

相控阵 AEW 雷达杂波抑制的 简化辅助通道法

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 本文根据雷达实际工作的特点, 提出了性能接近最优而运算量很小的简化辅助通道法。

关键词 机载预警雷达; 时-空二维自适应信号处理; 杂波抑制; 自适应阵天线

一、引言

机载预警 (AEW) 雷达因载机运动而引起的旁瓣杂波在多普勒频率上散布开, 使需检测的目标回波与旁瓣杂波谱相重合。传统的空-时级联处理, 为了有效地抑制杂波, 天线必需具有超低旁瓣, 而使天线具有超低旁瓣是 AEW 雷达的一大难题。若采用数字波束形成的相控阵雷达, 则有可能进行时-空二维联合自适应滤波。

最早提出机载雷达时-空二维联合滤波的是 Brennan 等人^[1]。他们提出了一般的自适应最优处理器, 对杂波特性等没有涉及。二维最优处理器的运算量是很大的, 若天线阵元数为 N , 相干积累脉冲数为 K , 则需要对 NK 阶矩阵求逆, 其运算量之大近期内不可能实时实现。到 80 年代, 时-空二维处理有了新的发展, Klemm 等人^[2-4]针对侧面线阵 (以列子阵构成的矩形平面阵也可看作等效线阵) 作了深入研究。假设载机以水平匀速 v 直线飞行, 等距线阵位于机身侧面沿飞行方向放置, 则杂波多普勒频率 f_d 正比于载机到杂波单元与航向夹角 ψ (称为锥角) 的余弦。杂波谱在以 $2f_d/f_r \sim \cos \psi$ 为坐标的时-空二维空间中仅沿斜带分布, 如图 1 中的黑线所示, 其斜率为 $\alpha = f_r \lambda / (4v)$, 其中 f_r 为脉冲重复频率, λ 为波长。由于 f_d 与 ψ 之间的对应关系, 杂波具有时空等效性, 使其自由度大大降低。阶数为 NK 的空-时杂波协方差矩阵至多有 $N + K - 1$ 个杂波特征值, 因此, Klemm 选取的 $N + K - 1$ 个指向杂波区的二维波束构成了杂波子空间的一组近似完

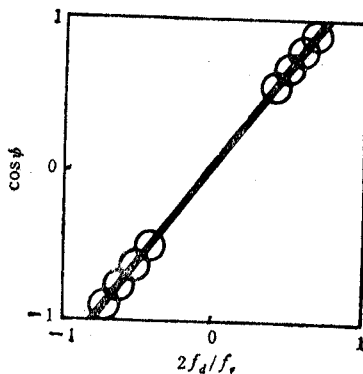


图1 二维杂波谱和 Klemm 辅助通道分布

1992.04.13 收到, 1992.10.23 定稿。

廖桂生 男, 1963 年生, 博士, 现从事信号和信息处理及其应用的研究。

保铮 男, 1929 年生, 教授, 博士生导师, 中科院学部委员, 现主要研究领域为信号处理和雷达系统。

张玉洪 男, 1958 年生, 副教授, 现从事信号和信息处理及其应用的研究。

备基矢量;其辅助通道法对待检测点用傅氏变换形成二维主波束;对通过主波束旁瓣输出的杂波,则用上述覆盖杂波域的 $N + K - 1$ 个二维波束构成辅助通道(如图 1 中圆圈所示)作自适应对消。

Klemm 辅助通道法虽然比起 Brennan 最优处理来,其运算量已大大降低,但对实际常用的 N, K 值,作 $N + K - 1$ 阶的矩阵求逆,其运算量还是过大,难以实时实现,需设法进一步简化。

