基于联合收发权值优化的认知雷达 MIMO-STAP*

张 鑫¹,崔 琛¹,王 兴²

(1. 解放军电子工程学院 301 室, 合肥 230037; 2.61541 部队, 北京 100094)

摘 要:研究了认知雷达中多收多发空时自适应处理(MIMO-STAP)联合收发权值优化问题。提出了一种在收 发两端联合空时自适应处理(JSTAP)的方法,该方法通过对收发权值联合寻优以获得最优的信干噪比。分析了 受发射权值影响的杂波协方差矩阵结构,并基于此建立了 MIMO-STAP 的权值迭代更新结构。其权值迭代更新 步骤为:固定发射权值,求解优化模型得到接收权值;然后固定接收权值,根据杂波协方差矩阵与发射权值的关 系,得到发射权值;返回接收权值优化步骤,循环迭代以获得最优收发权值。仿真实验结果表明在慢速目标环境 中,联合空时处理与常规空时处理相比,有效提高了接收端的信干噪比。

关键词:认知雷达;多发多收;空时自适应处理;联合优化;信干噪比

中图分类号: TN958; TP391 文献标志码: A 文章编号: 1001-3695(2012)08-3116-04 doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.08.082

Cognitive radar MIMO-STAP based on joint transmit and receive weight optimization

ZHANG Xin¹, CUI Chen¹, WANG Xing²

(1. 301 Laboratory, Electronic Engineering Institute of PLA, Hefei 230037, China; 2. 61541 Unit, Beijing 100094, China)

Abstract: This paper studied the problem of joint transmit and receive weight optimization for cognitive radar MIMO-STAP. It proposed a method of joint space-time adaptive processing(JSTAP) both transmitter and receiver. It maximized the signal-to-interference-and-noise ratio(SINR) by optimizing the weights of transmitter and receiver jointly. It analyzed the structure of the clutter covariance affected by the weithts of transmitter, and built the iterative updating structure of weights of MIMO-STAP. The process was as follows: the first step was to find the weight of receiver by solving the optimizing model when the weight of transmitter was considered to be constant. The second step was to find the weight of transmitter based on the characteristics of the clutter covariance matrix when the weight of receiver was considered to be constant. Then the next step was to go back to the first step, and the cycle would not stop until the optimum weight was solved. The experiment results show that JSTAP technology improves the SINR performance contrasting with the conventional STAP technology when the velocity of target is slow. **Key words**: cognitive radar; multiple-input multiple-output; space-time adaptive processing; joint optimization; signal-to-interference-and-noise ratio

0 引言

认知雷达的思想来源于蝙蝠的回声定位系统, Haykin 将 认知雷达^[1]定义为具有感知周围环境能力的智能系统。认知 雷达通过先验知识和对环境的交互学习来感知环境,在此基础 上,实时地调整发射机和接收机适应环境的变化,以有效地、可 靠地、稳健地达到预定的目标。雷达一旦开机工作,周围的电 磁环境就会持续地对雷达的回波信号施加影响。在复杂电磁 环境中,环境中的干扰是非常强的,而发射机的信号功率和能 量都很有限,这将会严重影响雷达的性能。为了有效克服这些 问题,要求雷达通过对回波信息的处理自适应地调整发射波 形^[2-4]和发射波束^[5-10],以持续地抑制杂波。其中,空时波束 形成技术具有很好的移动目标杂波抑制能力。

常规空时自适应处理(STAP)技术均是在接收端对接收信 号进行空时处理,忽视了发射端的作用。对于认知雷达,作为 一个闭环系统,发射端类似接收端,也通过空时自适应处理提 高雷达的整机性能。本文重点研究在认知雷达中如何通过联 合优化权值,使用空时自适应处理技术对杂波进行抑制的问题。认知雷达是一个在发射端和接收端进行联合自适应处理的系统,它的 MIMO-STAP 技术与常规雷达的 STAP 技术相比,具有更强的杂波抑制能力。本文在相干 MIMO 信号收发模型下,介绍了一种收发联合空时自适应处理方法(joint STAP,JSTAP),即在接收端和发射端同时进行空时处理,以获得最佳的杂波抑制效果。

1 信号模型

假设认知雷达的 MIMO-STAP 信号模型如图 1 所示。发射 和接收阵列都是均匀线阵(ULA),且发射阵列和接收阵列分 别有 M 和 N 个天线阵元。假设发射阵列与接收阵列距离很 近,目标满足远场条件。雷达平台移动速度为 v,目标径向移 动速度为 v_i 。目标和杂波均构建为点目标模型,即目标和杂波 散射回波信号与发射信号相比,只有幅度和相位变化(不考虑 波形失真和信号带宽影响)。 w_r 和 w_R 分别表示发射权值和 接收权值。

收稿日期: 2011-11-22;修回日期: 2011-12-30 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61040007) 作者简介:张鑫(1986-),男,江西鄱阳人,博士研究生,主要研究方向为自适应信号处理(zhangxinpaper@126.com);崔琛(1962-),男,教授,博 导,主要研究方向为信号处理;王兴(1984-),男,助理工程师,学士,主要研究方向为空时自适应处理.

