

对空时二维自适应处理雷达的 投散射宽时限扫频式干扰技术研究

湛诗娃¹,张剑云¹,周青松¹,朱家兵²

(1. 电子工程学院,安徽合肥 230037;2. 中国电子科技集团公司第三十八研究所,安徽合肥 230037)

摘 要: 针对传统干扰方法因干扰信号维度单一而难以在空时二维联合域对空时自适应处理器(Space-Time Adaptive Processing, STAP)产生有效干扰这一问题,提出了一种能覆盖整个空时二维平面的投散射宽时限扫频式干扰方法. 该方法是向特定区域投射具有多普勒带宽的扫频信号,利用散射回波干扰 STAP 雷达. 地形散射使干扰信号具有空时耦合特性,干扰信号空域连续,STAP 处理器无法从空域识别抑制;宽时限扫频方式导致脉冲间多普勒频率存在差异,使雷达无法提取干扰信号多普勒频率,能占用处理器大量自由度. 仿真结果表明,该方法产生的干扰功率谱能覆盖整个空时平面,使处理器自由度严重损失,导致 STAP 处理器性能下降,验证了该方法的有效性.

关键词: 空时自适应处理; 投散射; 扫频; 空时协方差矩阵; 特征谱

中图分类号: TN97 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)06-1349-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.06.010

The Study on the Scattered-Wave Long Duration Sweeping Frequency Jamming Method for STAP Radar

CHEN Shi-wa¹, ZHANG Jian-yun¹, ZHOU Qing-song¹, ZHU Jia-bing

(1. Electronic Engineering Institute, Hefei, Anhui 230037, China;

2. The 38th Institution of China Electronics Technology Group Corporation, Hefei, Anhui 230037, China)

Abstract: The conventional jamming approaches with dimensional singularity fail to gain jamming efficiency against space-time adaptive processor (STAP) in spatial-temporal domain. Therefore, a scattered-wave long duration sweeping frequency jamming method is proposed. In this method the scattered wave signal, which is generated by utilizing sweeping frequency signal scattering with Doppler bandwidth to certain locations from jammers, is employed to counter STAP radar. With this method, the jamming signal acquires space-time coupling feature and is continuous in space domain so that it cannot be identified or suppressed by STAP radar. The proposed method makes different Doppler frequencies between pulses hinder the radar from extracting signal Doppler frequency to occupy degree of freedom in processors. The simulation shows that the power spectrum of jamming signals can cover the whole spatial-temporal domain, leading to serious losses in the degree of freedom and improvement factor of STAP. The simulation result indicates the availability of the approach.

Key words: space-time adaptive processing; scattering; sweeping frequency; space-time covariance matrix; characteristic spectrum;

1 引言

STAP 是阵列自适应处理从空间维向空时二维的扩展,具有更优良的杂波抑制与抗干扰特性^[1-3]. 目前国内外公开文献中关于 STAP 干扰的方法较少,文献[4]提出了针对 STAP 雷达的自卫式多普勒欺骗干扰方法,

干扰信号虽能有效掩护目标的多普勒信息,但是方位信息仍然暴露给雷达,无法逃离雷达的观察;文献[5]提出旁瓣灵巧式噪声干扰方法,将干扰功率控制在多普勒带宽内,提高了干扰效率,但仍未解决干扰信号维度单一问题;文献[6]提出密集式干扰,通过多部干扰机产生的干扰信号占用处理器较多自由度,使处理器

抑制杂波与抗干扰性能下降,但是密集式干扰需要大量干扰机,实现性较弱.

本文针对已有干扰手段信号维度单一与方向性离散问题,提出了投散射线扫频式干扰技术.该干扰方法是将具有雷达信号多普勒带宽的宽时限扫频式干扰信号向被保护目标所在区域投射,利用地面散射的干扰信号破坏雷达性能.通过控制空时干扰信号的扫频范围将功率集中在多普勒带宽内,提高了干扰效率;利用地面散射特性^[7]产生多普勒频率与空间耦合的干扰信号,解决了维度单一与方向性离散问题;宽时限扫频^[8]保证了进入雷达接收机各干扰脉冲之间多普勒频率不一样,单部干扰机就能占用处理器大量自由度^[9,10],破坏处理器性能.本文从雷达接收机的角度分析了干扰信号数学模型与特征空间,仿真结果验证了该干扰技术的有效性.

