基于传播算子的机载前视阵雷达杂波谱补偿方法

姜 晖[1,2],廖桂生[1]
(1. 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室,陕西西安 710071;
2. 西安邮电学院通信与信息工程学院,陕西西安 710121)

摘 要: 针对机载前视阵中杂波多普勒频率随距离发生变化,导致杂波谱在距离上呈现严重的非平稳性,因此根据杂波模型提出了一种新的杂波谱补偿方法,该方法首先对接收数据进行分块处理来构造传播算子以获得杂波子空间,再将训练单元的杂波子空间向待检单元的杂波子空间进行投影得到一个变换矩阵,然后用这个变换矩阵对数据进行处理,使杂波谱得到补偿,最后利用空时自适应算法对补偿后的数据进行杂波抑制.仿真结果表明此方法有效地抑制杂波的非平稳性,提高了雷达抑制杂波的性能.

关键词: 传播算子;前视阵雷达;杂波谱补偿
中图分类号: TN959.73 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 09-2205-04

Compensation of Clutter Spectrum for Airborne Lorward-Looking Radar Based on the Propagator

JIANG Hui[1,2], LIAO Gui-sheng[1]
(1. *National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi* 710071, *China*;
2. *School of Communication and Information Engineering, Xi'an University of Post and Telecommunication, Xi'an, Shaanxi* 710121, *China*)

Abstract: The clutter spectrum depends highly on range for forward-looking radar, which results in heterogeneous ground clutter and inaccurately estimation of clutter covariance matrix in space-time adaptive processing (STAP). According to the clutter model, a new method for the range-dependence of clutter spectrum is proposed. The method firstly partitions the data to construct a propagator, and then obtains a clutter subspace spanned by the propagator. Secondly, a transform matrix can be obtained by fitting the clutter subspace of the range gate under test with that of secondary range gate. Thirdly, the transform matrix is used to process the data that can compensate clutter spectrum and generate sufficient data to construct a new covariance matrix. Finally, the conventional STAP could be applied to the clutter suppression. Simulation results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: propagator; forward-looking radar; clutter spectrum compensation

1 引言

机载雷达阵面处于正侧视放置时,地面杂波在空时二维平面上的沿斜线分布且不随距离变化,因此空时自适应处理[1]中杂波协方差矩阵沿距离回波数据平均便可得到,因而能够获得比较理想的杂波抑制效果.但对于非正侧阵列结构,阵列轴线与载机航向有夹角,杂波谱在方位-多普勒平面上呈椭圆分布,并且随距离展宽,尤其在近程,杂波谱展宽现象更为严重[2],这导致二维杂波谱结构在距离上是非均匀的,使得不同距离单元杂波数据不满足同分布,不能直接由距离采样统计平均来估计杂波协方差矩阵.因此,基于统计的空时自适应技术难以在待检测单元的杂波处形成应有的窄凹口,不能有效地抑制地面杂波.

目前解决非正侧视阵雷达杂波的距离依赖问题的方法有多普勒频移[3],尺度变换[4]等.这些方法能够对各待检测距离单元杂波谱进行一定的补偿,从而减小对距离依赖性.多普勒频移法主要是搬移杂波的主瓣,使主瓣完全重合,而旁瓣重合度较差,这就造成杂波抑制的能力下降,弱目标就有可能检测不到.尺度变换法只有在阵元数较多时才能准确实现谱的扩展,而且是将待补偿单元的杂波谱搬移到参考单元杂波谱对应的位置,实现复杂.为了解决这个问题,本文引入传播算子[5,6]的思想对接收的数据进行预处理,该方法先对接收的数据先进行分块处理后,根据最优准则来构造传播算子矩阵,再利用这个矩阵可获得该单元的杂波子空间,将训练单元向待检单元的进行空间投影得到一个投影矩阵,使用这个投影矩阵对数据作处理,最终可以有效的补偿杂波谱并估计出准确的杂波协方差矩阵,提高杂波抑制性能.