(7)



发射端第 m 个天线上的信号为

$$x_m(lT+\tau) = \sqrt{E}\varphi_m(\tau) e^{j2\pi f(lT+\tau)}$$
(1)

其中: $m = 0, \dots, M - 1; l = 0, \dots, L - 1; \varphi_m(\tau)$ 是基带脉冲波形;f 是载波频率; E 是脉冲瞬时功率; T 表示雷达脉冲重复周期; τ 表示脉冲内时延。

第 n 个接收天线对应的匹配滤波器输出为

$$y_{m,l,n} = \rho_l e^{l^2 \pi f_s(n+\gamma m)} e^{l^2 \pi f \rho l} + \sum_{i=0}^{N_c - 1} \rho_i e^{l^2 \pi f_s, i(n+\gamma m+\beta l)} + y_{m,l,n}^{(J)} + y_{m,l,n}^{(\omega)}$$
 (2)

其中: $n = 0, \dots, N-1; \gamma \triangleq d_T/d_R; \beta \triangleq 2vT/d_R; f_s \triangleq d_R \sin \theta/\lambda; f_D \triangleq$ 2($v\sin\theta + v_i$) T/λ ; $f_{s,i} \triangleq d_R \sin\theta_i/\lambda$; 目标 DOA 为 θ; 杂波点个数 为 N_c ,其 DOA 为 v_i , $i=0, \cdots, N_c$; d_T 和 d_R 分别表示发射和接收 阵列天线间隔; λ 表示信号波长; $y_{n,m,l}^{(J)}$ 和 $y_{n,m,l}^{(\omega)}$ 分别表示对应的 干扰信号和白噪声。式(2)等号右侧公式的第一、二部分分别 表示目标回波信号和杂波,剩余两部分分别表示干扰和噪声。

为了提高 MIMO-STAP 的杂波抑制性能,在发射端也进行 空时二维自适应处理,类似于接收空时二维波束形成技术,使 得发射空时波束在角度和多普勒频率上对准目标,这样做的优 势在于发射功率主要集中在目标上。其具体方法为对发射信 号加权输出。第 m 个天线上的发射信号为

$$x_m(lT+\tau) = \sqrt{E}w_{m,l}\varphi_m(\tau) e^{2\pi f(lT+\tau)}$$
(3)

其中: w_m ,表示第 m 个发射天线第 l 个脉冲间隔的权系数。第 n个接收天线对应的匹配滤波器输出为

 $y_{m,l,n} = \rho_t w_{m,l} e^{j2\pi f_s(n+\gamma m)} e^{j2\pi$

$$\sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i w_{m,l} e^{j2\pi f_{s,i}(n+\gamma m+\beta l)} + y_{m,l,n}^{(J)} + y_{m,l,n}^{(\omega)}$$
(4)

2 联合发射接收权值优化

由式(4)可知,匹配滤波器的输出为

$$\mathbf{y}(\mathbf{w}_T) = \mathbf{y}^{(t)}(\mathbf{w}_T) + \mathbf{y}^{(c)}(\mathbf{w}_T) + \mathbf{y}^{(J)} + \mathbf{y}^{(\omega)}$$
(5)

其中: $W_T = (w_{0,0} \quad w_{1,0} \quad \cdots \quad w_{M-1,L-1})^T$ 表示发射权系数, $y^{(\iota)}$ $(w_r), y^{(c)}(w_r), y^{(J)} \neq y^{(\omega)}$ 分别表示目标信号、杂波、干扰和 白噪声。

接收空时自适应处理目的是寻找一组使得信干噪比 (SINR)最大的接收信号线性组合,即接收权值 W_{R} 。对于 MI-MO-STAP,其采样信号可用 MNL 维的向量表示为

$$\mathbf{y}(\mathbf{w}_T) = (y_{0,0,0} \quad y_{1,0,0} \quad \cdots \quad y_{M-1,L-1,N-1})^{\mathrm{T}}$$
(6)

接收端的加权输出表示为 $W_{R}^{H} y(w_{T})$,其中 w_{R} 表示接收端 权值。

由于在发射端对发射信号进行了加权(图1),使得接收端 的信号功率谱是发射权值和接收权值的函数,为 $W_R^H R(w_T) w_R$ 。 又因为发射权值和接收权值需要满足归一化条件,因此在一次

