

降维 STAP 方法的两种基本形式的比较研究¹

王 玮 李少洪 毛士艺

(北京航空航天大学电子工程系 北京 100083)

摘 要 降维时空自适应处理 (Reduced-Rank STAP) 已成为机载雷达杂波抑制中的关键技术, 各种降维方法也层出不穷。该文指出实际上这些方法都可归于两种基本的形式, 即基于广义旁瓣相消器 (GSC) 结构的形式和从输出信杂噪比 (SINR) 的特征空间出发的形式。由于基于本质上的不同形式来构成降维转换矩阵, 这两类方法体现出不同的性能和降维潜力。该文通过理论分析和有无误差情况下的仿真实验对这两种基本形式进行了比较研究。

关键词 机载雷达, 空时自适应处理 (STAP), 杂波抑制

中图分类号 TN951

1 引 言

由于机载雷达的地海杂波呈现为空时二维耦合谱特性, 空时二维自适应信号处理技术能有效地改善机载相控阵雷达检测目标的性能, 目前已成为雷达领域的热点研究方向。Brennan 等人早在 1973 年便开始了对空时二维处理的详细研究^[1], 他们在高斯噪声加确知有用信号的模型下, 根据最大似然比理论导出了二维自适应最佳处理器结构, 但其运算量是极大的, 构成采样方差阵所需的独立同分布的采样单元也往往不能满足, 因此降维 STAP 处理更具有实际意义。

目前国际上主要的降维方法有: Goldstein 和 Reed 提出的互谱尺度 (CSM) 法^[2], Kristeins 提出的主要部分逆 (PCI) 法^[3], Klemm 提出的辅助通道 (ACP) 法^[4], Berger 提出的信杂噪比 (SINR) 尺度法^[5], Haimovich 提出的特征相消器 (EC) 法^[6,7]。本文指出这些方法实际上都可看作是由两种统一形式引申出来的, 并根据转换矩阵的不同构成, 将这些降维处理分为两类。第一类, 采用广义旁瓣相消器的结构, 降维转换阵 T 由目标导向矢量和杂波子空间构成。此类方法可将处理维数降到杂波子空间维数, 理想情况下为 $N + K - 1$ 维, 而仍保持最佳的性能, 但当维数再下降时, 其滤波性能也会迅速下降。第二类, 从最佳输出信杂噪比的直接形式出发, 由与杂波正交的噪声子空间构成转换阵 T 。从理论上, 这种构成形式总是会带来一定的性能损失的, 但在杂噪比较大时, 这类降维可以很好地接近最佳。该类方法的好处是, 将维数降得很低时, 其性能会呈现较平稳的下降曲线, 在低维时会优于第一类方法, 且实现起来较简单。仿真试验证明了本文所得结论。

2 信号模型

设雷达为 N 阵元的均匀线阵, 每个阵元接收 K 个相关脉冲, 则其在某一被检测距离环上得到的时空信号可表示为一个 $NK \times 1$ 维列矢量: $\mathbf{x} = (x_{1,1}, \dots, x_{1,K}, x_{2,1}, \dots, x_{2,K}, \dots, x_{N,1}, \dots, x_{N,K})^T$ 。 \mathbf{x} 中可能包含目标 \mathbf{s} 和噪声 \mathbf{n} , 其中 \mathbf{n} 是由地 (海) 杂波、接收机噪声及有源干扰构成的。噪声相关矩阵定义为 $\mathbf{R} = \text{COV}(\mathbf{n}, \mathbf{n})$ 。

已经证明, 多种最优准则下的稳态自适应权矢量均可表示为^[1]

$$\mathbf{w} = \mu \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s} \quad (1)$$

¹ 2001-02-11 收到, 2001-08-12 定稿

其中 μ 为一常量, s 为目标导向矢量.

一般用输出信号与杂波加噪声之比:

$$\text{SINR} = P_s/P_n = (w^H s s^H w)/(w^H R w) \quad (2)$$

来评价某一滤波效果的好坏. 代入 (1) 式, 理想情况下最优输出信杂噪比为

$$\text{SINR}_{\text{opt}} = s^H R^{-1} s \quad (3)$$

在实际雷达系统中, 二维最佳处理实现所需的运算量及估计杂波相关矩阵所需的采样数均很难满足, 最好的解决方法是采用降维处理, 使处理由 NK 维空间降到 $r < NK$ 维空间. 这样可以同时减少运算量和采样要求.

