

基于SVD的高频地波雷达干扰与杂波抑制算法

张雅斌^{①②} 陈卫东^② 张守宏^① 尚海燕^①

^①(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

^②(宝鸡气象局 宝鸡 721006)

摘要 该文针对高频地波雷达探海工作期间高频干扰严重海杂波强的特点, 干扰抑制时引入海杂波约束条件, 对自适应阵列波束形成方法进行了改进, 防止干扰抑制后回波中一阶海杂波时域相关特性发生破坏而在频谱上虚假展宽。然后, 使用干扰抑制结果构造时域采样矩阵, 由奇异值分解(SVD)方法获得积累期间一阶海杂波频率的变化历程, 通过矩阵特征分析将一阶海杂波滤除。最后, 使用OSMAR2000实测数据检验了本文算法的有效性。

关键词 高频地波雷达, 干扰抑制, 一阶海杂波, 奇异值分解

中图分类号: TN958.93

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)11-1994-04

Interference and Clutter Mitigation Based on SVD for HFGWR

Zhang Ya-bin^{①②} Chen Wei-dong^② Zhang Shou-hong^① Shang Hai-yan^①

^①(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(Baoji Meteorological Bureau, Baoji 721006, China)

Abstract HF ground wave radar encounters intense interference and clutter during operation in ocean environment. This paper presents an improved adaptive beamforming algorithm introducing clutter constraints which do not destroy the temporal coherence of first-order sea clutter and broaden frequency spectrum falsely after interference suppression. Furthermore, Singular Value Decomposition (SVD) for matrix constructed by interference suppressed data is employed to track frequency evolution of first-order sea clutter during CIT and clear procedure by eigenvalue analysis is proposed. Experimental results demonstrate the effectiveness of presented algorithm using data acquired by OSMAR2000.

Key words HF Ground Wave Radar (HFGWR), Interference suppression, First-order sea clutter, Singular Value Decomposition (SVD)

1 引言

高频地波雷达(HFGWR)沿海面传播时具有损耗低作用距离远的特点, 在视距以外舰船、掠海飞机以及海浪^[1,2]等洋面目标检测方面, 应用日益广泛。由于工作在3~30MHz频率范围, 来自广播、通信电台及电离层传播的高频电磁波都会对该体制雷达产生干扰。同时, 探海工作期间高频地波雷达会接收到存在于目标检测整个方位和频率范围的海杂波。干扰抑制与杂波滤除成为高频地波雷达进行目标检测的关键。针对上述几类高频干扰, 文献[3,4]提出了自适应抑制算法; 针对海杂波, 文献[5,6]借鉴时频分析, 分别通过构造时间-频率-尺度-调频率四参数原子和cohen类时频原子对回波进行时频分解, 结合先验知识进行海杂波滤除与机动目标检测。但当目标落入一阶海杂波附近时, 时频分析中交叉项的存在使得目标与杂波的辨识变得相当困难, 且计算量大。本文在文献[4]的基础上, 自适应波束形成抑制干扰时引入了一阶海杂波约束, 防止了高频干扰抑制后一阶海杂波在频谱上的“虚假”展宽。然后借鉴文献[7], 给出了一阶海杂波滤除算

法, 以便对落入一阶海杂波Bragg峰附近的目标进行有效检测。最后, 使用OSMAR2000实测数据对本文高频地波雷达探海工作期间干扰杂波抑制算法有效性进行了检验分析。

2 基于一阶海杂波约束的干扰抑制算法

设 t 时刻某距离单元处回波对应的阵列快拍列矢量为

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{S}(t) + \mathbf{C}(t) + \mathbf{J}(t) + \mathbf{N}(t) \quad (1)$$

其中 $\mathbf{S}(t) = s(t)\mathbf{a}(\theta_s)$ 表示期望信号阵列快拍, $s(t)$ 为期望信号时域波形, $\mathbf{a}(\theta_s) = [1, e^{j2\pi d \sin \theta_s / \lambda}, \dots, e^{j2\pi(N-1)d \sin \theta_s / \lambda}]^T$ 为导向矢量, d 为阵元间距, λ 为雷达工作波长, N 为阵元个数, θ_s 为期望信号入射角。 $\mathbf{C}(t)$ 表示海杂波阵列快拍。 $\mathbf{J}(t) = \mathbf{A} * \mathbf{j}(t)$ 表示干扰阵列快拍, 其中 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_p)]$, $\mathbf{j}(t) = [j_1(t), j_2(t), \dots, j_p(t)]^T$, $j_i(t)$ 表示来自方位角 θ_i 的高频干扰时域波形, $\mathbf{T}$ 表示转置, $\mathbf{N}(t)$ 表示噪声快拍。波束形成抑制干扰时, 其协方差矩阵 $\mathbf{R}(t)$ 由下式估计^[4]

$$\mathbf{R}_{KT}(t) = \frac{1}{TK} \sum_{k=1}^T \sum_{t=1}^K \mathbf{X}_k(t) \mathbf{X}_k^H(t) \quad (2)$$

