

# 高分辨雷达信号极化检测研究

王雪松,李永祯,徐振海,魏保华,肖顺平

(国防科技大学电子科学与工程学院,长沙 410073)

**摘 要:** 本文针对高分辨雷达体制提出了横向极化滤波的概念,利用它进行了雷达信号的极化检测研究,获得了良好的检测效果.给出了检测性能与横向极化滤波器组参数之间的函数关系,证明了雷达检测性能的极化域最优化问题实质上可以归结为一个 SINR 极化滤波问题.

**关键词:** 极化; 高分辨; 信号检测; 横向极化滤波

**中图分类号:** TN957.51

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2000) 12-0015-04

## Study on High-resolution Radar Signal Polarization Detection

WANG Xue-song, LI Yong-zhen, XU Zhen-hai, WEI Bao-hua, XIAO Shun-ping

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

**Abstract:** The concept of transverse polarization filtering is presented under the high-resolution radar system. Radar signal detection is studied via this concept. Detection results are satisfactory. Function relationships between detection characteristics and parameters of transverse polarization filter group are given. It is proved that the optimization of radar detection characteristics in polarization domain may be eventually abstracted as a SINR polarization filtering problem.

**Key words:** polarization; high resolution; signal detection; transverse polarization filtering

### 1 引言

在雷达信号检测问题中,信杂比等功率性指标往往是决定检测性能优劣的核心因素,要想改善检测器工作性能,就要尽可能提高检测器输入端信号与杂波、干扰、噪声之间的功率性差异.极化滤波理论表明<sup>[2~7]</sup>,通过合理调整电磁接收系统天线的极化方式,可以在极化域内有效地滤除干扰、增强信号,换言之,极化滤波技术可以在接收系统信号处理前端提高信号干噪比等功率性指标,从而改善系统的探测性能.本文针对高分辨雷达体制提出了横向极化滤波的概念,利用它研究了雷达信号的极化检测问题.推导得到了雷达检测性能与横向极化滤波器组参数之间的函数关系,证明了雷达检测性能的极化域最优化问题实质上是一个 SINR 极化滤波问题<sup>[6,7]</sup>.

### 2 高分辨雷达回波模型

电磁散射理论和实验均已表明,复杂目标的高频散射实质上是一种局部行为,目标回波为目标体上各个子散射结构独立散射回波的合成,这些具有强散射能力的子散射结构称为目标的散射中心<sup>[8]</sup>.在高分辨雷达体制下,雷达发射信号的空间径向分辨率通常远小于目标的特征尺寸,当入射波扫描目标体时,目标的各个散射中心被依次激励,并独立地散射回波,目标的总散射波就是各个散射中心独立散射波的空间相干合成,因此目标回波的持续期要远大于入射信号脉宽,而

与目标径向尺寸有密切关系.此外,复杂目标的高分辨回波包络通常呈现出剧烈的起伏特性,一般而言,它的尖峰对应着目标体上的强散射结构(一个散射中心或几个散射中心的合成),而其凹谷则对应着目标体上的弱散射结构.

设雷达入射波为高频窄脉冲,其脉宽为  $T$ ,基于上述分析,可以给出目标高分辨回波的模型为:

$$r(t) = \sum_{i=1}^{N_0} r_i \text{rect} \left( \frac{t - \tau_i}{T + \tau_i} \right) \quad (1)$$

其中  $r$  为目标回波电场矢量,  $N_0$  代表目标散射中心的个数,  $r_i$  为第  $i$  个散射中心回波的极化 Jones 电场矢量<sup>[2]</sup>,  $\tau_i$  为第  $i$  个散射中心回波相对于入射波的延迟时间,  $\tau_i$  为第  $i$  个散射中心对入射波的展宽时间,在高频激励情况下,  $\tau_i \ll T$ ,故可忽略.图 1 为某隐身飞机在水平极化高分辨电磁照射下的后向散射回波,入射波径向分辨力为 15cm,目标长度为 2.3m,姿态为:俯仰  $0^\circ$ ,横滚  $0^\circ$ ,方位  $0^\circ$ .