2 STAP 抑制杂波基本原理

图1所示为机载阵列雷达的几何布局,假设雷达平台沿 x 轴方向运动, φ 是方位角, v_p 是雷达平台飞行速度, H 是雷达平台距离地面的高度, θ 是地面 P 点对雷达的仰角.

假设天线阵列具有 N 个阵元,处理器积累 M 个回波,则雷达在第 m 个周期第 i 个阵列接收的信号形式为:

$$s_r = A(\varphi) \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} (x_i + 2v_p mT) \cos\varphi \cos\theta\right] \times \exp\left[j \frac{2\pi}{\lambda} y_i \sin\varphi \cos\theta - z_i \sin\theta\right] \quad (1)$$

$$m = 1, 2, \dots, M; i = 1, 2, \dots, N$$

根据式(1),对于第 m 个时刻第 i 个传感器对于单一距离单元,可得杂波信号形式^[1]

$$c_{im} = \int_{-\varphi_0}^{\varphi_0} D(\varphi) L(\varphi) G(\varphi, m) s_r(\varphi) d\varphi \quad (2)$$

式中, $D(\varphi)$ 是传感器方向图, $L(\varphi)$ 是地面反射率, $G(\varphi, m)$ 是天线在第 m 个周期时刻的发射方向图.

根据各信号模型,可得到空时协方差矩阵

$$\mathbf{Q} = E[(\mathbf{c} + \mathbf{j} + \mathbf{n})(\mathbf{c} + \mathbf{j} + \mathbf{n})^H] \quad (3)$$

其中, \mathbf{c} 为杂波矢量, \mathbf{j} 是干扰矢量, \mathbf{n} 是噪声矢量.

那么 STAP 空时最优处理器表达式为^[1]:

$$\mathbf{w}_{opt} = \gamma \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{s} \quad (4)$$

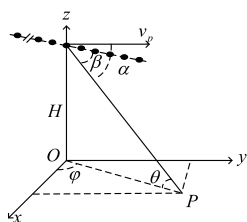


图1 机载阵列雷达几何布局

3 投散射线扫频式干扰基本原理及信号特性分析

3.1 投散射线扫频式干扰

雷达和干扰机的几何配置如图2所示.雷达 R 在距离地面高度 H_R 的上空以速度 v_R 沿着 x 轴方向飞行,干扰机 J 在距离地面高度 H_J 的上空以速度 v_J 飞行,飞行方向与 x 轴的夹角为 δ_J ,干扰机到雷达的俯仰角为 θ_{JR} .地面(海面)的 P 点到雷达的水平投影距离为 R_{RP} ,到干扰机的水平投影距离为 R_{JP} ,干扰机与雷达的水平投影距离为 R_{JR} .

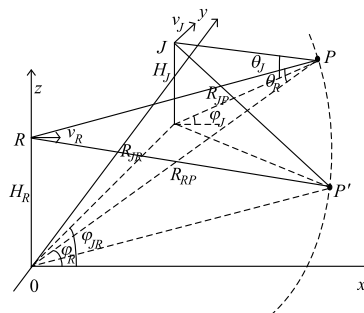


图2 雷达和干扰机的几何配置图

假设雷达发射信号形式为:

$$s(t) = \text{Re}[AE(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (5)$$

其中, A 是发射信号幅值, $E(t)$ 是门函数发射波形包络, f_c 是信号载频. 则雷达的多普勒频率带宽 $B_d = \frac{4v_R}{\lambda}$, v_R 是雷达平台飞行速度.

干扰机发射信号形式为:

$$s_j(t) = \text{Re}\left\{ \sum_{m=0}^{M-1} E(t - mT) \times A_j \exp\left[j2\pi\left(f_c t + \frac{1}{2}\mu t^2\right)\right] \right\} \quad (6)$$

其中, A_j 是干扰机发射信号幅值, $\mu = \frac{B_d}{T_0}$ 是调频斜率, T_0 远大于雷达脉冲周期 T .

