

一种新型极化抗干扰技术研究

周万幸

(南京电子技术研究所,江苏南京 210013)

摘 要: 传统雷达采用单极化形式,没有利用目标和干扰的极化域特征,文章在分析了常规极化抗干扰原理和性能的基础上,提出了一种新型的交叉极化抗干扰天线阵列,分析了该种天线的极化抗干扰性能,仿真和实验数据表明,交叉极化天线阵列不仅具有较好的极化抗干扰性能,同时降低了整套雷达的设备量,具有广泛的应用前景.

关键词: 空间抗干扰;极化抗干扰;交叉极化天线阵列

中图分类号: TN974 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2009) 03-0454-05

Research of a New Type Techniques for Anti-Interference Using Polarization

ZHOU Wan-xing

(Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing, Jiangsu 210013, China)

Abstract: Traditional radar makes use of single polarization antenna, which doesn't utilize the polarization characteristic of target and interference. This paper firstly introduces the polarization principle of anti-jamming and analyzes its performance. A new type of crossing polarization antenna array is presented. Then the polarization performance on this antenna array is analyzed. Simulation and test results indicate that this antenna array not only has the better anti-jamming performance but reduces the equipment quantity, which will be widely used in future.

Key words: space anti-jamming; polarization anti-jamming; crossing polarization antenna array

1 引言

现代雷达系统不仅具有引导作用,同时又兼跟踪、制导、火控的任务,必须克服复杂电磁干扰环境对目标检测的影响.本文在极化信号模型的基础上,对极化信号处理方法、自适应极化滤波性能进行了分析^[1-5],提出了一种新型的交叉极化抗干扰天线阵列,分析其相对于普通双正交偶极子的性能,并利用仿真和实验数据进行了验证.

2 极化信号模型

假设极化敏感阵元位于坐标原点,信号波达方向为 (θ, ϕ) ,信号为完全极化波,极化参数为 (α, β) ,承载信息的复基带信号为 $s(t)$.双正交偶极子可以测量 x, y 方向的电磁信息^[1],完全极化信号的极化矢量为

$$s_P = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \alpha \cos \beta & \cos \alpha \cos \beta \\ \cos \alpha \cos \beta & \sin \alpha \cos \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \beta \\ \sin \beta e^{j\phi} \end{bmatrix} \quad (1)$$

极化敏感阵元接收的信号为

$$s_P(t) = s_P \cdot s(t) \quad (2)$$

极化敏感阵元在空间排列,形成空域和极化域采样,采集数据中包含了信号的空域和极化域信息,如图1所示,第 n 个阵元接收的信号为 $z_n(t) = s_P(t) e^{j\phi_n}$,整个阵列的接收信号为

$$x(t) = \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ \dots \\ z_N(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_P S(t) e^{j\phi_1} \\ s_P S(t) e^{j\phi_2} \\ \dots \\ s_P S(t) e^{j\phi_N} \end{bmatrix} = \sqrt{N} s_S \otimes s_P S(t) \quad (3)$$

其中空域归一化导向矢量定义为

$$s_S = \frac{1}{\sqrt{N}} [e^{j\phi_1} \quad e^{j\phi_2} \quad \dots \quad e^{j\phi_N}]^T \quad (4)$$

考虑均匀线阵的情况,阵元间隔为 d ,第 n 个阵元相对坐标原点的相位滞后为

$$\phi_n = \frac{2(n-1)d \sin \theta \sin \alpha}{\lambda} \quad (5)$$

3 极化滤波原理

3.1 极化域滤波模型

假定期望信号的传播空间存在 M 个干扰信号,根据极化敏感阵列信号接收模型,阵列接收矢量信号 $x(t)$ 为

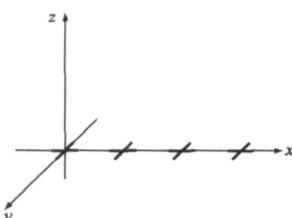


图1 双正交偶极子均匀线阵

$$x(t) = \sqrt{N} s \cdot s(t) + \sqrt{N} \sum_{m=1}^M i_m \cdot i_m(t) + n(t) \quad (6)$$