$\mathbf{X}_k(t)$ 为第 t 个重复周期内第 k 距离单元干扰对应的阵列快

拍, T 为累积周期数, K 为所选距离单元数 (单基时选取观测范围内的远距离单元), H 为共轭转置。高频地波雷达相干积累时间一般达到几分钟, 而高频干扰持续时间在几十秒内, 通常称之为“瞬态干扰”^[3]。为了在自适应波束形成干扰抑制时能对这种非平稳的“瞬态干扰”快速响应, 这里将相干积累时间 (若对应 P 个发射脉冲) 分成 M 个短的“次累积时间”^[8], 则每个次累积时间内包含 $Q=P/M$ 个脉冲。这里 Q 的选择既要能够快速响应“瞬态干扰”的变化, 又要兼顾次累积时间内估算干扰协方差矩阵所必需的足够次数的阵列快拍, 即满足 $KQ \geq 2N$, 其中 K 与 N 分别为距离单元数和阵元数。则第 m ($m=1, \dots, M$) 个次累积时间内的干扰协方差矩阵可由下式估计

$$R_m = \frac{1}{QK} \sum_{t=Q(m-1)}^{Qm-1} \sum_{k=1}^K X_k(t) X_k^H(t) \quad (3)$$

若第 m 个次累积时间内自适应波束形成权矢量为 w_m , $m=1, \dots, M$, 则 t 时刻待检距离单元回波的阵列输出为: $y(t) = w_m^H X(t)$, $t=Q(m-1), \dots, Qm-1$ 。

高频地波雷达探海工作期间干扰主要为几个入射方向未知的高频源。海杂波的主要特点是: 来自连续分布的各个方位, 频谱中存在位于 $f_c = f_s \pm f_b$ 的一阶 Bragg 峰和其它位置幅度低 20~25dB 左右的高阶谱。其中 $f_b = \sqrt{g/(\lambda\pi)}$, f_s 为表面洋流径向运动产生的多普勒频率。针对干扰与海波上述特点, 一般先在空域抑制干扰, 然后在频域滤除海杂波。假定第 m 个次累积时间内阵列方向图为 $P_m(\theta)$, 则某距离单元内一阶海杂波 (考虑 I 个连续分布的海杂波点) 在 t 时刻的阵列输出为 $\sum_{i=1}^I A_i P_m(\theta_i) \exp\{j2\pi(f_s + f_b)T_r t\}$, 其中 A_i 为 θ_i 方位入射海杂波点的复振幅, T_r 为脉冲重复周期, $Q(m-1) \leq t < Qm-1$ 。可见, 由于 $P_m(\theta_i)$ 随次累积时间序列 m 变化, 一阶海杂波的阵列输出在频率上沿 $f_s + f_b$ 发生展宽。也就是说, “次累积时间”内抑制非平稳“瞬态干扰”时, 接收波束方向图在其间的变化对时域慢变海杂波产生了调制作用^[9]。应在次累积时间的连接时刻加入海杂波约束条件来减小这种调制影响, 避免频谱上 Bragg 峰附近一阶海杂波向临域“虚假”扩散。

这里考虑回波包含 L 个杂波成份 ($L=3$ 表示杂波主要为地杂波和一阶海杂波), 干扰抑制时使第 $m-1$, 第 m 个次累积时间内波束形成权矢量 w_{m-1} 和 w_m 满足约束方程

$$\begin{aligned} w_m^H X(t) &= w_{m-1}^H X(t), \quad t = Q-L+1, \dots, Q, \dots, Q+L-1 \\ w_{m-1} &\neq w_m \end{aligned} \quad (4)$$

假设波束形成对期望信号为单位增益, 并有效抑制了干扰 (即使存在, 与海杂波相比也可忽略不计), 则由式 (1) 有

$$w_{m-1}^H X(t) \approx s(t) + w_{m-1}^H C(t), \quad w_m^H X(t) \approx s(t) + w_m^H C(t) \quad (5)$$