收稿日期:2009-06-23;修回日期:2009-10-23;
基金项目:国家杰出青年科学基金项目(No.60825104);国家自然科学基金资助项目(No.60736009);教育部长江学者和创新团队支持计划(No.IRT0645)

2 数据模型

设载机水平飞行，速度向量 $\boldsymbol{v}$，雷达波长 λ，天线是 N 元的等距线阵，阵元间距均为半波长，天线轴线与 $\boldsymbol{v}$ 的夹角为 θ_p，θ_a 和 φ 代表散射体相对于天线轴向的方位角和高低角，如图 1 所示，该散射体回波多普勒率为：

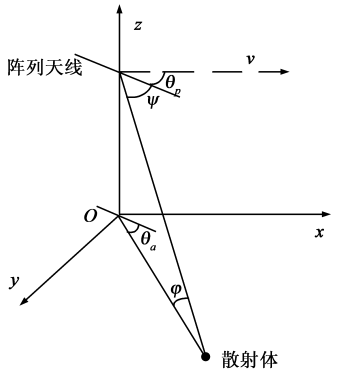


图1 阵面与杂波的几何关系图

$$f_d = \frac{2V}{\lambda}\cos(\theta_a + \theta_p)\cos\varphi \tag{1}$$

$$= f_{dm}(\cos\psi\cos\theta_p - \sin\theta_p\sqrt{\cos^2\varphi - \cos^2\psi})$$

式中，V 是载机的速度，$f_{dm} = 2V/\lambda$，代表最大多普勒频率，ψ 相对于天线轴的锥角.

将式(1)改写为：

$$\left(\frac{f_r}{2f_{dm}}\right)^2\left(\frac{2f_d}{f_r}\right)^2 + \cos^2\psi - \cos\theta_p\frac{f_r}{f_{dm}}\frac{2f_d}{f_r}\cos\psi = \cos^2\varphi\sin^2\theta_p \tag{2}$$

f_r 是脉冲重复频率，当 θ_p 为零时，杂波谱线呈直线分布；当 θ_p 不是零，杂波谱线呈椭圆分布. 从图 2 可以看出，当 $\theta_p = 90°$ 时，杂波谱线变成正椭圆，并且杂波谱线的半径是距离的函数，不同的距离对应的半径是不同的，杂波谱随距离的变化而展宽.

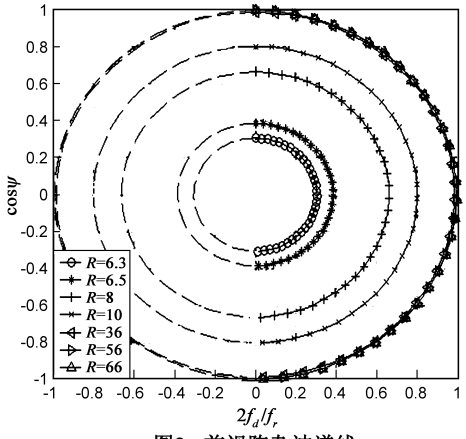


图2 前视阵杂波谱线

3 基于传播算子的杂波谱补偿方法

假设雷达的一个相干处理脉冲(CPI)内有 K 个脉冲，将第 n 个阵元的第 k 次采样的接收数据记为 $\boldsymbol{x}_{nk}$. 设 H_0、H_1 分别代表无目标、有目标，则 x_{nk} 可写为：

$$\boldsymbol{x}_{nk} = \begin{cases} \boldsymbol{c} + \boldsymbol{n}, & \text{假设为 } H_0 \\ b\boldsymbol{S} + \boldsymbol{c} + \boldsymbol{n}, & \text{假设为 } H_1 \end{cases} \tag{3}$$

式中，b 是回波的幅度，$\boldsymbol{c}$、$\boldsymbol{n}$ 分别是杂波和热噪声，$\boldsymbol{S}$ 是空时信号导向矢量.

$$\boldsymbol{S} = \boldsymbol{S}_s \otimes \boldsymbol{S}_t \tag{4}$$

式中，$\otimes$ 为 Kronecker 积，$\boldsymbol{S}_s$、$\boldsymbol{S}_t$ 分别是空间和时间导向矢量，$\boldsymbol{S}_s(\psi_0) = [1 \quad e^{j\cos\psi_0} \quad \cdots \quad e^{j(N-1)\cos\psi_0}]^T$，$\boldsymbol{S}_t(f_{dk}) = [1 \quad e^{jf_{dk}} \quad \cdots \quad e^{j(K-1)f_{dk}}]^T$，$f_{dk}$、$\psi_0$ 分别是时间归一化频率和空域锥角.

