

机载雷达时-空二维自适应处理新方法

廖桂生 保 铮 张玉洪

(西安电子科技大学电子工程研究所 西安 710071)

摘要 本文针对机载侧面相控阵雷达的杂波谱特点,提出了一种基于列子阵结构的先时后空局域联合二维信号处理方法。文中对该方法的原理和性能作了较详细的讨论,并与其它两种方法作了比较,理论分析和计算机模拟均表明新方法的性能和容差能力较好,特别是在主杂波附近区域的改善因子有明显的提高。

关键词 机载雷达, 时-空二维自适应处理, 杂波抑制, 自适应天线阵

1 引言

文献[1]利用了机载侧面线阵雷达地杂波的时空等效性使杂波自由度大大降低的特点将文献[2]中的 NK 维最优处理降低至 $N+K-1$ 维准最优处理 (N 为阵元数, K 为脉冲数),减少了运算量。但是,对于实际应用的面阵(多为矩形面阵),由于设备量和处理时间的限制,常采用子阵级处理,例如先对各列作微波合成,则可等效为一个水平线阵。实际应用中,阵元和通道误差是不可避免的,这会使各列子阵高低角方向图发生差异,上述时空等效性不再严格成立。分析表明^[3],不大的阵元幅相误差会使杂波自由度大大增加,远远超出了文献[1]中系统的 $N+K-1$ 个自由度,因而其杂波抑制性能大大下降。

文献[3]表明,在列子阵高低角方向图不一致时,全时-空域的杂波自由度很高,要对全域杂波作自适应处理,则系统自由度要求太高,而难以实时实现。本文基于机载雷达按窄带多普勒滤波器组检测信号的特点以及时域滤波不难实现超低旁瓣的事实,提出一种新的先时后空局域时空联合的二维处理方法。该方法先对各列子阵的数据作多通道的多普勒滤波,将杂波作局域化预处理,然后,对各多普勒通道作检测时,将该通道及其相邻通道输出的数据作多通道的联合自适应处理。

2 多普勒滤波后空域谱分析

文献[1]表明机载侧面线阵雷达地杂波的多普勒频率是锥角(相对于航向)余弦的线性函数。即等多普勒线上各距离门杂波的谱结构均相同(除强度不同外)。因此,各阵元

1992-11-28 收到,1993-05-03 定稿

廖桂生 男,1963年生,讲师,主要研究方向包括阵列信号处理和神经网络应用等。

保 铮 男,1927年生,教授,中国科学院院士,主要研究领域为雷达系统。

张玉洪 男,1958年生,副教授,主要研究方向包括信号及信息处理和应用等。

数据经多普勒滤波后的空域一维谱(锥角谱)沿距离分布是一致的。然而,对于各列先作微波合成后成为等效线阵的矩形面阵,由于阵元不可避免地存在幅相误差,使各列子阵高低角方向图不一致,这时各距离单元的杂波谱会发生差异,锥角谱会展宽和扩散,尤其在

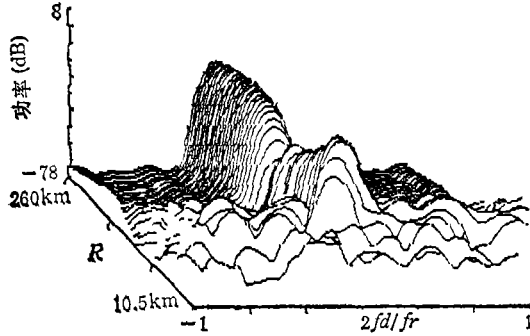


图1 有误差时距离-多普勒杂波谱

近程为高低角方向图旁瓣区,情况更为严重,随距离的增大而进入主瓣区时,列子阵方向图之差异减小,则谱特性趋于一致,谱峰也较尖锐(高)。图1给出了一个计算机模拟的实例,其参数取为32列×16行的矩形面阵,阵元幅相误差的方差 $\sigma_a = \sigma_\varphi = 5\%$;相干积累脉冲数为66,先作3脉冲主杂波相消,再作带外衰减很大的多普勒滤波(用-70dB的切贝雪夫加权)。为了看到全景,图中第一个距离环为10.5km,第*i*个环为 $10.5 + 0.1i(i-1)$ km,共画了50个距离环。由图可看到,有误差时,所谓杂波时空等效性不再严格成立,多普勒通道对应的锥角杂波谱会展宽和扩散。但是,作超低旁瓣的时域滤波处理后,主要杂波分量仍集中在对应的锥角附近,只是杂波存在的区域比无误差的理想情况要大得多,后续的处理应将此较大锥角范围的杂波予以有效抑制。

