

便于工程实现的机载雷达空时二维自适应处理方法¹

王永良 彭应宁

(清华大学电子工程系 北京 100084)

摘 要 本文提出了一种便于工程实际实现的机载雷达空时二维自适应处理方法, 其特点为在主杂波区增加辅助阵元。经理论分析和计算机模拟表明, 这种方法可以通过空时两方面有效地抑制地杂波, 获得优良的系统性能, 同时运算量小, 实现方便, 具有工程应用前景。同时本文还对在主杂波区增加辅助波束的方法进行了分析研究。

关键词 机载预警雷达, 空时信号处理, 杂波抑制, 自适应阵列

中图分类号 TN957.51

1 引 言

自 70 年代初 Brennan 提出空时二维自适应最优处理器^[1]之后, 为了使处理器能实时实现, 人们曾苦苦探索了近 20 年时间, 直至 90 年代才提出几种较好的便于工程实现的处理器和处理方法。如我们提出的先时后空的二维 Capon 法^[2]和改进方法——三路多普勒通道联合处理^[3]和 Brennan^[4]提出的先时后空时域滑窗滤波的 TSA 处理结构。改进方法与 Brennan 的 TSA 方法有相似之处, 都是基于先作时域的多普勒预处理, 然后作空时二维联合自适应处理。改进的方法与二维 Capon 法相比, 在主杂波区性能有明显改善, 不过其运算量却增加很多, 增加了实现的复杂度。在本文的第 2 节中我们提出了一种方法, 该方法的特点是在固定于主杂波区增加部分阵元, 从而保证了主杂波区性能的改善, 同时使运算量大大降低, 便于实际工程实现。在第 3 节中, 我们对固定于主杂波区增加辅助波束进行了研究, 指出了增加辅助波束不如增加阵元。在第 4 节中, 结合以非正侧面安装的天线阵列为背景进行了计算机模拟分析。最后是结论。

2 固定于主杂波区增加辅助子阵的空时二维联合处理方法

新一代的机载预警雷达广泛采用有源相控阵天线, 一般为平面阵。为了实现全方位扫描, 应由几副天线共同完成, 其中既有正侧面阵(平面阵天线与载机航向夹角 $\theta_p = 0^\circ$), 又有非正侧面阵 ($\theta_p \neq 0^\circ$)。非正侧面阵的杂波谱结构已明显不同于正侧面阵, 不过使用自适应处理可以不管杂波二维分布如何, 在杂波分布处形成二维频响凹口。问题是杂波中心频率随 R 变化, 如图 1 所示。为了便于作自适应处理, 应舍弃近程杂波特性变化大的距离段, 并选择适当的重复频率组合来错开这些距离段以完成全程检测。为了达到这一目

¹ 1994-05-24 收到, 1995-04-03 定稿

的，需要采用中、低重复频率。详细讨论见文献 [5]。在中、低重复频率下使用二维 Capon 法，导致主杂波区性能较差，而本文的方法可以改善此区性能。

假设每列先经微波合成，于是面阵就等效为一等距线阵，如图 2 所示为其在中重复频率下的杂波二维分布示意图。不妨把杂波分成几大区：I 区为主瓣杂波区，II 区为多普勒通带对应区，III 区为二维旁瓣区。本文的思想是在二维 Capon 法的基础上在主杂波区再增加辅助阵元，简称为阵元域联合 (EDJ) 法，参见图 2。

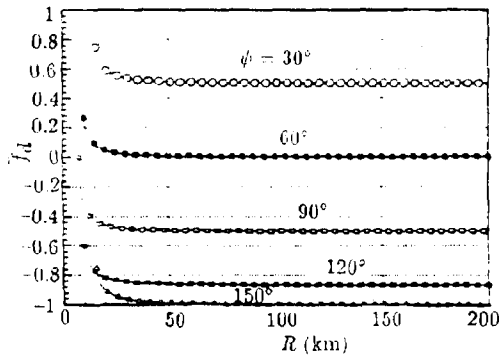


图 1 $\theta_p = 30^\circ$ 时斜测面阵的 \bar{f}_d-R 分布 (ψ 为波束锥角)