将公式(3)可以写成 $NK \times 1$ 的列矢量：

$$\boldsymbol{x} = [x_{11} \quad x_{21} \quad \cdots \quad x_{N1} \quad x_{12} \quad \cdots \quad x_{NK}]^T \tag{5}$$

根据线性约束最小方差准则对此数据求解最优权，即求解如下式的线性约束

$$\begin{cases} \min\limits_{W} & \boldsymbol{W}^H\boldsymbol{R}_x\boldsymbol{W} \\ \text{s.t.} & \boldsymbol{W}^H\boldsymbol{S} = 1 \end{cases} \tag{6}$$

式中，$\boldsymbol{R}_x$ 是杂波协方差矩阵，$\boldsymbol{R}_x = E[\boldsymbol{x}\boldsymbol{x}^H]_{NK\times NK}$.

可得到最优权 $$\boldsymbol{W}_{\text{opt}} = \frac{\boldsymbol{R}_x^{-1}\boldsymbol{S}}{\boldsymbol{S}^H\boldsymbol{R}_x^{-1}\boldsymbol{S}} \tag{7}$$

其改善因子为

$$\text{IF} = \frac{\text{SCNR}_{\text{out}}}{\text{SCNR}_{\text{in}}} = \boldsymbol{S}^H\boldsymbol{R}_x^{-1}\boldsymbol{S}(\text{CNR}_{\text{in}} + 1)\,\sigma_{\text{in}}^2 \tag{8}$$

式中，σ_{in}^2 输入的噪声功率，CNR_{in} 输入杂噪比.

在正侧阵中杂波的多普勒频率不随距离变化，因此可以取相邻单元数据估计待检测单元的杂波协方差矩阵. 但在前视阵中，杂波多普勒频率随距离变化，使得空时自适应处理变得困难，因此在文献[7]中提出的杂波子空间方法对杂波谱进行补偿.

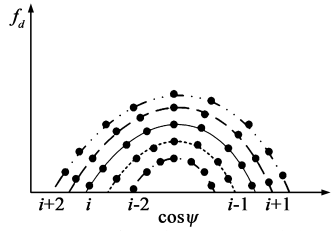


图3 相邻距离门多普勒谱线

假定相邻距离门多普勒谱线如图 3 所示，距离环 i 为待检距离门，在第 i 个距离门上谱线上均匀取 M 个点，每个点的复反射系数为 γ_{i_m}，其相对应的每个点的导向矢量可以写为：

$$\boldsymbol{S}_{i_m} = \boldsymbol{S}_{s_m} \otimes \boldsymbol{S}_{t_m} \quad m = 1, 2, \cdots, M \tag{9}$$

式中，$S_{t_m}(f_{dk_m}) = [1 \quad \cdots \quad e^{jf_{dk_m}}]^T$，$S_{s_m}(\psi_{i,m}) = [1 \quad \cdots \quad e^{j\cos\psi_{i,m}}]^T$，$f_{dk_m}$，$\cos\psi_{i,m} = \cos\varphi_i\cos\theta_m$ 分别是该点的多普勒频率和空间频率，θ_m 是同一距离门上对应 M 个点的方位角.

由此可得到该距离环的杂波子空间，虽然这个方法不需要预估初始角度，但是需要通过导向矢量和复反射系数构造杂波子空间，增加数据处理的难度，因此本文采用数据分块的处理方法，利用传播算子去构造与噪声子空间相同的空间，最终得到杂波子空间并降

低数据处理复杂度.

将接收的第 i 个距离环的数据写为 $K\times N$ 的矩阵(脉冲个数 K 是多于通道个数 N),再对此数据进行分块处理,第 i 个距离环的数据可写为:

$$\boldsymbol{x}(i)=\begin{bmatrix} x_{11}(i) & \cdots & x_{N1}(i) \\ & \ddots & \\ x_{1K}(i) & \cdots & x_{NK}(i) \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \boldsymbol{x}_1(i) \\ \boldsymbol{x}_2(i) \end{bmatrix} \tag{10}$$

式中,$\boldsymbol{x}_1(i)$是 $N\times N$ 维的矩阵,$\boldsymbol{x}_2(i)$是$(K-N)\times N$ 维的矩阵.

