

基于 ISVS 的微弱信号检测

李永祯, 肖顺平, 王雪松, 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: 针对窄带极化雷达系统, 本文研究了微弱信号的检测问题. 首先给出了目标散射信号和随机极化波的瞬态 Stokes 子矢量序列(简记为 ISVS)的表征方法, 导出了随机极化波的 ISVS 到期望信号匹配距离的统计特性. 在此基础上, 利用目标散射信号和接收机噪声的 ISVS 到期望信号匹配距离之间的差异, 基于径向积累的思想提出了一种微弱信号检测算法, 可以极大地改善雷达系统的检测性能, 对于反隐身、预警和空间探测等应用领域有着重要的指导意义.

关键词: 微弱信号; 检测; 瞬态极化

中图分类号: TN95 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 06 1028-04

A Novel Detection Algorithm of Dim Signal Based on ISVS

LI Yong-zhen, XIAO Shunping, WANG Xu-song, ZHUANG Zhao-wen

(School of Electronic Science and Engineering, NUDT, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: The detection problem of dim signal is studied based on narrowband dual polarization radar system. Firstly, the descriptions of Instantaneous Stokes sub Vector Sequences (ISVS) of radar target echo and noise are presented and the statistics of suited distance between ISVS of random polarization EM wave and the anticipant signal are derived. Then, utilizing the suited distance difference between radar target echo and noise to the anticipant signal, a novel detection algorithm is presented through polarization and power accumulation and the radar detection performance can be obviously improved. It can be useful to anti radar stealthy, early warning and space detection or other applications.

Key words: dim signal; detection; instantaneous polarization

1 引言

信号检测是雷达、声纳、通信和遥测等诸多应用领域中所共同关心的基础问题. 在现代战争条件下, 复杂多变的战场环境对各种电磁探测系统的性能提出了越来越高的要求, 促使人们进一步开发利用电磁信号中的有用信息, 以尽可能提高系统探测性能^[1].

随着雷达反隐身、反低空突防和远程预警等领域的迫切需求, 微弱信号检测技术已成为学术界研究的一个热点. 为了提高对微弱目标的检测能力, 要求雷达能综合利用一系列先进技术, 诸如匹配滤波、脉冲压缩、相干和非相干积累、恒虚警率检测、多普勒滤波、低截获概率、超低副瓣天线、多种发射波形设计、数字波束形成大动态检测和极化信息处理技术等, 充分利用雷达在时域、频域、空域和极化域等多维空间中所能提供的信息以及目标和背景杂波和噪声在某些特性上的差异. 目前, 关于微弱信号检测技术的研究主要集中在时域、频域、空域及其联合域的能量对抗上, 诸如增大雷达发射功率、降低接收机噪声系数, 提高天线孔径及增益、脉冲积

累、扩展频段和采用双/多基地技术等^[2,5].

由于极化滤波、增强等信息处理技术能够有效改善雷达接收信杂比, 这使得极化检测技术对于微弱目标(如隐身目标等)的探测具有特殊的意义^[3]. 因此在 20 世纪 80 年代末至 90 年代初期, 极化检测技术曾受到较为广泛的关注和研究, L M Novak 等^[3,4]较为系统地研究了最优极化检测器概念以及诸如恒等性似然比检测器、极化白化滤波器、极化恒虚警检测器、张成检测器、功率最大化合成检测器等几种适于工程应用的准最优极化检测器等. 然而, 现有研究成果大多仍是以获取最大信噪比为准则的, 并没有充分挖掘窄带极化雷达系统的探测潜能.

由瞬态极化理论^[1]可知, 电磁波的瞬态 Stokes 子矢量完备地表征了其能量信息和极化信息, 在单色电磁波激励下雷达目标散射波和背景噪声的瞬态 Stokes 子矢量序列(简记为 ISVS)特性迥异. 针对窄带极化雷达, 基于瞬态 Stokes 子矢量径向积累的思想, 本文提出了一种新颖的微弱目标检测算法, 即通过合理选择脉冲宽度和接收带宽等参数, 可以极大地改善雷达系统的检测性能.

