

# 机翼颤振对机载雷达信杂比影响分析

王磊, 张圣鹞, 贾逢德, 陈洋溢, 何子述

(电子科技大学电子工程学院, 四川成都 611731)

**摘要:** 针对机翼颤振现象对机载相控阵雷达杂波抑制性能的影响展开定量分析。载机飞行过程中, 机翼受到外载荷作用后会发生颤振并且产生形变。对于布阵在机翼上的空载阵列雷达, 机翼形变将引起阵列流形形变, 从而导致方向图畸变及阵列误差。采用等幅颤振模型对相控阵雷达阵列流形的柔性形变进行建模, 并在此基础上推导柔性形变对机载相控阵雷达杂波抑制性能的影响。该分析结果旨在为机载雷达的鲁棒性分析以及接收机算法优化等环节提供关于机翼颤振这一非理想因素的定量分析依据。仿真结果验证了理论分析结果的正确性。

**关键词:** 机载相控阵雷达; 均匀线阵; 阵列误差; 信杂比(SCR)

**中图分类号:** TN957.2; TN959.73      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1672-2337(2016)01-0100-07

## Analysis of Influence of Wing Chatter on Signal to Clutter Ratio of Airborne Radar

WANG Lei, ZHANG Shengmiao, JIA Fengde, CHEN Yangyi, HE Zishu

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

**Abstract:** The quantitative analysis of the effect of wing flutter on the clutter suppression performance of airborne phased array radar is made. During the flight of aircraft, the wing is subjected to external loads, which can cause flutter and deformation. For the airborne radar set up on the wing, the wing deformation will cause array manifold deformation, resulting in distortion and array error. In this paper, a model of flexible deformation on phased array radar manifold is modeled by the amplitude chatter model, and the influence of flexible deformation on the performance of clutter suppression for airborne phased array radar is derived. The results aim to provide a quantitative analysis basis for the non-ideal factors of the wing flutter in the aspects of robustness analysis and optimization of the receiver algorithm. The correctness of the analysis results is verified by simulation.

**Key words:** airborne phased array radar; uniform linear array; array error; signal-to-clutter ratio

## 0 引言

随着天线技术与波束形成技术的发展, 相控阵可同时形成多波束, 且波束灵活可控, 具有很强的抗干扰能力, 因而成为机载雷达发展的主要方向。相控阵雷达的基本原理是利用阵元间的相位关系形成自适应波束<sup>[1-3]</sup>, 实现杂波抑制。在该体制下, 通过合理的天线技术和信号处理技术可以实现对杂波的有效抑制, 大大提高机载雷达对下视目标的检测能力<sup>[3-4]</sup>。

机载相控阵雷达的天线可在载机机身或机翼上进行布阵。对于大孔径空载雷达而言, 常见的布阵方式是在机翼上形成均匀线阵。而机翼是为载机提供升力的主要部件, 在实际场景中, 机翼受到外载荷作用后会产生颤振形变<sup>[5-6]</sup>, 进而影响机翼上均匀线阵的阵列流形, 引起阵列误差导致波束方向图畸变<sup>[7-10]</sup>, 最终导致杂波抑制及相应的目标检测能力降低。特别是在为了获得较大孔径而利用大翼展布阵的情况下, 颤振问题带来的影响无法忽略。因此, 针对载机机翼颤振对雷达性能影响的定量分析对雷达接收机信号处理算法设计及稳

健性分析至关重要,而相关研究鲜有报道。

本文针对机翼颤振引起的阵列形变对空载相控阵雷达(PA 雷达)杂波抑制性能的影响展开分析。采用等幅颤振模型描述阵列天线的柔性形变<sup>[6]</sup>,定量分析了阵列形变对雷达接收机输出信杂比的影响。该分析结果对于雷达系统设计与鲁棒性分析具有重要意义。仿真实验分别讨论了固定波束方向情况下,机翼颤振对输出信杂比的影响,以及不同波束方向情况下,机翼颤振对输出信杂比的影响。仿真结果验证了理论推导的正确性。

## 1 机翼颤振模型

本节采用等幅机翼颤振模型描述机翼的柔性形变,并给出机翼形变对雷达方向图的影响。

为简化分析,天线阵列采用相控阵均匀线阵排列。发射阵元个数为  $N_t$ ,接收阵元个数为  $N_r$ ,且不划分子阵。收发阵元间距  $d_t=d_r=0.5\lambda$  ( $\lambda$  为波长),各发射阵元发射功率为  $P_0$ ,天线发射总功率  $P_{av}=N_t P_0$ 。