假设 $\boldsymbol{x}_1(i)$是非奇异矩阵,存在到 $\boldsymbol{x}_2(i)$的线性变换 $\boldsymbol{U}_i$,它是 $N\times(K-N)$维传播算子

$$\boldsymbol{x}_2(i)=\boldsymbol{U}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_1(i) \tag{11}$$

定义矩阵 $\boldsymbol{Z}_i^{\mathrm{H}}=[\ \boldsymbol{U}_i^{\mathrm{H}}\quad -\boldsymbol{I}_{K-N}]$,将其带入式(11)中,可得到

$$\boldsymbol{Z}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}(i)=\boldsymbol{U}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_1(i)-\boldsymbol{x}_2(i)=0_{(K-N)\times N} \tag{12}$$

该式说明 $\boldsymbol{Z}_i$ 的列向量张成的子空间与该距离环 i 的杂波子空间是正交的,而杂波子空间和噪声子空间是一对正交补空间,即 $\boldsymbol{E}_c(i)\boldsymbol{E}_c(i)^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{E}_n(i)\boldsymbol{E}_n(i)^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{I}$,可以用 $\boldsymbol{Z}_i$ 的列空间来代替噪声子空间.在没有噪声时 $\boldsymbol{x}_2(i)=\boldsymbol{U}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_1(i)$,但是在实际的情况下,回波数据中必然含有噪声,通过最小代价函数去求 $\|\hat{\boldsymbol{U}}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}_1(i)-\boldsymbol{x}_2(i)\|^2$ 的最小解来估计传播算子.在文献[4]中得到最优解,其解是 $\hat{\boldsymbol{U}}_i=(\boldsymbol{x}_1(i)\boldsymbol{x}_1(i)^{\mathrm{H}})^{-1}\boldsymbol{x}_1(i)\boldsymbol{x}_2(i)^{\mathrm{H}}$.由于 $\boldsymbol{Z}_i$ 的各列定义的基不是正交基,再对 $\boldsymbol{Z}_i$ 进行正交化处理,即 $\tilde{\boldsymbol{Z}}_i=\boldsymbol{Z}_i(\boldsymbol{Z}_i^{\mathrm{H}}\boldsymbol{Z}_i)^{-1/2}$,用 $\tilde{\boldsymbol{Z}}_i$ 代替 $\boldsymbol{E}_n(i)$,则有

$$\boldsymbol{E}_c(i)\boldsymbol{E}_c(i)^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{I}-\boldsymbol{E}_n(i)\boldsymbol{E}_n(i)^{\mathrm{H}}=\boldsymbol{I}-\tilde{\boldsymbol{Z}}_i\tilde{\boldsymbol{Z}}_i^{\mathrm{H}} \tag{13}$$

同理,可得第 q 个距离门处的传播算子 U_q 和矩阵 $\tilde{\boldsymbol{Z}}_q$,在文献[7]中提出的杂波子空间的前视阵中雷达杂波谱补偿方法中换矩阵可写为

$$\boldsymbol{T}(q)=\boldsymbol{E}_c(i)\boldsymbol{E}_c(q)^{\mathrm{H}} \tag{14}$$

又因为

$$\mathrm{span}(\boldsymbol{E}_c\boldsymbol{E}_c^{\mathrm{H}})=\mathrm{span}(\boldsymbol{E}_c) \tag{15}$$

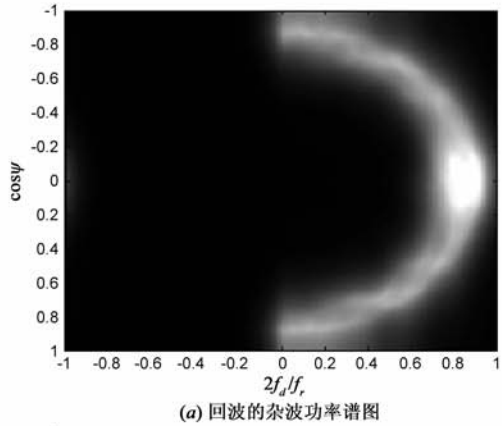
因此,由式(14)可以写出传播算子的变换矩阵:

$$\boldsymbol{T}(q)=(\boldsymbol{I}-\tilde{\boldsymbol{Z}}_i\tilde{\boldsymbol{Z}}_i^{\mathrm{H}})(\boldsymbol{I}-\tilde{\boldsymbol{Z}}_q\tilde{\boldsymbol{Z}}_q^{\mathrm{H}}) \tag{16}$$