收稿日期: 2004-06-07; 修回日期: 2004-12-01

基金项目: 全国优秀博士论文专项资金资助项目(No. 08100101); 国家“863”高技术研究发展计划项目(No. 2002AA731145); “十五”国防预研计划项目(No. 41303517)

2 极化雷达接收信号的 ISVS 表征及其统计分布

下面首先研究单色电磁波激励下雷达目标散射波和接收机噪声的瞬态 Stokes 子矢量序列(简称为 ISVS)表征方法,而后探讨接收机噪声瞬态 Stokes 子矢量的统计分布。

2.1 雷达目标散射波的 ISVS 表征

当以单色或准单色波激励目标时,其散射波在水平垂直极化基($\hat{h}, \hat{v}$)下可表示为

$$e_{HVS}(t) = \begin{bmatrix} e_{SH}(t) \\ e_{SV}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{SH} e^{j2\pi f_0 t + j2\pi f_d t + j\varphi_{H0}} \\ E_{SV} e^{j2\pi f_0 t + j2\pi f_d t + j\varphi_{V0}} \end{bmatrix}, t \in [\tau_d, \tau_d + \tau_p] \quad (1)$$

其中, f_0 为雷达工作中心频率, f_d 为目标径向速度引起的多普勒频移, τ_p 为雷达发射脉冲宽度, τ_d 为目标回波相对于雷达发射信号的时延, E_{SH}, E_{SV} 分别为目标散射波的水平、垂直极化分量的幅度, $\varphi_{H0}, \varphi_{V0}$ 分别为与雷达发射信号、目标极化特性等因素有关的确定性相位因子。

那么,目标散射波的瞬态 Stokes 子矢量为^[1]

$$g_S(t) = \begin{bmatrix} g_1(t) \\ g_2(t) \\ g_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{SH}^2 - E_{SV}^2 \\ 2E_{SH}E_{SV}\cos(\varphi_{H0} - \varphi_{V0}) \\ 2E_{SH}E_{SV}\sin(\varphi_{H0} - \varphi_{V0}) \end{bmatrix}, t \in [\tau_d, \tau_d + \tau_p] \quad (2)$$

若以采样频率 f_s 对目标回波进行采样,那么相应的瞬态 Stokes 子矢量序列(简记为 ISVS)为

$$\Upsilon_S = \{g_S(i), i = 1, 2, \dots, N_s\} \quad (3)$$

其中, $N_s = f_s \tau_p$ 。

由式(2)和式(3)可见,对于单色电磁波激励下雷达目标散射波的瞬态 Stokes 子矢量及其 ISVS 恒为定值,即其在 Poincare 极化球上始终为一个点, Poincare 极化球心至该点形成的矢量方向表征了目标散射波的极化信息,而其长度表征了散射波的能量信息。

2.2 接收机噪声的 ISVS 表征及其统计分布

在水平垂直极化基($\hat{h}, \hat{v}$)下,极化雷达接收机噪声 $n(t)$ 可表示为

$$n(t) = [n_H(t), n_V(t)]^T, t \in T \quad (4)$$

不妨设, $T = [\tau_d, \tau_d + \tau_p]$ 。对于任一时刻 t , n 均可视为服从零均值正态分布的随机变量,即有

$$n \sim N(0, \sum_n) \quad (5)$$

其中, $\sum_n$ 为接收机噪声的协方差矩阵,且具有如下关系

$$\sum_n = \sigma_0 \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \lambda \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中, $\sigma_0 = kT_0BF_n$, k 为玻尔兹曼常数, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K, $T_0 = 290$ K, B 为接收带宽, F_n 为接收机噪声系数, λ 为极化接收通道噪声的方差之比,用于表征两个极化通道之间的不平衡性。

同理,若以采样频率 f_s 对接收机噪声进行采样,那么其 ISVS 在正交极化基($\hat{h}, \hat{v}$)下可表示为

$$\Upsilon_n = \{g_n(i), i = 1, 2, \dots, N_s\} \quad (7)$$

由式(4)~(7)可见,接收机噪声的 ISVS 是随机分布在 Poincare 极化球上,也就是说,通过刻画雷达接收信号 ISVS 的分布特性可以有效地区分信号和噪声。