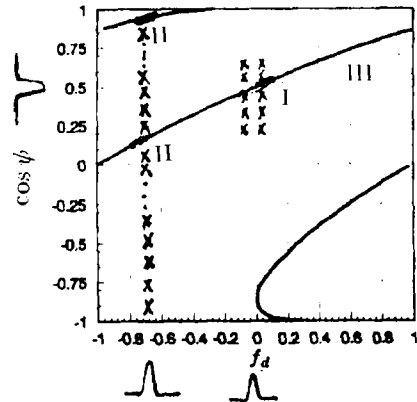


图 2 杂波二维分布示意图

自然，辅助通道可选在 I 区。因此它实质上是自适应阵列处理理论 Brookner^[6] 的“自适应-自适应处理”理论的推广。在二维情形中，表现在时域维辅助“波束”的选择上，应为固定于主杂波区 (I 区选用辅助多普勒通道)。表现在空域维，则空域波束应选在 II 区，简化辅助通道法也正是基于这一原理。

若不作三脉冲相消，那么，空时二维数据矩阵 X_{NK} 经多普勒滤波器组后输出为 K 个 N 维列矢量 $Y(1), Y(2), \dots, Y(K)$ 。设位于主杂波区的多普勒频率最近的 p 个多普勒通道为 $Y(M_1), Y(M_2), \dots, Y(M_p)$ ，设其多普勒滤波的加权矢量分别为 $W_{M_1}, W_{M_2}, \dots, W_{M_p}$ 。

当对第 k 个多普勒通道作处理时，将由二维 Capon 法的处理域 $Y(k)$ 扩充到如下的处理域 $Z(k)$ ：

$$Z(k) = \begin{bmatrix} Y(k) \\ Y(M_1) \\ Y(M_2) \\ \vdots \\ Y(M_p) \end{bmatrix} \quad (1)$$

令

$$V = [Y^T(M_1), Y^T(M_2), \dots, Y^T(M_p)]^T, \quad (2)$$

于是

$$Z(k) = \begin{bmatrix} Y(k) \\ V \end{bmatrix} \quad (3)$$

为了便于讨论,不妨设 $p = 1$, 则

$$\mathbf{Z}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}(k) \\ \mathbf{Y}(M_1) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

若得检测指向为 ψ_0 , 则不难求出相应于 (4) 式的信号导向矢量为

$$\mathbf{S}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_N \\ \beta \mathbf{S}_N \end{bmatrix}, \quad (5)$$

其中 $\mathbf{S}_N = [1, e^{j\omega_{s0}}, \dots, e^{j(N-1)\omega_{s0}}]^T$ 为空域导向矢量, ω_{s0} 为空域角频率。

设 $\mathbf{S}_K = [1, e^{j\omega_{tk}}, \dots, e^{j(N-1)\omega_{tk}}]^T$ 为时域导向矢量, ω_{tk} 为时域角频率, 则 $\beta = \mathbf{W}_{M_1}^H \mathbf{S}_K / \mathbf{W}_{tk}^H \mathbf{S}_K$ 为多普勒道的增益。其中 $\mathbf{W}_{M_1}^H$ 与 \mathbf{W}_{tk}^H 分别为第 M_1 与 k 个多普勒通道的加权矢量。

采用导向约束最小功率输出准则, 其解不难求得为

$$\mathbf{W}_{\text{opt}}(k) = \mu_k \mathbf{R}_Z^{-1}(k) \mathbf{S}(k), \quad (6)$$

