

自适应极化滤波器的理论性能分析

王雪松,汪连栋,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: 为适应变化的电磁环境,自适应极化滤波器通常先采用极化估计器获得干扰场的极化状态,然后以最佳极化进行极化滤波.因此,自适应极化滤波器可用极化估计器、最佳极化计算器、极化滤波器这三者级联构成的开环模型来表示.在此模型基础上,针对基于正交极化双通道测量的信号极化矢量估计算法,研究了极化估计器的理论性能,证明了极化估计误差近似服从瑞利分布.通过研究极化估计误差在极化滤波器中的传播过程,导出了自适应极化滤波器理论性能的解析公式,清楚地揭示了滤波性能与信噪比等因素的统计关系.

关键词: 雷达;极化;估计;极化滤波器;自适应

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 08-1326-04

Theoretical Performance Analysis of Adaptive Polarization Filters

WANG Xue-song, WANG Lian-dong, XIAO Shun-ping, ZHUANG Zhao-wen

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

Abstract: In the dynamic electromagnetic environments, a polarization estimator is usually utilized by the adaptive polarization filter to get the knowledge of the polarization of interference fields. The optimal polarization will be then calculated for the use of polarization filtering. In this sense an adaptive polarization filter can be modeled as an open-loop cascade system of a polarization estimator, an optimum polarization calculator and a polarization filter. Theoretical performance of the polarization estimator is analyzed for the case of polarization vector estimation based on the dual-channel orthogonal polarization measurements. It is proved that the polarization estimation error obeys the Rayleigh distribution approximately. By studying the transmission process of the estimation error in a polarization filter, a series of analytic formulae on the performances of adaptive polarization filters are derived, which stochastically reveal the relationship between the filtering performance and such factors as the signal-to-noise ratio clearly.

Key words: radar; polarization; estimation; polarization filter; adaptive

1 引言

在现代电子战条件下,雷达的工作环境日趋复杂恶劣,抗干扰反杂波问题显得愈来愈重要.在特定的电磁环境中,自适应极化滤波被认为是极具潜力的抗干扰技术途径之一^[1-3,8,9].近三十年来,人们针对不同的用途设计了多种自适应极化滤波器,在特定条件下取得了良好的抗干扰、反杂波效果,但同时也暴露出极化滤波器一些固有的缺陷.因此,自适应极化滤波器的滤波性能究竟如何,就成为雷达极化信号处理领域非常关心的问题.由于雷达所面临杂波环境和干扰样式的多样性以及极化滤波技术本身固有的特点,自适应极化滤波器的设计通常具有较强的针对性,因此滤波器种类繁多、实现方法各异,迄今为止对自适应极化滤波器的性能分析评估尚无统一理论框架和解决方法.

极化滤波的实质是利用天线对不同入射波在极化域的选择性来改善有用信号的接收质量.根据滤波准则,极化滤波器大抵可分两类:一类是极化干扰抑制滤波器,即通过调整接收极化与入射干扰极化相正交,从而最大限度地减少进入雷达接收机的干扰信号,这种极化滤波器不关心有用信号的极化,

其滤波准则实质上就是干扰功率最小化准则^[1,2,9];另一类极化滤波器则综合考虑天线波束内信号和干扰的极化特性,调整接收极化使信号干扰噪声功率比 SINR、信号干扰功率差 PDSI 等指标最优化^[4,7].从滤波器实现的角度来看,要利用极化滤波改善雷达对目标回波的接收质量,必需预先获得干扰场极化的先验知识,才能使滤波效果最佳.实际应用中,通常用自适应极化估计的办法获得干扰场的极化^[4,6].对于高极化度的干扰,极化抑制滤波器可取得很高的干扰抑制比(理论值接近无穷大).但如果接收极化与干扰极化不是严格正交,滤波效果将急剧下降^[2].在这个意义上,对入射信号极化的估计就成为制约极化滤波效果好坏的关键问题.利用正交极化双通道测量是获取入射电磁波极化信息的物理前提.一个平面波进入正交极化双通道,两通道输出信号的幅度和相位唯一地表征了入射场的极化状态^[8],因此实际应用中通常将正交极化双通道测量系统的输出矢量直接作为入射波极化的估计,换言之,正交极化双通道测量系统可视为一个电磁波极化估计器.从信号估计的观点来看,正交极化双通道测量是对电磁波极化的最优估计,它对应着自适应极化估计算法的稳态解,代表了自适应极化估计的一个上界水平^[13].因此,研究该