发射接收后的 MIMO-STAP 的优化问题可以表述为

$$\min_{\boldsymbol{w}_{R}, \boldsymbol{w}_{T}} \boldsymbol{w}_{R}^{H} \boldsymbol{R}(\boldsymbol{w}_{T}) \boldsymbol{w}_{R}$$

s. t. $\boldsymbol{w}_{R}^{H} \boldsymbol{s}_{R}(f_{s}, f_{D}) = 1 \& \boldsymbol{w}_{T}^{H} \boldsymbol{s}_{T}(f_{s}, f_{D}) = 1$
$$\Xi \boldsymbol{P}: \qquad \boldsymbol{R}(\boldsymbol{w}_{T}) \triangleq \boldsymbol{E}[\boldsymbol{y}(\boldsymbol{w}_{T}) \boldsymbol{y}(\boldsymbol{w}_{T})^{H}];$$
$$\boldsymbol{s}_{R}(f_{s}, f_{D}) = \boldsymbol{a}(f_{s}) \otimes [\boldsymbol{b}(f_{D}) \otimes \boldsymbol{c}(f_{s})];$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{s}_{R}(f_{s},f_{D}) &= \boldsymbol{a}(f_{s}) \otimes \left[\boldsymbol{b}(f_{D}) \otimes \boldsymbol{c}(f_{s})\right];\\ \boldsymbol{s}_{T}(f_{s},f_{D}) &= \boldsymbol{\lambda}\boldsymbol{b}(f_{D}) \otimes \boldsymbol{c}(f_{s});\\ \boldsymbol{a}(f_{s}) &= (1 \quad e^{2\pi f_{s}} \quad \cdots \quad e^{2\pi f_{s}(N-1)})^{\mathrm{T}};\\ \boldsymbol{b}(f_{D}) &= (1 \quad e^{2\pi f_{D}} \quad \cdots \quad e^{2\pi f_{D}(L-1)})^{\mathrm{T}};\\ \boldsymbol{c}(f_{s}) &= (1 \quad e^{2\pi y f_{s}} \quad \cdots \quad e^{2\pi y f_{s}(M-1)})^{\mathrm{T}};\\ \boldsymbol{\lambda} &= 1/(I_{ML}^{\mathrm{H}} \left[\boldsymbol{b}(f_{D}) \otimes \boldsymbol{c}(f_{s})\right])_{\circ}\end{aligned}$$

 $\triangleq E[\mathbf{y}(\mathbf{w}_{T})\mathbf{y}(\mathbf{w}_{T})^{\mathrm{H}}];$

 $S_{R}(f_{s},f_{p})$ 和 $S_{T}(f_{s},f_{p})$ 分别是接收阵列和发射阵列对应的空时 导向矢量: λ 参数的引入是为了归一化当发射权值 w_r 中元素 均为1时发射权值 W_T 与空时导向矢量 $b(f_D) \otimes c(f_c)$ 的内积; I_{ML} 为维数为 ML、元素均为1的向量。

由于杂波、干扰和噪声是无关的,那么协方差矩阵可表示 为

$$\boldsymbol{R}(\boldsymbol{w}_T) = \boldsymbol{R}_c(\boldsymbol{w}_T) + \boldsymbol{R}_v \tag{8}$$

其中: $R_{e}(W_{T})$ 表示杂波协方差矩阵; $R_{v} = R_{J} + \sigma^{2}I$ 表示干扰加 噪声协方差矩阵, R_1 表示干扰协方差矩阵, σ^2 表示白噪声的 方差。式中由于杂波回波与信号有关,所以杂波协方差矩阵 $R_{c}(w_{T})$ 是发射权值 w_{T} 的函数。

以上讨论的是在一次发射接收过程中的空时自适应处理。 对于认知雷达的 MIMO-STAP 而言, 它是一个多次发射接收过 程。由于它是一个闭环系统,接收机捕获信号并经信号处理之 后,将接收信号的信息反馈到发射机,发射机依据反馈信息调 整发射权值,进行下一步发射,而接收机又根据此时捕获到的 信号设置权值。其权值迭代更新过程如图2所示。



图 2 中信号经过发射权值 $W_r(n-1)$ 加权后向环境照射, 接收机捕获回波信号并经接收权值 $W_{R}(n-1)$ 加权后送入信 号处理器中,得到下一步的发射和接收权值 $W_r(n)$ 和 $W_s(n)$ 。 其权值迭代更新过程是一个多次发射接收空时自适应处理过 程。由其迭代结构可知,式(7) 描述的 MIMO-STAP 问题可分

为两个优化问题求解。 a)当发射空时波束形成后,经环境散射,接收端捕获接收 信号,在接收端形成空时波束去杂波,式(7)的优化问题退变 为

$$\min_{\boldsymbol{w}_{R}(n)} \boldsymbol{w}_{R}^{\mathrm{H}}(n) \boldsymbol{R} \left[\boldsymbol{w}_{T}(n-1) \right] \boldsymbol{w}_{R}(n)$$

s. t. $\boldsymbol{w}_{R}^{\mathrm{H}}(n) \boldsymbol{s}_{R}(f_{s}, f_{D}) = 1$ (9)