式中 $\mathbf{W}_{\text{opt}}(k)$ ($(N + N)$ 维) 为计算第 k 个多普勒通道的最优自适应权。

$$\mathbf{R}_Z(k) = E[\mathbf{Z}(k) \mathbf{Z}^H(k)]. \quad (7)$$

实际上, 我们发现如果使用 p 个多普勒通道, 则 EDJ 方法的系统自由度为 $N + Np$, 其数值是很大的。这将导致很大的矩阵求逆运算量和构造协方差矩阵难等问题, 不利于工程实际实现。为了进一步减小运算量, 这里不妨在空域方面使用部分阵元 (子阵)。若设有 q 个阵元被选用, 则系统自由度将为 $N + pq$ 。很明显, p, q 的选择对性能的改善和运算量的减小起着很重要的作用。

应当指出, 在这种联合处理中, 其权不仅仅是空域的导向约束, 而且是空时二维联合导向约束。二维 Capon 方法的约束相当于一根线, 而前者相当于一个点, 这一点实际上应为一个椭圆。当目标靠近主杂波多普勒频率时, 二维 Capon 法为了抑制进入主瓣内的杂波, 在主瓣内形成零点, 可通过主瓣方向适当向上向下移动来完成这一过程, 而 EDJ 法将不但具有上述特点, 而且二维主瓣也能向左向右移动来避开主杂波, 因而更具有灵活性。因此, 这种联合处理方法比二维 Capon 法具有更强的主瓣杂波抑制能力, 能在主瓣内有效形成零点, 相当于主瓣具有“透明性”。这种方法在远离主杂波区能获得准最优的性能, 在近主杂波区比二维 Capon 法的性能有改善。

考虑到工程实现上的需要, 在雷达处于下视工作时, 杂波强度往往高达 90dB。为了有效地减小动态范围, 以求数值计算精度的提高, 一般前置三脉冲相消的运动目标显示 (MTI) 技术。在使用 MTI 预处理下, 利用时域易实现高带外衰减特性的二维 Capon 法可以在远离主杂波区获得较优良的性能。如果我们通过增加系统自由度, 以运算量的大大增加仅仅换来远离主杂波区性能的一点点改善, 显然是得不偿失的。但近主杂波的性能还有待提高, 考虑到二维 Capon 法虽利用 MTI 相消主杂波处理, 但仍有一定主杂波剩余, 所

以我们仍可在主杂波区适当添加几个辅助通道再作对消主杂波处理, 从而进一步改善性能。而且, 添加辅助通道(波束)可仅用于主杂波附近的几个通道检测时的情况。这样做可以使系统性能有一定程度改善的同时, 充分降低实现复杂度。即使直接计算嵌入的辅助多普勒阵元的权值, 其计算量也不大, 因而这种方法便于实际工程实现。

3 固定于主杂波区增加二维辅助“波束”的混合处理方法

本节讨论固定于主杂波区增加二维辅助“波束”的混合处理方法(记为 EBDJ 法), 实际情况下, 空域形成二维辅助波束(如 q 个波束)需要很大的运算量, 对于工程实际来说是不利的。为了使这一方法更面向工程实际, 这里我们对此再作进一步分析, 并给出一种便于实现的波束选择方案。