联合式 (4), 式 (5) 得到

$$\begin{aligned} w_m^H C(t) &\approx w_{m-1}^H C(t), \quad t = Q-L+1, \dots, Q, \dots, Q+L-1, \\ w_{m-1} &\neq w_m \end{aligned} \quad (6)$$

可以看出, 上述假设下约束方程 (4) 与式 (6) 等价。式 (6) 表明: 用加入第 m 个次累积时间内的前 L 个快拍估计的 w_{m-1} 在第 m 个次累积时间内波束形成, 海杂波输出与使用 w_m 相同, 即 $(w_m^H - w_{m-1}^H)C(t) = 0$ 。也就是说波束形成时 w_{m-1} 变为 w_m 未对海杂波产生调制。若记

$$\begin{aligned} C_m &= [a(\theta), X(Q(m-1)-L+1), \dots, X(Q(m-1)), \dots, \\ &\quad X(Q(m-1)+L-1)] \\ G_m &= [1, w_{m-1}^H X(Q(m-1)-L+1), \dots, w_{m-1}^H X(Q(m-1)), \dots, \\ &\quad w_{m-1}^H X(Q(m-1)+L-1)] \end{aligned}$$

则上述假设条件下 (波束形成对期望信号为单位增益, 并且有效抑制了干扰) 权矢量约束方程 (4) 即为最优问题:

$$\min_{w_m} w_m^H R_m w_m \quad \text{s.t.} \quad w_m^H C_m = G_m.$$

解得第 m ($m=2, \dots, M$) 个次累积时间内波束形成权矢量 $w_m = R_m^{-1} C_m [C_m^H R_m^{-1} C_m]^{-1} G_m$, 而初始权矢量 w_1 则由采样矩阵求逆算法得到。

3 基于奇异值分解(SVD)的一阶海杂波滤除算法

若某一待检距离单元回波经上述干扰抑制后阵列输出为 $y(t)$, 由 N 点时域采样构造 $(N-L+1) \times L$ 阶 Hankel 矩阵

$$H = \begin{bmatrix} y(1) & y(2) & \dots & y(L) \\ y(2) & y(3) & \dots & y(L+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y(N-L+1) & y(N-L+2) & \dots & y(N) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中 L 等于 $3r$, r 为 $y(t)$ 中包含的慢变窄带信号分量个数, 即 $y(t) = A_1 \exp(\phi_1(t)) + A_2 \exp(\phi_2(t)) + \dots + A_r \exp(\phi_r(t))$, 第 i 个分量的瞬时频率 $\omega_i(t) \equiv \phi_i(t) - \phi_i(t-1)$, $i=1, 2, \dots, r$ 。 $y(t)$ 由方程 $y(t) = p \cdot x(t)$ 和 $x(t+1) = F(t)x(t)$ 描述, 其中状态反馈矩阵 $F(t) = \text{diag}[e^{j\omega_1(t+1)}, e^{j\omega_2(t+1)}, \dots, e^{j\omega_r(t+1)}]$, 状态矢量 $x(t) = [e^{j\phi_1(t)}, e^{j\phi_2(t)}, \dots, e^{j\phi_r(t)}]^T$, $p = [A_1, A_2, \dots, A_r]$ 。文献[7]表明, 如果 L 点时域采样期间各信号分量瞬时频率缓慢变化, H 秩接近于 r 。同时矩阵序列 $F(k+1), \dots, F(k+L)$ 可近似由中点时刻的 $F(k+d)$ 代替, 其中 $d = \text{floor}((L+1)/2)$ 。改写式 (7) 为

$$\begin{aligned} H &= \begin{bmatrix} px(1) & \dots & px(L) \\ px(1)F(1) & \dots & px(L)F(L) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ px(1) \prod_{k=1}^{N-L+1} F(k) & \dots & px(L) \prod_{k=L}^N F(k) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} p \\ pF(d) \\ \vdots \\ p \prod_{k=d}^{N-L+d} F(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(1) \\ \vdots \\ x(L) \end{bmatrix}^T = \Theta X \end{aligned} \quad (8)$$

Θ 与 X 分别为 r 列与 r 行的矩阵, 所以 H 的秩不超过 r 。对 H 做奇异值分解 $H = USV^T$, $S = \text{diag}[\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_L]$, $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_L \geq 0$ 为奇异值, U 与 V 为左右奇异矩阵。若 $y(t)$ 中 r 个主成份为频率缓变过程, 则 H 可由 r 个大奇异值及相应奇异矩阵近似表示为

$$H \approx U_1 S_1 V_1^T \quad (9)$$

其中 $S_1 = \text{diag}[\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r]$, 由式(8)与式(9)可得 Θ 与 X 的估算公式: $\tilde{\Theta} = U_1 S_1$, $\tilde{X} = V_1^T$ 。其中 Θ 中包含 $F(t)$, 而 $F(t)$ 的特征值与主分量的瞬时频率有关, 通过对其特征分析可获得主分量的频率信息。下面给出一阶海杂波滤除的特征分析方法。