### 3 电磁信号的横向极化滤波<sup>[1]</sup>

经典的极化滤波理论与技术均是针对窄带信号情形发展起来的.一般而言,如果窄带信号具有较高的极化度,那么利用极化滤波技术可以较好地实现抑制干扰、增强信号的作用.但对于高分辨雷达回波,其不同距离单元的回波是由不同的散射中心回波合成的,因而其极化特性往往是剧烈变化的,

收稿日期:1999-09-14;修回日期:2000-05-02

基金项目:国家自然科学基金(No. 69902010)

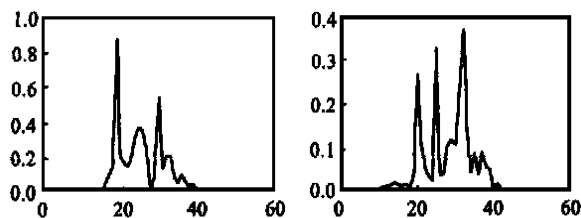


图1 某隐身飞机目标鼻锥向高分辨雷达回波(左图为目标回波的水平极化分量,右图为垂直极化分量;横坐标为径向距离分辨单元)

如果直接利用经典极化滤波技术,即把高分辨雷达回波视为“准单色波”来处理,因其合成极化度往往较低,所以由极化滤波所获得的信号干噪比的改善并不明显.为此本文提出“横向极化滤波”的概念,即把电磁信号分成数个区段,对每个区段分别进行极化滤波.由于电磁信号在窄时间区段内的极化度往往较高,因而每个极化滤波单元均可获得较高的增益,从而使整个横向滤波器组获得更好的滤波效果.

设高分辨雷达回波电场为  $x(t)$ , 其时域支撑为  $[0, T]$ , 将该电磁波划分为  $N$  个区段, 则  $x(t)$  表示为

$$x(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t) \text{rect}\left(\frac{t - (i-1)T/N}{T/N}\right)$$

其中  $x_i(t)$  为电磁波第  $i$  个时间区段子信号, 它的时域支撑为  $[(i-1)T/N, iT/N]$ .

记雷达接收横向极化滤波器组为  $\tilde{H} = \{h_i(t), i = 1, 2, \dots, N\}$ , 它共有  $N$  个独立的极化滤波单元. 每个单元的时域瞬态极化冲激响应为  $h_i(t), t \in T_i^{[1]}$ , 它对雷达回波的第  $i$  个时间区段子信号进行极化滤波, 输出电压为  $v_i(t) = h_i(t) \odot x_i(t)$ , 其中  $\odot$  代表矢函数卷积运算. 特别地, 当各极化滤波器均为极化域单分量信号时<sup>[1]</sup>, 即有  $h_i(t) = h_i a(t)$ , 并设  $a(t)$  为频带内的单位增益带通信号, 那么各极化滤波单元的输出电压为

$$v_i(t) = h_i^T(t) \odot x_i(t) \quad (2)$$

其中  $x_i(t) = a(t) * x_i(t)$ , 它是频带内的带通信号.

在高分辨雷达体制下, 设雷达发射波为以  $\omega_0$  为中心频率的高频窄脉冲, 那么目标的高分辨回波电场可表示为  $x(t) = \sum_{i=1}^N x_i e^{j\omega_0 t}$ , 设其时域支撑为  $[0, T]$ . 当  $N$  足够大时, 如当  $T/N$  与目标上各散射中心最小径向耦合尺度相当时, 上式可近似写为  $x(t) = \sum_{i=1}^N x_i e^{j\omega_0 t} \text{rect}\left(\frac{t - (i-1)T/N}{T/N}\right)$ , 以横向极化滤波器组对其进行接收, 由式(2)可得第  $i$  个滤波单元的输出电压

$$v_i(t) = h_i^T(t) x_i e^{j\omega_0 t}, \text{ 其中 } x_i = x_i a(t - \tau_i) e^{j\omega_0 \tau_i}$$

$a_0 x_i$ , 显然  $a_0$  为一个常量, 不妨令  $a_0 = 1$ . 对  $v_i(t)$  进行混频解调后的低通滤波输出电压为  $v_i(t) = h_i^T(t) x_i$ . 这个过程可用图2表示. 图2中粗空心箭头表示矢量运算, 细实心箭头表示标量运算. 由此框图可见, 雷达对目标回波的横向极化滤波是在射频进行的. 对于全极化接收系统, 上述电磁信号的横向极化滤波也可以在中频或低频进行, 图3给出了相应的原理框