其中： s 和 $i_m (1 \leq m \leq M)$ 分别为期望信号和干扰信号的极化域-空域联合导向矢量， $s(t)$ 和 $i_m(t) (1 \leq m \leq M)$ 分别为期望信号和干扰信号的时域波形。

滤波处理时，阵列输出信号 $y(t)$ 为阵列接收信号矢量 $x(t)$ 的线性加权求和^[6]，即

$$y(t) = w^H x(t) \quad (7)$$

其中：加权矢量 $w \in C^{2N \times 1}$ 为 $2N$ 维复矢量。

根据最大 $SINR$ 准则，最优加权矢量为

$$w_{opt} = \mu M^{-1} s \quad (8)$$

其中： μ 为常数， M 为干扰噪声协方差矩阵， s 为期望信号导向矢量。

$M = R_I + R_N$ ， R_I 和 R_N 分别为干扰和噪声协方差矩阵。

最大信号干扰噪声比为

$$SINR_{max} = NP_S S^H M^{-1} s \quad (9)$$

其中， $P_S = E\{|s(t)|^2\}$ 为期望信号功率。

3.2 抗干扰性能分析

(1) 分析单个干扰源情形下阵列的滤波性能，重点是期望信号和干扰信号特征参量对阵列滤波性能的影响。最大输出 $SINR$ 为

$$\begin{aligned} SINR_{max} &= NP_S S^H M^{-1} s \\ &= ASNR \|s_p\|^2 \left\{ 1 - \frac{AINR \|i_p\|^2}{1 + AINR \|i_p\|^2} \cdot |s_s, i_s|^2 \cdot \frac{\|s_p, i_p\|^2}{\|i_p\|^2 \|i_p\|^2} \right\} \\ &= ASNR \|s_p\|^2 \left\{ 1 - \frac{M_P \cdot M_S}{1 + AINR \|i_p\|^2} \right\} \end{aligned} \quad (10)$$

其中： $\frac{AINR \|i_p\|^2}{1 + AINR \|i_p\|^2}$ 为反映干扰强度的常数， M_P 和 M_S 分别为极化域匹配系数和空间域匹配系数。

可以看出，极化敏感阵列滤波性能受 M_P 、 M_S 、和 $ASNR$ 的影响： $M_P \rightarrow 1$ 和 $M_S \rightarrow 1$ ，期望信号和干扰信号的到达角和极化状态接近时，滤波性能最差；当噪声比很大时， $\frac{AINR \|i_p\|^2}{1 + AINR \|i_p\|^2} \rightarrow 1$ ，干扰强度对滤波性能影响较小；信噪比与滤波性能成正比关系，信噪比越大，阵列滤波性能越好。

普通空间滤波阵列不采用极化滤波， $M_P = 1$ ，输出 $SINR$ 为

$$SINR_{max} = ASNR \|s_x\|^2 \left\{ 1 - \frac{M_S}{1 + AINR \|i_p\|^2} \right\} \quad (11)$$

比较式(10)和(11)，在 $ASNR$ 和 $AINR$ 相同，干扰强度和空间匹配系数对滤波性能的影响相同，但极化敏感阵列通过极化分集提高了信号能量，并且 $M_P = 1$ ，实现了极化滤波，提高了系统的整体滤波性能。两者性能比较如下式

$$EIF = \frac{ASNR \|s_p\|^2 \left\{ 1 - \frac{M_P \cdot M_S}{1 + AINR \|i_p\|^2} \right\}}{ASNR \|s_x\|^2 \left\{ 1 - \frac{M_S}{1 + AINR \|i_p\|^2} \right\}} \quad (12)$$