多种降维方法均可描述为一个统一的形式, 即通过一个适当的转换 $T(NK \times r$ 维, $r < NK$), 如图 1 所示.

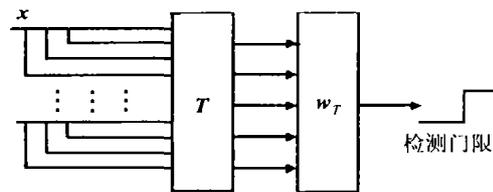


图 1 降维 STAP

使得各量相应转化为

$$s_T = T^H s; \quad x_T = T^H x; \quad R^T = T^H R T \quad (5)$$

转换后的最佳自适应权为

$$w_T = \mu R_T^{-1} s_T \quad (6)$$

通过这些转换, 实现了 r 维空间上的处理.

将 (4)、(5) 式代入 (2) 式, 可得转换后的输出信杂噪比为

$$\text{SINR}_T = s_T^H R_T^{-1} s_T \quad (7)$$

降维处理中, 选择何种降维转换阵 T 是决定性能的关键. 按照 T 的不同构成, 本文将降维方法归为两类, 下面, 通过对这两类结构中各自的典型方法的分析与比较, 来阐明它们之间的异同.

3 基于广义旁瓣相消器的降维 STAP

第一类的变换阵 T 由信号和杂波子空间构成, 其中的典型方法有互谱尺度 (CSM) 法, 主要部分逆 (PCI) 法, 以及辅助通道 (ACP) 法.

这三种方法均可看作基于广义旁瓣相消器 (GSC) 的形式, 广义旁瓣相消器是由一维旁瓣相消器推广而来的. 其结构如图 2 所示.

这种结构将转换阵 T 分为上下两条支路, 即 $T = \begin{bmatrix} s^H \\ B^H \end{bmatrix}^H$, $w_T = \begin{bmatrix} 1 \\ w_{GSC} \end{bmatrix}$. 上支路相当于一个波束形成器, 输入信号 x 经目标导向向量 s , 输出标量 $d = s^H x$ 为对期望信号的估计. 下支路相当于对主波束中杂波分量的估计, 矩阵 B 代表需要对消的杂波分量, $b = Bx$, $y = w_{GSC} b$. 通过调节自适应权 w_{GSC} , 使上下支路的差达到最小, 由此对消掉主波束中的杂波, 即求 $\min w_{GSC} = E\{\varepsilon \varepsilon^H\} = \min w_{GSC} E\{(d - w_{GSC}^H b)(d - w_{GSC}^H b)^H\}$ 其维纳解为

$$w_{GSC} = R_b^{-1} r_{bd} \tag{8}$$

其中 $R_b = E\{bb^H\} = B^H R$, $r_{bd} = E\{db^H\} = B^H R s$

互谱尺度 (CSM) 法中, 全维时, B 为与 s 正交的 $NK \times (NK - 1)$ 维矩阵, 即 $s^H B = 0$. 由 (7) 式可得

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{\text{CSM}} &= \frac{1}{(s^H - r_{bd}^H R_b^{-1} B^H) R (s - B R_b^{-1} r_{bd})} \\ &= \frac{1}{s^H R s - r_{bd}^H R_b^{-1} r_{bd}} = \frac{1}{\sigma_d^2 - \sum_{i=1}^{NK-1} \frac{\|r_{bd} u_{bi}\|^2}{\lambda_{bi}}} \end{aligned} \tag{9}$$

其中 $\sigma_d^2 = s^H R s$, $\{u_{bi}\}_1^{KN-1}$, $\{\lambda_{bi}\}_1^{KN-1}$ 为 R_b 的特征值和特征矢量.

CSM 法的降维由 B 后串接一个矩阵 $U((NK - 1) \times r$ 维) 实现, 如图 3.