图. 由图3可见, 首先对  $x_i(t)$  进行混频解调, 得到  $x_i$ , 再对  $x_i$  进行极化滤波, 这个滤波过程既可以在中频进行, 也可以通过采样在计算机中虚拟进行, 最终得到输出电压  $v_i$ . 根据极化滤波理论可知, 通过合理调整  $h_i$ , 可使第  $i$  个滤波单元输出的信号干噪比或信号干扰功率差等指标达到最优. 横向极化滤波器组的工作框图如图4所示.

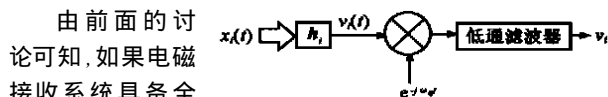


图2 高分辨雷达回波信号的横向极化滤波实现框图

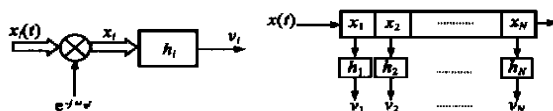


图3 横向极化滤波实现框图

图4 横向极化滤波器组原理框图

调整可以放在中频以后虚拟地进行, 因而具有很大的灵活性和实际意义.

#### 4 基于横向极化滤波的高分辨雷达回波信号检测

高分辨雷达回波信号检测实质是一个二元假设检验问题

$$H0: v_i = h_i^T c_i + n_i, i = 1, 2, \dots, N$$

$$H1: v_i = h_i^T (c_i + s_i) + n_i, i = 1, 2, \dots, N$$

其中  $n_i$  为第  $i$  个极化滤波单元的测量噪声. 一般地, 极化滤波单元测量噪声  $n_i$  为平稳过程, 它与信号和杂波之间相互独立, 且各单元间的噪声亦彼此独立. 记  $V = [v_1, v_2, \dots, v_N]^T$ ,  $n = [n_1, n_2, \dots, n_N]^T$ , 分别称为横向极化滤波器组的输出电压矢量和测量噪声矢量. 横向极化滤波器组输出电压矢量的条件概率密度记为  $f(V|H0)$  和  $f(V|H1)$ , 由此即得似然比检

测判决关系式为:  $(V) = \ln \frac{f(V|H1)}{f(V|H0)} > \frac{H_1}{H_0}$ , 其中  $\frac{H_1}{H_0}$  为检测门限.

求得  $(V)$  的概率密度为  $f(V|H0)$  和  $f(V|H1)$ , 即可计算检测性能. 由于  $f(V|H0)$  和  $f(V|H1)$  皆与横向极化滤波器组的参数有关, 因而检测概率  $P_d$  是横向极化滤波器组参数的泛函, 通过适当地调节横向极化滤波器组的参数, 即可提高检测性能. 这就意味着, 检测性能的极化优化过程实质上就是某种特定意义下的极化滤波问题. 下面以高斯模型为例, 讨论检测性能的极化优化问题.

设信号与杂波电场以及测量噪声均服从高斯分布, 且彼此独立,  $c_i \sim N(0, C_i)$ ,  $s_i \sim N(s_{0i}, S_i)$ ,  $n_i \sim N(0, \frac{2}{n} I_N)$ , 其中  $S_i$  和  $C_i$  分别为信号与杂波电场矢量采样的协方差矩阵,  $s_{0i}$  为信号电场均值,  $\frac{2}{n}$  为测量噪声方差. 由此可知横向极化滤波器组输出电压矢量  $V|H0 \sim N(0, V|H0)$ ,  $V|H1 \sim N(V_S, V|H1)$ , 其中  $V|H0 = V_C + \frac{2}{n} I_N$ ,  $V|H1 = V_C + V_S + \frac{2}{n} I_N$ ,  $V_S = (h_1^T s_{01}, \dots, h_N^T s_{0N})^T$ ,  $V_C = (h_1^T c_{i1} c_{i1}^H h_1^*, \dots, h_N^T c_{iN} c_{iN}^H h_N^*)_{N \times N}$ ,  $V_S = (s_{i1} - s_{0i})(s_{j1} - s_{0j})^H h_j^*_{N \times N}$ . 将  $V$  的条件概率密度代入得