图 3 为固定于主杂波区增加二维辅助“波束”的混合处理方法的原理示意图。

算法同前节, 所不同的是, V 为二维波束, 设空域辅助波束有 q 个权矢量, 分别为 $W_{S1}, W_{S2}, \dots, W_{Sn}$, 即

$$V_n = W_{S_i}^H Y(M_j), \quad (8)$$

其中 $m = i + q(j - 1)$; $i = 1, 2, \dots, q$; $j = 1, 2, \dots, p$ 。

此时,

$$V = [V_1, V_2, \dots, V_{pq}]. \quad (9)$$

讨论与分析

(1) 所形成的辅助波束应与主波束正交, 以防止信号相消。可使辅助波束在信号方向有一零点, 而在干扰(杂波)方向有单位响应。

设 W_{S_i} ($i = 1, 2, \dots, q$) 和 W_{T_j} ($j = 1, 2, \dots, p$) 分别表示空域和时域的辅助权。

$$S_{si} = [1, e^{j\omega_{si}}, \dots, e^{j(N-1)\omega_{si}}]^T, \quad (10)$$

$$T_{tj} = [1, e^{j\omega_{tj}}, \dots, e^{j(K-1)\omega_{tj}}]^T, \quad (11)$$

则

$$W_{S_i} = P_1 S_{si}, \quad (12)$$

$$W_{T_j} = P_2 T_{tj}, \quad (13)$$

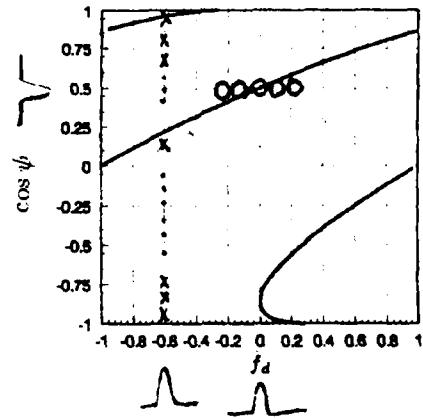


图 3 在主杂波区增加二维辅助“波束”的混合处理原理示意图

其中

$$P_1 = I_N - \frac{S_s(\omega_{s0})S_s^H(\omega_{s0})}{N}, \quad (14)$$

$$P_2 = I_K - \frac{S_t(\omega_{tk})S_t^H(\omega_{tk})}{K}, \quad (15)$$

式中 I_N 和 I_K 分别为 $N \times N$ 和 $K \times K$ 阶单位矩阵。

如果选择 $p \times q = 3 \times 3$ 或者更大些, 它在一定程度上可以提高主杂波区性能, 但是这种增加辅助波束的方案在实际情况下不可能大大改善主杂波区的性能, 因为此区的杂波自由度比远离主杂波区大很多。除非沿纵向取很多波束, 这样运算负荷就太大了。应该选用前节所提出的增加阵元法, 阵元处理比较直接, 运算量比形成波束要少很多。因此前节的方法 (EDJ) 有其实际意义。

(2) $p = 1, q \in (0, K)$, 这种选取方式相当于仅在空域使用一个波束, 而时域选用多个多普勒通道。一般情况下仅取几个多普勒通道即可。这种选取方式有其可取之处, 它可在一定程度上代替二维 Capon 法中的时域 MTI 三脉冲相消预处理, 有效地通过时域维把杂波抑制掉, 包括大量的旁瓣杂波。时域主瓣强杂波 (II 区杂波) 抑制是通过 N 个阵元的自适应处理来实现的, 它在对应于 II 区的空域方向图上形成零深凹口, 空域主瓣强杂波 (I 区杂波) 可由时域来完成抑制。这种选取方式的最大好处是便于工程实现。

不过上述方式能改善的性能不多, 实际上, 当受阵元误差影响时, 主瓣的杂波谱展宽最为严重, 希望仅通过时域来完成处理是不现实的。为了对消主通道内的杂波, 时域波束往往畸变严重, 时域旁瓣抬高, 二维旁瓣电平也抬高, 这将产生 III 区杂波剩余。所以这时希望在空域主瓣形成零深凹口的同时, 空域旁瓣也不能抬得太高。既要保证主杂波的有效相消, 同时也要保证旁瓣杂波相消。空域主波束不仅仅让它在空域方位上 (上下) 移动, 也不能仅仅让它在时域多普勒频率上 (左右) 移动, 而是空时二维主波束全方位调整。从每一个侧面来看, 均有不同程度的让位。因此若要进一步提高主杂波区性能, 实际则应取多个通道和多个波束 ($p > 1, q > 1$)。

(3) 由于空域随机误差的影响, 应多取几个单元以增加空域自由度, 而时域精度较高, 可少选几个单元。时域单元的增加能增强抑制杂波的能力, 但并不对空域误差直接起作用。性能的提高体现在间接作用上, 由于大量的杂波通过时域来完成抑制, 抑制完成之后, 相当于减少了空域方面的杂波自由度, 使空域方面能“空出”一定的系统自由度去补偿误差的影响。所以, 时域维过多增加单元不可能带来更多的好处, 它是有一定限制的。