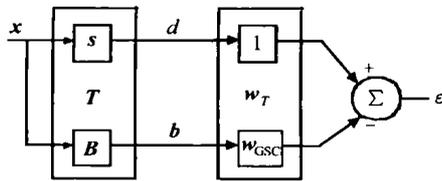


图 2 广义旁瓣相消器结构

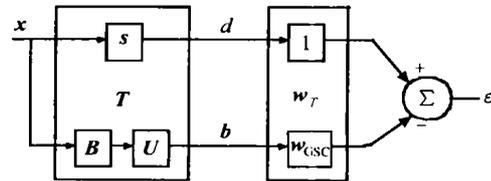


图 3 降维广义旁瓣相消器结构

U 由 R_b 的 r 个特征矢量组成, 则降维滤波由 r 维自适应权实现

$$w_{\text{CSM}} = (U^H R_b U)^{-1} U^H r_{bd} = \Lambda_r^{-1} U^H r_{bd} \tag{10}$$

其中 Λ_r 为由 R_b 的 r 个特征值组成的对角阵. 此时的输出信杂噪比为

$$\text{SINR}_{\text{CSM}} = \frac{1}{\sigma_d^2 - \sum_{i=1}^r \frac{\|r_{bd} u_{bi}\|^2}{\lambda_{bi}}} \tag{11}$$

由 (9) 式可看到, 要使 SINR_{CSM} 最大, 就要选择 r 个最大的互谱尺度 (CSM): $\frac{\|r_{bd} u_{bi}\|^2}{\lambda_{bi}}$, CSM 法就是选择这些使 SINR_{CSM} 最大的 r 个 u_{bi} 构成降维矩阵 U .

图 4 中, 左图为 R_b 的特征值, 右图为从大到小排列的特征值所对应的 CSM: $\frac{\|r_{bd} u_{bi}\|^2}{\lambda_{bi}}$ (设 $N = K = 8$).

由图 4 可看出, 大的特征值和大的 CSM 均为 15 个, 二者位于同样的空间, 但大小顺序不同. 事实上, 当杂波为低秩相关杂波且噪声为零均值平稳白噪声时, 杂波加噪声相关阵可写为如下特征分解的形式:

$$\mathbf{R} = \mathbf{Q}_c \mathbf{A}_c \mathbf{Q}_c^H + \mathbf{Q}_n \mathbf{A}_n \mathbf{Q}_n^H = \sum_{i=1}^L \lambda_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H + \sigma^2 \sum_{i=L+1}^{NK} \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H \quad (12)$$

其中 $\mathbf{Q}_c \mathbf{A}_c^{-1} \mathbf{Q}_c^H$ 和 $\mathbf{Q}_n \mathbf{A}_n^{-1} \mathbf{Q}_n^H$ 分别为杂波子空间和噪声子空间, $\lambda_i (i = 1 \cdots L)$ 为 \mathbf{R} 的 L 个大特征值, σ^2 为接收机噪声功率。在理想情况下^[4], $L = N + K - 1$ 。此时, \mathbf{R}_b 的大特征值也为 $N + K - 1$ 个 (正如图 4 所示)。并且, $\sum_{i=N+K}^{NK-1} \frac{\|\mathbf{r}_{bd} \mathbf{u}_{bi}\|^2}{\lambda_{bi}} = 0$ 。这说明, 此时仅用 $(N + K - 1)$ 维的处理就可以达到最佳的处理性能。

主要部分逆 (PCI) 方法即选择 \mathbf{R}_b 阵的主要部分——其较大特征值所对应的特征向量构成 \mathbf{U} 阵。由图 4 可看出, 特征值 λ_i 的大小顺序与 $\frac{\|\mathbf{r}_{bd} \mathbf{u}_{bi}\|^2}{\lambda_{bi}}$ 的大小顺序并不一致, 因此 PCI 选法在维数小于 $N + K - 1$ 时并不是最佳的。

辅助通道处理器 (ACP) 也是基于 GSC 结构的处理器, 但它的 \mathbf{B} 阵并不与 \mathbf{s} 正交, 而是均匀分布在杂波子空间的所谓辅助‘通道’构成^[4], 由于不需要特征分解, ACP 法较前两种方法实现起来简单, 可看作前面方法的近似。