若干扰机与雷达之间不存在相对运动,则经过时间 τ 后干扰信号进入雷达接收机经过零中频处理得:

$$s_r(t) = E(t - \tau) e^{j\omega t} \left\{ A_j e^{[j2\pi(f_c(t - \tau) + \frac{1}{2}\mu(t - \tau)^2)]} \right\} = \frac{1}{2} A_j [e^{j\pi\mu(t - \tau)^2} + e^{-j\pi\mu(t - \tau)^2}] \quad (7)$$

经过低通解调之后得到的信号为:

$$s_r(t) = A_j e^{-j\pi\mu(t - \tau)^2} \quad (8)$$

但是雷达、干扰机和地面三者之间均存在相对运动,时延 $\tau(t)$ 与相对运动速度 v_r 和时间 t 有关. 设干扰机到地面 P 点的斜距与地面 P 点到雷达的斜距之和为 R_0 ,可求解 $\tau(t)$,得:

$$\tau(t) = \frac{R_0}{c} - \frac{v_r}{c}t \quad (9)$$

其中, v_r 是发射信号在雷达、干扰机与地面三者之间传播的相对速度,参考双基地雷达多普勒频率,得:

$$v_r = v_R \cos(\varphi_R - \delta_R) \cos\theta_R + v_J \cos(\varphi_J - \delta_J) \cos\theta_J \quad (10)$$

将 $\tau(t)$ 带入式(8)可得雷达接收解调之后的干扰信号为:

$$\begin{aligned} s_r(t) &= A_J \exp\{j2\pi[(f_c \frac{v_r}{c} - \mu\tau_0 - \mu\tau_0 \frac{v_r}{c})t]\} \\ &\quad \times \exp\{j2\pi[\frac{1}{2}\mu(\frac{v_r^2}{c^2} + \frac{2v_r}{c})t^2]\} \\ &= A_J \exp[j2\pi(f_{dJ}t + \frac{1}{2}\mu_{dJ}t^2)] \quad (11) \end{aligned}$$

其中, $f_{dJ} = f_c \frac{v_r}{c} - \mu\tau_0 - \mu\tau_0 \frac{v_r}{c}$, $\mu_{dJ} = \mu(\frac{v_r^2}{c^2} + \frac{2v_r}{c})$.

式(11)中不仅含有一次相位项,同时也包含有二次相位项,说明具有雷达载频中心频率的线性扫频式干扰信号经过地面 P 点反射后在 STAP 中的多普勒频率也具有一定带宽, P 点的方位(φ_R, φ_J)决定了干扰信号的多普勒中心频率大小与带宽范围. 因此,地面等距离环上各方位点反射的干扰回波均具有一定的多普勒带宽,从空时二维平面上看,干扰信号的功率谱将覆盖整个空时平面. 雷达接收到的 P 点散射的干扰信号空间相位项和时间相位项分别为:

$$\begin{aligned} \Phi_m(\varphi_R, m) &= \exp\{j2\pi[f_{dJ}mT + \frac{1}{2}\mu_{dJ}(mT)^2]\}, \\ m &= 0, \dots, M-1 \\ \Psi_n(\varphi_R) &= \exp\{j\frac{2\pi}{\lambda}(x_n \cos\varphi_R + y_n \sin\varphi_R) \cos\theta_R\} \\ &\quad \times \exp\{-j\frac{2\pi}{\lambda}z_n \sin\theta_R\}, n = 0, \dots, N-1 \quad (12) \end{aligned}$$

考虑雷达与干扰机的天线增益 G_i, G_j 和地面散射系数 L , 雷达接收机内第 m 个周期第 n 个阵元接收的同一距离门中总干扰信号为:

$$s_{mn} = \int_{\varphi_R} G_i(\varphi_R) G_j(\varphi_R) L(\varphi_R) \Phi_m(\varphi_R, m) \Psi_n(\varphi_R) d\varphi_R \quad (13)$$

则干扰信号的空时矢量表达式为:

$$\mathbf{s}_r = (s_0, s_{0 \times 2}, \dots, s_{n \times m}, \dots, s_{(N-1) \times (M-1)})_{1 \times NM}^T \quad (14)$$

投散射扫频式干扰信号因为在雷达接收机脉冲积累的各个周期内信号多普勒频率均不相等,干扰信号的功率谱将覆盖整个空时二维平面. 通过控制线性调频信号的带宽,使干扰信号的能量尽可能集中于雷达多普勒滤波器带宽内,能够有效提高干扰功率的利用率. 但线性调频信号比较容易被雷达发现信号调频规律并在接收端加以抑制,干扰效果会降低. 因此,为了降低干扰信号的辨识度,可以采用非线性调频信号进行

投散射式干扰.