(2) 假设有 K 个干扰源，它们之间不相关，接收干扰噪声协方差矩阵为

$$M_K = \sum_{k=1}^K E_{2N} + P_k i_k i_k^H \quad (13)$$

最大输出信干(噪)比 $SINR$ 的递推关系为

$$\begin{aligned} SINR_{max, k} &= NP_S S^H M_{k-1}^{-1} s \\ &= SINR_{max, k-1} \cdot \frac{N^2 P_S P_K |s^H M_{k-1}^{-1} i_k|^2}{1 + NP_K i_k^H M_{k-1}^{-1} i_k} \end{aligned} \quad (14)$$

可以看出，多干扰源时，除了受上述因素影响外，随干扰源数目增加，滤波性能有所下降，因为滤波性能受多个干扰源之间相互作用的影响。

3.3 仿真比较

极化敏感阵列滤波性能是阵列干扰比、期望信号特征参量(空间到达角与极化状态角)、干扰信号特征参量的多元函数，分析时固定一些参量，相当于多元函数在某些参量维方向的切片。仿真时假设所有信号方位角均为 $\theta = 90^\circ$ ，即限定信号位于 YOZ 平面，所有信号的极化角 $\alpha = 90^\circ$ ，即所有信号位于 Poincare 球面的同一圆上。

(1) 单干扰源，基本参数如下：极化敏感阵列阵元

数为 $N = 8$ ，阵元间距 $d = \frac{\lambda}{2}$ ， $ASNR = 0\text{dB}$ ， $AINR = 30\text{dB}$ ，期望信号特征参量为： $(\theta_s, \alpha_s) = (20^\circ, 50^\circ)$ ，干扰信号特征参量变化，空域-极化域联合滤波性能与干扰信号参量之间的关系如图 2 所示。

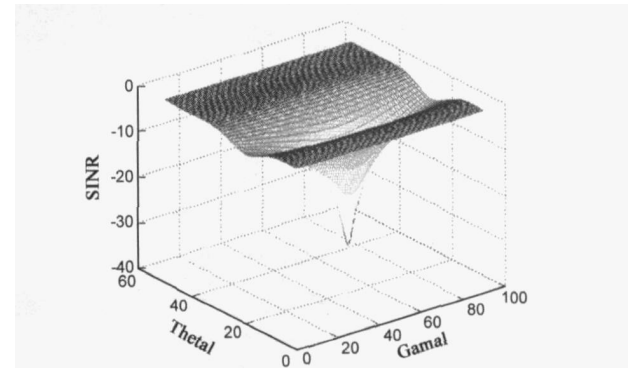


图2 单干扰空域-极化域联合滤波的SINR

图 3 为只考虑空域滤波的性能曲线，比较图 2 和图 3，当期望信号和干扰信号空间矢量、极化矢量完全一

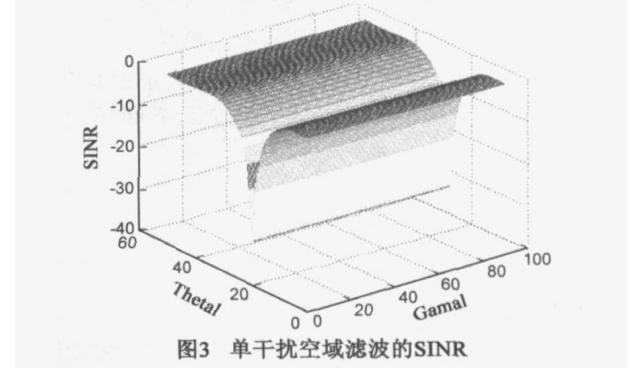


图3 单干扰空域滤波的SINR

致时,存在 SINR“凹口”,空域-极化域联合滤波的抗干扰效果最差,只要极化矢量不同,空域-极化域联合滤波具有很好的抗干扰效果.不采用极化-空域联合滤波,当干扰信号和期望信号的空间矢量相同,极化矢量不同时,不能实现干扰抑制.