由于此时的发射空时波束已经形成了,即发射权值 Wr(n -1)已知的情况,所以式(9)的目标函数的优化目标只有一个 变量 $W_{R}(n)$ 。同时其约束条件也减少为一个,只约束接收权 值 $W_R(n)_{\circ}$

b)与a)相似,只是此时的接收权值 $W_{R}(n)$ 是已知的,而发 射权值 $W_{T}(n)$ 是优化目标,如式(10)所示。

$$\min_{\mathbf{W}_{T}(n)} \mathbf{W}_{R}^{\mathrm{H}}(n) \mathbf{R}[\mathbf{W}_{T}(n)] \mathbf{W}_{R}(n)$$

10)

s. t.
$$\boldsymbol{W}_{T}^{\mathrm{H}}(n) \boldsymbol{s}_{T}(f_{s}, f_{D}) = 1$$
 (

式(10)也是一个二次型优化问题,但是与一般的二次优 化问题不同的是它的优化目标 w_r(n)嵌入了协方差矩阵之 中,使得这个问题的求解变得复杂。因此需要分析协方差矩阵 的结构,将发射权值从协方差矩阵中提取出来,才能得到其解 析解。

3 协方差矩阵结构分析

为了得到式(10)所示优化模型的解析解,首先要得到模型中的协方差矩阵 $R(w_r)$,它是由 R_e 和 $R_e(w_r)$ 组成。其中 R_e 为常数,由外部干扰和噪声决定; $R_e(w_r)$ 是发射权值 w_r 的函数,随着发射权值的变化而变化,即杂波协方差矩阵是受发射空时波束影响的。这与实际情况相符,当雷达以不同波束照射目标时,接收端捕获到的信号是不一样的。当发射权值发生变化时,接收机的杂波协方差矩阵会相应地发生变化,从而影响到接收权值的优化结果。由于协方差矩阵的重要性,因此在这里分别讨论两个协方差矩阵 R_e 和 $R_e(w_r)$ 。

3.1 干扰加噪声协方差矩阵

假设干扰信号 y^(J)_{n,m,l}在不同脉冲和不同正交波形是相互统 计独立的。因此,干扰信号的协方差满足

$$E\{[y_{m,l,n}^{(J)}][y_{m',l',n'}^{(J)}]^{H}\} = \begin{cases} r_{n,n',J} & m=m', l=l'\\ 0 & \not\equiv th \end{cases}$$
(11)

其中: $n,n'=0,1,\dots,N-1,m,m'=0,1,\dots,M-1$ 以及l,l'=0,1,…,L-1。根据式(11)干扰加噪声协方差矩阵,可以表示为 $R_{v} = \text{diag} \{R_{vs}, R_{vs},\dots, R_{vs}\}$ (12)

其中: R_{ts} 是N维的方阵; [R_{ts}]_{n,n'} = $r_{n,n',J} + \sigma^2$; n, n' = 0, 1, …, N-1。

由式(12)可知,通过估计 N 维的方阵 **R**_s得到干扰加噪声 协方差矩阵 **R**_s。文献[9]提出了一种估计干扰加噪声协方差 矩阵 **R**_s的方法。使发射端工作在被动模式下,此时接收端采 集数据中只包含干扰和噪声。则子矩阵 **R**_s可通过式(13)估 计出来:

$$\boldsymbol{R}_{vs} = \frac{1}{N_v} \sum_{k=0}^{N_v - 1} \boldsymbol{r}_k \boldsymbol{r}_k^{\mathrm{H}}$$
(13)

其中:N 维矢量 r_{a} 是接收端采集到的只含干扰和噪声的数据, N_{a} 是向量的个数。由 ML 个 R_{a} 组成的对角阵就是需要估计的 干扰加噪声的协方差矩阵 R_{a} 。

3.2 杂波协方差矩阵

由式(4)可知,接收数据中杂波分量表示为

$$y_{m,l,n}^{(c)} = \sum_{i=0}^{N_c-1} \rho_i w_{m,l} e^{2\pi f_{s,i}(n+\gamma m+\beta l)}$$
(14)

杂波信号矢量可以表示为

$$\boldsymbol{y}^{(c)}(\boldsymbol{w}_T) = (\boldsymbol{z}_0 \quad \boldsymbol{z}_1 \quad \cdots \quad \boldsymbol{z}_{N-1})^{\mathrm{T}}$$
(15)