3.2 投散射非线性扫频式干扰

雷达平台与干扰机的几何模型如图 2 所示. 设干扰信号带宽为 B , 载频与雷达信号载频一致,均为 f_c , 脉宽为 T , 调频周期为 T_0 , 解析函数为:

$$f(t) = \frac{B}{T_0}t^2 + f_c - \frac{B}{2} \quad (15)$$

其中, B 是干扰信号带宽, f_c 是雷达信号载频, T_0 是调频周期. 设初始相位为零,则干扰信号相位函数为:

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau = 2\pi[\frac{B}{3T_0^2}t^3 + (f_c - \frac{B}{2})t] \quad (16)$$

将干扰信号调制成一串具有雷达脉宽的脉冲串,将一串基带脉冲信号与非线性调频信号进行相乘,得到发射的干扰信号模型为:

$$\begin{aligned} s_j(t) &= \text{Re}\{\sum_{m=0}^{M-1} E(t-mT) \\ &\quad \times A_J \exp\{j2\pi[\frac{B}{3T_0^2}t^3 + (f_c - \frac{B}{2})t]\}\} \quad (17) \end{aligned}$$

干扰信号经过地面 P 点散射后进入雷达接收机,经过匹配滤波之后的复数域部分为:

$$s_{jr}(t) = \exp\{j2\pi[\frac{B}{3T_0^2}(t-\tau(t))^3 - \frac{B}{2}(t-\tau(t))]\} \quad (18)$$

式(18)中不仅有一次相位项,同时也包含了二次相位项和三次相位项. 将 $\tau(t) = \tau_0 - \frac{v_r}{c}t$ 代入式(18),通过化简,可以得到雷达接收机内非线性调频干扰信号多普勒频率表达式:

$$\begin{aligned} f_{dJ}(t) &= BT_0[(3 + \frac{9v_r^2}{c^2} + \frac{9v_r}{c})t^2 + (3\tau_0^2 + \frac{3\tau_0 v_r}{c} - \frac{1}{2T_0}) \\ &\quad - (\frac{12\tau_0 v_r}{c} + 6\tau_0 + \frac{6\tau_0 v_r^2}{c^2})t] \quad (19) \end{aligned}$$

其中, v_r 是散射干扰信号相对雷达的运动速度,同式(10). 式(19)表明,非线性调频信号的多普勒频率也呈非线性分布,占据一定的带宽,信号的中心频率由地面 P 点的方位决定,功率谱也将覆盖整个空时二维平面. 令:

$$\begin{cases} a = BT_0(3 + \frac{9v_r^2}{c^2} + \frac{9v_r}{c}) \\ b = -BT_0(\frac{12\tau_0 v_r}{c} + 6\tau_0 + \frac{6\tau_0 v_r^2}{c^2}) \\ c = BT_0(3\tau_0^2 + \frac{3\tau_0 v_r}{c} - \frac{1}{2T_0}) \end{cases} \quad (20)$$

则 P 点散射干扰回波的多普勒频率分布范围为 $[c - \frac{b^2}{4a}, aT_0^2 + bT_0 + c]$.

非线性扫频干扰信号的时间相位项、空间相位项分别为:

$$\begin{aligned} \Phi_m(\varphi_R, m) &= \exp\{j2\pi f_{dJ}(mT)mT\}, \\ m &= 0, \dots, M-1 \\ \Psi_n(\varphi_R) &= \exp\left\{j\frac{2\pi}{\lambda}(x_n \cos\varphi_R + y_n \sin\varphi_R) \cos\theta_R\right\} \\ &\quad \times \exp\left\{-j\frac{2\pi}{\lambda}z_n \sin\theta_R\right\}, \\ n &= 0, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (21)$$

雷达接收机中干扰信号的空时矢量形式同式(13)和(14).

3.3 投散射扫频式干扰信号空-时协方差矩阵特征值数目分析

空时协方差矩阵的特征谱分布情况反映了向量空间被杂波和干扰占用情况,预留的自由度决定了处理器的性能.文献[11]提出了空时协方差矩阵特征谱的分析,文献[12]发现了空时协方差矩阵特征值数目规则,文献[13]进一步推导了空间变换处理器的空时协方差矩阵特征值数目估计方法.本文所提干扰方法的一大优势就是单部干扰机就能够占用 STAP 处理器的大量自由度,降低甚至破坏 STAP 处理器的性能,使雷达无法正常探测目标.本节利用位移算子分析了干扰信号的矢量形式,从数学的角度解释了本文所提干扰方法占用大量自由度的原因.