对于接收机噪声的任一采样值,由式(4)可知其瞬态 Stokes 子矢量各分量的概率密度函数为^[6]

$$f_{G_1}(g_{n1}) = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_0(\lambda+1)} \exp\left\{-\frac{g_{n1}}{\sigma_0}\right\}, & g_{n1} \geq 0 \\ \frac{1}{\sigma_0(\lambda+1)} \exp\left\{-\frac{g_{n1}}{\lambda\sigma_0}\right\}, & g_{n1} < 0 \end{cases} \quad (8)$$

$$f_{G_j}(g_{nj}) = \frac{1}{2\sigma_0\sqrt{\lambda}} \exp\left\{-\frac{|g_{nj}|}{\sigma_0\sqrt{\lambda}}\right\}, j = 2, 3$$

那么,接收机噪声任一采样瞬态 Stokes 子矢量的一、二阶矩及其高阶矩分别为

$$E[g_{n1}] = \sigma_0(\lambda-1), E[g_{n1}^2] = 2\sigma_0^2(\lambda^2 - \lambda + 1) \quad (9)$$

$$E[g_{n1}^3] = \frac{6\sigma_0^3(\lambda^4 + 1)}{\lambda + 1}, E[g_{n1}^4] = 24\sigma_0^4(\lambda^4 - \lambda^3 - \lambda^2 + 1)$$

和

$$E[g_{n2}] = E[g_{n3}] = 0, E[g_{n2}^2] = E[g_{n3}^2] = 2\lambda\sigma_0^2 \quad (10)$$

$$E[g_{n2}^3] = E[g_{n3}^3] = 0, E[g_{n2}^4] = E[g_{n3}^4] = 24\lambda^2\sigma_0^4$$

接收机噪声任一采样值瞬态 Stokes 子矢量的概率密度函数为^[7]

$$f_G(g_n) = \frac{1}{4\pi\lambda\sigma_0^2 \sqrt{g_{n1}^2 + g_{n2}^2 + g_{n3}^2}} \exp\left\{-\frac{(\lambda+1)\sqrt{g_{n1}^2 + g_{n2}^2 + g_{n3}^2} + (\lambda-1)g_{n1}}{2\lambda\sigma_0}\right\} \quad (11)$$

因而,瞬态 Stokes 子矢量 g_{n1} 和 g_{n2} 分量的联合概率密度函数为

$$f(g_{n1}, g_{n2}) = \frac{1}{4\pi\lambda\sigma_0^2} \exp\left\{-\frac{(\lambda-1)g_{n1}}{2\lambda\sigma_0}\right\} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{g_{n1}^2 + g_{n2}^2 + g_{n3}^2}} \exp\left\{-\frac{(\lambda+1)\sqrt{g_{n1}^2 + g_{n2}^2 + g_{n3}^2}}{2\lambda\sigma_0}\right\} dg_{n3} \quad (12)$$

进而, g_{n1} 和 g_{n2} 分量的混合二阶矩为

$$\langle g_{n1}, g_{n2} \rangle = A \iiint \frac{xy}{\sqrt{x^2 + y^2 + z^2}} \exp\{a x - b \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}\} dx dy dz \quad (13)$$

其中, $A = \frac{1}{4\pi\lambda\sigma_0^2}$, $a = \frac{1-\lambda}{2\lambda\sigma_0}$, $b = \frac{\lambda+1}{2\lambda\sigma_0}$ 。进行球坐标变换,那么式(13)可简化为

$$\langle g_{n1}, g_{n2} \rangle = A \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \sin^3\theta \sin\varphi \cos\varphi \int_0^\infty r^3 e^{-(b - a \sin\theta \cos\varphi)r} dr d\Omega \varphi = 0 \quad (14)$$

同理, g_{n1} 和 g_{n3} 分量以及 g_{n2} 和 g_{n3} 分量的混合二阶矩为

$$\langle g_{n1}, g_{n3} \rangle = \langle g_{n2}, g_{n3} \rangle = 0 \quad (15)$$

3 基于 ISVS 的微弱信号检测算法设计

在单色电磁波激励下,雷达目标散射波的 ISVS 在 Poincare 极化球上为固定的一点,而接收机噪声的 ISVS 是随机散布在 Poincare 极化球上的。为了刻画目标散射波和噪声

特性的差异,可利用电磁波的 ISVS 与期望信号的匹配距离来衡量,即定义为

$$D_I = \frac{1}{N_S} \sum_{i=1}^{N_S} \mathbf{g}^T(i) \tilde{\mathbf{g}}_0 = \tilde{\mathbf{g}}_0^T \mathbf{m}_I \quad (16)$$

