

双基机载雷达对地杂波的背面效应 及其在 GMTI 中的应用

宁 蔚, 廖桂生

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 本文发现了双基地杂波谱的一个重要特征——背面效应 (Backside effect). 基于该特征, 双基机载雷达的地杂波谱对齐就变得容易许多, 从而使空时自适应处理技术在双基模式下的地面动目标检测中更好地发挥作用. 本文利用背面效应而提出的基于角度-多普勒谱对齐的旋转谱对齐法, 在实验结果中获得了明显的性能提高.

关键词: 双基机载雷达; 地杂波谱; 背面效应; 空时自适应处理; 地面动目标检测

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 12-2242-04

Backside Effect of Bistatic Airborne Clutter Characteristics and Its Applications in GMTI

NING Wei, LIAO Gui-sheng

(Key Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: This paper presents an important characteristic for the bistatic radar clutter spectrum, which is named backside effect. In such an effect, the range-dependent clutter spectra can be easily aligned, and space-time adaptive processing (STAP) is to be more applicable and effective for the ground moving target indication (GMTI) in bistatic systems. Based on backside effect, the spectrum aligning—Angle-Doppler compensation (ADC) is progressed by additional rotation, i. e. ADCR, and this new spectrum aligning method is proved to gain a further performance improvement on GMTI by experiments.

Key words: bistatic airborne radar; ground clutter spectrum; backside effect; space-time adaptive processing; ground moving target indication

1 引言

在双基 GMTI (Ground Moving Target Indication) 中, 人们希望沿用 STAP (Space-Time Adaptive Processing)^[1] 技术, 但由于双基的杂波谱形状很不规则^[2,3], 使得杂波谱对齐的方法研究成了一项重要内容. 目前的主要方法有: (1) 多普勒移位法 (DW: Doppler Warping^[4]), 对各距离门的每个空间通道作相应的多普勒补偿; (2) 导数更新法 (DBU: Derivative-Based Updating^[5]), 假设样本数据依一定函数变化, 则依该函数给样本加权; (3) 角度-多普勒补偿法 (ADC: Angle-Doppler Compensation^[6]), 在角度-多普勒域将各训练样本的频谱中心点 (Spectral Centers^[6]) 对齐; (4) 基于双基结构参数估计的谱对齐法^[7].

本文着眼于杂波谱特性与双基几何结构之间的关系, 通过大量仿真实验与分析, 发现了双基杂波谱的一个特征, 并将之定义为背面效应. 该效应下的地杂波谱具有近似线性的谱形特征, 使得谱对齐变得简便、准确, 从而能更充分地应用 STAP 技术.

2 双基机载雷达对地杂波的背面效应

不难想象, 双基几何结构有无数种, 但归结起来, 有如图 1 所示的一些典型结构.

该图是从高空观察双基系统的俯视图, 箭头代表飞行方向, 发射载机 T 的每个位置及其任一箭头与接收载机 R 就构成一种几何关系.

本文用角度-多普勒谱^[6]描述双基杂波. 已知双基接收端的杂波多普勒频率可由下式得到:

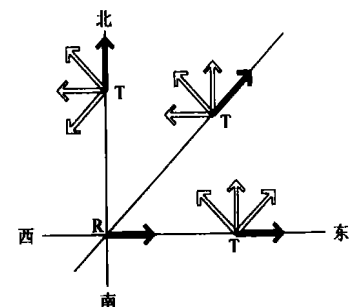


图 1 双基机载雷达的典型几何结构 (T: 发射机; R: 接收机)

$$f_d = \frac{v_r}{\lambda} \cos \theta_r + \frac{v_t}{\lambda} \cos \theta_t \quad (1)$$

其中, v_r 、 v_t 分别是接收、发射载机速度, λ 为工作波长, θ_r 、 θ_t 分别是接收、发射载机与杂波谱中心点的夹角.