由式(12)与式(21)可知,投散射扫频式干扰信号在雷达接收机中各脉冲内的多普勒频率均不相同,雷达无法从单个脉冲内提取干扰信号的多普勒频率.对于均匀线阵侧视阵雷达,第 m 个周期第 n 个阵元接收对应角度 (φ_R, θ_R) 的干扰响应可以写成类似杂波信号的形式:

$$\begin{aligned} s_{jnm} &= A_j \exp[j2\pi(f_s n + f_{dJ}(mT)mT)] \\ &= A_j \exp[j2\pi f_s(n + \beta_j^{(m)} m)] \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $f_s = d \cos\varphi_R \cos\theta_R$ 是空间频率, $\beta_j^{(m)} = \frac{f_{dJ}^{(m)} T}{f_s}$ 是多普勒频率与空间频率的比值.

不考虑天线增益并假设处于均匀散射背景中,干扰信号空时矢量形式与子矢量形式通过式(22)可以表示为:

$$s_{jm} = \begin{pmatrix} 1 \\ \dots \\ A_j e^{[j2\pi f_s(n + \beta_j^{(m)} m)]} \\ \dots \\ A_j e^{[j2\pi f_s(N-1 + \beta_j^{(m)} m)]} \end{pmatrix} \quad (23)$$

$$s_j = (s_{j0}, s_{j1}, \dots, s_{jM-1})^T \quad (24)$$

对于雷达接收的杂波,当雷达满足相位中心偏置

条件时,杂波响应的 $\beta = \frac{f_d T}{f_s} = \frac{2v_p T}{d} = 1$;对于雷达接收的干扰信号,因为干扰信号多普勒频率在一定带宽范围内变化,调制周期大于雷达接收机积累脉冲数总时间,因此每个脉冲重复周期采样的干扰信号多普勒频率均不一样,对应的 β_j 也随之变化.由式(22)给出的空间相位项与时间相位项的关系,形式如式(24)的空时矢量可以由下列一维类型的信号序列产生:

$$e_i(f_s) = \exp(j2\pi f_s i) \quad (25)$$

这当中仅包含了空间相位信息,利用空时耦合特性,可以通过矩阵换算得到形如式(24)的空时矢量形式:

$$s_j = \Gamma e \quad (26)$$

式中, e 单元 $e_i(f_s)$ 构成, Γ 为各列不相关的位移算子,元素为 1 或 0,它能将一维的空间信息折算到二维的空时矢量上, e 的维数决定了位移算子维数的大小.由式(25)与式(26)可知,式(25)中的 i 能够在 $I = \{0, 1, \dots, N-1; 0 + \beta_j^{(1)}, 1 + \beta_j^{(1)}, \dots, N-1 + \beta_j^{(1)}; \dots; 0 + \beta_j^{(M-1)}, 1 + \beta_j^{(M-1)}, \dots, N-1 + \beta_j^{(M-1)}\}$ 中取值,取值范围应是 I 中各数不重复的最小范围 $I_{\min} \in I$,因此, e 的维数: $N + M - 1 \leq N_e < N \times M$. 位移算子 Γ 的维数为: $NM \times N_e$.

假设地面不同方向的干扰回波相互独立,假设 $H = 0$,则总干扰信号的协方差矩阵:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_j &= \mathbf{E}\{s_j s_j^H\} \\ &= \mathbf{E}\left\{\int_0^{2\pi} A(\varphi_R) e(\varphi_R) d\varphi_R \int_0^{2\pi} A^*(\varphi_R) e^H(\varphi_R) d\varphi_R\right\} \mathbf{I}^H \\ &= \mathbf{E}\left\{\int_0^{2\pi} A(\varphi_R) A^*(\varphi_R) e(\varphi_R) e^H(\varphi_R) d\varphi_R\right\} \mathbf{I}^H \\ &= P_j \mathbf{I} \mathbf{I}^H \end{aligned} \quad (27)$$

其中, $P_j = \mathbf{E}\{|A(\varphi_R)|^2\}$ 是干扰功率.因为 Γ 中各列互不相关,所以 \mathbf{R}_j 的特征值数目就为 N_e ,说明投散射扫频式干扰占用的自由度远大于杂波占用的自由度,能有效降低 STAP 抑制杂波的性能.