其中, $\mathbf{m}_I = \frac{1}{N_S} \sum_{i=1}^{N_S} \mathbf{g}(i)$, $\{\mathbf{g}(i), i=1, 2, \dots, N_S\}$ 为电磁波的 ISVS; $\tilde{\mathbf{g}}_0$ 为期望信号,且有

$$\tilde{\mathbf{g}}_0 = [\cos 2\gamma_0, \sin 2\gamma_0 \cos \varphi_0, \sin 2\gamma_0 \sin \varphi_0]^T, (\gamma_0, \varphi_0) \in [0, \pi] \times [0, 2\pi] \quad (17)$$

其中, (γ_0, φ_0) 为期望信号的极化相位描述子。

若对雷达目标散射回波极化状态的估计足够精确,或者说雷达目标散射波的极化状态是已知的,那么不妨假定期望信号即为目标回波的极化状态,即有

$$\tilde{\mathbf{g}}_0 = \tilde{\mathbf{g}}_S = \frac{\mathbf{R}_L \mathbf{e}_S(n) \odot \mathbf{e}_S^*(n)}{\mathbf{e}_S(n) \mathbf{e}_S^H(n)} = \begin{bmatrix} \frac{E_{SH}^2 - E_{SV}^2}{E_{SH}^2 + E_{SV}^2} \\ \frac{2E_{SH}E_{SV}\cos(\varphi_{H0} - \varphi_{V0})}{E_{SH}^2 + E_{SV}^2} \\ \frac{2E_{SH}E_{SV}\sin(\varphi_{H0} - \varphi_{V0})}{E_{SH}^2 + E_{SV}^2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

其中, $\mathbf{R}_L = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & j & -j & 0 \end{bmatrix}$, 上标“*”和“ $\odot$ ”分别表示共轭和 Kronecker 积。

因此,对于接收机噪声而言,其与期望信号之间的匹配距离为一服从正态分布的随机变量;对于雷达目标而言,其散射波与期望信号之间的匹配距离为一确定值。也就是说,通过刻画雷达接收信号与期望信号之间的匹配距离可以检验是否存在目标,即雷达信号的检测问题就转化为如下二元假设检验问题

$$\begin{aligned} H_0 & D_I < T_H \\ H_1 & D_I \geq T_H \end{aligned} \quad (19)$$

其中, T_H 为检验判决门限, $D_I = \tilde{\mathbf{g}}_S^T \frac{1}{N_S} \sum_{i=1}^{N_S} \mathbf{g}_X(i)$, $\{\mathbf{g}_X(i), i=1, 2, \dots, N_S\}$ 为雷达接收信号的瞬态 Stokes 子矢量序列,即有

$$\mathbf{g}_X(i) = \begin{bmatrix} g_{X1}(i) \\ g_{X2}(i) \\ g_{X3}(i) \end{bmatrix} = \mathbf{R}_L \mathbf{e}_X(i) \odot \mathbf{e}_X^*(i), i=1, 2, \dots, N_S \quad (20)$$

其中, $\mathbf{e}_X(i) = \mathbf{e}_S(i) + \mathbf{n}(i)$, $i=1, 2, \dots, N_S$ 。

一般情况下,雷达目标散射信号与接收机噪声相互独立,若各采样之间亦彼此独立,那么由 $f(\mathbf{g}_X)$ 可以推知检验统计量 D_I 的条件概率密度函数,分别记为 $f(D_I/H_0)$ 和 $f(D_I/H_1)$ 。对于 Newman Pearson 准则,有

$$P_{fa} = \int_{T_H}^{\infty} f(D_I/H_0) dD_I \leq \alpha \quad (21)$$

和

$$P_d = \int_{T_H}^{\infty} f(D_I/H_1) dD_I \quad (22)$$

其中, α 为虚警率水平。

在 H_0 假设条件下,由式(7)~(16)和式(19)易知,检验统计量 D_I 的均值和方差分别为

$$\mu_I = \langle D_I \rangle = (\lambda - 1) \sigma_0 \tilde{\mathbf{g}}_S^T = \frac{\sigma_0(\lambda - 1)(E_{SH}^2 - E_{SV}^2)}{E_{SH}^2 + E_{SV}^2} \quad (23)$$