第一类方法由其结构决定了其对消杂波的能力, 即 w_{GSC} 取多少维, 就可对消掉多少个杂波分量。这样, 处理器的维数就不能降到杂波子空间的维数以下, 否则, 会由于剩余的杂波分量使 SINR 性能迅速下降。

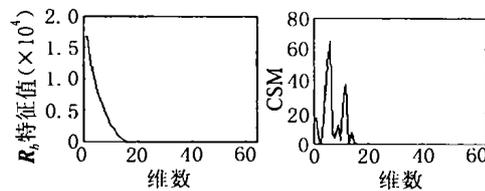


图 4 \mathbf{R}_b 特征值与 CSM

4 直接降维 STAP

SINR 尺度法, 特征相消器 (EC) 法可归为第二类降维方法。这类方法不采用 GSC 结构, 而直接从最佳输出 SINR((12) 式代入 (3) 式):

$$\text{SINR}_{\text{opt}} = \mathbf{s}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s} = \mathbf{s}^H \sum_{i=1}^{NK} \frac{\mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H}{\lambda_i} \mathbf{s} = \sum_{i=1}^{NK} \frac{\|\mathbf{s}^H \mathbf{v}_i\|^2}{\lambda_i} \quad (13)$$

出发, 去选择使其最大的降维转换矩阵。

当 \mathbf{T} 由 \mathbf{R} 的特征矢量 $\{\mathbf{v}_i\}_1^r$ 组成时, 降维 SINR 为

$$\text{SINR}_T = \mathbf{s}_T^H \mathbf{R}_T^{-1} \mathbf{s}_T = \mathbf{s}^H \mathbf{T} (\mathbf{T}^T \mathbf{R} \mathbf{T})^{-1} \mathbf{T}^H \mathbf{s} = \sum_{i=1}^r \frac{\|\mathbf{s}^H \mathbf{v}_i\|^2}{\lambda_i} \quad (14)$$

图 5 中, 左图为 \mathbf{R} 的特征值, 右图为从大到小排列的特征值所对应的 $\rho_i = \frac{\|\mathbf{s}^H \mathbf{v}_i\|^2}{\lambda_i} (i = 1, \cdots, NK)$ 。(设 $N = K = 8$)。

由图 5 可看出, 大的 ρ_i 只位于噪声子空间中, 并且与特征值大小顺序不一致. SINR 尺度法就是选择最大的 r 个 ρ_i , 用其对应的 r 个特征矢量构成 \mathbf{T} . 该法是直接结构降维方法中性能最佳的.

特征相消器 (EC) 法直接将 \mathbf{R} 的特征值从大到小排列, 取其最小特征值对应的特征向量构成 \mathbf{T} . 但 EC 法没有用到 SINR 法中的最大化 SINR 准则, 由于特征值的大小顺序与 ρ_i 的大小顺序不一样, EC 法在降维时比 SINR 尺度法的性能要差一些.

如图 5 所示, 大的特征值对应的 ρ_i 几乎为零, 因此当 \mathbf{T} 全部包括了噪声子空间特征矢量 \mathbf{Q}_n 后, 即 $r > NK - (N + K - 1)$ 时就几乎为最佳了. 实际上, Haimovich 证明了 $\mathbf{T} = \mathbf{Q}_n$ 是增加了一个限制: $\mathbf{w}^H \mathbf{Q}_c = 0$ 后的最佳解, 即使自适应权与杂波子空间相正交. 这种限制带来了一定的性能损失, 使输出 SINR 损失了 $\sum_{i=1}^{N+K-1} \frac{\|\mathbf{s}^H \mathbf{v}_i\|^2}{\lambda_i}$, $\mathbf{v}_i \in \mathbf{Q}_c$, 这种损失虽并不为零, 但是极小的.

这一限制可以用来解释第二类降维方法的性能. 由于用噪声子空间中的特征矢量构成降维转换阵, 它使得很少的几个噪声特征矢量就可以使自适应权与杂波子空间相正交, 从而有效地抑制掉大部分杂波分量. 因此即使维数降到很小, 性能也不会下降很多. 这是第二类方法优于第一类方法之处.