4 实验仿真结果分析

4.1 实验参数设置

仿真的参数设置为:机载雷达载波频率 $f_c = 10\text{GHz}$,脉冲重复频率 $f_{\text{RP}} = 10\text{kHz}$,脉宽 $\tau = 10\mu\text{s}$,天线阵元间隔 $d = \frac{\lambda}{2}$ 满足空间来奎斯特采样定理,天线阵元数 N 与脉冲积累数 M 依次为: $N = 10, M = 10; N = 14, M = 14; N = 18, M = 18$. 均匀线阵侧视阵观察,雷达具有空时自适应处理技术.干扰机对 STAP 采用投散射扫频式干扰方式,单部干扰机,干扰信号扫频周期 $T_0 = 18 \times 10^{-4}\text{s}$,扫频带宽 $B = 20\text{kHz}$,干扰信号中心频率 $f_0 = 10\text{GHz}$. 杂波噪声比 $\text{CNR} = 30\text{dB}$,信号噪声比 $\text{SNR} =$

0dB, 干扰噪声比 $JNR = 18\text{dB}$. 雷达平台飞行速度 $v_R = 150\text{m/s}$, 飞行高度为 10000m , 机载雷达与干扰机方位夹角 $\theta_{JR} = 60^\circ$; 干扰发射机飞行速度 $v_j = 68\text{m/s}$, 飞行高度为 2000m , 飞行角度 $\delta_j = 20^\circ$; 目标相对于雷达平台的径向速度 $v_s = 90\text{m/s}$, 干扰发射机调制产生的虚假多普勒频率为 $2v_r/\lambda = 7\text{kHz}$.

4.2 仿真结果分析

图3是雷达接收机具有不同阵元数与积累脉冲数情况下对应的干扰+杂波空时协方差矩阵特征谱仿真结果. 由结果可以看出, 扫频式干扰能够占用 STAP 大量自由度, 使处理器不具有足够自由度来抑制干扰与杂波, 这与理论分析结论相符. 尤其当雷达的阵元数目及积累脉冲数较少时(参考 $N = 10, M = 10$), 特征值数目甚至有可能饱和; 对于阵元数以及脉冲积累数较多、工作在扇形扫描工作模式下的雷达(参考 $N = 18, M = 18$), 只需两部干扰机就能完全占用处理器的整个特征空间.

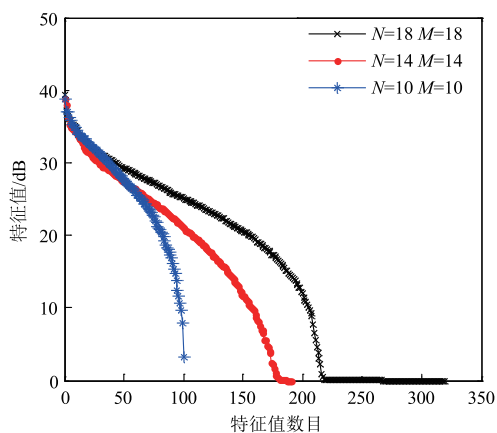


图3 干扰+杂波空时协方差矩阵特征谱

图4是干扰环境下具有不同阵元数与脉冲积累数时的最优处理器改善因子仿真结果. 从图4可以看出, 干扰环境下雷达抑制杂波的性能会有所下降, 尤其当雷达阵元数较少时(参考 $N = 10, M = 10$). 因为干扰+杂波空时协方差矩阵特征值数目 $N_{ES} = 100$, STAP 自由

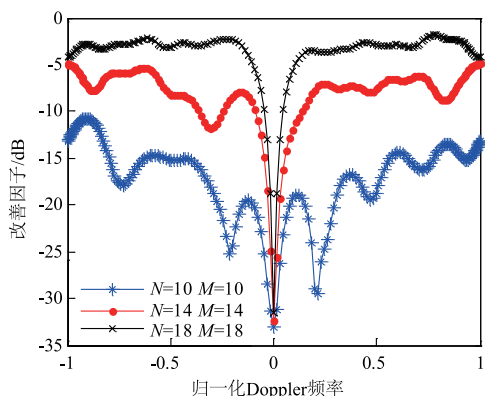
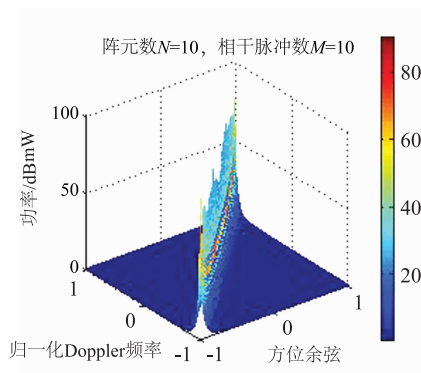