二、AEW 雷达的杂波特征

为了寻求性能良好的新的简化方法,应从杂波特征的分析入手。图 1 只是表明了存在杂波的区域,其强度有很大不同。暂且不考虑杂波在空间的不均匀分布,雷达为探测某一方向的目标,波束总是作定向发射和接收。这相当于沿图 1 的 $\cos \psi$ 轴对杂波按波束形状作强度调制。主波束指向的杂波强度很大,称为主杂波。PD 雷达还要作多普勒滤波,对某一滤波器的 $f_{d,k}$ 的输出,相当于沿 f_d 轴对杂波调制,在 $f_{d,k}$ 处会出现杂波谱峰。在实际雷达中,为了有效地抑制主杂波,通常都加有主杂波抑制 MTI 滤波器,而且,在时域作超低旁瓣的多普勒滤波并不困难,高度线杂波(本文未讨论)也易容滤除。因此,频率为 $f_{d,k}$ 的多普勒通道输出的杂波主要集中在 $f_{d,k}$ 处,如图 2 所示。顺便提一下,这就是常规空-时级联处理输出的杂波,不过常用的是它在时频域的投影。下面对此加以分析。

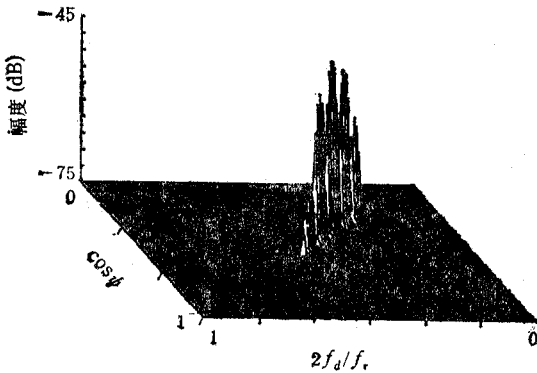


图 2 常规空-时级联处理一个多普勒滤波器输出的二维杂波谱

设相控阵 PD 雷达接收的二维场数据矢量为

$$\mathbf{X} = (x_1(1), \dots, x_1(K), \dots, x_n(1), \dots, x_n(K), \dots, x_N(1), \dots, x_N(K))^T \quad (1)$$

式中 $x_n(k)$ 表示第 n 个阵元的第 k 次快拍数据, $n = 1, \dots, N; k = 1, \dots, K$, 则二维相关矩阵为

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{X}\mathbf{X}^H] = \mathbf{R}_c + \mathbf{R}_n \quad (2)$$

式中 \mathbf{R}_n 表示噪声相关矩阵,假设 $\mathbf{R}_n = \sigma^2 \mathbf{I}_{NK}$, \mathbf{I}_{NK} 是 NK 阶单位阵; \mathbf{R}_c 表示

杂波相关矩阵。关于杂波模型请参阅文献 [2,5]。

设频率为 $f_{d,k}$ 的多普勒滤波器的权矢量为 $\mathbf{W}_{d,k}$ (K 维列矢量), $k = 1, \dots, K$ 。为抑制强的主杂波,若采用三脉冲相消处理,则应增加两个脉冲,这时对应的时域权矢量为

$$\mathbf{W}_{s,k} = \mathbf{A}^H \mathbf{W}_{d,k} \quad (3)$$

式中 $\mathbf{W}_{s,k}$ 是 $K + 2$ 维列矢量, \mathbf{H} 表示共轭转置,而

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & & & \\ & a_1 & a_2 & a_3 & & \\ & & & \dots & & \\ & & & & a_1 & a_2 & a_3 \end{bmatrix}_{K \times (K+2)} \quad (4)$$

式中 $a_1 = 1$, $a_2 = -2\exp(-j\pi\phi_0)$, $a_3 = \exp(-2j\pi\phi_0)$, ϕ_0 是主杂波归一化多普勒频率。