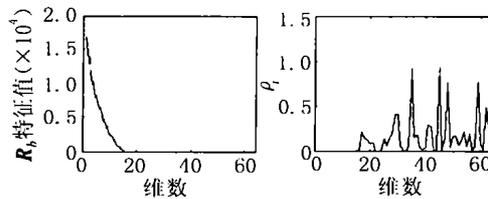


图 5 \mathbf{R}_b 特征值与 ρ_i

5 仿真结果

通过以上分析, 可以得出下面结论:

(1) 第一类方法用目标导向矢量与杂波子空间的特征矢量构成转换阵 \mathbf{T} , 第二类方法完全用噪声子空间的特征向量构成 \mathbf{T} .

(2) 当杂波相关阵 \mathbf{R} 可按 (12) 式进行分解时, 第一类方法在 $N + K - 1$ 维时可达到最佳. 第二类方法在 $NK - (N + K - 1)$ 维时可接近最佳.

(3) 第一类方法降维潜力受杂波维数限制, 处理维数低于杂波维数 $N + K - 1$ 时, 性能迅速下降.

(4) 第二类方法在处理维数降低时, 性能下降较缓慢, 实现低维处理的潜力大.

下面的仿真结果证实了这些结论.

设一 $N = 8$ 的均匀分布的线阵, 阵元间隔为半波长, 每个 CPI 中脉冲数为 $K = 8$, $f_{PR} = 12\text{kHz}$; 平台速度 $v_p = 90\text{m/s}$, 其它参数设置同文献 [4].

图 6 所示为本文中所描述的几种降维方法在平均杂噪比为 40dB 时的稳态归一化输出信杂噪比随降维维数变化的曲线. 由图可以看出, 第一类方法: CSM, PCI, 以及 ACP 法在维数为 $N + K - 1 = 15$ 时就可以达到最佳, 但在这之前, 由于滤波器的维数达不到杂波自由度, 性能降得很低. CSM 法优于 PCI 法与 ACP 法. 而第二类方法: SINR 尺度法和 EC 法虽然在

$NK - (N + K - 1) = 49$ 时才达到最佳, 但在这之前其性能下降曲线较平缓, 大大超过了第一类方法, 其中 SINR 尺度法的性能最优。这些结果同本文的结论完全一致。

不过, 各种方法的性能是与杂波环境有关系的, 杂波与噪声功率之比 CNR 是一个重要影响因素。CNR 越大, 第二类方法在低维时的性能优势越明显, 图 7 所示为平均杂噪比降为 20dB 时几种降维方法的比较。可以看出, 当杂噪比较低时, 第二类方法的优势便不是很明显了。在低维时 SINR 尺度法仍是最优, 但 CSM 法已与 EC 法不相上下。这是因为当 CNR 减小时, 杂波特征值与噪声特征值比例减小, 杂波特征矢量在整个空间中所占比重减小, 从而使降维后的第一类方法性能损失相对变小。

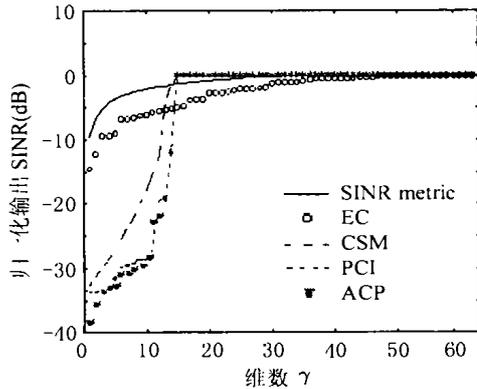


图 6 几种方法性能比较 (CNR=40dB)

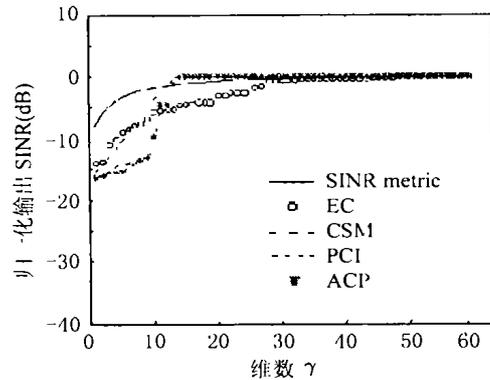


图 7 几种方法性能比较 (CNR=20dB)

