较大的信号干扰噪声比 SINR. 对整个阵列系统而言, 要想使得 SINR 很低必须使 $\mathbf{M}_p \approx 1$ 和 $\mathbf{M}_s \approx 1$ 同时成立, 相当于/与0规则, 即干扰的到达角和极化状态和期望信号都相同.

6 比较分析

为进一步研究极化敏感阵列的滤波性能, 和普通的阵列作比较分析研究. 对于普通阵列, 无论电偶极子沿 X、Y 和 Z 方向排列, 仅接收电磁矢量中的一个方向的分量, 也就是说阵元输出为一标量, 一维复空间中的内积就简化为两个复标量的乘积, 不妨假定阵元沿 Y 方向排列, 此时极化匹配系数为:

$$\mathbf{M}_p = \frac{|\mathbf{s}_y \# \mathbf{i}_y|^2}{|\mathbf{s}_y|^2 |\mathbf{i}_y|^2} = 1 \quad (18)$$

这样极化匹配系数恒为 1, 因此普通阵列根本不具备极化滤波能力.

和普通阵列比较的公共前提是两个阵的设备量相同, 即偶极子数目相同, 特别地比较由于空间配置结构变化带来滤波性能的改善与提高. 假定偶极子数为 $2N$ 个, 不妨假设 $2N$ 个偶极子沿 Y 方向排列构成普通阵列, 考虑单干扰情形, 其滤波性能如下:

$$\text{SINR}_{\max} = \text{ASNR} |\mathbf{s}_y|^2 \{1 - \mathbf{V} \mathbf{M}_s\} \quad (19)$$

其中:

$$|\mathbf{s}_y|^2 = \cos^2 H_s \sin^2 C_s [\mathbf{s}_p + 2 + \mathbf{s}_s] + |\mathbf{s}_x|^2 + |\mathbf{s}_y|^2 \quad (20)$$

$$\mathbf{M}_s = \mathbf{M}_s \cos^2 \left[\frac{\text{Pd}}{K} (\sin H - \sin H_s) \right] [\mathbf{M}_s] \quad (21)$$

总之, 极化敏感阵列具有极化滤波能力, 并且极化分集接收使得接收信号的能量比较稳定, 在硬件设备量相同的条件下, 由于普通阵列的孔径比极化敏感阵列的长一倍, 普通阵列的空间匹配系数小于极化敏感阵列的空间匹配系数, 即普通阵列空域滤波能力优于极化敏感阵列.

7 算例分析与结论

极化敏感阵列阵元数为 $N = 8$, $\text{SNR} = 0\text{dB}$, $\text{INR} = 20\text{dB}$, 期望信号基本参量分别为: $H = 30^\circ$, $C_s = 45^\circ$, $C_s = 90^\circ$; 图 3 中固定 $G = 90^\circ$, 不同曲线表示 $C_i = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 75^\circ, 90^\circ$. 图 4 中固定 $C_i = 45^\circ$, 不同曲线表示 $G = 0^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 75^\circ, 90^\circ$.

可以看出: 当干扰和信号到达角接近时, 即 $|H - H_s| < 10^\circ$, 极化对滤波发挥重要作用, 当干扰极化和信号极化相同时, 滤波性能下降最厉害; 当干扰和信号到达角差别较大时, 即 $|H - H_s| > 15^\circ$ 时, 空域滤波性能较好, 极化的作

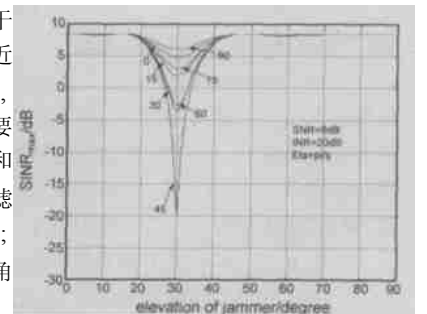


图 3 最大输出 SINR 随干扰到达角关系曲线(一)

用不明显, 但是整个滤波性能很好.

8 结束语

极化敏感阵列具有极化域空域联合滤波的能力, 当信号和干扰的到达角接近时, 空域滤波能力下降, 通过调整信号的极化和干扰的极化正交, 仍然可以得到较好的滤波性能; 当信号和干扰到达角距离较远时, 空域滤波能力较强, 不同极化对阵列的滤波性能影响不大, 因此空域滤波能力是主要的, 只有当空域滤波失效时极化滤波的作用是突出的. 本文的研究也可给干扰方提供一定依据, 对于干扰方来说, 要想有效干扰, 不仅要到达角相同, 而且极化也要相同. 极化敏感阵列另一个优点是极化分集使得接收能量比较稳定, 克服单极化接收时对某些信号的盲区. 和普通阵列比较说明, 在硬件设备量相同的条件下, 偶极子空间配置结构的变化带来滤波性能的质的改善与提高. 本文仅研究了完全极化情形滤波性能, 部分极化情形的滤波性能正在研究, 此外还应考虑极化阵元之间的互耦等非理想因素对极化敏感阵列系统的影响.

参考文献:

- [1] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000. 12
- [2] 庄钊文, 肖顺平, 王雪松. 雷达极化信息处理及应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999. 1.
- [3] 刘克成, 宋学诚. 天线原理[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1989. 5.

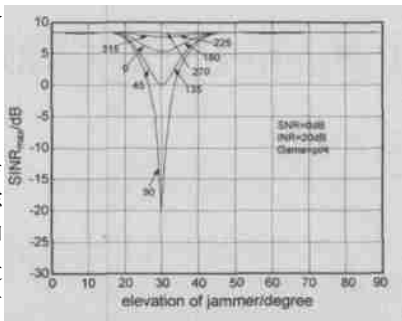


图4 最大输出 SNR 随干扰到达角关系曲线(二)

- [4] 沈铁汉, 梁福生, 石镇(译). 自适应阵列导论[M]. 北京: 国防工业出版社, 1988. 3.
- [5] R T COMPTON, JR. On the performance of a polarization sensitive adaptive array[J]. IEEE Trans, 1981, AP229(5): 718- 725.
- [6] R T COMPTON, JR. The tripole antenna: an adaptive array with full polarization flexibility[J]. IEEE Trans, 1981, AP229(6): 944- 952.
- [7] R T COMPTON, JR. The Performance of a tripole adaptive array against crosspolarized jamming[J]. IEEE Trans, 1983, AP231(4): 682- 685.
- [8] Ioannis Kaptis, Keith G. Balmain, Base station polarization sensitive adaptive antenna for mobile radio[A]. Third Annual International Conference on Universal Personal Communications[C]. Canada, 1994. 230 - 235.

作者简介:



徐振海 男, 1977 年 9 月生于河南省卫辉市, 现为国防科技大学博士研究生, 1998 年 7 月获国防科技大学电子工程学院学士学位, 并直接攻读信息与通信工程学科博士学位, 研究方向为雷达极化信息处理、阵列信号处理以及雷达目标识别, 已在国内外期刊、会议发表论文 20 余篇.



王雪松 男, 1972 年 10 月出生于内蒙古包头市, 现为国防科技大学教授, 中国电子学会高级会员, / 三遥 0 分会委员, 1994 年 7 月毕业于国防科技大学电子技术系, 1999 年 6 月获博士学位, 主要从事雷达极化信息处理、信号处理与目标检测及识别、弹道导弹攻防对抗电子战等领域的研究, 合作出版专著 2 部, 在国际、国内期刊及学术会议上发表论文 70 余篇, 其中 30 多篇进入 SCI 和 EI 等国际著名检索.