(2) 2 个干扰源,基本参数与单干扰源相同,AINR1 = AINR2 = 30dB,干扰信号特征参数固定,期望信号基本参数变化,两个干扰源到达角和极化状态均不相同, (θ₁, η₁) = (15°, 20°), (θ₂, η₂) = (30°, 50°),其滤波性能与期望信号参量之间关系如图 4 所示,未采用极化滤波曲线如图 5 所示.

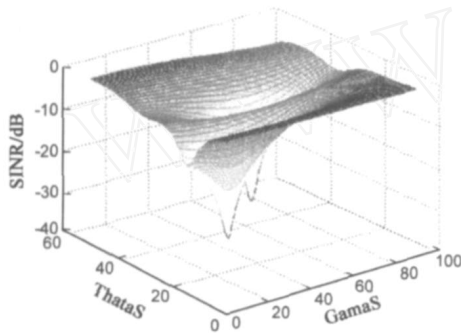


图4 双干扰空域-极化域联合滤波的SINR

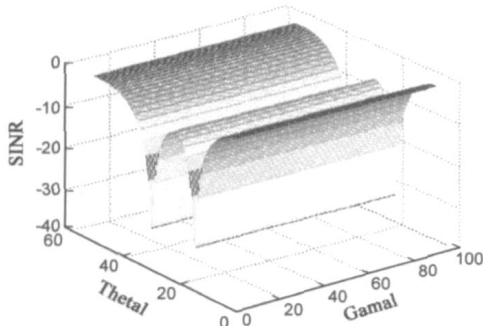


图5 双干扰空域滤波的SINR

图 4 和图 5 结果同样证明了空域-极化域联合滤波对抗双干扰的有效性.

4 交叉极化阵列极化滤波

4.1 交叉极化阵列信号模型

数字阵是雷达的发展趋势,但大口径天线单元数量多,如工作于 S 波段的远程警戒舰载雷达,天线阵子单元需要 4000 个左右^[7],采用简单的双正交偶极子极化天线,通道数增加到 8000 个,系统复杂度成倍增加,本文提出的一种新型的交叉极化天线阵列,在保证系统抗干扰性能的同时,降低了系统设备量和复杂度,阵列如图 6 所示.

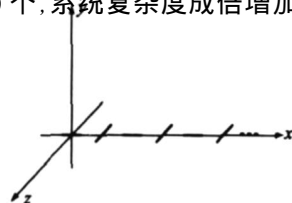


图6 交叉极化抗干扰天线阵列

图 6 中,天线阵单元

奇数位为水平极化单元,偶数位为垂直极化单元,极化敏感阵元接收的信号为: $s_p(t) = s_p \cdot s(t)$,由于图 6 中天线每个天线单元极化矢量不同,整个阵列的接收信号可以表示为

$$x(t) = \begin{bmatrix} z_1(t) \\ z_2(t) \\ z_3(t) \\ \dots \\ z_N(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{p1}s(t)e^{j\phi_1} \\ s_{p2}s(t)e^{j\phi_2} \\ s_{p1}s(t)e^{j\phi_3} \\ \dots \\ s_{p2}s(t)e^{j\phi_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{p1}s(t)e^{j\phi_1} \\ 0 \cdot s(t)e^{j\phi_2} \\ s_{p1}s(t)e^{j\phi_3} \\ \dots \\ 0 \cdot s(t)e^{j\phi_N} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \cdot s(t)e^{j\phi_1} \\ s_{p2}s(t)e^{j\phi_2} \\ 0 \cdot s(t)e^{j\phi_3} \\ \dots \\ s_{p2}s(t)e^{j\phi_N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{p1}s(t)e^{j\phi_1} \\ s_{p1}s(t) \cdot 0 \\ s_{p1}s(t)e^{j\phi_3} \\ \dots \\ s_{p1}s(t) \cdot 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} s_{p2}s(t) \cdot 0 \\ s_{p2}s(t)e^{j\phi_2} \\ s_{p2}s(t) \cdot 0 \\ \dots \\ s_{p2}s(t)e^{j\phi_N} \end{bmatrix}$$

$$= \sqrt{N_{S_{S1}}} \odot_{S_{P1}} s(t) + \sqrt{N_{S_{S2}}} \odot_{S_{P2}} s(t) \quad (15)$$