分别为地面某处杂波相对于接收、发射载机飞行方向的锥角. 双基系统的任一等距离环, 如图 2 虚线, 是以双基平台为焦点的椭圆与地面的交线, 其形状类似于椭圆. 设该距离门某处杂波位置 P 的坐标是 $(x_p, y_p, 0)$, 收、发载机坐标瞬时固定, 设接收载机 R 的坐标为 $(0, 0, z_r)$, 运动方向水平向东; 发射载机 T 的坐标为 (x_t, y_t, z_t) , 运动方向水平任意, 则该等距离环在地面上的形状可表示为:

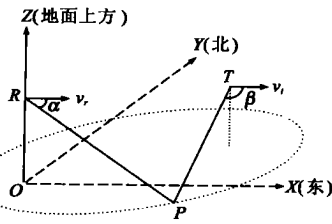


图 2 双基结构的几何关系图

其中 R_B 为双基距离. 易知,

$$\sqrt{x_p^2 + y_p^2 + z_r^2} + \sqrt{(x_p - x_t)^2 + (y_p - y_t)^2 + z_t^2} = R_B \quad (2)$$

$$\cos \alpha = \frac{x_p}{\sqrt{x_p^2 + y_p^2 + z_r^2}} \quad (3)$$

$$\frac{v_x}{\cos \alpha} = \frac{v_{tx} \sqrt{(x_p - x_t)^2 + (y_p - y_t)^2 + z_t^2}}{\sqrt{(x_p - x_t)^2 + (y_p - y_t)^2 + z_t^2}} + \frac{v_{ty} (y_p - y_t)}{\sqrt{(x_p - x_t)^2 + (y_p - y_t)^2 + z_t^2}} \quad (4)$$

其中, v_{tx} 、 v_{ty} 分别是 v_t 在 X 、 Y 方向的分量.

结合上面 4 个式子推导后发现, 若想得到 f_d 与 $\cos \alpha$ 之间或 $\cos \alpha$ 与 $\cos \beta$ 之间的解析表达式, 需先解一个一元四次方程, 这非常困难^[7]. 本文通过大量仿真实验, 发现了双基杂波近似线性的背面效应, 即: 若以接收载机飞行方向作为其载机机身左右两侧的分界线的话, 那么在背离发射载机的一侧, 其所接收杂波的空时谱, 即 $f_d \sim \cos \alpha$, 具有几乎全方位的近似线性关系. 图 3 中画出了几种双基结构及不同距离的杂波谱, 它们在几何结构和杂波谱形状方面都很具有代表性. 其基本的系统参数列于表 1 中.

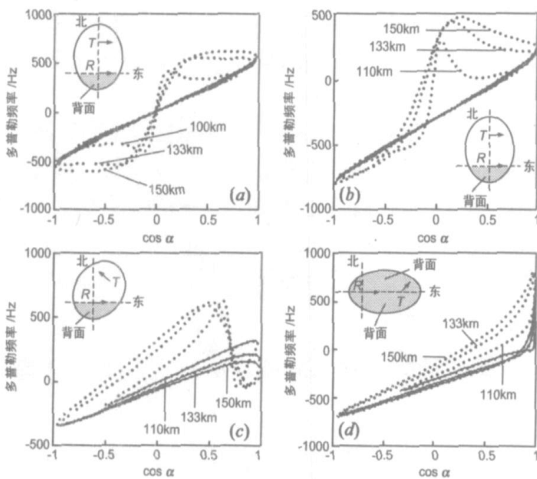


图 3 双基结构的背面效应举例

图 3 中, 双基结构及等距离环被标示在图的一角处. 实曲线对应背面杂波, 虚曲线对应另一侧杂波. 可见, 实曲线在角度范围的绝大部分区域内呈近似线性. 图 3 (d) 中, 由于接收载机飞行方向与基线重合, 其没有哪一侧背对发射载机, 此时两侧都明显有背面效应, 因而其两侧的杂波情况都可视为背面效

应.

表 1 双基机载雷达系统模型仿真的基本参数

载频	基线长度	发射载机高度	接收载机高度	发射载机速度	接收载机速度
1.29GHz	100km	5km	7km	100m/s	100m/s

既然难以用解析表达式直接证明背面效应的近似线性关系, 则用最小二乘准则下的线性拟合方法间接证明背面效应. 以图 3 中的双基几何结构为例. 在表 2 中, 拟合均方根误差比例是指, 杂波谱近似线性区域在作线性拟合后, 频域均方根误差占该区域多普勒频率范围的比例; 我们定义拟合均方根误差比例 $\leq 1\%$ 的区域具有较强的线性特征, 因而“线性”区域比例是指, 背面杂波谱中近似线性区域在观测角余弦范围内所占的比例. 由表 2 看到, 基于图 3 的几何结构, 至少在 83% 的观测角余弦范围内, 线性拟合的频域均方根误差不超过其“线性”区域多普勒范围的 1%, 从而说明双基背面效应的确具有很显著的线性关系.