各阵元经过 $f_{d,k}$ 多普勒滤波后, 输出的杂波相关矩阵为

$$R_{d,k} = (I_N \otimes W_{i,k}^H) R (I_N \otimes W_{i,k}) \quad (5)$$

式中 \otimes 是 Kronecker 直积^[6], I_N 是 N 阶单位阵。

为确定图 2 中所示杂波的自由度数目, 可分析对应的 $R_{d,k}$ 的特征值分布。为便于理解, 我们先讨论脉冲数 $K \rightarrow \infty$ 这一简单情形。 $K \rightarrow \infty$ 等效于多普勒通道的带宽无限窄, 即杂波相当于单频干扰, 只是该干扰对某一锥角沿高低角连续分布。当各阵元高低方向图均相同时, 这种沿高低角连续分布的干扰对自适应处理的影响与单个点干扰相同, 其自由度为 1。如果脉冲数 K 有限时, 多普勒通道的通带有一定的宽度, 情况比上面的“线杂波”复杂, 杂波自由度会增加, 且 K 越小, 则多普勒带宽越宽, 杂波自由度越多。详细讨论请参阅文献[5], 这里从略。下面的图 3 给出了一个实例, 其中 $N = 16$, K 分别为 66, 130 和 258, 多普勒滤波器按 -70 dB 加权 (本文均采用切比雪夫权), 则对应于上述 3 个 K 值, 单路多普勒通道输出的杂波自由度 (即大特征值数) 分别为 4, 3 和 2 个, 由此可见, 正确选择 2—4 个相应的二维波束为基矢量就可较好地表征输出杂波。

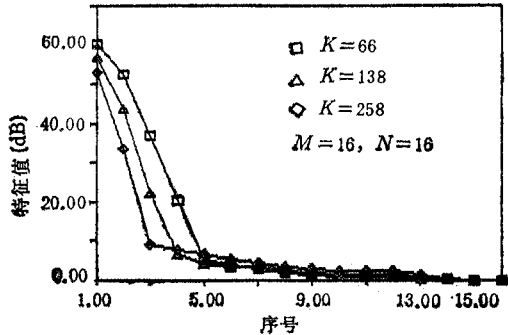


图 3 单路多普勒通道的特征值随 K 变化的分布规律 ($K = 138$ 应为 $K = 130$)

三、简化辅助通道法

由上面对杂波特性的讨论, 在上述特定条件下, 表征杂波的基矢量可以减少到 2—4 个。对照 Klemm 辅助通道法, 现在的辅助通道数可减少到 2—4 个。当然作为基矢量的辅助波束必须正确选择, 使之能正确表示图 2 所示的杂波。

常规空-时级联处理形成主通道, 其时-空二维频率响应就是空域方向图与时域多普勒滤波器和 MTI 频响之积。若记

$$S_{\phi_0}(\phi) = \sum_{n=1}^N I_n \exp[j(n-1)(\phi - \phi_0)] \quad (6)$$

为空域方向图, 其中 $\phi_0 = (2\pi d/\lambda) \cos \phi_0 = \pi \cos \phi_0$, $\phi \in [-\pi, \pi]$, 而 $I_n (n = 1, \dots, N)$ 为静态加权, 记

$$T_{f_{d,k}}(f_d) = \sum_{k=1}^K h_k \exp[j(k-1)(f_d - f_{d,k})] \quad (7)$$

为中心频率 $f_{d,k}$ 的多普勒滤波器频响, $k = 1, \dots, K$ 。其中 $f_d, f_{d,k} \in [-\pi, \pi]$, $h_k (k = 1, \dots, K)$ 为加权值, 则第 k 个多普勒通道对应的空-时级联处理的二维频响为

$$H(\phi, f_d) = S_{\phi_0}(\phi) T_{f_{d,k}}(f_d) M_{\phi_0}(f_d) \quad (8)$$

式中

$$M_{\phi_0}(f_d) = \{1 - \exp[j(f_d - \phi_0/\alpha)]\}^2 \quad (9)$$

是采用三脉冲相消的 MTI 的频率响应。

设二维杂波(加噪声)功率谱为 $P(\phi, f_d)$, 则常规空-时级联处理的剩余杂波功率为

$$P_m = \iint_{\phi, f_d} P(\phi, f_d) |H(\phi, f_d)|^2 d\phi df_d \quad (10)$$

同样,空、时指向分别为 $\phi_i, f_{d,i}$ 的辅助通道的时-空二维频响可如(6)~(9)式形式写出,即

$$H_i(\phi, f_d) = S_{\phi_i}(\phi) T_{f_{d,i}}(f_d) M_{\phi_0}(f_d) \quad (11)$$