设波束指向角度为  $\theta_b$ 。在相控阵模式下,发射天线的峰值功率的增益为

$$G_{t0} = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \cos\theta_b = \frac{4\pi}{\lambda^2} (N_t d_t^2) \cos\theta_b = \pi N_t \cos\theta_b \quad (1)$$

式中,  $A_e$  为天线发射的有效孔径面积。同理,接收天线峰值功率的增益为

$$G_{r0} = \pi N_r \cos\theta_b \quad (2)$$

在波束指向为  $\theta_b$  条件下,方向  $\theta$  上的归一化理想发射波束方向图由下式给出:

$$\rho_t(\theta, \theta_b) = \left| \frac{1}{N_t} \cdot \left| \sum_{i=0}^{N_t-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_{t,i} \sin\theta - d_{t,i} \sin\theta_b)) \right| \right| = \left| \frac{1}{N_t} \frac{\sin[\frac{N_t}{2}(\zeta - \zeta_b)]}{\sin[\frac{1}{2}(\zeta - \zeta_b)]} \right| \quad (3)$$

$$\text{式中, } \zeta = \frac{2\pi d_t}{\lambda} \sin\theta = \pi \sin\theta, \zeta_b = \frac{2\pi d_t}{\lambda} \sin\theta_b = \pi \sin\theta_b。$$

同理,理想接收方向图可表示为

$$\rho_r(\theta, \theta_b) = \left| \frac{1}{N_r} \cdot \left| \sum_{i=0}^{N_r-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (d_{r,i} \sin\theta - d_{r,i} \sin\theta_b)) \right| \right| = \left| \frac{1}{N_r} \frac{\sin[\frac{N_r}{2}(\zeta - \zeta_b)]}{\sin[\frac{1}{2}(\zeta - \zeta_b)]} \right| \quad (4)$$

$$\text{式中, } \zeta = \frac{2\pi d_r}{\lambda} \sin\theta = \pi \sin\theta, \zeta_b = \frac{2\pi d_r}{\lambda} \sin\theta_b = \pi \sin\theta_b。$$

在实际飞行场景中,载机机翼与气流相互作用

导致机翼出现颤振<sup>[6]</sup>。当飞行速度较小时,机翼的颤振振动会随时间逐渐衰减;而当飞行速度达到某一特定阈值时,由颤振扰动<sup>[9]</sup>引起的机翼颤振的振幅刚好保持不变,这一速度称为颤振速度。当载机飞行速度低于颤振速度时,机翼的振动为阻尼衰减运动,由于存在结构阻尼,机翼颤振现象会很快衰减直至完全消失;当飞行速度高于颤振速度时,机翼颤振表现为发散运动,此时在大部分情况下只需考虑微振幅振动的情况。本文集中在对机翼的微等幅颤振运动进行分析。

设  $A_{\theta_0}$  为简谐振动的振幅,  $\omega_{\theta_0}$  为振动角频率,  $\theta_0$  为振动时机翼某阵元点偏离稳定状态的角度,  $\varphi_0$  为初相,满足以下关系式:

$$\theta_0 = A_{\theta_0} \sin(\omega_{\theta_0} t + \varphi_0) \quad (5)$$

设阵元横轴坐标向量为  $\mathbf{d}$ ,  $[x, y]^T$  为机翼未出现颤振时某一阵元的横纵坐标值,且满足  $x \in \mathbf{d}$ ,  $[\bar{x}, \bar{y}]^T$  为机翼出现颤振的情况下,对应阵元的横纵坐标值。在机翼颤振运动符合等幅颤振模型的情况下,机翼颤振对阵元坐标位置的影响可由下式表示:

$$\begin{bmatrix} \bar{y} \\ \bar{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_0 & \sin\theta_0 \\ -\sin\theta_0 & \cos\theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y \\ x \end{bmatrix} \quad (6)$$

即有

$$\begin{aligned} \bar{x} &= -y \sin\theta_0 + x \cos\theta_0 \\ \bar{y} &= y \cos\theta_0 + x \sin\theta_0 \end{aligned} \quad (7)$$