其中: $\mathbf{z}_n = (\mathbf{w}_T \odot \mathbf{y}_n)^{\mathrm{T}}$; $\mathbf{y}_n = (y_{0,0,n} \quad y_{1,0,n} \quad \cdots \quad y_{M-1,L-1,n})^{\mathrm{T}}$; 符号" ①" 表示 Hadamard 积。则杂波协方差矩阵为

$$\boldsymbol{R}_{c}(\boldsymbol{w}_{T}) = \boldsymbol{y}^{(c)}(\boldsymbol{w}_{T}) \boldsymbol{y}^{(c)}(\boldsymbol{w}_{T})^{\mathrm{H}} = (\boldsymbol{z}_{i}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{z}_{j}^{*})_{N \times N} =$$

$$\left[\left(\boldsymbol{w}_{T} \odot \boldsymbol{y}_{i}\right)\left(\boldsymbol{w}_{T} \odot \boldsymbol{y}_{j}\right)^{\mathrm{H}}\right]_{N \times N}$$
(16)

其中: $i = 0, \dots, N - 1; j = 0, \dots, N - 1;$ 符号 $(a_i b_j)_{N \times N}$ 表示第i行 第j列元素为 $a_i b_j$ 。

由上式可知, $R_e(w_T)$ 是 Hermite 对称非负定阵。当 $(w_T)_i$ =1, i = 1, \cdots , ML 时, $R_e(w_T)$ = R_e , R_e 是作常规空时自适应处 理时估计的杂波协方差矩阵。

4 MIMO-STAP 联合权值更新算法

式(7)所示优化问题的优化目标是通过优化 w_r 和 w_R 两个权值,使得杂波、干扰与噪声之和的功率谱在 w_r 和 w_R 满足约束条件情况下最小。在 MIMO-STAP 联合优化权值过程中,发射端和接收端的权值是交替更新的,如第2章所述,分成两个问题分别迭代求解。

a) 当已知 *w_r* 时, *R*(*w_r*) 为一个常矩阵, 它的第*i* 行第*j* 列 的分块矩阵为

 $(\boldsymbol{w}_{T} \odot \boldsymbol{y}_{i}) (\boldsymbol{w}_{T} \odot \boldsymbol{y}_{j})^{\mathrm{H}} = (\boldsymbol{w}_{T} \boldsymbol{w}_{T}^{\mathrm{H}}) \odot (\boldsymbol{y}_{i} \boldsymbol{y}_{j}^{\mathrm{H}})$ (17)

式(7)的优化问题退化为一个二次优化问题,如式(9)所示。应用拉格朗日乘子法,为简化公式令 $w_r = w_r(n-1), w_R = w_R(n), 有$

$$J(\boldsymbol{w}_{R}) = \boldsymbol{w}_{R}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{R}(\boldsymbol{w}_{T}) \boldsymbol{w}_{R} + \lambda [1 - \boldsymbol{s}_{R}^{\mathrm{H}}(f_{s}, f_{D}) \boldsymbol{w}_{R}]$$
(18)

対式(18)求导得

$$\frac{\partial J(w_R)}{\partial w_R} = [R(w_T)w_R - \lambda s_R(f, f_D)]^* = 0 \Rightarrow$$

$$w_R = \lambda R^{-1}(w_T) s_R(f, f_D)$$
(19)

代入限制条件,有

$$\lambda = \frac{1}{\mathbf{s}_{R}^{\mathrm{H}}(f_{s}, f_{D}) \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{w}_{T}) \mathbf{s}_{R}(f_{s}, f_{D})}$$
(20)

则优化结果为

$$W_{R} = \frac{R^{-1}(w_{T}) \, s_{R}(f_{s}, f_{D})}{s_{R}^{H}(f_{s}, f_{D}) \, R^{-1}(w_{T}) \, s_{R}(f_{s}, f_{D})}$$
(21)

b)当已知 W_R 时,设 $W_T = W_T(n)$ 、 $W_R = W_R(n)$,则式(10) 的目标函数可以表示为

 $\lambda s_{P}^{H}(f_{e},f_{D}) R^{-1}(w_{T}) s_{P}(f_{e},f_{D}) = 1 \Longrightarrow$

$$\boldsymbol{w}_{R}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}(\boldsymbol{w}_{T})\boldsymbol{w}_{R} = \boldsymbol{w}_{R}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{c}(\boldsymbol{w}_{T})\boldsymbol{w}_{R} + \boldsymbol{w}_{R}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}_{v}\boldsymbol{w}_{R}$$
(22)

由于发射权值 w_r 对杂波协方差矩阵 R_e 的影响是通过对 其分块矩阵做直积运算造成的,考虑此时的接收权值 w_R 已 知,所以为了将 w_T 从 $R_e(w_T)$ 中提取出来,令 $w_R = (w_{R,0}^T = (w_{R,0} + w_{R,1}^T - \cdots + w_{R,N-1}^T)^T$,其中 $w_{R,n}^T = (w_{R,0,0,n} - w_{R,1,0,n} - \cdots + w_{R,M-1,L-1,n})$ 。则

$$w_{R}^{H} R_{c}(w_{T}) w_{R} = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} w_{R,i}^{H}(w_{T} \odot y_{i}) (w_{T} \odot y_{j})^{H} w_{R,j} = w^{H} R_{w} w$$
(23)