则增加 L 个辅助通道构成二维自适应相消系统的二维频响为

$$H_A(\phi, f_d) = H(\phi, f_d) - \sum_{i=1}^L W_i H_i(\phi, f_d) \quad (12)$$

式中 $W_i, (i = 1, \dots, L)$ 为加在 i 辅助支路上的权。

最优选取辅助通道的数学描述为

$$P_A = \min_{\substack{L(\phi_i, f_{d,i}) \\ W_i, (i=1, \dots, L)}} \iint_{\phi, f_d} |H_A(\phi, f_d)|^2 P(\phi, f_d) d\phi df_d \quad (13)$$

$$\text{约束: } S_{\phi_i}(\phi_0) T_{f_{d,i}}(f_{d,k}) \approx 0, i = 1, \dots, L \quad (14)$$

式中 $f_{d,k}$ 表示主通道多普勒频率。约束条件说明进入辅助通道的信号分量可以忽略不计。顺便指出,由于是用辅助通道的主瓣去逼近主通道的旁瓣,为不至于使辅助通道的主瓣加宽,辅助通道的空域采用等加权较好,这是容易理解的。此外,若辅助通道按傅氏基波束选取且空域等加权,则约束条件(14)式可满足,经二维相消系统后,信号不损失。

要想得到(13),(14)式给出的多维寻优问题的解析解是极为困难的,但是可以从物理概念来阐述如何选取辅助通道。前面已看到,图1说明了杂波存在的区域,通过收发波束调制,MTI主杂波抑制以及频率为 $f_{d,k}$ 的多普勒滤波等作用,该滤波器输出杂波在二维空间的分布如图2所示。从图2可知,为了正确选择能表征该杂波的辅助波束,应如图4那样沿杂波斜线选。

如图4那样选取4个辅助波束并不能构成图2所示的杂波的完备基,不过可以表征其主要能量,使得系统的性能改善很多。还可以想到辅助

通道的另一些选取方法,例如,在此附近沿杂波斜线取4个。实验表明,这种方法并不好,因为如果取得过密,辅助通道之间的互相关性很强;如果取稀一些,则边上两个辅助通道位于主通道杂波之外较远。

如果辅助通道在时频域上与检测多普勒主通道相同,并在杂波附近取4个不同空间波束,这相当于辅助波束垂直选取。不难看出,这相当于普通的天线旁瓣相消,只是经多普勒滤波取输出。它等效于空-时级联处理,其性能是不如二维空-时联合处理。计算机

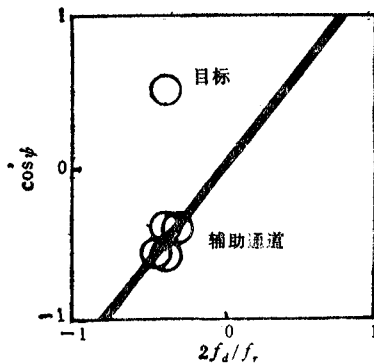


图4 简化辅助通道法的辅助通道分布

模拟结果也证实了这一点。

四、计算机模拟分析

参数说明: $N = 32$, $K = 34$, 单元输入杂噪比 $CNR = 60\text{dB}$ (其定义以及改善因子定义见文献 [2]), 多普勒滤波器按 -70dB 加权; 发射天线不加权, 接收天线高低向加权 -20dB , 方位向是自适应的, 静态加权 -40dB , 天线锥角指向 90° (正侧方), 杂波谱沿 45° 的对角线分布, 即 $\alpha = 1$ 。