3 先时后空局域联合处理的原理

假设用*N*个等效阵元和*K*次快拍作相干二维处理,设 x_{nk} 为第*n*个等效阵元输出的第*k*次快拍数据,第*n*个等效阵元上全部快拍矢量记为 $\mathbf{X}_i(n) = (x_{n1}, \dots, x_{nK})^T$, $n = 1, \dots, N$;而整个等效阵列的第*k*次快拍矢量则记为 $\mathbf{X}_i(k) = (x_{1k}, \dots, x_{Nk})^T$, $k = 1, \dots, K$ 。则整个二维场数据可用一矩阵表示为

$$\mathbf{X}_{KN} = (\mathbf{X}_i(1), \dots, \mathbf{X}_i(K))^T = (\mathbf{X}_i(1), \dots, \mathbf{X}_i(N)). \quad (1)$$

关于空频 ω_i (锥角的余弦)和时频 ω_i 的二维导向矢量写为

$$\mathbf{S}_{NK}(\omega_i, \omega_i) = \mathbf{S}_N(\omega_i) \otimes \mathbf{S}_K(\omega_i), \quad (2)$$

式中

$$\mathbf{S}_N(\omega_i) = \{w_1, w_2 \exp(j\omega_i), \dots, w_N \exp[j(N-1)\omega_i]\}^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{S}_K(\omega_i) = \{h_1, h_2 \exp(j\omega_i), \dots, h_K \exp[j(K-1)\omega_i]\}^T, \quad (4)$$

而 w_i 和 h_i 分别是空域和时域的加权值, $\otimes$ 是Kronecker直积^[5]。

机载雷达一般是作定向发射和接收的,因而主杂波相当强,常先采用三脉冲处理来抑制主杂波,这时需另增加两个脉冲,与此对应的时域权矢量应为

$$\mathbf{W}_{i,k} = \mathbf{A}^H \mathbf{S}_K(\omega_{i,k}), \quad (5)$$

式中 $\mathbf{W}_{i,k}$ 为*K*+2维列矢量, $k = 1, \dots, K$;而

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & & \\ & a_1 & a_2 & a_3 & \\ & & \dots & \dots & \\ & & & a_1 & a_2 & a_3 \end{bmatrix}_{K \times (K+2)} \quad (6)$$

若采用二项式系数加权时, 式中 $a_1 = 1, a_2 = -2\exp(-j\pi\varphi_0), a_3 = \exp(-2j\pi\varphi_0)$, φ_0 为主杂波归一化多普勒频率。

考虑作三脉冲处理时, (1) 式中 K 也相应改为 $K+2$, 由 (1) 和 (5) 式可得第 k 个多普勒通道输出的阵列 N 维矢量 $Y(k)$ 为

$$Y(k) = (W_{:,k}^H X_{KN})^T \quad (7)$$

文献[4]的方法是对 $Y(k) (k=1, \dots, K)$ 分别作自适应空域处理。正如前面指出的, 当一个通道的输出杂波自由度较大时, 邻近主杂波谱的一些通道的杂波抑制性能将受到很大的限制。为此应扩大处理域, 一种可行的方法是在对第 k 个通道检测时, 将其左右相邻的两通道(即第 $k-1$ 和 $k+1$) 也作为处理域。为简化处理, 可以只增加与主杂波谱同侧的一个邻近多普勒通道, 即处理域为两个通道。当然, 用三个或更多的通道处理时, 性能会更好, 但运算量会大大增加, 而且控制阵元幅相误差在一定范围情况下, 杂波自由度的增加也是有限的, 所以, 过多增大处理域没有必要。本文的方法就是把两个通道作为处理域, 即设第 $k-1$ 通道与主杂波谱均位于需检测的第 k 通道的同侧, 故定义一新的矢量 $Z(k) (k=1, \dots, K)$ 为