收稿日期:2003-04-20;修回日期:2003-12-01

基金项目:国家杰出青年科学基金(No. 60025102);全国优秀博士学位论文专项基金(No. 08100101)

极化估计器的性能,就可以把握自适应极化估计器的性能水平,进而弄清极化估计误差是如何影响极化滤波效果的.

2 基于正交极化双通道测量系统的电磁波极化矢量估计器

选择水平、垂直极化 (h, v) 为极化基,一个平面入射波的电场矢量在 (h, v) 极化基上为 $s = [s_h, s_v]^T$,该入射波被一个正交极化测量系统接收,两个极化通道的输出构成一个复矢量,记为 x . 忽略测量系统极化通道的不一致性、接收机互耦和非线性等因素,可得如下信号模型:

$$x = s + n \tag{1}$$

其中, n 为测量系统的噪声矢量. 若不考虑杂波和干扰, n 通常表示两路通道接收机的输出噪声. 实际情况中通常以测量系统的输出矢量直接作为入射信号极化矢量的估计,即有

$$\hat{s} = \frac{x}{x} = \frac{s + n}{s + n} \tag{2}$$

这里 \hat{s} 代表入射信号极化矢量的估计值, \cdot 为复矢量的 2 范数,显然 $|\hat{s}| = 1$. 为简便计,设信号矢量具有单位功率,即 $|s| = 1$,因此 x 可写作

$$s = [\cos \phi, \sin \phi e^{j\theta}]^T \quad [0, \pi/2], \phi \in [0, 2\pi] \tag{3}$$

其中 (ϕ, θ) 称为极化相位描述子^[8].

为分析极化估计器的性能,需要度量估计极化 \hat{s} 与真实极化 s 之间的差别. 根据 Stokes 矢量与电场矢量之间的变换关系,易得如下结论:记 J_s 和 $J_{\hat{s}}$ 为信号极化和估计极化的 Stokes 矢量,即 $J_s = R(s \otimes s^*)$, $J_{\hat{s}} = R(\hat{s} \otimes \hat{s}^*)$ 上标“*”代表

共轭, R 为准酉矩阵^[8], $R = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & j & -j & 0 \end{bmatrix}$.

由于 $|s| = |\hat{s}| = 1$, 故有 $J_s = [1, g_s^T]^T$, $J_{\hat{s}} = [1, \hat{g}_s^T]^T$, 其中 g_s 和 \hat{g}_s 称为信号极化和估计极化的 Stokes 子矢量. 易知 g_s 和 \hat{g}_s 为三维实矢量,且满足 $|g_s| = |\hat{g}_s| = 1$, 它们在几何上一一对应着 Poincaré 极化球面上的两个点^[8], 如图 1 所示.

信号极化 g_s 和估计极化 \hat{g}_s 之间的矢量夹角 α , 是评价极化估计器性能的自然度量. 易证,

$$\sin^2(\alpha/2) (1 + \cos \alpha) = |s^H \hat{s}|^2 \tag{4}$$

式中上标“H”代表 Hermite 转置. 此式表明,真实极化与估计极化的 Stokes 子矢量间夹角可用二者电场矢量的内积来估算. 将 \hat{s} 表达式(2)代入上式,得

$$\sin^2(\alpha/2) = \frac{|n|^2 - |n^H s|^2}{1 + n^H s + s^H n + |n|^2} \tag{5}$$