和

$$\sigma_D = \text{var}[D_I] = \frac{1}{N_S} \tilde{\mathbf{g}}_S^T [\langle \mathbf{g}_X \mathbf{g}_X^T \rangle - \langle \mathbf{g}_X \rangle \langle \mathbf{g}_X^T \rangle] \tilde{\mathbf{g}}_S = \frac{2\lambda\sigma_0^2}{N_S} \quad (24)$$

进而,检验统计量 D_I 的条件概率密度函数 $f(D_I/H_0)$ 为

$$f_D(D_I/H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_D} \exp\left\{-\frac{(D_I - \mu_I)^2}{2\sigma_D^2}\right\} \quad (25)$$

因此,恒虚警率判决门限为

$$T_H = \mu_I + \sqrt{\sigma_D^2} \Phi^{-1}(1 - \alpha) \quad (26)$$

4 检测性能的仿真分析

在目标存在的情况下,由于 $f(D_I/H_1)$ 的解析表达式难以给出,下面将通过计算机仿真来分析其检测性能。首先,给出信噪比的定义为

$$\text{SNR} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T |e_{HS}(t)|^2 + |e_{VS}(t)|^2 dt}{\sigma_0^2(1 + \lambda)} \quad (27)$$

图1给出了在接收通道噪声方差之比 λ 不同的条件下检测概率随信噪比的变化曲线,其中,脉冲宽度 $T = 50\mu\text{s}$,接收机带宽 $B = 4\text{MHz}$,恒虚警率水平 $\alpha = 10^{-6}$,噪声系数 $F_n = 4\text{dB}$,蒙特卡罗仿真次数为 10^5 ,目标散射信号设为 $e_{HVS}(t) = \begin{bmatrix} d \\ 0 \end{bmatrix} e^{j2\pi f_0 t + j2\pi f_d t}$, $f_0 = 5\text{GHz}$, $f_d = 3\text{kHz}$ 。图2给出了达到预期检测概率所需信噪比随接收带宽的变化曲线,其中, $\lambda = 1$,其他参数和图1相同。图3给出了在不同接收带宽条件下达到预期检测概率所需信噪比随脉冲宽度的变化曲线,其中, $\lambda = 1$,其他参数和图1相同。

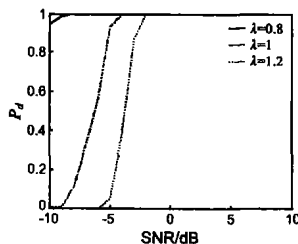


图1 检测概率随信噪比的变化曲线

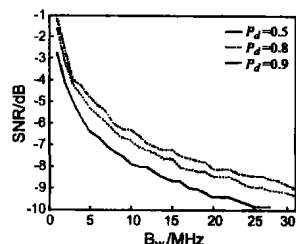
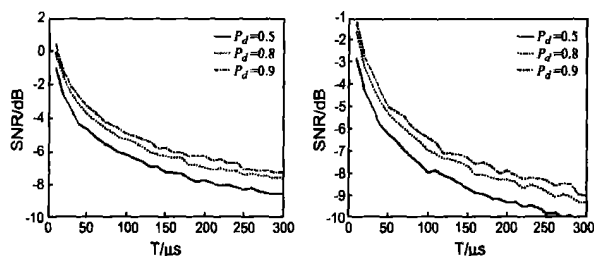


图2 达到预期检测概率所需信噪比随接收带宽的变化曲线

由图1可见,极化接收通道的噪声方差之比对基于 ISVS 检测算法的性能影响较大,也就是说,雷达系统的检测性能与正交极化基的选取有关。当接收通道噪声方差一致时,在接收机带宽为 4MHz , $\text{SNR} = -5\text{dB}$ 时,雷达的检测概率可达 95% 左右;若极化接收通道噪声方差相差较大时,即使当其通道失配 20% 左右时,在 $\text{SNR} = -2\text{dB}$ 时,雷达的检测概率至少仍可达 95% 以上。

由图2和图3可见,接收带宽和脉冲宽度越大,那么其在恒虚警率一定的条件下正确检测概率将会越高;在接收带宽

一定的条件下, 雷达系统达到预期检测性能所需信噪比随脉冲宽度的增加而递减; 在脉冲宽度一定的条件下, 雷达系统达到预期检测性能所需信噪比随着接收带宽的增加而递减, 当接收机带宽在 10MHz 左右时, 再增大带宽对检测性能改善就“微乎其微”了, 这依然由于随着接收带宽的增加, 噪声的能量也在增加, 同时当噪声采样不相关的点数达到一定数目以后, 作为检验统计量的广义距离足够逼近正态分布, 那么再增加采样点数, 性能改善将不再那么显著了。