最终的判决表达式为:

$$V^H \hat{V}_1^{-1} V - (V - V_S)^H \hat{V}_1^{-1} (V - V_S) \stackrel{H_0}{>} 0 \quad (3)$$

其中  $\hat{V}_1 = \frac{1}{N} \ln |V_1| - \ln |V_1|$ . 式(3)左侧即为似然比检验统计量,它是两个复高斯随机矢量 Hermite 二次型之差,一般情况下,计算它的概率密度相当繁琐,因此本文将着重针对两种典型情况分析信号检测性能,通过适当地简化概率模型,就可以得出检测性能的解析结果,同时能够明确给出雷达检测性能极化域优化的极化滤波模型.

#### 4.1 信号为零均值平稳随机过程的情形

信号为零均值平稳随机过程,故有  $V_S = 0$  和  $S_i = S$ . 信号、杂波各采样之间均不相关,便有  $V_C = \text{diag}(h_1^T c h_1^*, \dots, h_N^T c h_N^*)$ ,  $V_S = \text{diag}(h_1^T s h_1^*, \dots, h_N^T s h_N^*)$ . 因为信号、杂波均为平稳随机过程,且各采样互不相关,那么对每个极化滤波单元而言,其输入信号与杂波的统计特性是完全相同的,所以若对横向极化滤波器组进行优化,那么各个滤波单元的最优极化必然是相同的. 因此若令每个滤波单元的极化矢量均为  $h$ ,然后再对  $h$  进行优化,最终就可得到整个滤波器组的最优化.

由极化化学中部分极化波的接收功率公式可知<sup>[2]</sup>,  $J_h^T U_4 J_C / 2 = h^T c h^*$ ,  $J_h^T U_4 J_S / 2 = h^T s h^*$ , 它们分别代表极化滤波器  $h$  对杂波和信号的接收功率,其中  $J_h$ 、 $J_C$ 、 $J_S$  分别为天线、杂波和信号的 Stokes 矢量. 由此则有  $V_C = J_h^T U_4 J_C I_N / 2$ ,  $V_S = J_h^T U_4 J_S I_N / 2$ , 其中  $I_N$  为  $N$  阶单位矩阵. 相应得滤波器组输出电压矢量的协方差矩阵为  $V_1|H_0 = \left( J_h^T U_4 J_C / 2 + \frac{2}{n} \right) I_N$ ,  $V_1|H_1 = \left[ J_h^T U_4 (J_C + J_S) / 2 + \frac{2}{n} \right] I_N$ , 代入式(3), 整理得  $z = \frac{V^H V - (V - V_S)^H (V - V_S)}{V_1|H_0} \stackrel{H_0}{>} 0$ , 为检验统计量,其条件概率密度求得为

$$f(z|H_i) = \frac{1}{2^N (N)} \exp\left(-\frac{z}{2}\right), i=0,1 \quad (4)$$

其中  $\frac{2}{n} = J_h^T U_4 J_C / 2 + \frac{2}{n}$ ,  $\frac{2}{n} = J_h^T U_4 (J_S / 2 + J_C) + \frac{2}{n}$ . 由式(4)可求出虚警概率和检测概率分别为:

$$P_{fa} = \int_0^{\frac{2}{n}} f(z|H_0) dz = 1 - \frac{N(\frac{2}{n})}{(N)} \quad (5)$$

$$P_d = \int_0^{\frac{2}{n}} f(z|H_1) dz = 1 - \frac{N(\frac{2}{n})}{(N)}$$

这里  $N$  为不完全 Gamma 函数<sup>[9]</sup>,  $N(z) = \int_0^z t^{N-1} e^{-t} dt$ . 采用  $N-P$  准则,令虚警率  $P_{fa} \leq \alpha$ , 由式(5)求出检测门限为:

$$\frac{2}{n} = \frac{2}{n} \frac{N^{-1}(1-\alpha)}{(N)} \quad (6)$$

由此可见,检测门限与  $\frac{2}{n}$  有关,而  $\frac{2}{n}$  与横向极化滤波器的极化参数有关,因此对于采用可调横向极化滤波器组的接收系统而言,欲使虚警率维持恒定,那么在确定 CFAR 检测门限时,不但要考虑杂波的统计特性,同时还要依据极化滤波器组的参数适当地调整检测门限,从而实现 CFAR. 这个过程称之为“极化恒虚警处理”. 相应地求出检测概率为:

$$P_d = 1 - \frac{1}{(N)} \left[ \frac{2}{n} \frac{N^{-1}(1-\alpha)}{(N)} \right] \quad (7)$$