$$Z(k) = [Y^T(k), Y^T(k-1)]^T \quad (8)$$

由于傅氏变换的周期性, 有 $Y(0) = Y(K)$ 。类似(8)式, 记 $2N$ 维列矢量

$$W_{:,k} = (W_{:,k}^{1T}, W_{:,k}^{2T})^T \quad (9)$$

式中 $W_{:,k}$ 为 N 维列矢量, $i=1, 2; k=1, 2, \dots, K$ 。

本文提出的处理方案可归结为如下的优化问题:

$$\begin{cases} \min(\|W_{:,k}^H Z(k)\|), \\ \text{s.t. } C^H W_{:,k} = f, \end{cases} \quad (10a)$$

$$\quad (10b)$$

式中

$$C = \begin{bmatrix} S_N(\omega_{r0}) & 0 \\ 0 & S_N(\omega_{r0}) \end{bmatrix}_{2N \times 2}, \quad (11)$$

$$f = (1, 0). \quad (12)$$

$\omega_{r0} = 2\pi d \cos \phi_0 / \lambda$, 其中 d 为列子阵间距, λ 为波长, 而 ϕ_0 是天线锥角指向, $S_N(\omega_{r0})$ 由(3)式给出。

在上述优化算法中, 若将(8)式右边的后一项去掉, 即 $Z(k) = Y(k)$, 后面的(9)~(11)式也作类似的改变, 则它就蜕化为文献[4]中的 Capon 滤波法。将这两种方法比较后可见, 它们对主波束形成的约束条件是一致的, 而在本方法里, 对输出起作用的除了第 k 通道的数据外, $k-1$ 通道的数据也参与作自适应处理。后一个通道与 k 通道在时频域上不一致, 而是相邻的, 因此, (10a) 式是空时局部联合处理, 其杂波抑制性能要优于文献[4]里的处理方法(只有空域作自适应), 其代价是增加了运算量。

4 性能分析

将(1)式的矩阵 X_{KN} 重新排列成时空二维域列矢量 (NK 维)

$$\text{Vec}(X_{KN}) = (X_1^T(1), \dots, X_1^T(N))^T, \quad (13)$$

则时空二维域的协方差矩阵为

$$R_X = E[\text{Vec}(X_{KN})\text{Vec}(X_{KN})^H], \quad (14)$$

记

$$R_Z = E[Z(k)Z^H(k)], \quad (15)$$

则

$$R_Z = \begin{bmatrix} R_k & R_{k,k-1} \\ R_{k,k-1}^H & R_{k-1} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

式中

$$R_k = (I \otimes W_{:,k}^H) R_X (I \otimes W_{:,k}), \quad (17)$$

式中 I 是 N 阶单位阵, R_X 是 NK 阶方阵, 而

$$R_{:,l} = (I \otimes W_{:,l}^H) R_X (I \otimes W_{:,l}), \quad (18)$$

式中 $k, l = 1, \dots, K$. 为分析方便, 记

$$R_Z = \begin{bmatrix} R_k & B \\ B^H & E \end{bmatrix}_{2N \times 2N}, \quad (19)$$

式中 $B = R_{k,k-1}$, $E = R_{k-1}$.

由(10)式, 得

$$W_{:,k} = \mu_k R_Z^{-1} C (C^H R_Z^{-1} C)^{-1} f, \quad (20)$$

式中 μ_k 为常数, 不妨取 $\mu_k = 1, k = 1, \dots, K$. 将(19)式作分块矩阵求逆, 得

$$R_Z^{-1} = \begin{bmatrix} R_k^{-1} + R_k^{-1} B D^{-1} B^H R_k^{-1} & -R_k^{-1} B D^{-1} \\ -D^{-1} B^H R_k^{-1} & D^{-1} \end{bmatrix}, \quad (21)$$

式中 $D = E - B^H R_k^{-1} B$.