若测量系统信噪比很高,即 $|n| \ll |s| = 1$, 式(5)近似为

$$\sin^2(\alpha/2) \approx n^H W n \tag{6}$$

其中 $W = I_2 - s s^H$, $I_2 = \text{diag}\{1, 1\}$, 为二阶单位阵. 因 $|s| = 1$, 易知 W 必为非负定 Hermite 矩阵. 事实上,

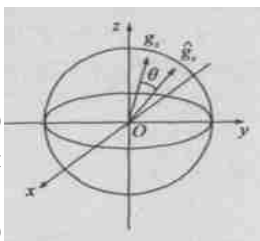


图 1 信号极化和估计极化在 Poincaré 极化球面上的矢量表示

若将式(3)代入 W 表达式,再将 W 酉对角化,得酉相似变换

$$W = U^H U \tag{7}$$

式中 $\Lambda = \text{diag}\{1, 0\}$, U , 为酉矩阵,其表达式为

$$U = \begin{bmatrix} \sin \phi e^{j\theta} & -\cos \phi \\ \cos \phi & \sin \phi e^{-j\theta} \end{bmatrix} \tag{8}$$

将式(2)代入式(6),得 $\sin^2(\alpha/2) \approx m^H W m$, 其中 $m = U n$ 为测量系统输出噪声矢量的酉变换矢量. 因 $|n| = |m| \ll 1$, 故知 $\alpha \ll 1$, 故上式进一步近似为

$$2 \sqrt{m^H \Lambda m} \tag{9}$$

由式(6)或式(9)可见,估计极化与真实极化之间的误差角主要取决于两个因素:一是测量系统的输出噪声矢量,二是信号极化参数,其影响主要体现在 W 矩阵上. 下面以式(9)为基础,对极化估计误差进行统计分析.

3 极化估计器误差性能分析

不考虑杂波和干扰的影响,正交极化测量系统的输出噪声矢量 n 主要来源于接收机热噪声,通常可看作限带白噪声,且服从高斯分布. 设 n 为零均值复高斯矢量,协方差阵为 $\langle n n^H \rangle$, 这里 $\langle \cdot \rangle$ 表示集平均. 对 n 酉变换得 $m = U n$, 则 m 亦为零均值复高斯矢量,协方差阵为 $\langle m m^H \rangle = U \langle n n^H \rangle U^H$. 记 $m = [m_1, m_2]^T = [x_1 + jy_1, x_2 + jy_2]^T$, m_1 为复高斯变量,由随机过程理论知, m_1 实际上代表了一个高斯窄带噪声, x_1 和 y_1 为其二正交低频实过程^[11]. 若 m_1 的方差为 σ_{m1}^2 , 则 x_1 和 y_1 方差均为 $\sigma_{m1}^2/2$, 进而知 m_1 的包络 $A_1 = \sqrt{x_1^2 + y_1^2}$ 服从瑞利分布,其概率分布密度为 $f_{A_1}(x) = (2x/\sigma_{m1}^2) \exp(-x^2/\sigma_{m1}^2)$, $x \geq 0$. 将 m 代入式(9)得 $2A_1$, 故知 α 应近似服从瑞利分布,其概率分布密度为

$$f(\alpha) = \frac{2}{\sigma_{m1}^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{4\sigma_{m1}^2}\right), \quad \alpha \geq 0 \tag{10}$$

若 $n = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \end{bmatrix}$, 根据 m 和 n 的酉相似关系立得

$$m_{11} = n_{11} \sin^2 \phi + n_{22} \cos^2 \phi - 2 \text{Re}\{n_{12} e^{j\theta}\} \sin \phi \cos \phi \tag{11}$$