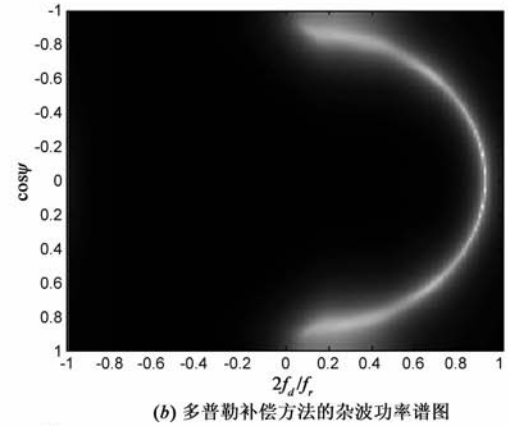
将这个变换矩阵作用于对应距离门上的数据,使其统计特性接近待检距离门的数据统计特性,由此可构成第 k 个多普勒门上的数据矢量与杂波协方差矩阵

$$\boldsymbol{y}(q)=\boldsymbol{T}(q)\boldsymbol{x}(q) \tag{17}$$

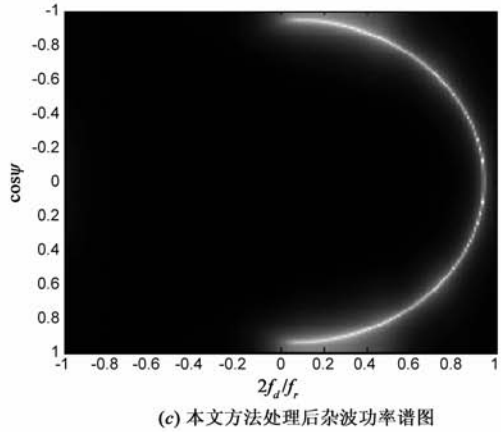
$$\hat{\boldsymbol{R}}_k=\frac{1}{Q}\sum_q\boldsymbol{y}(q)\boldsymbol{y}(q)^{\mathrm{H}}=\frac{1}{Q}\sum_q\boldsymbol{T}(q)\boldsymbol{x}(q)\boldsymbol{x}(q)^{\mathrm{H}}\boldsymbol{T}(q)^{\mathrm{H}} \tag{18}$$



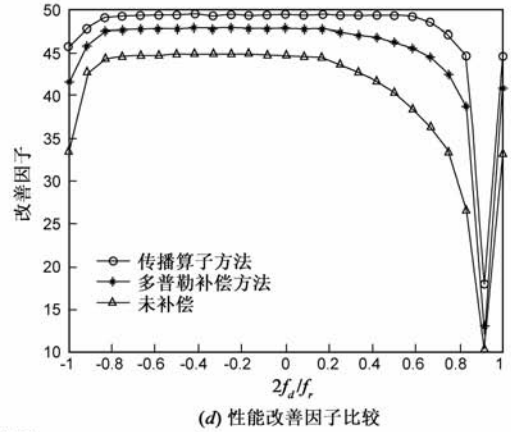
(a) 回波的杂波功率谱图



(b) 多普勒补偿方法的杂波功率谱图



(c) 本文方法处理后杂波功率谱图



(d) 性能改善因子比较

图4　处理结果对比图

式中，$\boldsymbol{x}(q)$代表第 q 个距离环接收的数据，Q 是所选的相邻距离门的个数.

最后按照式(6)的求解过程，可获得第 k 个多普勒的空时自适应权

$$\boldsymbol{W}_k = \hat{\boldsymbol{R}}_k^{-1}\boldsymbol{S}/(\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\hat{\boldsymbol{R}}_k^{-1}\boldsymbol{S}) \tag{19}$$

对训练单元的数据进行变换处理，使训练单元的杂波统计特性更加接近待检单元的杂波特性，因此减少了杂波谱对距离的依赖性，更加有利于杂波抑制和动目标检测.

4 仿真结果

为了验证杂波谱分析的正确性和谱补偿的有效性，我们进行了计算机仿真.仿真实验的雷达系统采用 8×8 的前视阵列结构，进行列子阵合成，雷达工作波长为 0.32m，阵元间距 $d=\lambda/2$，脉冲重复频率为 1600Hz，在一个相干处理间隔内的脉冲数为 12，载机速度为 120m/s，飞行高度为 6000m，不考虑杂波的距离模糊，杂噪比 30dB.