4 计算机模拟实验

模拟实验系统的参数: 矩形平面阵 $M \times N = 16 \times 16$, 阵元间距 (包括行、列) $d = 0.1\text{m}$, 工作波长 $\lambda = 0.2\text{m}$, 载机速度 $V_r = 140\text{m/s}$, 载机高度 $H = 8\text{km}$, 脉冲重复频率 $f_r = 1217.34\text{Hz}$, 脉冲数 $K = 34$, 主波束水平指向 (以飞行方向为准) $\theta_0 = 180^\circ$, 主波束高低角指向 $\varphi_0 = 0^\circ$, 输入杂噪比 $\text{CNR}_i = 60\text{dB}$, $\theta_p = 30^\circ$, 采样距离门次数 $N_I = 32$ 。并设系统阵元幅相误差为零均值高斯分布模型, 幅相误差均方差 $\sigma_a = \sigma_\varphi = 0.05$ 。

这种方法所构成的处理器的性能如图 4 所示。从图 4 中可以看出，本文所提出的在主杂波区增加子阵的方法 (“●”) 可达到优良的性能，比二维 Capon 法 (“○”) 要好，特别是在近主杂波区比二维 Capon 法有明显的改善。为了便于比较，图中还给出了增加 $N_1 \times K_1 = 3 \times 3$ 个波束的性能 (见曲线 “□”) 与增加 $N_1 \times K_1 = 1 \times 7$ 个波束的性能 (见曲线 “×”)。可以看到，这种横着取波束与在一个方块域内取波束大致相同，但横着取不必在空域上形成多波束，而时域方面经 FFT 或 DFT 可同时

形成多个波束，因而其实现简单。而且这种方式可以不作 MTI 处理。上述的几种处理方式均比常规空时级联处理的性能 (见曲线 “△”) 显著提高。

需要指出，对于这种增加阵元处理的方法来说，较少的子阵处理仍然需要时域的深加窗，这有利于充分抑制旁瓣杂波，同时，在时域保持较低旁瓣的基础上，在主杂波区再形成深的凹口，否则即使在主杂波区时域多普勒形成了局部深凹口，由于旁瓣太高，凹口也太浅，而不足以从时域方向滤除更多的杂波。造成空域处理的困难而导致性能的下降。图 5 和图 6 分别为时域加窗和不加窗的多普勒频响图。可以看到，图中的结果是与上述分析相一致的。