特别地,当正交极化测量系统的两通道彼此独立时,即测量系统输出噪声矢量 n 的两个极化分量彼此独立,有 $n_{12} = n_{21} = 0$, 由式(11)知 m_{11} 退化为 $n_{11} \sin^2 \phi + n_{22} \cos^2 \phi$. 更进一步,若噪声矢量 n 的两个极化分量噪声功率相等,即 $n_{11} = n_{22}$, 则 m_{11} 进一步退化为 $m_{11} = n_{11}$. 图 2 给出了两种信噪比水平下的

的概率密度曲线,图中“SNR”表示正交极化测量系统的输出信噪比. 棒图曲线为 Monte Carlo 试验得到的概率分布密度的统计直方图,样本数量 20000 次;实线为据式(10)绘出的理论分布曲线. Monte Carlo 试验表明,在较高信噪比条件下(10dB 以上),瑞利分布能够很好地描述 α 的概率特性.

4 基于极化估计器的极化干扰抑制滤波器性能分析

前已述及,极化滤波技术在实际应用中通常需要预先获知干扰场的极化状态,因此很多实际的极化滤波器中一般都包含自适应极化估计环节,如 Nathanson 的 APC 对消器^[14]、

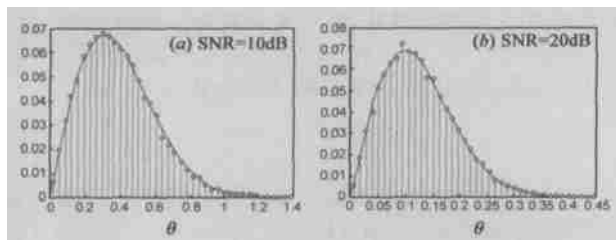


图2 极化估计误差角 的概率密度曲线
(信号极化为左旋圆极化,正交极化测量系统的两个极化通道输出噪声功率相等且彼此独立)

Gherardelli 的 MLP-APC 和 MLP-SAPC 对消器^[15,16], Pottier 的最优化检测器^[5]等. 此类极化滤波器的滤波过程原则上分为三步,即首先对干扰信号进行自适应极化估计,再根据估计极化计算最佳接收极化,然后进行极化干扰抑制滤波.显然干扰场极化状态估计的准确与否将直接影响极化滤波的效果.前面两节已得到了极化估计器的误差特性,本节将研究极化估计误差对极化滤波器性能的影响.

如前所述,基于正交极化测量可得入射场极化矢量 s 的估计 \hat{s} , 它们的 Stokes 子矢量分别为 g_s 和 \hat{g}_s , 二者夹角为 θ , 即 $\cos \theta = g_s^T \hat{g}_s$. 若入射波来源于一个干扰源,那么极化干扰抑制滤波过程可用图3 自适应极化滤波器的开环模型来描述.

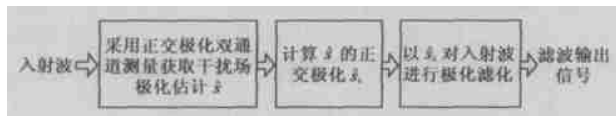


图3 自适应极化滤波器的开环模型

若记 $s = [\cos \theta e^{j\phi}, \sin \theta e^{j\phi}]^T$, 则其正交极化 $\hat{s} = [-\sin \theta e^{j\phi}, \cos \theta e^{-j\phi}]^T$, 易知其 Stokes 子矢量 $\hat{g}_s = \frac{1}{2} g_s$, 这里 $\frac{1}{2} = \text{diag}\{-1, -1, 1, 1\}$. 由于极化估计精度的限制,通常 \hat{s} 与干扰极化 s 并非严格正交,因此总会有一部分干扰信号漏入雷达接收机,这部分干扰剩余功率为

$$P_r = |s^T \hat{s}|^2 = \frac{1}{2} \hat{s}^T U_4 J_s = \frac{1}{2} (1 + \hat{g}_s^T g_s) \quad (12)$$

式中 $\hat{s} = R(\hat{s} \otimes s^*) = [1, \hat{g}_s^T]^T$ 为 \hat{s} 对应的 Stokes 矢量, $U_4 = \text{diag}\{1, 1, 1, -1\}$, $J_s = \text{diag}\{1, 1, -1, -1\}$.