不难看出,检测概率主要与三个因素有关: 虚警率水平  $\alpha$ ; 横向极化滤波器组的长度  $N$ , 也就是滤波单元的个数; 两种假设下极化滤波单元接收功率之比  $\frac{2}{n} / \frac{2}{n}$ . 在这三个因素之中,只有第三个因素与横向极化滤波器组的极化方式有关. 由  $N$  的单调递增性可知,欲使检测概率达到最大,就要使  $\frac{2}{n} / \frac{2}{n}$  达到最小,或使  $\frac{2}{n} / \frac{2}{n}$  达到最大,而

$$\frac{2}{n} / \frac{2}{n} = 1 + \frac{J_h^T U_4 J_S}{J_h^T U_4 J_C + 2 \frac{2}{n}} \quad (8)$$

式中右侧最后一项刚好就是信号干噪比 SNR, 这表明高斯条件下检测性能的最优化问题实质上就是一个 SNR 极化滤波问题. 具体的极化滤波理论和算法可以参见文献[6,7].

#### 4.2 信号为确定性的情形

信号为确定性,则  $V_S = 0$ ,  $S_i = 0$ , 有关杂波和测量噪声的统计假设不变,则滤波器组输出电压矢量  $V|H_0 \sim N(0, V_1|H_0)$ ,  $V|H_1 \sim N(V_S, V_1|H_1)$ , 其中  $V_1|H_0 = \text{diag}\left(J_{h_1}^T U_4 J_C / 2 + \frac{2}{n}, \dots, J_{h_N}^T U_4 J_C / 2 + \frac{2}{n}\right)$ . 将  $V$  的概率密度代入检验判决式中整理得

$$z = \frac{V^H V - (V - V_S)^H (V - V_S)}{V_1|H_0} \stackrel{H_0}{>} \frac{1}{2} (A + A^*) \quad (9)$$

其中  $b = \hat{V}_1^{-1} V_S$ ,  $A = V_S^H \hat{V}_1^{-1} V_S$ . 显然,  $z|H_0 \sim N(0, A/2)$ ,  $z|H_1 \sim N(A, A/2)$ .

$A$  是关于  $\hat{V}_1^{-1}$  的 Hermite 二次型,展开后得:

$$A = \sum_{i=1}^N \frac{|h_i^T s_{0i}|^2}{h_i^T c h_i^* + \frac{2}{n}} = \sum_{i=1}^N \frac{J_{h_i}^T U_4 J_{S0i}}{J_{h_i}^T U_4 J_C + 2 \frac{2}{n}}$$

其中  $J_{h_i} = R(h_i \otimes h_i^*)$ ,  $J_{S0i} = R(s_{0i} \otimes s_{0i}^*)$ . 式中右端每一项均代表某一极化滤波单元的输出信号干噪比.

在  $N-P$  准则下,令  $P_{fa} = \int_0^{\frac{2}{n}} f(z|H_0) dz \leq \alpha$ , 将  $z$  的概率

密度代入可得  $\frac{2}{n} = \frac{2}{n} \frac{N^{-1}(1-\alpha)}{(N)}$ , 相应的检测概率为

$$P_d = \int_0^{\frac{2}{n}} f(z|H_1) dz = \int_0^{\frac{2}{n}} \sqrt{2A} e^{-\frac{z}{2}} dz, \text{ 其中 } (N) \text{ 为正态}$$

概率积分<sup>[9]</sup>. 由此可见,给定虚警率水平以后,检测门限与  $\sqrt{A}$  成正比,检测概率是关于  $A$  的单调递增函数,这就意味着,在  $N-P$  准则下检验性能的最优化处理在本质上就是对  $A$  (等效的信号干噪比)的最优化处理.