图4 干扰对STAP杂波抑制的影响

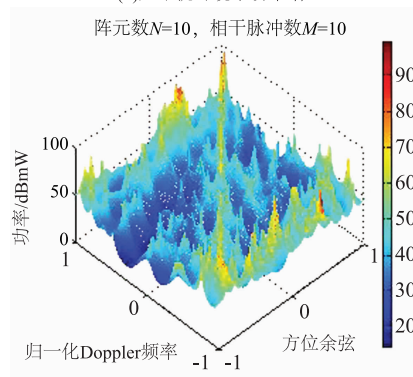
度被完全占用, 雷达没有多余的空间自由度抑制杂波, STAP 最优处理器几乎失去了抑制杂波的能力, 雷达探测性能严重下降.

图5对比了无干扰条件下与干扰条件 STAP 处理器空时二维功率谱, 与图5(a)对比, 图5(b)表明干扰信号在空域与多普勒域均成连续分布, 几乎覆盖了整个空时平面. 因为干扰信号发射时具有多普勒带宽, 在时域上就保证了能够覆盖雷达 STAP 处理器的多普勒频率; 又通过宽时限扫频的方式, 将宽时限扫频信号卷积窄带脉冲, 确保雷达积累的干扰信号脉冲之间存在多普勒频差, 使雷达无法提取干扰信号的多普勒频率; 再利用地面散射特性与多普勒频率空间耦合特性, 使信号在空域上连续覆盖, 使雷达无法利用波束形成技术从空域上抑制干扰信号.

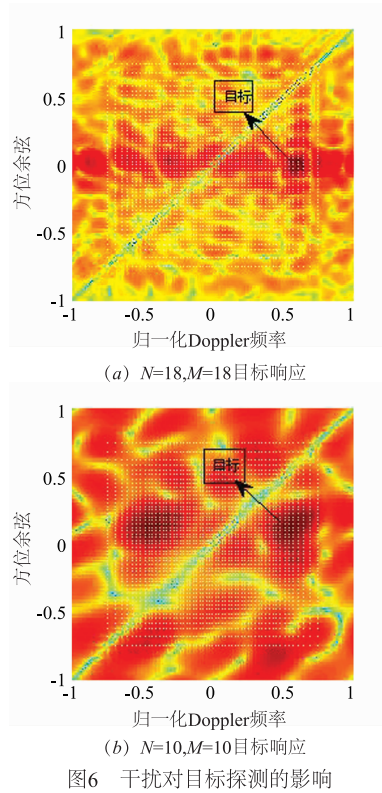
图6是雷达在干扰环境下目标响应仿真结果, 表明雷达在受到干扰时目标探测性能会受到较为明显的影响, 对于单部干扰机, 当雷达阵元数目或脉冲积累数足够多时, 雷达仍然能够较为准确地探测目标的方位信息与多普勒信息, 对于这种情况, 可以通过再增加一部干扰机来提高干扰效果; 当雷达阵元数目或脉冲积累数较少时, 雷达受干扰的影响较大, 甚至无法正确获取及判断目标信息, 这一点有效证明了投散射式扫频干扰的有效性.



(a) 无干扰环境下功率谱



(b) 干扰环境下功率谱



5 结论

本文提出的投散射宽时限扫频式干扰方法通过控制干扰信号的发射带宽,将干扰信号功率灵活控制在多普勒滤波器带宽内,最大效率的利用了干扰功率;宽时限扫频方式使进入接收机的每个干扰脉冲多普勒频率均不一致,确保雷达无法有效提取干扰信号多普勒信息;通过地面散射的方式,使干扰信号多普勒频率与方位耦合,有效保证了干扰信号的多普勒连续性与空间连续性,干扰功率谱能够覆盖在整个 STAP 空时二维空间,极大地占用了处理器自由度,破坏了 STAP 抑制杂波的性能,使雷达无法正常探测目标. 实验仿真结果验证了干扰方法的有效性.