由于  $A_{\theta_0}$  幅度较小,因此有

$$\begin{aligned} \bar{x} &\approx -y\theta_0 + x = x - A_{\theta_0} \sin(\omega_{\theta_0} t + \varphi) \cdot y \\ \bar{y} &\approx y + x\theta_0 = y + A_{\theta_0} \sin(\omega_{\theta_0} t + \varphi) \cdot x \end{aligned} \quad (8)$$

由式(8)可得

$$\begin{bmatrix} \bar{y} \\ \bar{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y \\ x \end{bmatrix} + A_{\theta_0} \sin(\omega_{\theta_0} t + \varphi) \begin{bmatrix} x \\ -y \end{bmatrix} \quad (9)$$

根据式(9)可知,机翼等幅振动时的形变量可以视为机翼稳定状态与振动形变量的叠加。实际场景中,任何颤振模型与实际颤振运动相比,都会存在一定的拟合噪声。因此机翼颤振状态下实际的阵元位置应表示为

$$\begin{aligned} \bar{x} &= -y \sin\theta_0 + x \cos\theta_0 + v_x \\ \bar{y} &= y \cos\theta_0 + x \sin\theta_0 + v_y \end{aligned} \quad (10)$$

式中,  $v_x, v_y$  分别代表模型  $x, y$  轴的拟合噪声。

式(5)~式(10)给出了机翼颤振状态下阵列流形发生形变后,单个阵元的坐标位置。现扩展至整个阵列在颤振状态下的阵元坐标向量,如式

(11) 所示。设未发生颤振现象情况下,发射、接收阵列阵元在沿机翼的水平方向的坐标位置分别为

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_t &= [d_{t,0}, d_{t,1}, \dots, d_{t,N_t-1}]^T \\ \mathbf{d}_r &= [d_{r,0}, d_{r,1}, \dots, d_{r,N_r-1}]^T \end{aligned} \quad (11)$$

式中,  $d_{t,i} = x_{t,i}$ ,  $i = 0, 1, \dots, N_t - 1$ ,  $d_{r,j} = x_{r,j}$ ,  $j = 0, 1, \dots, N_r - 1$ 。机翼发生颤振后,阵元的水平方向坐标向量表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{d}'_t &= [d'_{t,0}, d'_{t,1}, \dots, d'_{t,N_t-1}]^T \\ \mathbf{d}'_r &= [d'_{r,0}, d'_{r,1}, \dots, d'_{r,N_r-1}]^T \end{aligned} \quad (12)$$

且有

$$\begin{aligned} \mathbf{d}'_t &= \mathbf{d}_t + \Delta \mathbf{d}_t \\ \mathbf{d}'_r &= \mathbf{d}_r + \Delta \mathbf{d}_r \end{aligned} \quad (13)$$

式中,  $\Delta \mathbf{d}_t$  为发射阵元坐标误差向量,  $\Delta \mathbf{d}_r$  为接收阵元坐标误差向量。

本文考虑的场景:在强杂波背景下分析机载相控阵的目标回波,以及主、副瓣杂波 MTD 输出的功率(考虑最坏情况:主瓣杂波与目标位于相同距离环,即目标高度可以忽略)。载机和杂波的几何关系如图 1 所示。

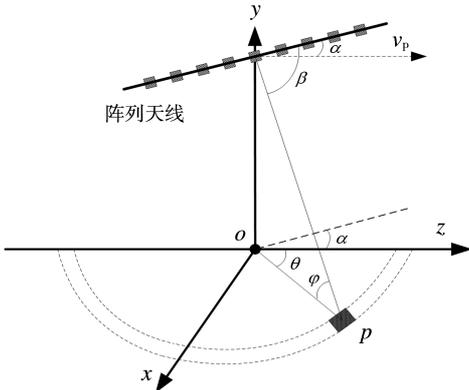


图 1 正前视载机和杂波分布

当图 1 中线阵的偏航角  $\alpha = 90^\circ$  时,载机处于正前视。正前视相控阵雷达的杂波谱示意图如图 2 所示。

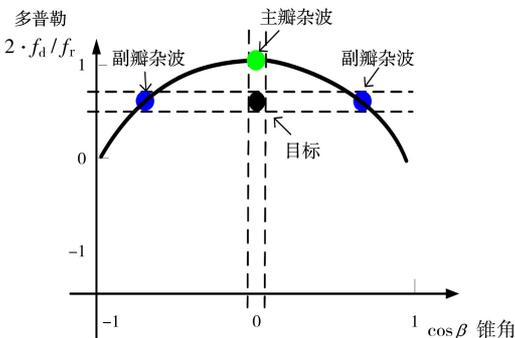


图 2 正前视杂波谱示意图

设阵列主波束角度 ( $\theta_b$ ) 的指向为目标角度  $\theta_t$ , 即  $\theta_b = \theta_t$ 。

将式(11)、(12)、(13)代入式(3)、(4),可分别得到机翼发生颤振时发射、接收阵列在目标方向的归一化方向图表达式:

$$\begin{aligned} \rho_t(\theta_t, \theta_b) &= \rho_t(\theta_t, \theta_t) = \\ & \left| \frac{1}{N_t} \left| \cdot \right| \sum_{i=0}^{N_t-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (d'_{t,i} \sin \theta_t - d_{t,i} \sin \theta_t)) \right| = \\ & \frac{1}{N_t} \left| \sum_{i=0}^{N_t-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d'_{t,i} \sin \theta_t) \right| \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \rho_r(\theta_t, \theta_b) &= \rho_r(\theta_t, \theta_t) = \\ & \left| \frac{1}{N_r} \left| \cdot \right| \sum_{i=0}^{N_r-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (d'_{r,i} \sin \theta_t - d_{r,i} \sin \theta_t)) \right| = \\ & \frac{1}{N_r} \left| \sum_{i=0}^{N_r-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} \Delta d'_{r,i} \sin \theta_t) \right| \end{aligned} \quad (15)$$

同理,在副瓣杂波方向的归一化方向图表达式:

$$\rho_t(\theta_t, \theta_{cpj}) = \frac{1}{N_t} \left| \sum_{i=0}^{N_t-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (d'_{t,i} \sin \theta_{cpj} - d_{t,i} \sin \theta_t)) \right| \quad (16)$$

$$\rho_r(\theta_t, \theta_{cpj}) = \frac{1}{N_r} \left| \sum_{i=0}^{N_r-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (d'_{r,i} \sin \theta_{cpj} - d_{r,i} \sin \theta_t)) \right| \quad (17)$$

式中,  $\theta_{cpj}$  为副瓣杂波角度。

本文旨在考虑天线形变与信杂比(SCR)的定量关系,而杂波能量主要由主瓣杂波与副瓣杂波贡献,因此本节给出了机翼颤振情况下,波束方向图在主瓣与副瓣杂波方向的增益。在此基础上,下一节将给出机翼颤振现象对理想输出信杂比的影响。

## 2 机翼颤振情况下的杂波抑制输出信杂比

数字信号处理中常用的杂波抑制方案是数字波束形成(DBF)级联动目标检测(MTD)滤波器。本节从雷达方程出发,讨论在机翼出现颤振的情况下,机载相控阵雷达接收机采用 DBF 级联 MTD 方式进行杂波抑制后输出信号中的信杂比。该指标是机翼颤振对机载相控阵雷达信号处理带来影响的直观体现。

回波中目标信号功率以及杂波信号功率的计算均由雷达方程给出。对于任一点目标,回波功率如式(18)所示:

$$P = \frac{P_{av} \lambda^2 \sigma G_t G_r}{(4\pi)^3 R^4 L_s} = \frac{P_{av} \lambda^2 \sigma G_{t0} \rho_t^2(\theta, \theta_b) G_{r0} \rho_r^2(\theta, \theta_b)}{(4\pi)^3 R^4 L_s} \quad (18)$$

式中,  $\sigma$  为点目标的 RCS,  $R$  为点目标到雷达的距离,  $G_t G_r$  为天线增益,  $G_{t0} G_{r0}$  为天线功率的峰值增益,  $\rho_t(\theta, \theta_b)$  表示波束指向为  $\theta_b$  时在方向  $\theta$  上的归一化方向图,  $\rho_r(\theta, \theta_b)$  表示波束指向为  $\theta_b$  时在方向  $\theta$  上的归一化方向图。

假设载机沿  $z$  轴正方向以速度  $v_p$  飞行, 雷达波长为  $\lambda$ , 排列在机翼上的均匀线阵轴向偏离载机飞行方向的角度为  $\alpha$ 。图 1 中  $p$  点对应感兴趣距离环上的一个杂波散射单元, 其方位角  $\theta$ , 俯仰角  $\varphi$ , 锥角  $\beta$ , 且忽略后向辐射, 该散射单元的多普勒频率为

$$f_d = \frac{2v_p}{\lambda} \cos\theta \cos\varphi = f_1 \cos\theta \cos\varphi \quad (19)$$