定义 $\tilde{\Theta}_k = \tilde{\Theta}(k:k+d, 1)$, 由 $F(t)$ 的慢变特性可得递推关系

$$\tilde{\Theta}_k F(d+k) = \tilde{\Theta}_{k+1}, \quad k=1, \dots, N-L-d \quad (10)$$

使用最小二乘由式(10)估得 $F(t)$ 后进行特征分解

$$F(t)v(t) = \lambda(t)v(t) \quad (11)$$

这里考虑待测距离单元只包含一个目标 ($r=3$), $v(t)$ 为特征矢量矩阵, $\lambda(t) = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$ 为特征矩阵, 两个幅度相当的大特征值分别对应接收信号中的一阶海杂波分量。将海杂波对应特征值置零后特征值矩阵记为 $\lambda'(t)$, 则滤除杂波的接收信号对应状态反馈矩阵估计式为 $F'(t) = \lambda'(t)v(t)v^{-1}(t)$ 。至此, 结合式(11)反推估计 $\tilde{\Theta}'$, 然后计算一阶海杂波滤除后对应的矩阵 $H' = \tilde{\Theta}'\tilde{X} = \tilde{\Theta}'V_1^T$, 最后由 H' 估算相应时域信号 $y'(t)$ 。

4 实测数据分析

实测数据由武汉大学研制的高频地波雷达 OSMAR2000^[10] 提供。该雷达采用“一发八收”单基工作模式, 工作频率为 7.5 MHz, 接收阵列为八根间距 16 m 的天线阵。图 1 为观测期间接收天线在 112.5 km 处回波功率的时间变化序列。可以看出在 184~190 时段回波功率突然增大, 该时段接收天线在其他距离单元也出现类似情况, 可以断定该时段存在高频干扰。图 2 为对接收回波进行 256 点相干累积后的频率分析结果(采用 -40 dB 旁瓣的切比雪夫加权), 横坐标为 Bragg 峰对应频率归一化的多普勒频率。可以看出, 1.57 Hz 与 1.69 Hz 处归一化功率分别为 -14.0 dB、-13.3 dB, 平均比周围高出 5.2 dB, -1.81 Hz 处功率为 -13.5 dB, 比周围平均高出了 4.9 dB。经分析这些频率附近较大的回波功率正是由于相干积累期

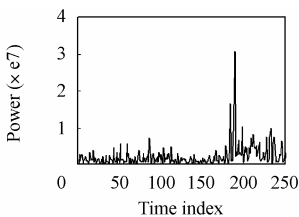


图1 距离单元回波功率的时间序列
Fig.1 Time variation of power

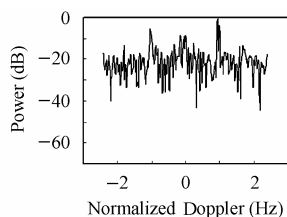


图2 距离单元的多普勒频谱
Fig.2 Doppler spectrum

间某些时段高频干扰引起的。图3为上述距离处回波经阵列波束形成后相干累积得到的频域分析结果。虚线对应参考文献[4]中由式(3)估计干扰协方差矩阵后计算得到的频域结果, 实线对应本文的干扰抑制方法。可以看出, 虚线在 1.57 Hz、1.69 Hz 与 -1.81 Hz 处的干扰分别降低到了 -29.6 dB、-22.6 dB 和 -24.1 dB; 实线在 3 处的干扰分别降低到了 -25.1 dB、-27.7 dB 和 -28.4 dB。可以看出, 除 1.57 Hz 处干扰抑制效果略差外, 改进方法对干扰的抑制是有效的; 同时, 改进方法使一阶 Bragg 峰海杂谱变细。图 4 为另一时段上述同一距离单元处的实测数据经干扰抑制后的频谱结果。图 5 为由图 4 对应数据, 经上文奇异分解与特征分析算法得到的一阶海杂波瞬时多普勒频率的时间变化历程, 可以看出一阶海杂波频率随时间在 Bragg 频率上下缓慢起伏。对应式(10)参数选择: $N = 256$, $L = 9$, $d = 5$, 这里得到了 6~247 时刻的计算结果。图 6 为滤除一阶海杂波后的频域分析结果, Bragg 峰附近一阶海杂波得到了有效滤除。