图 8, 图 9 所示为第一类中的 PCI 法与第二类中的 EC 法在维数为 15 时的滤波响应 (平均杂噪比 40dB)。可看出, 由于 PCI 法转换阵中包含了目标导向矢量, 可在检测目标位置处形成最大响应, 杂波处也可形成较低凹口, 此时可达到最佳响应。EC 法转换阵中未包含目标导向矢量, 不能突出被检测的目标位置, 但由于转换阵与杂波子空间相正交, 可将杂波完全滤掉, 杂波处形成极低凹口。图 10, 图 11 所示为 PCI 法与 EC 法在维数为 10 时的滤波响应。可看出, 当维数减小时, PCI 法性能迅速下降, 在杂波处也已不能形成凹口。而 EC 法响应却没有很大变化。这说明第二类方法在低维时性能更优越。

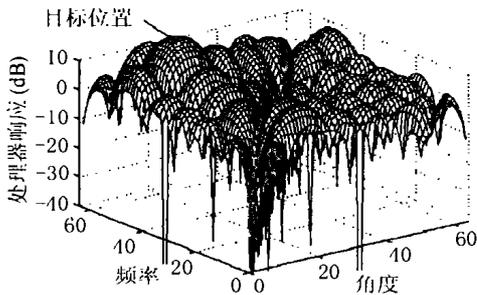


图 8 PCI 响应 (维数 =15)

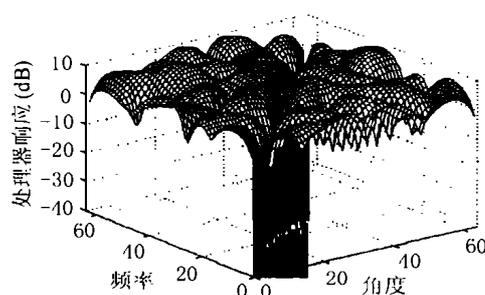


图 9 EC 响应 (维数 =15)

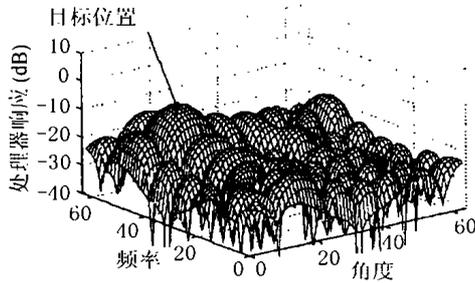


图 10 PCI 响应 (维数 = 10)

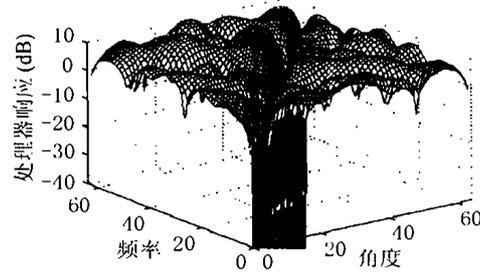
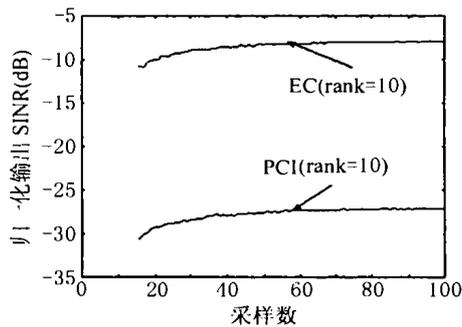
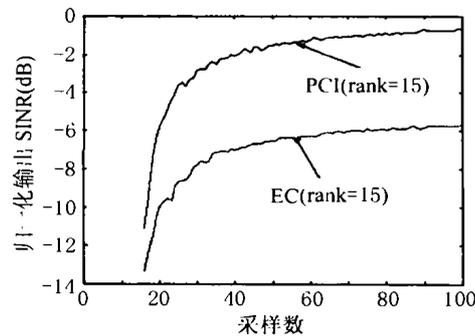


图 11 EC 响应 (维数 = 10)