记 $S = S_N(\omega_{:0})$, 由(11), (20), (21)式, 得

$$(C^H R_Z^{-1} C)^{-1} = \alpha \begin{bmatrix} a & S^H R_k^{-1} B D^{-1} S \\ b & S^H (I + R_k^{-1} M) R_k^{-1} S \end{bmatrix}, \quad (22)$$

式中 $a = S^H D^{-1} S$ (a 为实数), $b = S^H D^{-1} B^H R_k^{-1} S$, $M = B D^{-1} B^H$. 由(22), (20)和(11)式, 并不妨取 $\alpha = 1$, 有

$$W_{:,k} = R_Z^{-1} (aS, bS)^T. \quad (23)$$

由(9)和(23)式, 得

$$W_{:,k}^1 = a(R_k^{-1} + R_k^{-1} M R_k^{-1}) S - b R_k^{-1} B D^{-1} S, \quad (24)$$

$$W_{:,k}^2 = -a D^{-1} B^H R_k^{-1} S + b D^{-1} S. \quad (25)$$

为计算本文处理系统[(10)式]的改善因子, 下面先导出整个系统的时空权矢量 W_k [$N(K+2)$ 维列矢量], 由此导出信号增益.

由(5)和(9)式, 得

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{W}_{i,k}^1 \otimes \mathbf{W}_{i,k} + \mathbf{W}_{i,k}^2 \otimes \mathbf{W}_{i,k-1}. \quad (26)$$

由(26)式可见, $\mathbf{W}_k$ 不能写成空域权矢量与时域矢量之积, 即本系统是时空不可分离的。输入目标信号可用(2)式的二维导向矢量表示, 只是(3), (4)式中静态加权值均为 1, 考虑到三脉冲处理, 如(5)式所示, 时域导向矢量也应左乘矩阵 $\mathbf{A}$, 由(26)式可计算系统输出信号功率为

$$G_{i,k} = |[\mathbf{W}_{i,k}^H \mathbf{S}_N^0(\omega_{i0})] \otimes [\mathbf{A} \mathbf{S}_k^0(\omega_{i,k})]|^2. \quad (27)$$

将(26)式代入(27)式, 并注意到约束条件 (10b) 式, 得

$$G_{i,k} = \gamma_i |[\mathbf{W}_{i,k}^H \mathbf{S}_N(\omega_{i0})] \otimes [\mathbf{A} \mathbf{S}_k^0(\omega_{i,k})]|^2, \quad (28)$$

γ_i 是空域加权失配损失。

由(28)式可知, 为比较本系统与文献[4]中系统的改善因子, 只需分析它们的空域信号增益与输出杂噪功率之比(分别用 I_N 和 I_C 表示)即可, 因为两者的时域增益以及加权失配损失等因素均相同。

对于文献[4]中 Capon 的系统,

$$I_C = \mathbf{S}^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{S}. \quad (29)$$

而本系统输出杂噪功率为

$$P_1 = \mathbf{W}_{i,k}^H \mathbf{R}_Z \mathbf{W}_{i,k}. \quad (30)$$

将(23)式代入(30)式, 得

$$P_1 = [\mathbf{a} \mathbf{S}^H, \mathbf{b}^* \mathbf{S}^H] \mathbf{R}_Z^{-1} (\mathbf{a} \mathbf{S}, \mathbf{b} \mathbf{S})^T. \quad (31)$$

把(21)式代入(31)式, 得

$$\begin{aligned} P_1 &= \mathbf{a}^2 \mathbf{S}^H (\mathbf{R}_k^{-1} + \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{M} \mathbf{R}_k^{-1}) \mathbf{S} + |\mathbf{b}|^2 \mathbf{S}^H \mathbf{D}^{-1} \mathbf{S} \\ &\quad - 2 \operatorname{Re}(\mathbf{a} \mathbf{b}^* \mathbf{S}^H \mathbf{D}^{-1} \mathbf{B}^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{S}) \\ &= \mathbf{a}^2 \mathbf{S}^H (\mathbf{R}_k^{-1} + \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{M} \mathbf{R}_k^{-1}) \mathbf{S} - \mathbf{a} |\mathbf{b}|^2. \end{aligned} \quad (32)$$