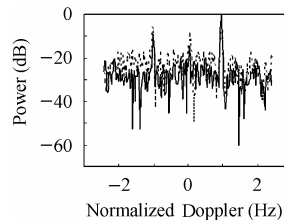


图3 波束形成后距离单元的多普勒频谱
Fig.3 Beamforming Doppler spectrum

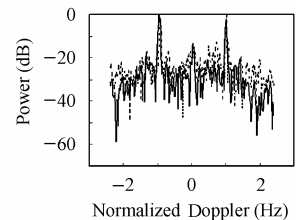


图4 波束形成后距离单元的多普勒频谱
Fig.4 Beamforming Doppler spectrum

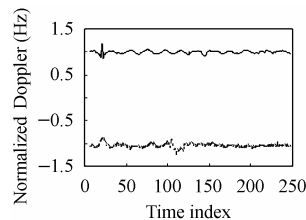


图5 一阶海杂波瞬时多普勒频率变化
Fig.5 Time variation of sea clutter frequency

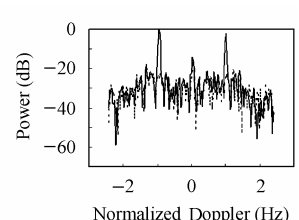


图6 一阶海杂波滤除后的多普勒频谱
Fig.6 Beamforming Doppler spectrum after clutter clearing

5 结束语

在高频地波雷达探海工作期间, 引入一阶海杂波约束在“次累积时间”内进行自适应波束形成抑制“瞬态干扰”, 消除了时间分段干扰抑制处理对海杂波调制所产生的频谱展宽影响。随后, 由干扰抑制结果构造时域采样矩阵, 通过奇异值分解获得一阶海杂波频率的变化历程, 通过矩阵分析在时域将其滤除, 有利于对频域落入 Bragg 峰附近的目标进行检测。实测数据检验表明, 本文干扰抑制与一阶海杂波滤除算法对高频地波雷达进行洋面目标检测是切实有效的。

致谢 感谢武汉大学高频地波雷达小组提供的实测数据。

参 考 文 献

- [1] Rafaat K, Brian G, Desmond P. Target detection and tracking with a high frequency ground wave radar[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1994, 19(4): 540-548.
- [2] Georges T M, Harlan J A, Leben R R. A test of ocean surface-current mapping with Over-the-Horizon radar[J]. *IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing*, 1998, 36(1): 101-109.
- [3] Wan X R, Ke H Y, Wen B Y. Adaptive cochannel interference suppression based on subarrays for HFSWR[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2005, 12(2): 162-165.
- [4] 苏洪涛, 保铮, 张守宏. 高频地波雷达高频通信干扰抑制[J]. 西安电子科技大学学报, 2003, 30(4): 442-445.
- [5] Wang G, Xia X G, Root B T. Manoeuvring target detection in over-the-horizon radar using adaptive clutter rejection and adaptive chirplet transform. *IEE Proc-Radar Navig.*, 2003, 150(4): 292-298.
- [6] Thayaparan T, Kennedy S. Detection of a manoeuvring air target in sea-clutter using joint time-frequency analysis techniques[J]. *IEE Proc-Radar Navig.*, 2004, 151(1): 19-29.
- [7] Poon M W Y, Khan R H, Le-Ngoc S. A singular value decomposition based method for suppressing ocean clutter in high frequency radar[J]. *IEEE Trans. on Signal Processsing*, 1993, 41(3): 1421-1424.
- [8] Fabrizio G A, Abramovich Y I. Adaptive cancellation of nonstationary interference in HF antenna arrays[J]. *IEE Proc Pt F*, 1998, 145(1): 19-24.
- [9] Fabrizio G A, Gershman A B, Turley M D. Non-stationary interference cancellation in HF surface wave radar. Proc. Int. Conf. Radar, Adelaide, Australia, 2003, (9): 672-677.
- [10] 扬子杰, 柯亨玉, 文必洋. 高频地波雷达波形参数设计[J]. 武汉大学学报(理学版), 2001, 47(5): 528-531.
- 张雅斌: 男, 1976年生, 博士生, 研究方向为地波超视距雷达信号处理.
- 陈卫东: 男, 1968年生, 高级工程师, 从事天气雷达与预报技术开发.
- 张守宏: 男, 1938年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 长期从事雷达信号处理等领域的科研与教学工作.
- 尚海燕: 女, 1969年生, 博士生, 研究方向为信号与信息处理.