其中空域归一化导向矢量定义为

$$s_{S1} = \frac{1}{\sqrt{N}} [e^{j\phi_1} \ 0 \ e^{j\phi_3} \ 0 \ \dots \ e^{j\phi_{N-1}} \ 0]^T$$

$$s_{S2} = \frac{1}{\sqrt{N}} [0 \ e^{j\phi_2} \ 0 \ e^{j\phi_4} \ \dots \ 0 \ e^{j\phi_N}]^T \quad (16)$$

考虑均匀线阵的情况,阵元间隔为 d ,第 n 个阵元相对坐标原点的相位滞后为

$$\phi_n = \frac{2(n-1)d \sin \theta \sin \eta}{\lambda} \quad (17)$$

4.2 交叉极化抗干扰性能分析与仿真

根据第三节分析,单个干扰源的滤波输出 SINR 表示为

$$SINR_{max} = MP_S s^H M^{-1} s$$

$$= ASNR \|s\|^2 \left\{ 1 - \frac{AINR \|i\|^2}{1 + AINR \|i\|^2} \cdot \frac{|s \cdot i|^2}{\|s\|^2 \|i\|^2} \right\}$$

$$= 0.5 ASNR (\|s_{p1}\|^2 + \|s_{p2}\|^2)$$

$$\left[1 - \frac{AINR * 0.5 (\|i_{p1}\|^2 + \|i_{p2}\|^2)}{1 + AINR * 0.5 (\|i_{p1}\|^2 + \|i_{p2}\|^2)} \right]$$

$$\cdot \frac{(s_{p1}, i_{p1} \ s_{S1}, i_{S1} + s_{S2}, i_{S2} \ s_{p2}, i_{p2})}{0.25 (\|s_{p1}\|^2 + \|s_{p2}\|^2) (\|i_{p1}\|^2 + \|i_{p2}\|^2)}$$

$$= ASNR (\|s_{p1}\|^2 + \|s_{p2}\|^2) / (1 - M_P \cdot M_S) \quad (18)$$

其中: $\frac{AINR (\|i_{p1}\|^2 + \|i_{p2}\|^2)}{1 + AINR (\|i_{p1}\|^2 + \|i_{p2}\|^2)}$ 为反映干扰强度的常数, M_P 和 M_S 分别为极化域匹配系数和空间域匹配系数.

仿真假设条件与 3.3 节中相同,基本参数如下:极化敏感阵列阵元数为 $N = 16$,阵元间距 $d = \frac{\lambda}{2}$, $ASNR = 0dB$, $AINR = 30dB$,期望信号特征参量为: $(\theta_s, \eta_s) = (25^\circ, 55^\circ)$,干扰信号特征参量变化,单多干扰源的空域