利用 $\hat{g}_s = \frac{1}{2} g_s$ 和 $\cos \theta = g_s^T \hat{g}_s$ 对上式整理得

$$P_r = \frac{1}{2} [1 + (\frac{1}{2} g_s^T g_s) g_s^T g_s] = \frac{1}{2} (1 - g_s^T g_s) = \frac{1}{2} (1 - \cos \theta) \quad (13)$$

这是个很有意义的结论,对于包含自适应极化估计环节的极化干扰抑制滤波器而言,极化滤波后的干扰剩余功率只取决于极化估计器对干扰极化的估计误差,而与别的因素无关.这也恰好证实了我们在引言中的观点,即对入射信号极化的估计是制约极化滤波效果好坏的关键.这个结论的重要意义还在于,它为分析自适应极化滤波器的性能提供了非常简单的数学模型,比如要分析干扰剩余 P_r 的概率特性,只要知道的统计特性即可.接下来我们将根据这个模型导出极化滤波器性能分析的公式,这些公式具有普遍意义,因为它们实际上代表了大多数自适应极化滤波器在理想的稳态情况下滤波性

能的上界水平.当雷达接收的干扰较强而接收机内部噪声较弱时,极化估计误差角 近似服从瑞利分布,其概率分布密度由式(10)给出.注意到干扰剩余 P_r 与 是单调递减关系,可得 P_r 的概率分布密度为

$$f(\theta) = f(\theta) \left| \frac{d\theta}{dP_r} \right| = f(\theta) \frac{2}{\sin \theta}$$

其中 $\theta = \arccos(1 - 2P_r)$, $\sin \theta = 2 \sqrt{P_r(1 - P_r)}$, 上式

$$f(P_r) = \frac{\arccos(1 - 2P_r)}{2 \sqrt{P_r(1 - P_r)}} \exp\left\{ -\frac{[\arccos(1 - 2P_r)]^2}{4 P_r(1 - P_r)} \right\} \quad [0, 1] \quad (14)$$

因为假定干扰 s 具有单位功率,故干扰剩余 P_r (或 θ) 必介于 0 和 1 之间,因此 可以理解 为干扰信号通过极化抑制滤波器后的功率衰减倍数,或称“干扰抑制比”.比如一个完全极化的窄带干扰信号为左旋圆极化,雷达采用正交极化双通道测量得到干扰场极化的估计,极化估计误差角 $\theta = 5^\circ$;在此基础上,雷达采用估计极化的正交极化来抑制干扰,据式(13)求得 $P_r = 0.002$,这意味着极化抑制滤波器对于干扰信号的抑制比为 -27.2dB.在这个意义上,式(14)也是极化滤波器的干扰抑制比 的概率分布密度.图4 给出了一组干扰抑制比 的概率分布密度曲线.可以看出,信噪比越高, 的分布越集中,越趋近于 0,这意味着极化滤波器对干扰的抑制效果越好.

从数理统计的观点,干扰抑制比的概率分布密度是对极化抑制滤波器性能的完整的统计描述,但在工程应用中,人们更习惯用若干个统计指标来概括地描述滤波器性能.借鉴数理统计理论中常用的“置信水平”和“置信域”概念^[17],我们用“概率水平”来描述极化滤波器的干扰抑制比性能:给定一个概率水平 α , 其对应着干扰抑制比的临界值 η_0 ,极化滤波器的干扰抑制比 将以概率 α 小于 η_0 ,即