又由(24)式, 有

$$\mathbf{W}_{i,k}^H \mathbf{S} = \mathbf{a} \mathbf{S}^H (\mathbf{R}_k^{-1} + \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{M} \mathbf{R}_k^{-1}) \mathbf{S} - |\mathbf{b}|^2. \quad (33)$$

由(32), (33)式得

$$I_N = \frac{\mathbf{W}_{i,k}^H \mathbf{S}}{P_1} = I_C + \Delta, \quad (34)$$

式中 $\Delta = \mathbf{S}^H \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{M} \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{S} - \mathbf{a}^{-1} |\mathbf{b}|^2$ 。下一节的计算机模拟结果表明 $\Delta \geq 0$ 。因此, 本系统一般比 Capon 滤波系统的性能优越, 其代价是增加了运算量。

最后再强调一点, 由于多普勒滤波器采用深加权, 由傅氏基形成的多普勒通道不再是正交的。设待检测通道 (k 通道) 的目标信号在邻近通道 ($k-1$ 通道) 的响应或增益为 g , 一般地, g 为非零复数。对多个多普勒通道作联合处理时, g 的作用可使目标信号的增益加大或减少。在(10)式的优化算法中, (10b) 式是通过空域约束使目标信号在待检测通道以外的通道的增益为 0, 因而避免了 g 对目标信号增益的这种或增大或减少的影响。不难想到, 为使 g 的作用总是有利于目标增益, 则可考虑如下约束的优化算法

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{W}_{i,k}} E(\|\mathbf{W}_{i,k}^H \mathbf{Z}(k)\|), \\ \text{s.t. } \mathbf{W}_{i,k}^H \mathbf{S}_N(\omega_{i0}) + g \mathbf{W}_{i,k}^H \mathbf{S}_N(\omega_{i0}) = 1. \end{cases} \quad (35a)$$

$$(35b)$$

顺便指出,当上述的 a, b, g 满足关系 $g = b/a$ 时, (23)式就是(35)式定义的优化算法的解。

5 计算机模拟结果

模拟中采用的参数为: 16 行 $\times$ 32 列矩形平面阵, 天线指向正侧方, 即高低角 $\varphi_0 = 0^\circ$, 方位角 $\theta_0 = 90^\circ$, 载机高度 $H = 10\text{km}$, $\lambda = 0.2\text{m}$, $f_r = 5\text{kHz}$, $d = 0.1\text{m}$, 载机速度 $V = 250\text{m/s}$. 计算机模拟中采用确知的杂波协方差矩阵(采用多个距离门平均), 没有考虑地杂波起伏, 且认为各距离环杂波相互独立, 其杂波模型的详细介绍请参阅文献[3]. 时域多普勒滤波器用 -70dB 切比雪夫加权, 其中相干处理脉冲数 $K = 32$, 发射天线为等加权设计, 接收天线水平方向是自适应的, 用 -40dB 加权, 高低方向图按 -20dB 加权设计. 阵元幅相误差的标准偏差 $\sigma_a = \sigma_\varphi = 5\%$, 单元杂噪比 $\text{CNR} = 60\text{dB}$.

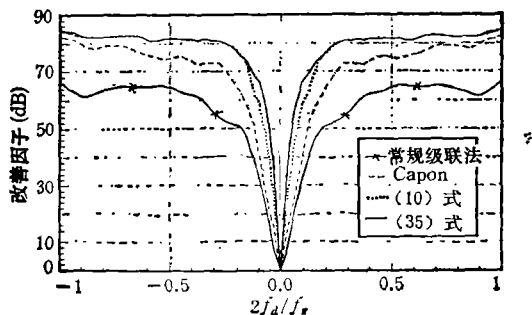


图 2 改善因子曲线

出了常规时空级联系统的改善因子。

顺便指出, 本文的时空局域联合处理器的时域也有部分自适应能力, 比起时域权固定而仅空域能自适应的 Capon 滤波器来, 其自适应方向图的畸变现象较轻, 波束保形容易些。为了克服自适应方向图旁瓣过高的缺点, 如文献[4]一样, 在协方差矩阵 R_z 的对角线上加上一个正常数。图 2 的结果是在兼顾波束保形情况下得到的, 这时自适应方向图如图 3 所示, 其中曲线①是采用 (10) 式给出的部分联合处理得到的, 而曲线②是采用 Capon 滤波法得到的。应该指出, 时-空不可分离的联合处理的方向图是随频率变化而变化的, 系统的时-空二维频率响应是沿杂波斜带形成很深的窄凹口的, 而其空域方向图在对应的杂波区锥角形成的凹口却很窄。图 3 中曲线①仅是其中心多普勒频率对应的方向图, 它在多普勒通道对应的锥角处所形成的凹口比起时空分离处理的 Capon 法