其中: $R_w = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} (w_{R,i}^* \odot y_i) (w_{R,j}^* \odot y_j)^{H}, w = w_T^*$ 。由于 $w_R 和 R_v$ 已知,因此式(23)的优化问题可以表示为

$$\min_{w} \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{R}_{w} \boldsymbol{w}$$

s. t.
$$\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s} = 1$$
 (24)

其中: $\mathbf{S} = \mathbf{S}(f_s, f_D) = \mathbf{S}_T^*(f_s, f_D)$ 。式(24)的解为

$$w = \frac{R_w^{-1} s}{s^H R_w^{-1} s}$$
(25)

然后由式 $W_T = W^*$ 得到发射权值向量 W_T 。

为了使得迭代寻优之后的功率谱优于接收空时自适应处 理,将迭代运算的初始发射权值向量 $w_r(0)$ 设为(1 1 … 1)^T。将 $w_r(0)$ 代入式(21),求解优化问题,得到接收权值 w_R (1),则此时的功率谱为 $P(1|0) = w_R^{H}(1) R[w_r(0)] w_R(1), P$ (1|0)即为接收空时自适应处理后得到的最小功率谱。将 w_R (1)代入式(25),经优化后得到发射权值 $w_r(1)$,此时的功率 谱 $P(1) = w_R^{H}(1) R[w_r(1)] w_R(1)$ 。由此可知经过一次反馈 后的接收端的功率谱密度 P(1)小于接收空时自适应处理的功 率谱 P(110)。经过多次迭代之后,此时的功率谱 P(n) ≤P(n -1) ≤…≤P(1) ≤P(110),由此可以看出,此种迭代寻优的 JSTAP 方法对杂波的抑制能力要优于常规 STAP。从物理意义 上讲,传统空时自适应处理只在接收方向和 Doppler 频率上对准 了目标,而 JSTAP 在发射时也对准了目标,这样做使得整机性能 得到了提高,体现在具体指标上就是信干噪比得到了提高。

综上所述,将认知 MIMO 雷达的空时自适应处理权值求解 步骤总结如下:

令 $w_r(0) = (1 \ 1 \ \cdots \ 1)^T$,首先计算干扰加噪声协方 差矩阵 R_{ι} 和未作发射自适应时的杂波协方差矩阵 R_{ι} ;

a)将发射权值 W_r(n-1)代入式(7),此时式(7)退化为式
 (9),求解式(9)所示优化问题,得到接收权值 W_R(n);

b)将接收权值 *w_R*(*n*)代入式(7),此时式(7)退化为式 (10),求解式(10)所示优化问题,得到发射权值 *w_r*(*n*);

c)按照图2的权值迭代更新过程,更新发射端和接收端的 权值,回到步骤a)计算下次发射和接收权值。

5 仿真和分析

这里将认知 MIMO 雷达的空时自适应处理与常规 MIMO 雷达空时自适应处理对杂波的抑制能力进行比较。仿真条件 为:发射与接收阵列间距比为 $\gamma = 10$,海拔高度为9 km,目标距 离雷达 12.728 km。使用文献[10]中的模型产生杂波,杂波被 设定为分布在 – 90°~90°均匀分布的点源,杂噪比(CNR)为 30 dB,杂波点源数目为 $N_c = 10000$,且杂波的 RCS 被建模为高 斯独立同分布随机变量。目标在 0°方向,信噪比为 0 dB。干 扰与杂波类似,分布在 – 30°和 30°两个方向,干噪比为 30 dB。 噪声为复高斯独立同分布的随机过程,均值为零,方差为 1。 对接收端的 SINR 输出结果归一化,则最大 SINR 为 0 dB。

图 3 显示在 $f_s = 0$ 的情况下,发射阵元个数为1,接收阵元 个数为3,相干脉冲数目为3时的 SINR 与归一化 Doppler 频率 的关系。其中 SINR 为

SINR = $\frac{|\boldsymbol{w}_{R}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}_{R}(f_{s},f_{D})|^{2}}{\boldsymbol{w}_{R}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{R}(\boldsymbol{w}_{T})\boldsymbol{w}_{R}}$

这里的 $R(w_r)$ 不包括目标信号的协方差矩阵。

如图 3 所示, JSTAP 的 SINR 曲线与 STAP 的 SINR 曲线基 本重合,即 JSTAP 与 STAP 的杂波抑制能力基本一致。这表明 JSTAP 与 STAP 具有几乎相同的杂波抑制效果。原因是发射 阵元个数为 1,所以对发射信号的加权不能形成与目标发射角 一致的空间波束,只能在时间波束上对准目标,因此信号经目 标散射后,接收机捕获的信号仍然有大量杂波,使得联合空时 处理与常规空时处理的效果几乎一致。图 4 显示的是在 Doppler 频率为 0 时的杂波功率和迭代次数的关系曲线。如图 4 所示,当迭代次数超过 3 后,杂波功率基本恒定,即优化算法 在经过 3 次迭代后收敛。与图 3 的分析一致,由于单发射天线 的 JSTAP 对杂波抑制的性能提高不大,所以在图 4 中接收信号 的杂波功率降低也不明显。