$$\int_0^{\eta_0} f(\theta) d\theta \leq \alpha \quad (15)$$

将式(14)代入(15)得

$$\alpha = (1/2) [1 - \cos \sqrt{4 P_r \ln(1 - \alpha)}] \quad (16)$$

图5 给出了干扰抑制比临界值 η_0 与正交极化测量系统信噪比 SNR 及概率水平 α 的关系曲线.由图5(a)可见,给定概率水平 α 后, η_0 与信噪比呈现单调的下降关系,信噪比高于 5dB 后, η_0 与信噪比的分贝表示之间近似为线性关系,这意味着 η_0 与 SNR 存在着指数衰减关系;由图5(b)可见,给定信噪比电平后, η_0 与概率水平 α 呈现单调递增关系.正交极化双通道测量系统的实际输出信噪比定义为 $\text{SNR} = \frac{s_g^2}{n_g}$, $n_g < n_s$, 下标“g”代表测量系统的实际输出,因假定干扰场具有单位功率密度,故 $\text{SNR} = \frac{s_g^2}{\text{tr}(n_g)} = 1/\text{tr}(n_g)$

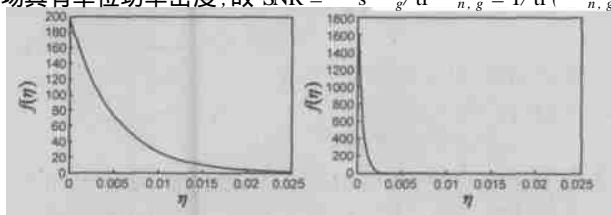


图4 干扰抑制比的概率分布密度

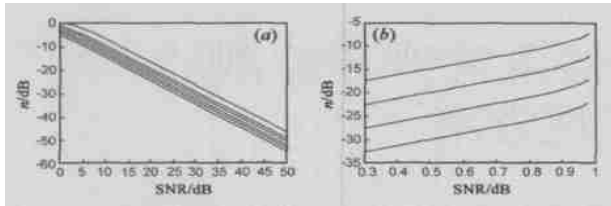


图 5 极化干扰抑制比临界值与信噪比和概率水平的关系曲线
(a)由上到下,概率水平依次为 $\alpha = 0.99, 0.9, 0.8, 0.7, 0.6, 0.5$; (b)由上到下,信噪比依次为 $\text{SNR} = 10, 15, 20, 25 \text{ dB}$

s_g^2), 式中“tr”表示矩阵的迹^[10], 可见第三节定义的噪声矢量 n 的协方差矩阵 n 其实是实际输出噪声矢量协方差矩阵 n, g 相对干扰功率的归一化, 即 $n = n, g / s_g^2$, 同理可知, $m = m, g / s_g^2$, $m_{11} = m_{11, g} / s_g^2$, 特别地, 当正交极化测量系统两路接收通道的噪声特性完全相同且彼此独立时, 有 $n, g = n_{11, g} I_2$, 前已推知 $m_{11, g} = n_{11, g} = (1/2) \text{tr} n, g$, 进而可知

$$m_{11} = \frac{1}{2} \text{tr} n, g / s_g^2 = \frac{1}{2\text{SNR}} \quad (17)$$

将上式分别代入式(10)、式(14)和式(16), 即得此时极化估计误差角 θ 和极化干扰抑制比 α 的概率密度、以及极化干扰抑制比临界值 α_0 与信噪比 SNR 的显性函数关系分别为

$$f(\alpha) = \text{SNR} \cdot \exp(-\frac{\text{SNR}}{2} \alpha^2), \quad [0, 1] \quad (18)$$

$$f(\theta) = \frac{\text{SNR} \arccos(1-2\alpha)}{\sqrt{1-2\alpha}} \exp[-\frac{\text{SNR}}{2} [\arccos(1-2\alpha)]^2], \quad [0, 1] \quad (19)$$

$$\alpha_0 = \frac{1}{2} [1 - \cos \sqrt{-\frac{2}{\text{SNR}} \ln(1-\alpha)}] \quad (20)$$