-极化域联合滤波性能与干扰信号参量之间的关系如图 7、图 8 所示。

间和极化域参数估计,计算空域-极化域自适应权值,在工作周期内实现目标与干扰的极化-空域滤波。

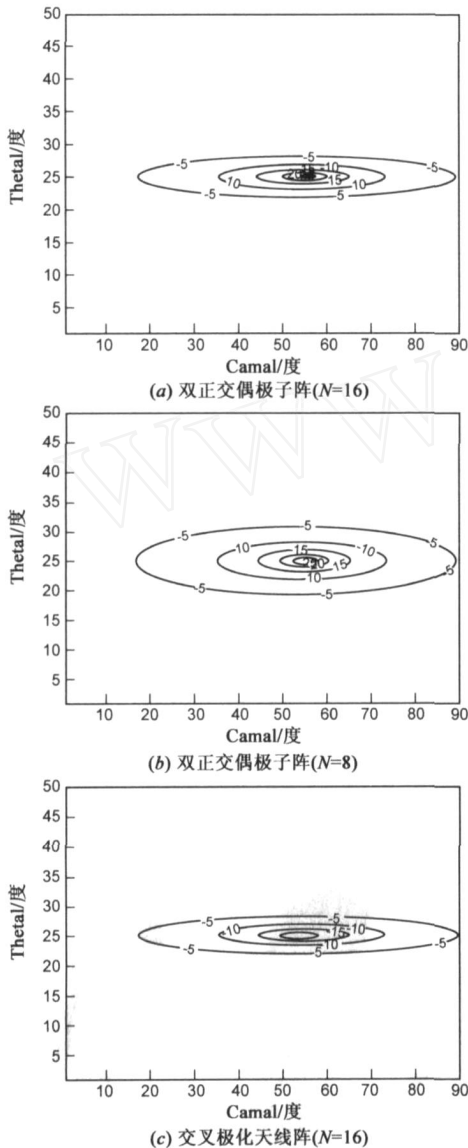


图7 单干扰交叉极化天线与普通双正交偶极子阵性能比较

从图 7、8 中可以看出,交叉极化天线阵抗干扰性能与双正交偶极子阵具有相同的抗干扰性能,设备量仅为双正交偶极子阵的一半。

4.3 实验数据验证

使用单元交叉极化数字阵列实验雷达验证本文提出的极化天线阵的抗干扰性能,如图 9 所示。雷达工作频段为 P 波段,试验条件:两个干扰源和一个目标,目标与干扰 1 位于同一地点,距离雷达 $R = 10\text{km}$,方向矢量 $(\theta, \phi) = (10^\circ, 90^\circ)$,目标极化矢量 $(i_r, i_t) = (15^\circ, 90^\circ)$,干扰 1 的极化矢量 $(i_r, i_t) = (35^\circ, 90^\circ)$,干扰 2 距离雷达 $R = 5\text{km}$,方向矢量 $(\theta, \phi) = (25^\circ, 90^\circ)$,极化矢量 $(i_r, i_t) = (20^\circ, 90^\circ)$,两个干扰的干噪比均为 30dB。本实验系统采用在雷达休止期采集干扰样本数据,进行空