(a) 接收机带宽 $B_w=2\text{MHz}$ (b) 接收机带宽 $B_w=4\text{MHz}$

图 3 达到预期检测概率所需信噪比随脉冲宽度的变化曲线

由此可见, 通过合理选择发射信号脉冲宽度和接收带宽等参数, 可以极大地改善雷达系统的检测性能。诸如仍当接收机带宽在 2MHz、脉冲宽度为 100 μs 的条件下, 由图 3 可见, 相对于普通单极化雷达而言, 平均有着 15dB 以上的性能改善(这里脉冲雷达考虑两脉冲相干积累, 信噪比改善近似为 3dB, 即认为在虚警率为 10^{-6} 、检测概率为 0.9 的情况下, 信噪比要求达到 10dB 左右), 相当于探测距离增大到原探测距离的 2.37 倍。因而, 本文算法对于反隐身、预警和空间探测等领域的应用具有重要的指导意义。

5 结束语

本文针对窄带极化雷达系统, 分析了目标散射信号和接收机噪声的瞬态极化特性和能量特性, 利用二者瞬态 Stokes 子矢量序列之间的差异, 通过时域积累的思路给出了一种新颖的、具有探索意义的微弱信号检测算法, 计算机仿真验证了该算法的有效性。通过合理选择接收机带宽和发射信号的脉冲宽度, 可以极大地改善雷达系统的检测性能。

然而, 对于检测性能的数学分析和电子干扰条件下的检测性能评估, 以及采样误差对检测性能的影响以及大量脉冲积累检测算法的优化设计, 将是我们下一步重点探索的工作。

参考文献:

- [1] 王雪松. 宽带极化信息处理的研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 1999, 6.
- [2] 中国国防科技信息中心研究报告. 隐身与反隐身技术和武器系统[R]. 北京: 总装备部情报研究所, 2001.
- [3] 林昌禄, 李谦, 等. 雷达目标检测算法研究[A]. 杜耀性, 张强, 何卫国. 雷达目标极化特性及其在反隐身中的应用课题研究专辑[C]. 南京: 电子工业部 14 所, 1996, 1. 355-399.
- [4] 庄钊文, 肖顺平, 王雪松. 雷达极化信息处理及其应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 1999.
- [5] 王俊. 微弱目标信号积累检测的方法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 1999, 12.
- [6] 王雪松, 李永祯, 肖顺平, 庄钊文. 电磁波瞬态极化的统计特性[J]. 中国科学(E 辑), 2004, 34(8): 919-929.
- [7] 王雪松, 李永祯, 代大海, 等. 随机极化波瞬态极化投影矢量的统计特征[A]. 贺瑞龙. 第一届中国合成孔径雷达会议论文集[C]. 合肥: 中国电子科技集团公司第 38 研究所, 2003, 104-108.
- [8] 《数学手册》编写组. 数学手册[M]. 北京: 高等教育出版社, 1977.

作者简介:



李永祯 男, 1977 年 12 月出生于内蒙古化德县, 1999 年 7 月毕业于国防科技大学电子科学与技术工程学院, 2004 年 12 月于国防科技大学获得博士学位, 现为国防科大讲师。研究兴趣为雷达极化信息处理、信号处理、目标检测与识别, 获国际大学生数学模型竞赛一等奖 2 次, 获军队科技进步二等奖 2 项, 在国内外学术期刊、会议上发表论文 40 余篇, Email: e0061@sina.com

王雪松 男, 1972 年 10 月出生于内蒙古包头市, 博士, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 遥感遥测遥控分会委员, 1994 年毕业于国防科技大学电子技术系, 1999 年 6 月获工学博士学位, 研究兴趣为信号处理与目标识别, 雷达极化, 雷达电子战建模与仿真, 博士论文评为 2001 年度“全国百篇优秀博士学位论文”, 出版专著 2 部、教材 1 部, 在国际国内期刊发表论文 100 余篇, SCI/EI 收录 40 余篇, 获军队科技进步一等奖 3 项, 部委科技进步奖二、三等奖 2 项。