按图 4 选取的 4 个辅助通道进行自适应相消处理后, 与图 2 相同的多普勒通道输出杂波如图 5 所示。由图可见, 二维相消后输出的杂波强度大大压低了, 几乎接近噪声电平。

为加深理解, 下面讨论对作上述处理时系统的二维响应的情况。对于上述多普勒通道, 按 (8), (12) 式计算的时-空二维频响, 沿杂波强度斜线的剖面如图 6 所示。图中曲线 ① 是主通道的二维频响 (即常规空-时级联系统的二维频响); 曲线 ② 是 4 个辅助通道自适应所形成的二维频响; 它们之差即是二维相消系统的频响 (曲线 ③)。由于采用的是非完备基的 4 个辅助通道, 它们不可能完全表征主通道在相应的二维区域的响应, 但逼近程度相当好, 符合实际应用要求。图 7 给出了这个二维相消系统的整个二维频响特性 (只画出了正频部分)。由图 7 可见, 它沿杂波谱斜带形成了很深的凹口, 而常规级联处理是没有这个

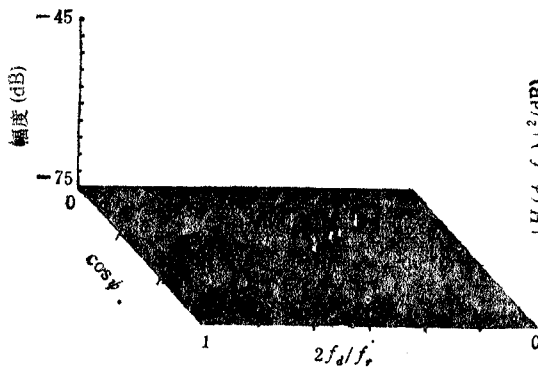


图 5 二维相消后输出杂波谱

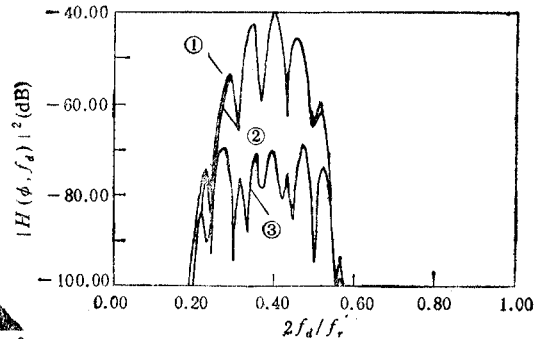


图 6 时-空频响沿杂波谱斜线的剖面图

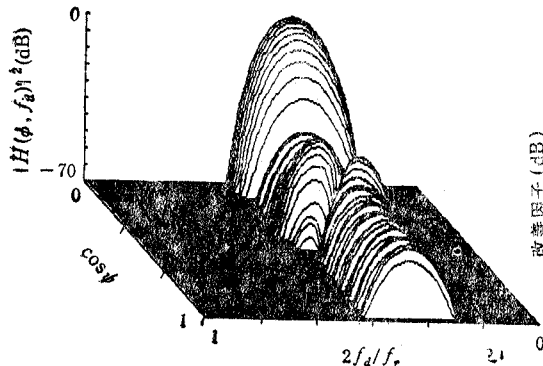


图 7 二维相消系统的时-空频响

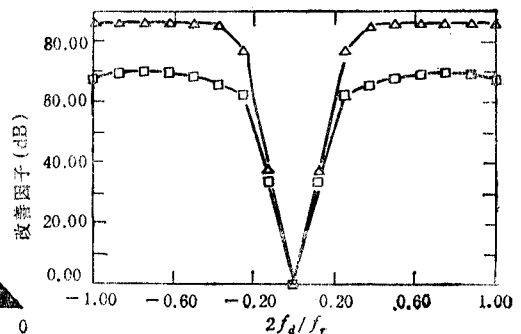


图 8 改善因子曲线

凹口的。

图 8 给出了常规级联处理和增加 4 个辅助通道进行二维相消处理的改善因子曲线。由图可见, 二维相消处理后的改善因子(标以“ Δ ”的曲线)比常规方法的(标以“ \square ”的曲线)高很多, 前者几乎达到了极限改善因子值 ($I_{\max} \approx 87\text{dB}$)。