参考文献

- [1] Wang Dawei, Chen Qian. Reduced rank calculation of space-time anti-jamming for navigation receiver [A]. Proceedings of 2013 International Conference on Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer (MEC) [C]. Shenyang: IEEE, 2013. 439 – 443.
- [2] ElzaBaby, Ashish A Bhargave. Space time adaptive processing for clutter suppression in radar[J]. International Journal of Emerging Trend in Science and Technology, 2014, 1 (3): 368 – 373.
- [3] Klemm R. Adaptive air-and spaceborne MTI under jamming conditions [A]. IEEE National Radar Conference [C]. Lynnfield, MA, USA: IEEE, 1993. 167 – 172.
- [4] 唐孝国,张剑云,王珽. 对空时自适应处理技术的欺骗干扰研究[J]. 航天电子对抗, 2012, 28(5): 61 – 64.
TANG Xiao-guo, ZHANG Jian-yun, WANG Ting. Study on deception jamming for STAP [J]. Aerospace Electronic Countermeasure, 2012, 28(5): 61 – 64. (in Chinese)
- [5] 唐孝国,张剑云,周青松,黄忠瑞. 对机载相控阵雷达 STAP 技术的旁瓣干扰[J]. 火力与指挥控制, 2014, 39(2): 156 – 159.
TANG Xiao-guo, ZHANG Jian-yun, ZHOU Qing-song, HUANG Zhong-ru. Study of sidelobe jamming on airborne phased array radar STAP technology [J]. Fire Control & Command Control, 2014, 39(2): 156 – 159. (in Chinese)
- [6] 张响,盛骥松,刘禹. 基于密集干扰的机载雷达 STAP 技术的干扰研究[J]. 舰船电子对抗, 2013, 36(6): 6 – 8.
ZHANG Yun, SHENG Ji-song, LIU Yu. Research into jamming to airborne radar STAP technology based on dense jamming [J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2013, 36(6): 6 – 8. (in Chinese)
- [7] Mauro Mariotti d' Alessandro, Stefano Tebaldini, Fabio Rocca. Phenomenology of ground scattering in a tropical forest through polarimetric synthetic aperture radar tomography [J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2013, 51(8): 4430 – 4437.
- [8] Jami Venkata Suman, J Beatrice Seventline. Separation of HFM and NLFM signals for radar using fractional fourier transform [A]. Communication and Network Technologies (ICCNT) [C]. Sivakasi: IEEE, 2014. 193 – 197.
- [9] Q. Zhang, W B Mikhael. Estimation of the clutter rank in the case of subarraying for space-time adaptive processing [J]. Electronics Letters, 1997, 33(5): 419 – 420.
- [10] 王永良,魏进武,陈建文. 双基地机载预警雷达空时二维杂波建模及杂波特性分析[J]. 电子学报, 2001, 29(12A): 1940 – 1941.
WANG Yong-liang, WEI Jin-wu, CHEN Jian-wen. Modeling and characteristic analysis of two-dimensional space-time clutter for bistatic airborne early warning radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(12A): 1940 – 1941. (in Chinese)
- [11] Richard Klemm. Adaptive clutter suppression for airborne phased array radar [J]. Proc IEE, 1983, 130(1): 128 – 132.
- [12] Brennan L E, Staudaer F M, Subclutter Visibility Demonstration [R]. Santa Monica: Adaptive Sensors Incorporated, 1992. 92 – 21.
- [13] Q Zhang, W B Mikhael. Estimation of thie clutter rank in the case of subarraying for space-time adaptive processing [J]. Electronics Letters, 1997, 33(5): 419 – 420.

作者简介



谌诗娃 女,1990 年出生于湖南益阳,现为合肥电子工程学院硕士研究生,主要研究方向是阵列信号处理,STAP 雷达信号处理
E-mail: chenshiwa12@163.com



张剑云 男,1963 年出生于浙江龙泉,现为合肥电子工程学院教授,博士生导师,主要研究方向是雷达及目标环境模拟,雷达信号处理,高速信号处理
E-mail: zjy921@sina.com



周青松 男,1982 年出生于安徽巢湖,现为合肥电子工程学院讲师,主要研究方向是高速数字信号处理和凸优化理论
E-mail: Zhouqingsong1207@gmail.com



朱家兵 男,1970 年出生于安徽舒城,现为中国电子科技集团第三十八研究所工程师,主要研究方向是雷达信号处理
E-mail: zjb3617@163.com