上述均为理想情况下的性能比较。实际中会存在各种误差。其中由有限的采样数目引起的采样误差会影响杂波相关矩阵的估计,进而影响性能。图 12,图 13 所示为归一化输出 SINR 随采样数目变化的曲线。其中图 12 为 15 维时的 PCI 与 EC 法比较。此时 PCI 法的稳态性能高于 EC 法 5dB(参见图 6),但二者的瞬态特性却几乎相同,都可在约 30 个采样处达到各自稳态的 -3dB。这说明采样误差对两类方法有相似的影响。图 13 为 10 维时的性能比较。此时的稳态性能 PCI 法为 -26dB,而 EC 法为 -6dB,大大高于 PCI,而它们随采样数变化的瞬态性能是相同的。这也说明了第二类方法的低维优越性。

图 12 PCI 与 EC 响应 ($r=10$)图 13 PCI 与 EC 响应 ($r=15$)

6 结 论

本文根据转换矩阵的不同构成,将当前空时自适应处理中的降维方法归于两种统一的形式。第一种形式,采用广义旁瓣相消器的结构,降维转换阵 T 由目标导向向量和杂波子空间构成。此类方法可将处理维数降到杂波子空间维数,理想情况下为 $N + K - 1$ 维,而仍保持最佳的性能,但当维数再下降时,其滤波性能也会迅速下降。第二种形式,直接从输出信杂噪比出发,由噪声子空间构成转换阵 T 。从理论上,这种构成形式总是会带来一定的性能损失的,但在杂噪比较大时,这类降维可以很好地接近最佳。该类方法的好处是,当维数降得很低时,其性能会呈现较平稳的下降曲线,在低维时会优于第一种形式中的方法,且实现起来较简单。理想和误差情况下的仿真实验证明了本文所得结论。

参 考 文 献

- [1] L. E. Brenann, J. Mallett, I. S. Reed, Adaptive arrays in airborne MTI radar, IEEE Trans. on AP, 1976, 24(5), 607-615.
- [2] J. S. Goldstein, I. S. Reed, P. A. Zulch, Multistage partially adaptive STAP CFAR detection algorithm, IEEE Trans on AES, 1999, 35(2), 645-661.
- [3] I. P. Kirsteins, D. W. Tufts, Adaptive detection using low rank approximation to a data matrix, IEEE Trans on AES, 1994, 30(1), 55-67.
- [4] R. Klemm, Space-Time Adaptive Processing Principles and Applications, The Institution of Electrical Engineers, London, UK, 1998.
- [5] S. D. Berger, B. M. Welsh, Selecting a reduced-rank transformation for STAP—A direct form perspective; in radar interference environment, IEEE Trans. on AES, 9, 35(2), 722-729.
- [6] A. M. Haimovich, M. Berin, Eigenanalysis-based space-time radar: performance analysis, IEEE Trans on AES, 1997, 33(4), 1170-1179.
- [7] T. F. Ayoub, A. M. Haimovich, Reduced-rank STAP for high PRF radar, IEEE Trans. on AES, 1999, 35(3), 953-962.

COMPARATIVE STUDY OF TWO BASIC FORMS IN
REDUCED-RANK STAP

Wang Wei Li Shaohong Mao Shiyi

(Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083, China)

Abstract Reduced-rank STAP has been a key technology in air-borne radar to cancel the clutter. Several methods have been presented through these years. In this paper, those methods are classified into two basic forms—one is based on the generalized sidelobe canceller(GSC), the other is based on the direct form. The differences in the performances and potential of these two catalogs of methods are compared through theoretical analysis. Simulation results in ideal situations and with limited sample are presented.

Key words Airborne radar, STAP, Interference suppression

王 玮: 女, 1974 年生, 博士生, 研究方向: 阵列信号处理, 空时自适应处理, 自适应滤波.

李少洪: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事雷达、信号与数据处理、多目标跟踪和目标识别等方面的研究工作.

毛士艺: 男, 1935 年生, 教授、博士生导师, 中国电子学会会士, 主要从事高分辨率雷达成像、弱信号检测、非高斯信号建模、信号分类、多传感器融合、数据互联和多目标跟踪等方面的研究.