## 5 高分辨雷达信号极化检测仿真实验及结论

### 5.1 信号为确定性情形

实验中选用的某隐身飞机缩比模型作为目标,其姿态为:俯仰角  $0^\circ$ , 横滚角  $0^\circ$ , 方位角  $0^\circ$ ; 雷达入射波为水平极化,信号径向分辨力为 15cm, 目标长度约为 2.3m. 目标的高分辨率回波如图 1 所示. 杂波电场 Stokes 矢量为  $J_C = [1, 0.33, 0.283, -0.283]^T$ .

图 5 给出了采用  $N-P$  准则时的检测概率与输入信号干噪比的性能关系曲线,其中横坐标为输入信号干噪比  $\text{SNR}_{in}$ . 若记信号电场的 Stokes 矢量序列为  $J_{Si}$ ,  $i=1, 2, \dots, N$ , 那么

$$\text{SINR}_{\text{in}} \text{ 定义为 } \text{SINR}_{\text{in}} = \frac{\sum_{i=1}^N g_{sio}}{N g_{co} + \frac{2}{n}},$$

为简便表示,将  $\text{SINR}_{\text{in}}$  简记为  $\text{SINR}$ .  $\text{INR}$  表示干噪比,  $\text{INR}$  越高,表示杂波和噪声的等效合成场的极化度就越高(越接近于杂波本身的极化度);反之,  $\text{INR}$  越低,表示杂波和噪声等效合成场越接近于未极化波. 图中的标注“ $H$ ”代表水平极化接收,“ $V$ ”代表垂直极化接收,“ $L$ ”代表左旋圆极化接收,“ $N$ ”代表以单一极化滤波器对雷达回波接收时的最优结果,“ $G$ ”代表以横向极化滤波器组对高分辨雷达回波进行接收时的最优结果. 由图可见,相对于其他接收极化方式而言,横向极化滤波器组对接收机检测性能具有比较明显的改善. 具体而言,采用最优横向极化滤波器组进行接收时,其检测性能比采用单一最优极化滤波器情况略有改善,二者总体性能基本相同. 在  $\text{INR} = 10\text{dB}$  和  $P_{fa} = 10^{-5}$  时,若以检测概率  $P_d = 0.8$  作为衡量基准,那么采用最优横向极化滤波器组接收时,其检测性能比水平极化接收改善了  $3\text{dB}$ ,比左旋圆极化接收改善了  $8.1\text{dB}$ ,比垂直极化接收改善了  $10\text{dB}$ ;当  $\text{INR} = 0\text{dB}$  时,最优横向极化滤波器组接收的检测性能比  $H$ 、 $L$ 、 $V$  极化接收时分别改善了大约  $1.35\text{dB}$ 、 $6.1\text{dB}$  和  $8.5\text{dB}$ .