从这些公式我们可以清楚地看出自适应极化滤波器的极化估计环节乃至整个滤波器的性能水平与滤波器工作信噪比的依赖关系。

5 结束语

从信号处理结构上看, 自适应极化滤波器可用正交极化双通道测量极化估计器、最佳极化计算器、极化滤波接收器这三个环节构成的开环网络来建模。基于这一理论模型, 本文得到了自适应极化滤波器性能的一个理论上界, 并给出了这个理论上界的解析化描述方法。无疑, 本文的工作对于自适应极化滤波器性能的系统性分析评估以及滤波器设计优化具有重要的理论指导意义, 譬如根据自适应极化滤波器的开环模型和滤波器性能公式, 不难发现, 极化估计器的精度直接制约整个极化滤波器的滤波效果, 因此优化极化估计环节应当是自适应极化滤波器设计的重点。迄今为止, 自适应极化滤波器主要用于对抗高极化度干扰, 常规的自适应极化滤波器对部分极化干扰信号的滤波效果往往难以令人满意, 这是极化滤波技术亟待突破的研究方向, 同时也对自适应极化滤波器的性能分析评估提出了新的要求。

参考文献:

[1] A J Belman. Virtual polarization adaptation, a method of increasing the

detection capabilities of a radar system through polarization-vector processing[J]. IEE Proc Communications, Radar and signal Processing, 1981, 128(5): 261 - 270.

- [2] Dino Guli. Polarization diversity in radars[J]. IEEE Proc 1986, 74(2): 245 - 267.
- [3] 王雪松, 庄钊文, 肖顺平, 郭桂蓉. 极化信号的优化接收理论: 部分极化情形[J]. 电子科学学刊, 1998, 20(4): 468 - 473.
- [4] R S Raghavan, N Pulsone, D J McLaughlin. Adaptive estimation of the polarization of a signal[J]. IEEE Trans. AES, 1995, 31(2): 845 - 852.
- [5] E Pottier, J Saillard. Optimal Polarimetric Detection of radar target in slowly fluctuating environment of clutter[J]. IEEE AES Magazine, 1990, 4 - 9.
- [6] 徐振海, 王雪松, 肖顺平, 庄钊文. 极化自适应递推滤波算法[J]. 电子学报, 2002, 30(4): 608 - 610.
- [7] D P Stapor. Optimal receive antenna polarization in the presence of interference and noise[J]. IEEE Trans on AP, 1995, 43(5): 473 - 477.
- [8] 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.
- [9] 张国毅. 高频地波雷达极化抗干扰技术的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2002.
- [10] 王朝瑞, 史荣昌. 矩阵分析[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1989.
- [11] 陆大途. 随机过程及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 1986.
- [12] M I Skolnik. Introduction to radar systems (3rd edition) [M]. New York, McGraw-Hill Higher Education, 2001.
- [13] S Haykin. Adaptive filter theory (3rd edition) [M]. Englewood Cliffs, New Jersey, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [14] F E Nathanson. Adaptive circular polarization [A]. IEEE Int. Radar Conf [C]. Arlington, VA, USA, April, 1975. 221 - 225.
- [15] D Guli, M Fossi, M Gherardelli. A technique for adaptive polarization filtering in radars [A]. Proc of IEEE Int Radar Conf [C]. Arlington, VA, USA, May, 1985. 213 - 219.
- [16] M Gherardelli. Adaptive polarization suppression of intentional radar disturbance[J]. IEE Proc Pt F. 1990, 137(6): 407 - 416.
- [17] 茆诗松, 王静龙, 等. 高等数理统计[M]. 北京: 高等教育出版社; 德国: 施普林格出版社, 1998. 7.

作者简介:



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, 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130余篇, 其中40多篇进入SCI和EI等国际著名检索。

汪连栋 男, 1966年11月出生于天津宝坻县, 高级工程师, 电子学会高级会员, 1996年在国防科技大学获电磁场与微波技术专业硕士学位, 现在在国防科技大学攻读博士学位, 研究领域包括雷达系统仿真、综合电子战, 出版专著4部, 发表论文30余篇, 获国家科技进步二等奖1项, 获军队科技进步一等奖2项, 二、三等奖2项。