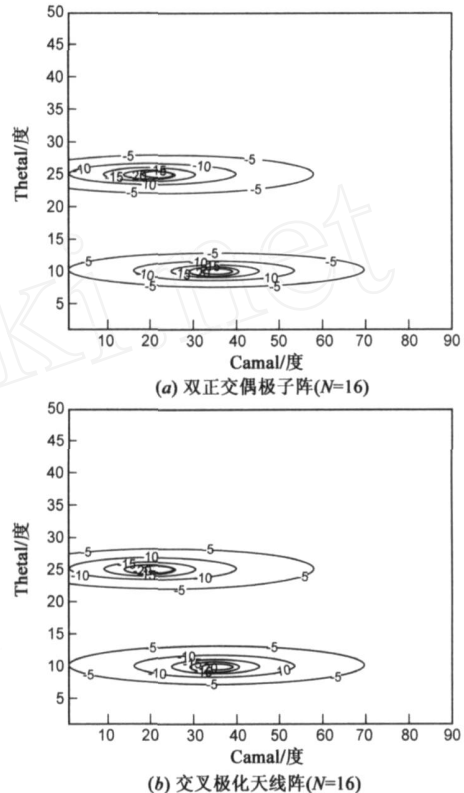


图8 双干扰交叉极化天线与普通双正交偶极子阵性能比较

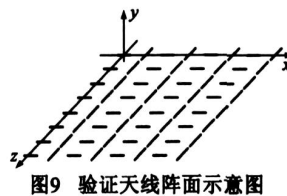


图9 验证天线阵面示意图

采用图 9 所示的验证系统,对验证设计场景分析,极化-空域抗干扰的性能如图 10 所示。目标与干扰 1 处于同一空间位置,使用常规空域滤波不能去

除干扰,但由于目标与干扰 1 极化特性不同,通过极化滤波能够很好的去除干扰影响;目标与干扰 2 具有相同的极化特性、不同的空域特征,只有通过空域滤波才能去除干扰 2。可以看出,极化-空域滤波具有良好的抗干扰性能,只有当干扰和目标的极化域和空域特征完全相同时,极化-空域滤波才失效。实验数据处理结果如

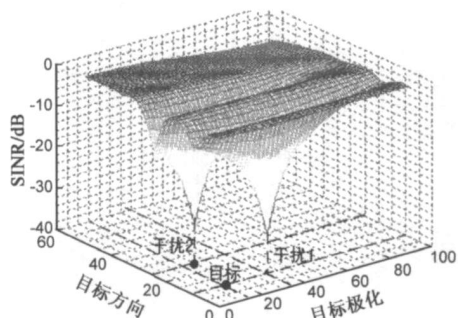


图10 试验系统抗干扰性能

图 11 所示,处理结果有效地抑制了干扰,说明空间-极化滤波具有良好的抗干扰性能.

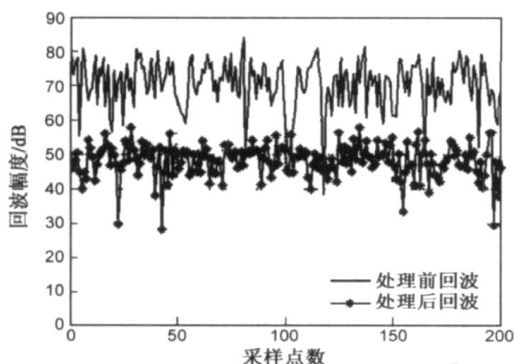


图11 实测数据极化抗干扰前后比较

5 总结

本文研究了雷达极化抗干扰技术,在详细分析极化信号模型的基础上,提出一种新型的极化抗干扰天线形式——交叉极化天线阵列,和常规极化阵列相比具有相同的抗干扰性能,设备量仅为常规极化阵列的一半.实验数据处理结果验证了交叉极化天线抗干扰性能的有效性.

参考文献:

[1] 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,1999:291 - 359.

- [2] R T Compton, JR. The tripole antenna: an adaptive array with full polarization flexibility [J]. IEEE Trans. AP, 1981, 29 (6): 944 - 952.
- [3] 杨军,赵锋,宫颖. 多空中干扰源与舰载雷达的对抗研究[J]. 电子学报, 2007, 9:1647 - 1650.
- [4] 庄钊文等. 极化敏感阵列信号处理[M]. 北京:国防工业出版社,2005,3:15 - 80.
- [5] 周万幸. 舰载雷达现状及发展趋势分析[J]. 现代雷达, 2007,9:1 - 4.
- [6] R T Compton, JR. The performance of a tripole adaptive array against cross-polarized jamming [J]. IEEE Trans. AP, 1983, 31 (4): 682 - 685.
- [7] Ioannis Kapsis, Keith G. Balmain. Base station polarization-sensitive adaptive antenna for mobile radio [J]. IEEE Third Annual International Conference on Universal Personal Communications, 1994. 230 - 235.

作者简介:



周万幸 男,1961年8月出生于浙江宁波,1982年毕业于成都电子科技大学,研究员级高级工程师,现为南京电子技术研究所副所长. 主要从雷达系统研制工作,在地面雷达、舰载多功能相控阵雷达、反导预警相控阵雷达等方面完成多项课题研究.

Email: nrictcl@yahoo.com.cn