在图 3 中,由于发射阵元个数的限制使得联合空时处理的 优越性没有体现出来。当发射阵元个数增加时,如图 5 所示。 发射阵元个数为 2,接收阵元个数为 3,相干脉冲数目为 3 时的 SINR 与归一化 Doppler 频率的关系。由于在发射端对信号在 幅度和相位上进行了加权,使得接收端捕获信号的协方差矩阵 随着发射权值 w_r 变化。而正是由于协方差矩阵的变化使得 发射空时波束在空间和时间上对准了移动目标,使得在接收端 的信干噪比比常规空时处理的信干噪比要高。图 6 显示的是 杂波功率随着迭代次数的变化情况。比较图 6 和 4 的曲线可 知,多发射天线的联合空时处理由于在空间和时间上均对准了 目标,而单发射天线在发射时只在时间上对准目标,所以多发 射天线的 JSTAP 对杂波的抑制能力优于单发射天线的 JSTAP。



6 结束语

文中阐述了联合收发空时自适应处理的思想,并将其应用 于 MIMO 信号模型。在此模型中,优化目标是发射端和接收端 的权值,优化准则是最大化雷达接收机输出信号的信干噪比 (不考虑雷达波形失真和带宽影响的情况),发射端和接收端 的权值归一化是限制条件,其中发射端和接收端的权值交替更 新。这个迭代更新的具体过程如图 2 所示。

考虑到目标的机动性,目标在经过一段时间后,其 DOA 和 径向速度均可能发生变化,使得图 4 和 6 中收敛后的发射端和 接收端的权值并非最优权值,即它们对发射信号和接收信号的 加权并不能在此种情况中最大程度地降低杂波。但是由于闭 环信号处理的特点,目标 DOA 和径向速度的变化使得权值迭 代的初值和条件发生改变,使得该闭环系统进行迭代运算以达 到优化准则的要求。当杂波功率再一次收敛时,此时的发射权 值和接收权值即为此刻目标 DOA 和径向速度条件下对应的最 优权值,通过利用它们对发射信号和接收信号的加权可以最大 程度地降低杂波的影响,体现在具体指标上就是接收端的信干 噪比得到提高。

另外,由于在联合空时处理模型中引入了发射权值,使得 接收机捕获的信号与发射权值有关。但是,优化模型的接收权 值约束条件只利用了接收阵列导向矢量对接收权值进行约束, 没有考虑发射权值对接收信号的影响。在进一步的研究中,可 以利用被发射权值影响的接收信号对接收权值进行约束,将发 射权值对接收权值的影响体现在约束条件中。

参考文献:

- HAYKIN S. Cognitive radar: a way of the future [J]. IEEE Signal Process Magazine, 2006, 23(1): 30-40.
- [2] GOODMAN N A, VENKATA P R, NEIFELD M A. Adaptive waveform design and sequential hypothesis testing for target recognition with active sensors[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing,2007,1(1):105-113. (下转第 3127 页)

概率分别降低 0.0104、0.0174、0.0204;并在 Q_f 为 10⁻⁴时,采用 TWCS 算法、信噪比加权算法、等增益合并和最大比合并算法 的漏警概率相对于 AWGN 信道下的漏警概率分别增大了 0.0294、0.0246、0.0157 和 0.0154。采用 TWCS 算法时,在两种 信道下的漏警概率变化较大。

另外,由前面2.1 节对信任度函数的分析可知,参数 *M* 的 设定对信任度有着一定的影响,因此系统的检测性能也与参数 *M* 的选取有一定关系。通常情况下,参数 *M* 值越大,则被信任 的认知用户越多,系统检测性能也越好。图 5 为不同 *M* 值下, 虚警概率和检测概率的关系曲线。



图5 不同M值时,TWCS算法中虚警概率和检测概率的关系曲线

由仿真图 5 可以看出,在相同的虚警概率下,随着 M 值的 增大,系统的检测性能也随着提高,尤其在 M 值相差较大的情 况下,这种差距较为明显; M 值相差较小时,这种差距比较小。 因为 M 值减小导致参与协作感知的认知用户数也减少,因此, M 取值通常不宜过小,而且在协作用户数较多时才有较好的 检测性能。如在虚警概率为 10^{-3} 时, M = 6 的情况下, 检测概 率 Q_d = 0. 995, M = 3 的情况下, Q_d = 0. 994 9, 只相差 0. 000 1, 而对 M = 1 的情况下, 检测概率 Q_d = 0. 993 2, 与前两种情况相 比, 检测概率分别降低了 0. 0018 和 0. 0017。