表 2 双基背面效应的线性拟合误差

双基结构	图 3 (a)		图 3 (b)		图 3 (c)		图 3 (d) 下侧	
	拟合均方根误差比例	“线性”区域比例	拟合均方根误差比例	“线性”区域比例	拟合均方根误差比例	“线性”区域比例	拟合均方根误差比例	“线性”区域比例
110km	0.19%	100%	0.17%	100%	1.0%	91%	1.0%	88%
133km	1.0%	93%	0.96%	100%	1.0%	88%	0.24%	93%
150km	1.0%	92%	1.0%	95%	1.0%	84%	0.45%	83%

3 背面效应的产生原因

由式 (1) 看出, 背面效应的证明决定于 $\cos \alpha$ 与 $\cos \beta$ 之间的关系推导. 将式 (4) 重写为:

$$\frac{v_x}{\cos \alpha} = \frac{v_{tx} \sqrt{(x_p - x_t)^2 + (y_p - y_t)^2 + z_t^2}}{\sqrt{(x_p - x_t)^2 + (y_p - y_t)^2 + z_t^2}} + \frac{v_{ty} (y_p - y_t)}{\sqrt{(x_p - x_t)^2 + (y_p - y_t)^2 + z_t^2}} = v_{tx} \cos \alpha + v_{ty} \cos \beta \quad (5)$$

其中 α 、 β 分别是发射载机在 X 、 Y 方向的速度分量 v_{tx} 、 v_{ty} 与某处杂波方向之间的夹角, 如图 4 所示. 由仿真结果发现, $\cos \alpha$ 和 $\cos \beta$ 均与 $\cos \alpha$ 在背面成近似线性关系, 而在另一侧

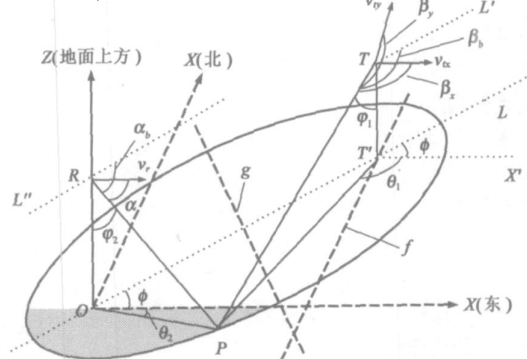


图 4 双基结构的几何关系图

则不是,说明背面效应是这两个“线性”关系的和,因此我们通过下面几点,阐明背面效应的产生原因.

(1) $\cos \beta_b$ 与 $\cos \alpha_b$ 之间的“线性”关系:如图 4,基线到地面的垂直投影在直线 L 上, L_1 、 L_2 均与 L 平行, β_b 、 α_b 分别是杂波方向与 L_1 、 L_2 的夹角.当 P 在距离环上移动时, β_b 与 α_b 之间的关系变化如图 5 所示, $\beta_b \sim \alpha_b$ 曲线关于虚线对称,与虚线的交点对应于图 4 中基线中垂面与距离环的交点,(图 4 中基线中垂面与地面相交于虚线 g ,这里称其为中垂面交线,那么我们也把图 5 中的虚线称为中垂面交线).图 5 中,由中垂面交线分开的每一侧, β_b 和 α_b 有明显的近似线性关系,且 β_b 和 α_b 均在 $0 \sim 180^\circ$ 之间,而余弦函数在 $0 \sim 180^\circ$ 区间具有明显的线性特征,因此 $\cos \beta_b$ 与 $\cos \alpha_b$ 之间呈近似线性关系.

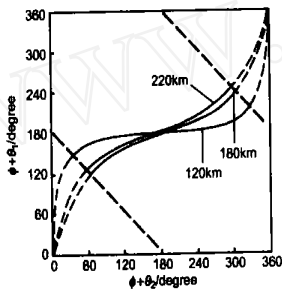
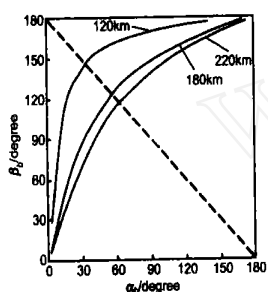