应该指出, 在主杂波谱附近, 如图 4 所示选取 4 个辅助通道的简化辅助通道的改善因子还有待提高, 这是因为主杂波附近的杂波很强, 尽管已作 MTI 处理, 其杂波自由度仍较多。在上述 4 个辅助通道的基础上, 再增加 2 个辅助通道(在主杂波同侧沿杂波斜线选取), 则改善因子有明显的提高, 限于篇幅从略。

五、讨论和结论

Klemm 的辅助通道法选取了杂波子空间的一组完备基矢量来表征整个斜带的杂波, 尽管所有多普勒通道共用 $N + K - 1$ 个辅助通道, 但是; 对于不同的多普勒通道, 加在辅助通道上的权系数是各自计算的, 因而 Klemm 方法的运算量仍太大。与 Klemm 方法不同, 简化辅助通道法通过时域预处理, 使杂波局域化, 其自由度大大降低, 简化了自适应处理。简化辅助通道法对不同的多普勒通道, 各自选取 2—4 个主要基矢量(非完备基)表示主通道里的杂波, 即用几个特性相近的辅助通道进行相消处理, 因而与 Klemm 方法相比, 运算量大大降低了。而且如果合理选取辅助通道, 还可获得十分接近最优处理的杂波抑制性能。计算机模拟表明, 按图 4 那样时空交错选取辅助通道是一种较好的方法。

如果不考虑天线阵元和通道误差, 则简化辅助通道法的性能是准最优的。如果天线是由列子阵合成的矩形平面阵, 则它对各列内部阵元的幅相误差要求很严, 而对列与列之间的幅相误差可以放得较宽。这一问题对 Klemm 方法也同样存在。

值得注意的是, 简化辅助通道法对考虑阵元级误差时有较好改进的余地, 而 Klemm 辅助通道法则较难, 因为增加少量的辅助通道, 对 Klemm 方法的作用不会大, 而大量增加又会使设备和运算过分复杂而难以实时实现。

参 考 文 献

- [1] L. E. Brennan, L. S. Reed, *IEEE Trans. on AES*, **AES-9**(1973)2, 605—615.
- [2] R. Klemm, *IEEE Proc.-F*, **134**(1987)3, 269—276.
- [3] J. Ender, R. Klmm, *IEEE Proc.-F*, **136**(1989)1, 22—28.
- [4] R. Klemm, J. Ender, *New Aspects of Airborne MTI*, *IEEE International Radar Conf., U. S. A., (1990)*, pp. 335—339.
- [5] 廖桂生, 保铮, 张玉洪, *电子科学学刊*, **15**(1993)4, 375—381.
- [6] 孙继广, *矩阵扰动分析*, 科学出版社, 北京, (1987), 第 25 页.

SIMPLIFIED AUXILIARY CHANNEL APPROACH OF CLUTTER SUPPRESSION FOR PHASE ARRAY AEW RADARS

Liao Guisheng Bao Zheng Zhang Yuhong

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

Abstract Based on the fact that it has no difficulty to achieve ultra-low Sidelobe for Doppler filter, a simplified auxiliary channel approach, whose performance is the same as that of Klemm's method but the reduction of computation load is great, is described in this paper.

Key words Airborne early warning radars; Adaptive space-time processing; Clutter suppression; Adaptive array antennas.