图 4(*a*)、(*b*)、(*c*)分别画出了未补偿的杂波谱，以及使用多普勒补偿和数据分块处理方法对杂波谱进行补偿后的杂波谱图.从处理结果的对比图中可以看出经过本文方法的处理后谱线明显得到聚焦，其性能改善也优于简单的整体补偿多普勒频率的方法，尤其在主杂波区间更好.在通过 3DT[8,9]方法对处理后的数据进行改善因子比较，传播算子方法在旁瓣处的性能优于多普勒补偿方法约 3dB 左右，而且杂波谱在主杂波区间也没有明显展宽.

5 结论

本文针对前视阵中杂波谱的距离依赖性问题，提出了数据分块处理的杂波谱补偿方法.该方法对接收数据进行分块处理构造传播算子，再利用传播算子得到杂波子空间，接着将训练距离门对应的空间向待检距离门对应的空间进行投影处理得到一个变换矩阵，然后再用这个变换矩阵对不同距离门上同一多普勒通道的数据作处理得到一个新的训练数据，用此数据构成新的杂波协方差矩阵，最后进行空时自适应处理.通过实验仿真证明该方法较好地补偿了前视阵中的杂波谱，提高了空时二维处理的杂波抑制性能.

参考文献：

[1] Brenna L E, Reed I S. Theory of adaptive radar [J]. IEEE Trans on AES, 1973, 9(2): 237 – 252.

[2] 保铮，张玉洪，廖桂生，等.机载雷达空时二维信号处理[J].现代雷达，1994，16(2)：17 – 27.
BAO Zheng, ZHANG Yu-hong, LIAO Gui-sheng. Space-time signal processing for airborne radars[J]. Modern Radar, 1994, 16(2): 17 – 27. (in Chinese)

[3] Borsari G K. Mitigating effects on STAP processing caused by an inclined array[A]. Proceedings of IEEE National Radar Conference'98[C]. Dallas: IEEE Press, 1998. 135 – 140.

[4] Lapierre F D, Droogenbroeck M V, Verly J G. New methods for handling the range dependence of the clutter spectrum in non-sidelooking monostatic STAP radars [A]. Proceedings of ICASSP'2003[C]. Hong Kong: IEEE Press, 2003. V73 – V76.

[5] Sanchez-Araujo J, Marcos S. Statistical analysis of the propagator method for DOA estimation without eigendecomposition. [A]. Proceedings of statistical signal and array processing'94 [C]. Greece: IEEE Press, 1994. 570 – 573.

[6] Sylvie Marcos, Alain Marsal , Messaoud Benidir. Performance analysis of the propagator method for source bearing estimation. [A]. Proceedings of ICASSP'96 [C]. Montreal: IEEE Press, 1996. iV237-iV240.

[7] Jiang Hui, Liao Guisheng, Qu Yi. Compensation of clutter spectrum for forward-looking radar based on clutter subspace transformation [A]. SEE Radar 2009 [C]. France: IEEE Press, 2009. No. 0322

[8] 保铮，廖桂生，等.相控阵机载雷达杂波抑制的时空二维自适应滤波[J].电子学报，1993，21(9)：1-7.
BAO Zheng, LIAO Gui-sheng, etc. 2-D temporal-spatial adaptive clutter suppression for phased array airborne radars[J]. Acta Electronica Sinica, 1993, 21(9): 1 – 7. (in Chinese)

[9] 廖桂生，保铮.机载雷达时空二维部分联合自适应处理[J].电子科学学刊，1993，15(6)：575-580.
LIAO Gui-sheng, BAO Zheng. A partial adaptive spatial-temporal processor for airborne radars[J]. Journal of Electronics, 1993, 15(6): 575-580. (in Chinese)

作者简介：



姜 晖 男，1976 年 12 月生于陕西西安.现为西安电子科技大学信号与信息处理专业博士研究生.主要研究方向为空时自适应信号处理.

E-mail: jh02_76@126.com



廖桂生 男，1963 年 6 月出生于广西桂林.1990 年和 1992 年分别获西安电子科技大学计算机软件专业工学硕士和信号与信息处理专业博士学位.现为信号与信息处理学科博士生导师，雷达信号处理国家重点实验室副主任，IEEE 会员.在国内外主要学术刊物上发表论文 140 余篇.目前主要研究方向为阵列信号处理、空时自适应信号处理和运动目标检测.

E-mail: gsliao@xidian.edu.cn