4 结束语

本文考虑到信任度不同的认知用户对感知结果的贡献程 度不一样,提出一种新的认知无线电的合作频谱感知算法 TWCS。该算法利用指数形式的信任度函数作为加权值,合理 地为每个认知用户分配权值,信任度高的认知用户分配较大的 权值,信任度低的认知用户分配较小的权值。该算法使系统的 整体感知结果可靠性高,提高了系统的整体感知性能。

参考文献:

[1] AKYILDIZ I F, LEE W Y, VURAN M C, et al. Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: a survey

(上接第3119页)

- [3] HAYKIN S, ZIA A, ARASARATNAM L, et al. Cognitive tracking radar[C]//Proc of IEEE Radar Conference. Washington DC:[s. n.], 2010:1467-1470.
- [4] WANG Bin. Research on adaptive waveform selection algorithm in cognitive radar[J]. Journal of Communications, 2010, 5(6):467-474.
- [5] CHAVALI P, NEHORAI A. Cognitive radar for target tracking in multipath scenarios [C]//Proc of IEEE Waveform Diversity and Design Conference. Niagara Falls, Canada: [s. n.], 2010: 110-114.
- [6] LI Wen-hua, CHEN Gen-she, BLASCH E, *et al.* Cognitive MIMO sonar based robust target detection for harbor and maritime surveillance

[J]. Computer Networks, 2006, 50(13): 2127-2159.

- [2] BANSAL G, JAHANGIR H M, KALIGINEEDI P, et al. Some research issues in cognitive radio networks [C]//Proc of the 8th IEEE AFRICON Conference. [S. l.]: IEEE Press, 2007:1-7.
- [3] CABRIC D, TKACHENKO A, BRODERSEN R W. Spectrum sensing measurements of pilot, energy, and collaborative detection [C]// Proc of IEEE Conference on Military Communications Conference. Piscataway, NJ:IEEE Press, 2006:2347-2348.
- [4] UNNIKRISHNAN J, VEERAVALLI V V. Cooperative sensing for primary detection in cognitive radio[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2008, 2(1):18-27.
- [5] 郭云玮, 刘全, 高俊. 协作感知下基于双门限能量检测的融合方 案研究[J]. 计算机应用研究, 2010,27(12):4723-4725.
- [6] 杨柯. 认知无线电中的合作检测及其综合判决算法研究[D]. 成都: 西南交通大学,2010:33-39.
- [7] GHASEMI A, SOUSA E S. Opportunistic spectrum access in fading channels through collaborative sensing [J]. Journal of Communications, 2007, 2(2):71-82.
- [8] DIGHIM F F, ALOUINI M S, SIMON M K. On the energy detection of unknown signals over fading channels [C]//Proc of IEEE International Conference on Communications. [S. l.]: IEEE Press, 2005:3575-3579.
- [9] 焦竹青,熊伟丽,张林,等.基于信任度的多传感器数据融合及 其应用[J].东南大学学报,2008,38(1):253-257.
- [10] SHEN Bin, HUANG Long-yang, ZHAO Cheng-shi. Weighted cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks [C]//Proc of the 3rd International Conference on Convergence and Hybrid Information Technology. Washington DC: IEEE Computer Society, 2008: 1074-1079.
- [11] WANG Ling-feng, WILLIAMS C, DOUFEXI A, et al. Weighted cooperative sensing for pulse radar signals [C]//Proc of IET Seminar on Wideband and Ultra Wideband Systems and Technologies: Evaluating Current Research and Development. 2008:1-5.
- [12] Bin SHAHID M I, KAMRUZZAMAN J. Weighted soft decision for cooperative sensing in cognitive radio networks [C]//Proc of IEEE International Conference on Communications. [S. l.]: IEEE Press, 2008:1-6.
- [13] WANG Li-jun, GUO Jian-ming, HAO-Jing. The influence of multipath effect on low altitude cruise missile detection in radar[J]. Radar Science and Technology, 2010, 8(1):7-10.

applications [C]//Proc of IEEE Aerospace Conference. 2009: 1-9.

- [7] CHEN Chun-yang, VAIDYANATHAN P P. MIMO radar space-time adaptive processing using prolate spheroidal wave functions[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2008, 56(2): 623-635.
- [8] LORENZ R G, BOYD S P. Robust minimum variance beamforming
 [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2005, 53 (5): 1684-1696.
- [9] GOODMAN N A, STILES J M. On clutter rank observed by arbitrary arrays[J]. IEEE Trans on Signal Processing,2007,55(1): 178-186.
- [10] HERBERT G M. Clutter modeling for space-time adaptive processing in airborne radar[J]. IET Radar Sonar Navigation, 2010, 4(2): 178-186.