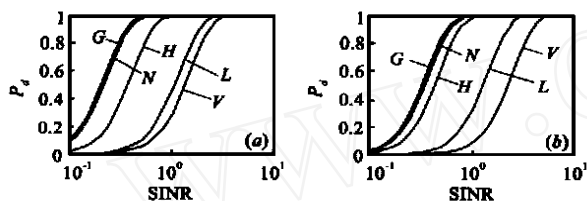


图5 检测概率与信号干噪比的性能关系曲线

(a)  $\text{INR} = 10\text{dB}$ ; (b)  $\text{INR} = 0\text{dB}$

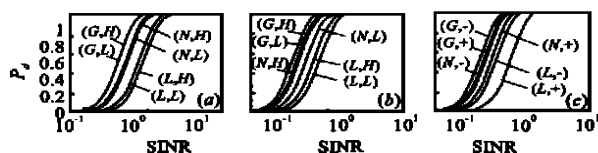


图6 随机性信号检测性能曲线

## 5.2 信号为零均值平稳随机过程的情形

实验中,以某隐身飞机目标在俯仰角  $0^\circ$ 、方位角  $0^\circ \sim 5^\circ$  内的雷达回波的统计平均(均匀加权)作为雷达回波信号. 图6给出了以输入干噪比  $\text{INR}$  为参量的  $N$ - $P$  准则下雷达检测性能  $P_d \sim \text{SINR}_{\text{in}}$  关系曲线,其中  $\text{INR}$  均为  $0\text{dB}$ ,  $P_{fa}$  均为  $10^{-6}$ . 在图6(a)中,曲线标注  $(X, Y)$  的含义如下:  $X$  代表接收极化方式,  $X = G, N, L$  分别代表最优横向极化滤波器组、单一最优极化和左旋圆极化;  $Y$  代表杂波极化状态,  $Y = L, H$  分别代表  $J_C = [1, 0.033, 0.0283, -0.0283]^T$  和  $J_C = [1, 0.59, 0.51, -0.51]^T$ , 容易看出,这两个杂波的归一化 Stokes 子矢量均为  $g_{\text{Cnom}} = [0.64, 0.546, -0.546]^T$ , 而极化度分别为  $0.052$  和  $0.937$ . 由图可见,当杂波具有较高极化度时,  $(G, H)$  的检测性能最好,它比  $(N, H)$  的检测性能改善了  $0.91\text{dB}$ ,比  $(L, H)$  改善了  $2.3\text{dB}$ ;在杂波极化度较低时,  $(G, L)$  的检测性能最好,它比  $(N, L)$  的检测性能改善了  $0.67\text{dB}$ ,比  $(L, L)$  改善了

$2.22\text{dB}$ .

在图6(b)中,曲线标注“ $X$ ”的含义与图6(a)相同,“ $Y$ ”含义为:  $Y = L, H$  分别代表  $J_C = [1, -0.033, -0.0283, 0.0283]^T$  和  $J_C = [1, -0.59, -0.51, 0.51]^T$ . 由图可见,当杂波极化度较高时,  $(G, H)$  比  $(N, H)$  的检测性能改善了  $0.7\text{dB}$ ,比  $(L, H)$  改善了  $2.9\text{dB}$ ;在杂波极化度较低时,  $(G, L)$  比  $(N, L)$  的检测性能改善了  $1.46\text{dB}$ ,比  $(L, L)$  改善了  $3\text{dB}$ .

在图6(c)中,曲线标注“ $X$ ”的含义同前,“ $Y$ ”含义为:  $Y = +, -$  分别代表  $J_C = [1, 0.1, -0.4, -0.6]^T$  和  $J_C = [1, -0.1, 0.4, 0.6]^T$ , 这两者的完全极化分量相互正交.

## 6 结束语

本文针对高分辨雷达体制背景,研究了基于横向极化滤波的高分辨雷达信号极化检测问题,具体地讨论了  $N$ - $P$  准则下的雷达检测性能与横向极化滤波器组参数之间的函数关系,证明了高斯条件下雷达检测性能的极化域最优问题实质上是一个  $\text{SINR}$  极化滤波问题. 仿真实验表明,基于横向极化滤波的高分辨雷达检测器比采用单极化接收的检测器在检测性能上有明显的改善. 从原则上讲,本文提出的横向极化滤波器组的概念不但适用于高分辨雷达检测问题,而且可以适用于其它的宽带电磁信号处理场合;并且横向极化滤波器组的实现只需电磁接收系统具备全极化测量能力,最优极化滤波器参数的计算和调整可以放在中频以后虚拟地进行,因而具有强的实际意义.

本文的研究主要针对横向极化滤波器参数固定的情况,这意味着需要具有关于信号与电磁环境极化信息的先验知识. 但在很多场合中这些先验知识难以得到,这就需要研究自适应的极化滤波方法.

## 作者简介:



王雪松 1972年10月出生,博士,国防科技大学综合信息感知技术教研室主任. 分别于1994年7月、1999年6月于国防科技大学电子科学与工程学院获学士、博士学位. 研究兴趣为雷达极化信息处理、信号处理、目标检测及识别、综合电子战等. 出版专著1部,发表学术论文50余篇,获部委级科技进步奖二、三等奖各1项.

李永祯 23岁,博士研究生. 1999年7月毕业于国防科技大学电子科学与工程学院,同年被保送直接攻读博士学位. 研究兴趣为雷达极化信息处理、信号处理、雷达目标识别. 获国际大学生数学模型竞赛一等奖2次,发表学术论文10余篇.