图 5 β_b 和 α_b 的关系图 图 6 $(\phi + \theta_1)$ 和 $(\phi + \theta_2)$ 的关系图

(2) $\cos x$ 与 $\cos y$ 之间的“线性”关系:对应图 4,有下列关系:

$$\begin{cases} \cos \beta_b = \cos(\phi + \theta_1) \sin \theta_1 \\ \cos \alpha_b = \cos(\phi + \theta_2) \sin \theta_2 \end{cases} \text{和} \begin{cases} \cos x = \cos \theta_1 \sin \theta_1 \\ \cos y = \cos \theta_2 \sin \theta_2 \end{cases}$$

其中 θ 是 L 与 X 方向夹角, θ_1 、 θ_2 分别是杂波位置相对于收发载机 X 运动方向的方位角, θ_1 、 θ_2 分别是下视角.可以想象, $(\phi + \theta_1)$ 和 $(\phi + \theta_2)$ 的关系类似于 β_b 和 α_b ,但 $(\phi + \theta_1)$ 和 $(\phi + \theta_2)$ 的角度范围在 $0 \sim 360^\circ$ 之间,其关系相当于图 5 中曲线及其关于点 $(180^\circ, 180^\circ)$ 的中心对称,如图 6 所示.可看到,由中垂面交线划分的两侧,即实线区域或虚线区域, $(\phi + \theta_1)$ 与 $(\phi + \theta_2)$ 之间有着明显的近似线性关系.先讨论实线区域,尽管 $(\phi + \theta_1)$ 和 $(\phi + \theta_2)$ 将超过 180° ,但总是同时越过 180° ,且他们的余弦值关系,在 180° 之前和在 180° 之后,不仅都近似线性,而且完全重合,因而 $\cos(\phi + \theta_1)$ 与 $\cos(\phi + \theta_2)$ 在中垂面交线这一侧具有近似线性关系.由于虚线区域与实线区域完全对称,不赘述.显然, $\cos \theta_1$ 与 $\cos \theta_2$ 亦在中垂面交线的两侧分别有近似线性关系,因而比较上面两个方程组可看出,既然 $\cos \beta_b$ 与 $\cos \alpha_b$ 之间具有近似线性关系,则 $\cos x$ 与 $\cos y$ 之间也是近似线性关系.

图 4 中,背面杂波在中垂面的一侧,随着 θ 的减小,中垂面交线 g 将进入背面区域,由图 5 或图 6 看到,在中垂面交线处曲率最大,这意味着,中垂面交线的进入将导致背面杂波的整体近似线性特征受到破坏.如图 3(c)、(d),在背面杂波谱的某端,出现了明显的一小段弯曲.即使 $\theta = 0^\circ$ 时,即中垂面交线与 X 轴垂直时,由于基线很长的缘故,对应的 θ 很小,使得这一小段弯曲的影响范围并不大.

(3) $\cos y$ 与 $\cos x$ 之间的“线性”关系:对应图 4,有

$$\begin{cases} \cos y = \cos(\theta_1 + 90^\circ) \sin \theta_1 \\ \cos x = \cos \theta_1 \sin \theta_1 \\ \cos y = \cos \theta_2 \sin \theta_2 \end{cases}$$

已得,在中垂面交线的任一侧, θ_1 和 θ_2 成近似线性关系,则 $\theta_1 + 90^\circ$ 与 θ_2 成近似线性关系.设杂波点 P 在距离环上顺时针移动,则 $\theta_1 + 90^\circ$ 先经过 180° ,导致 $\cos(\theta_1 + 90^\circ)$ 与 $\cos \theta_2$ 的近似线性关系在 $\theta_1 + 90^\circ > 180^\circ$ 后“斜率”符号反向,同样,当 θ_2 越过 0° 或 180° 时,“斜率”符号也会反向.总之在中垂面交线的一侧, $\cos(\theta_1 + 90^\circ)$ 与 $\cos \theta_2$ 的关系变化形如“W”.先考虑接收载机所在的一侧,虽然 $\cos(\theta_1 + 90^\circ)$ 与 $\cos \theta_2$ 的关系将在 $\theta_1 + 90^\circ = 180^\circ$ 或 $\theta_2 = 0^\circ, 180^\circ$ 时发生变化,但本文所定义的背面区域正好满足 $0^\circ < \theta_2 < 180^\circ$,因而影响背面区域的就只剩前一种情况, $\theta_1 + 90^\circ = 180^\circ$,即图 4 中 v_{ty} 在地面的垂直投影所在直线 f ,称之为 v_{ty} 投影线.由于基线很长, v_{ty} 投影线只有当 θ 很小或在 90° 附近时才会进入背面区域.当 θ 很小时, v_{ty} 投影线移入背面区域,会导致在移入端出现杂波谱小弯曲,但对应的范围很小;当 θ 在 90° 附近时, v_{ty} 投影线会掠过背面区域的中部,此时 $\theta_1 + 90^\circ$ 在 180° 附近的一个小范围内, $\cos(\theta_1 + 90^\circ)$ 是一段近乎为 -1 的近似水平线;当 θ 为其它角度时, v_{ty} 投影线不穿过背面区域,则对应背面区域的 $\theta_1 + 90^\circ$ 在 $180^\circ \sim 360^\circ$ 内, $\cos(\theta_1 + 90^\circ)$ 与 $\cos \theta_2$ 成近似线性关系.在上面方程组中,比较 $\cos y$ 和 $\cos x$ 各自的等式,由于 $\cos x$ 与 $\cos y$ 之间具有近似线性关系,则 $\cos y$ 与 $\cos x$ 之间也是近似线性关系.