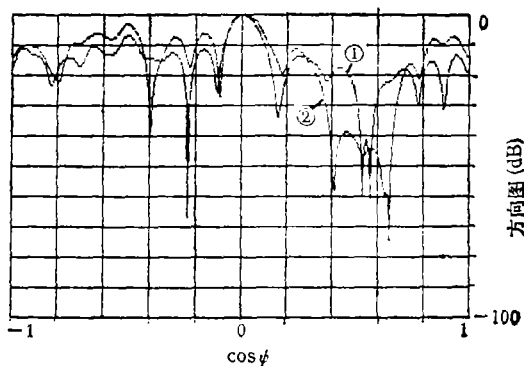


图 3 自适应方向图

图 2 给出了一组系统性能曲线。由图可见, 由于本文处理的系统自由度比 Capon 滤波法多得多, 因而其杂波抑制性能的改善是很明显的, 尤其在主杂波附近更佳。为便于比较, 图中还画出了按(35)式给出的另一种局域联合处理法的改善因子。如前面所述, 由于这种方法较合理地综合了两个多普勒通道对目标信号的响应, 而且其约束条件比(10)式少, 所以它的性能更好些。图中也给

窄而深, 而其时空二维频率响应则沿杂波斜带形成很深的窄凹口, 较好地与杂波相匹配(其详细分析, 请参阅文献[6])。可见, 局域联合处理由于时域也有自调整能力, 不仅可改善系统的性能, 而且可以轻减天线方向图的畸变现象, 使波束保形容易。

6 结 束 语

本文利用带外衰减很大的多普勒滤波不难实现的特点, 将杂波局域化, 使其自由度大大降低, 从而提出了先时后空局域时空联合处理方法。该方法时域有一定的自适应能力, 是时空不可分离的。同时, 利用导向约束使信号不能进入需检测的多普勒通道以外的通道里, 避免了信号相消现象。理论分析和计算机模拟均表明这种部分联合处理具有较强的杂波抑制能力, 尤其在主杂波附近性能的改善更为明显。另外, 该系统可适当地调整时空域权系数, 因而自适应方向图的畸变现象减轻, 波束保形较容易。

为了减少本系统的运算量, 可以考虑对部分阵元进行部分联合处理, 其系统的自由度数目应根据杂波自由度以及检测性能要求的具体情况来定。

参 考 文 献

- [1] Klemm R. IEE Proc.-F, 1987, 134(3): 269—276.
- [2] Bernnan L E, *et al.* IEEE Trans. on AES, 1973, AES-9(2): 607—615.
- [3] 廖桂生, 保铮, 张玉洪. 电子科学学刊, 1993, 15(4): 375—381.
- [4] 保 铮, 廖桂生, 等. 电子学报, 1993, 21(9): 1—7.
- [5] 孙继广. 矩阵扰动分析. 北京: 科学出版社, 1987, 25.
- [6] 廖桂生. 相控阵机载预警雷达时-空二维自适应处理: [博士论文]. 西安电子科技大学, 1992年9月.

A NEW SPATIAL-TEMPORAL PROCESSING FOR AIRBORNE RADARS

Liao Guisheng Bao Zheng Zhang Yuhong

(*Institute of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071*)

Abstract A new partial joint-domain spatial-temporal adaptive processing with time-space configuration is proposed, based on the properties of clutter returns received by an airborne phased array radar on which a side phased array antenna is placed. The principle and performance of the proposed processor are analyzed in detail, and compared with those of two other processors. Theoretical analysis and computer simulation results show the excellent performance of the processor, particularly when targets are close to mainlobe clutter.

Key words Airborne radars, 2-D spatial-temporal adaptive processing, Clutter suppression, Adaptive array antennas