## 参考文献:

- [1] 王雪松. 宽带极化信息处理的研究[D]. 博士学位论文,长沙:国防科技大学电子工程学院,1999,6.
- [2] 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.

(下转第14页)

0.0045. 在对点目标的模拟中,用考虑天线方向图滤波器处理的数据所成图像的积分旁瓣比比未考虑的情况提高了 0.6 分贝.图 2 中可见考虑天线方向图时设计出的降采样滤波器其高频部分出现高旁瓣,这是由于利用天线方向图在高频部分的增益下降从而滤波器可牺牲高频部分的抑制换来更好的特性.考虑天线方向图的降采样滤波器优于未考虑的降采样滤波器.

## 5 结论

本文提供了用拉格朗日乘子法设计机载 SAR 实时成像处理器的降采样预滤波部分的方法和步骤.其使在成像区的信号能量为定值时混迭的能量最小.通过对考虑天线方向图和不考虑方向图设计的两种滤波器的频率响应比较可见在机载 SAR 信号实时成像处理器设计中 SAR 天线的方向图对机载 SAR 回波信号幅频特性的影响是应考虑的.

## 参考文献:

- [ 1 ] J. H. McClellan and T. Parks. A unified approach to the design of optimum FIR linear-phase digital filters [J]. IEEE Trans. Circuit Theory, 1973, CT-20:697 - 701.
- [ 2 ] P. P. Vaidyanathan and T. Q. Nguyen. Eigenfilters: A new approach to least-squares FIR filter design and application including Nyquist filters [J]. IEEE Trans. Circuits and Syst. January 1987, CAS-34:11 - 23.
- [ 3 ] A. J. Belman. On using orthogonally polarized receiving channels to detect target echoes in gaussian noise [J]. IEEE Trans A. E. S., AES-11, 1975.
- [ 4 ] D. P. Stapor. Optimal receive antenna polarization in the presence of interference and noise [J]. IEEE Trans., May 1995, AP-43 (5):473 - 477.
- [ 5 ] A. J. Belman J. R. F. Guy. Multinotch logic-product polarization suppression filters: A typical design example and its performance in a rain clutter environment [J]. 1984, Proc. IEE, pt. F, 131 (4):383 - 396.

- [ 3 ] GREGORY W. MEDLIN JOHN W. ADAMS and CORNELIUS. LEONDES. Lagrange Multiplier Approach to the Design of Fir Filters for Multirate Applications [J]. IEEE Trans. Circuits and Syst., October 1988, 35(10):1210 - 1219.
- [ 4 ] 程佩青. 数字信号处理教程 [M]. 清华大学出版社, 1995.

## 作者简介:



徐永健 1973 年生,博士研究生,IEEE 学生会员,主要从事 SAR 并行成像算法、通信与遥感、SAR 实时成像处理器方面的研究.



姜晓光 工程师,IEEE 会员,主要从事 SAR 实时成像算法、遥感图像处理、实时嵌入式系统方面的研究.

王贞松 1945 年生,研究员,博士生导师,IEEE 会员.主要从事无线电物理、微波遥感技术、合成孔径雷达成像系统方面的研究.

(上接第 18 页)

- [ 3 ] A. J. Belman. On using orthogonally polarized receiving channels to detect target echoes in gaussian noise [J]. IEEE Trans A. E. S., AES-11, 1975.
- [ 4 ] D. P. Stapor. Optimal receive antenna polarization in the presence of interference and noise [J]. IEEE Trans., May 1995, AP-43 (5):473 - 477.
- [ 5 ] A. J. Belman J. R. F. Guy. Multinotch logic-product polarization suppression filters: A typical design example and its performance in a rain clutter environment [J]. 1984, Proc. IEE, pt. F, 131 (4):383 - 396.
- [ 6 ] 王雪松,庄钊文等. 极化信号的优化接收理论:完全极化情形 [J]. 电子学报, 1998, 26(6):42 - 46.
- [ 7 ] 王雪松,庄钊文等. 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.
- [ 8 ] 阮颖铮等编著. 雷达截面与隐身技术 [M]. 北京:国防工业出版社, 1998.
- [ 9 ] 《数学手册》编写组. 数学手册 [S]. 北京:高等教育出版社, 1979.