(4) $\cos x$ 与 $\cos y$ 之间的“线性”关系:由式(5)知, $\cos y$ 是 $\cos x$ 和 $\cos \theta_2$ 的线性组合,因而由式(2)、(3)的结论得: $\cos y$ 与 $\cos x$ 在背面区域成近似线性关系.

(5) 背面区域与其相反一侧(即 $180^\circ < \theta_2 < 360^\circ$)的特征比较:其差别恰是出在了被背面效应忽略的小段弯曲上,在背面它出现在杂波谱的一端,而在另一面,由于中垂面交线和 v_{ty} 投影线与距离环的交点往往对应 θ 的主要观测角区域内,使弯曲段成为该侧杂波谱的主要特征,且两个交点位置不同,扩大了弯曲段的范围.

综上所述 5 点因素,构成了双基杂波谱的背面效应.随着双基距离增大,由中垂面交线和 v_{ty} 投影线进入背面区域引起的破坏作用将趋于增强,但远距离的杂波谱随距离变化比较微弱,谱对齐的作用趋于淡化,因而对杂波谱形的特征分析就逐渐失去了意义.本文下面将在双基近距 GMTI 实验中验证背面效应的重要作用.

4 双基背面效应在 GMTI 中的应用及 ADCR 谱对齐法

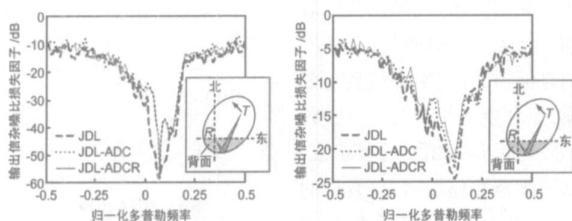
在谱对齐的方法中,ADC^[6]的思路是,将随距离而位移的频谱中心点对齐^[6](频谱中心点指某距离门杂波谱的能量最大点,其位置一般由发射主波束中心轴确定).已发现,双基杂波谱会随距离作微小的旋转^[3],如图 3 所示.那么我们在作了 ADC 谱对齐后,完全可利用谱的线性拟合斜率,将不同距离门的杂波谱绕频谱中心点旋转至参考单元的杂波谱,使谱对齐更加精确.我们将该方法称为基于 ADC 的旋转谱对齐法(ADC

and Rotation, i. e. ADCR). 易得, 旋转过程如式(6)所示, 其中 a_1 和 a_1 分别是杂波谱旋转前后角度域(余弦)坐标, f_1 和 f_1 分别是旋转前后多普勒域坐标, k_1 是某距离单元杂波谱的拟合直线斜率, k_0 是参考距离单元杂波谱的拟合直线斜率.

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ f_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\arctg(k_0))}{\cos(\arctg(k_1))} & 0 \\ 0 & \frac{\sin(\arctg(k_0))}{\sin(\arctg(k_1))} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ f_1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

不失一般性, 我们以图 3(c) 的几何结构为例, 描述双基背面效应下的 GMTI, 并以 SCNR(Signal to Clutter plus Noise Ratio)Loss(信杂噪比损失因子)衡量检测性能. 系统仿真参数, 除表 1 所列以外, 设脉冲重复频率为 2kHz, 接收机带宽为 1MHz, 相干脉冲数 32 个, 发射/接收天线的阵元数分别为 20 和 11, 发射天线阵列方位上加 45dB 泰勒权, 接收阵列为正侧视, 双基待检测距离为 115km.