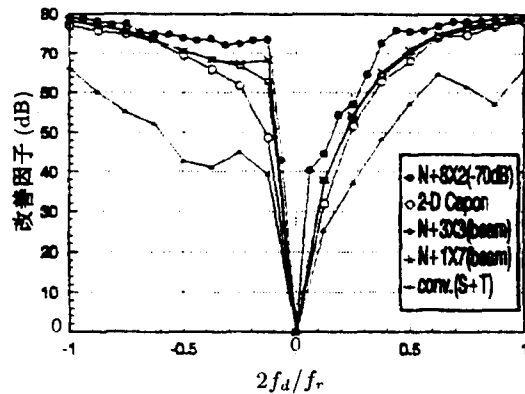


图 4 EDJ 法与 EBDJ 法的性能

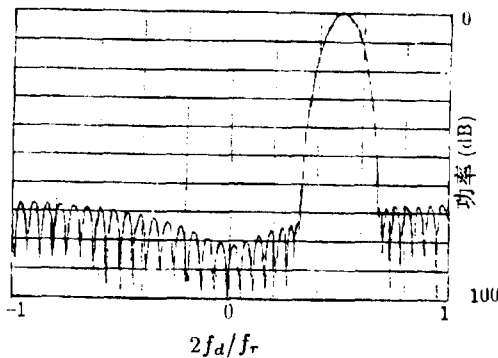


图 5 时域加窗 (-70dB) 的多普勒频响图

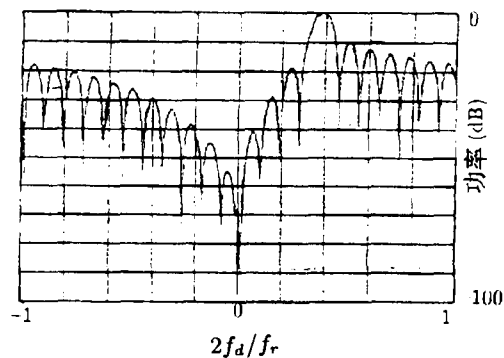


图 6 时域不加窗的多普勒频响图

如果中心单元数为 L ，则运算量为 $O[(N+L)^3]$ ，当 L 较小时，其运算量与原来的 $O[N^3]$ 相比，增加不多。如设 $N=32$ ， $L=7$ ，则 $\beta = (32+7)^3/32^3 = 1.8$ 。可见其运算量增加不大，还不到原来的 2 倍。经前述分析，在 L 一定的情况下仅时间维增加很多自由度，没有好处。一般情况下取时域自由度为 2 或 3 即可。如果运算量允许，在空域方面多增加自由度对性能是有好处的。

5 结 论

本文提出了一种在主杂波区增加辅助阵元的空时二维自适应处理方法,该方法能改善主杂波区性能且运算量较小。本文对这一方法进行了深入分析和讨论,并结合非正侧面阵的普遍情形进行了计算机模拟,试验结果表明了这种方法是有效的。由于运算量不大,所以便于实际应用。本文同时指出,增加辅助二维波束的方法不如增加阵元直接,但增加阵元方法需要配合时域加窗处理,好处是可以避免形成二维多波束所带来的巨大运算量,而且波束法对形成波束也有要求,应与主波束正交。如果系统对运算量要求不高,可在一定程度上增加主杂波区的空域方向单元数以进一步提高此区的性能。

致谢 本文工作曾得到西安电子科技大学保铮教授的悉心指导,在此向他表示衷心的感谢!

参 考 文 献

- [1] Brennan L E, Reed I S. IEEE Trans, on AES, 1973, AES-9(2): 237-252.
- [2] 保 铮, 等. 电子学报, 1993, 21(9): 1-7.
- [3] 保 铮, 等. 现代雷达, 1994, 1,16(1): 38-48.
- [4] Brennan L E, Pivinski D J, Standaher F M. Comparion of space-time adaptive processing approaches using experimental airborne radar data. 1993 IEEE National Radar Conference, USA: Apr. 1993, 176-181.
- [5] 王永良. 新一代机载预警雷达的空时二维自适应信号处理: [博士论文]. 西安: 西安电子科技大学, 1994.1.
- [6] Brookner E, Howell J M. IEEE. Proc., 1986, 74(6): 602-604.

SPACE-TIME ADAPTIVE PROCESSING FOR AIRBORNE RADAR —A CONVENIENT IMPLEMENTATION APPROACH

Wang Yongliang Peng Yingning

(Dept. of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084)

Abstract A convenient implementation approach to space-time adaptive processing for airborne radar has been proposed, to which some auxiliary array elements in the area of main-lobe clutter is added. It is of practical use for its small computational load. Since this approach possesses the ideal performance in the area of main-lobe clutter so that it is adequate to the phased array radar which the array antenna is placed on the aircraft by non-facade side. In addition, the approach, to which some auxiliary beams in the area of main-lobe clutter is added, has also been discussed.

Key words Airborne radar, Space-time adaptive processing, Clutter supression, Adaptive array

王永良: 男, 1965年生, 博士后, 目前的主要研究兴趣为机载雷达信号处理, 空间谱估计, 自适应阵列等领域。

彭应宁: 男, 1939年生, 教授, 博士生导师, 从事雷达信号处理, 高速数字信号处理, 阵列信号处理, 神经网络与子波变换等方面的研究工作。