在图 7 中, 我们分别描述了接收天线主波束与发射天线主波束在地面重叠和稍叉开时的情况. 在前一种情况, 如图 7(a), JDL-ADC 有明显的性能提高, 而 JDL-ADCR 似乎没有进一步的性能改善(JDL 空时自由度在图的子标题中说明); 在后一种情况, 如图 7(b), JDL-ADCR 在 JDL-ADC 性能改善的基础上, 又有较明显的性能提高, 如图中凹陷处附近可进一步提高性能达 3dB. 我们就以上两种情况作如下分析: 在将杂波回波转化到角度-多普勒域后, 首先通过 ADC 把不同距离门的频谱中心点对齐, 再绕重叠了的频谱中心点作旋转对齐. 显然, 在频谱中心点及其附近的空域通道处, 即收、发主波束在地面重叠时, 旋转前后的谱形变化相对非常微小(即在固定角度下, 弧长与半径的关系), 因而 ADCR 收效甚微; 而在较偏离频谱中心的空域通道处, 即收、发主波束在地面稍叉开时, 其杂波谱在旋转前后变化较大, 则 ADCR 的作用就开始显著了.



(a) 收、发主波束在地面重叠时的检测性能 (JDL 3×3 , 杂噪比 70dB, 训练样本数 18)
(b) 收、发主波束在地面叉开时的检测性能 (JDL 5×5 , 杂噪比 50dB, 训练样本数 50)

图 7 双基背面杂波的谱对齐及局域空时自适应处理结果

5 结论

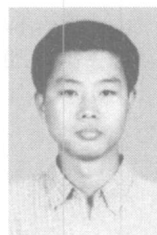
本文发现了双基机载雷达杂波的背面效应, 其近似线性的杂波谱特征使谱对齐变得容易, 并且可以更好地利用 STAP 技术完成 GMTI. 本文提出的基于 ADC 的旋转谱对齐法 (ADCR) 使谱对齐更加精确. 本文通过线性拟合的误差分析, 证实

了双基背面效应的近似线性特征; 通过三角函数关系解释了背面效应的产生原因; 通过仿真实验验证了 ADCR 方法的有效性, 它能进一步提高收、发主波束在地面稍叉开时的 GMTI 性能.

参考文献:

- [1] Richard Klemm. Space-time adaptive processing: principles and applications[M]. UK: IEE Publisher, 1998.
- [2] William L Melvin, Michael J Callahan and Michael C Wicks. Bistatic STAP: application to airborne radar[A]. Proc of 2002 IEEE Radar Conf[C]. USA: IEEE, 2002. 1 - 7.
- [3] Y Zhang, B Himed. Effects of geometry on clutter characteristics of bistatic radars[A]. Proc of 2003 IEEE Radar Conf[C]. USA: IEEE, 2003. 417 - 424.
- [4] S M Kogon, M A Zatman. Bistatic STAP for airborne radar systems[A]. ASAP Workshop[C]. Lexington, MA: MIT Lincoln Laboratory, 2001. 1 - 6.
- [5] S D Hayward. Adaptive beamforming for rapidly moving arrays[A]. Proc CIE Int'l Conf of Radar[C]. USA: IEEE, 1996. 480 - 483.
- [6] B Himed, Y Zhang, A Hajjari. STAP with angle-Doppler compensation for bistatic airborne radars[A]. Proc of 2002 IEEE Radar Conf[C]. USA: IEEE. 311 - 317.
- [7] Fabian D Lapierre, Jacques G Verly and Marc Van Droogenbroeck. New solutions to the problem of range dependence in bistatic STAP radars[A]. Proc of 2003 IEEE Radar Conf[C]. USA: IEEE, 2003. 452 - 459.

作者简介:



宁 蔚 男, 1976 年 2 月出生于陕西韩城, 1998 年和 2001 年分别获得西安电子科技大学电子工程专业学士学位和信号与信息处理专业硕士学位, 目前正在西安电子科技大学攻读博士学位, 主要研究方向是机载/星载雷达地面动目标检测方法.



廖桂生 男, 1963 年 6 月出生于广西桂林, 教授, 博士生导师, 雷达信号处理重点实验室副主任, IEEE 会员, 1985 年毕业于广西大学数学系, 分别于 1990 年和 1992 年获西安电子科技大学计算机系和电子工程系硕士和博士学位, 主要从事阵列信号处理、雷达信号处理和雷达成像等方面的研究.