式中,  $f_1 = \frac{2v_p}{\lambda}$ 。

对于目标回波, 设其 RCS 为  $\sigma_t$ , 相距雷达的斜线距离为  $R_t$ , 所在位置的方位角为  $\theta_t$ , 俯仰角为  $\varphi_t$ , 多普勒频率为  $f_t$ 。以下分析中, 假定天线波束指向对准目标, 即  $\theta_b = \theta_t$ , 因此对于均匀线阵有  $\rho_t^2(\theta_t, \theta_t) = 1$ ,  $\rho_r^2(\theta_t, \theta_t) = 1$ , 且  $G_t G_r = \pi^2 \cos^2 \theta_b N_t N_r^2$ 。根据式(18)可得该目标的回波功率理论值为

$$P_{tt} = \frac{P_{av} \lambda^2 \sigma_t \pi^2 \cos^2 \theta_b N_t N_r^2}{(4\pi)^3 R_t^4 L_s} \cdot \rho_t^2(\theta_t, \theta_b) \rho_r^2(\theta_t, \theta_b) = \frac{P_{av} \lambda^2 \sigma_t \pi^2 \cos^2 \theta_b N_t N_r^2}{(4\pi)^3 R_t^4 L_s} \quad (20)$$

上述分析是以 DBF 处理过后的输出信号为基准, 实际的信号处理过程隐含了信号的匹配滤波处理, 而上述结果没有考虑匹配滤波对信号功率的影响。实际上, 若单个发射波形的能量为  $E_s$ , 则理想情况下匹配滤波对目标回波幅度有  $E_s$  倍的改善, 对其功率有  $E_s^2$  倍的改善。因此, 式(20)修订为

$$P_{tt} = \frac{P_{av} \lambda^2 \sigma_t \pi^2 \cos^2 \theta_b N_t N_r^2 E_s^2}{(4\pi)^3 R_t^4 L_s} \cdot \rho_t^2(\theta_t, \theta_b) \rho_r^2(\theta_t, \theta_b) = \frac{P_{av} \lambda^2 \sigma_t \pi^2 \cos^2 \theta_b N_t N_r^2 E_s^2}{(4\pi)^3 R_t^4 L_s} \quad (21)$$

在 DBF 之后, 为了进行动目标检测, 还需进行 MTD 多普勒滤波处理。MTD 多普勒滤波器可表示为

$$H(f) = \sum_{i=1}^K e^{-j2\pi(i-1)\frac{f_t-f}{f_r}} = \frac{\sin[\pi(f_t-f)KT_r]}{\sin[\pi(f_t-f)T_r]} e^{j\pi(K-1)(f_t-f)T_r} \quad (22)$$

式中,  $f_t$  为目标多普勒频率,  $f_r$  为脉冲重复频率,  $T_r = 1/f_r$  为雷达脉冲重复周期。则 MTD 滤波器

幅频特性为

$$|H(f)| = \left| \sum_{i=1}^K e^{-j2\pi(i-1)\frac{f_t-f}{f_r}} \right| = \left| \frac{\sin[\pi(f_t-f)KT_r]}{\sin[\pi(f_t-f)T_r]} \right| \quad (23)$$

故雷达接收信号经 MTD 滤波后, 目标信号的输出功率可表示为

$$P_t = P_{tt} |H(f_t)|^2 = \frac{P_{av} \lambda^2 \sigma_t \pi^2 \cos^2 \theta_b N_t N_r^2 E_s^2}{(4\pi)^3 R_t^4 L_s} \cdot \rho_t^2(\theta_t, \theta_b) \rho_r^2(\theta_t, \theta_b) |H(f_t)|^2 \quad (24)$$

由于影响目标检测的杂波因素主要来自两个方面: 1) 与目标同方向的主瓣杂波, 它从多普勒滤波器旁瓣进入目标检测单元; 2) 与目标同多普勒的副瓣杂波, 它从空域滤波器旁瓣进入目标检测单元。因此, 可以采用这两部分杂波经 MTD 处理后的输出杂波功率进行信杂比(SCR)的计算。

根据图 1, 假设主瓣杂波方位角为  $\theta_{cz}$ , 俯仰角为  $\varphi_{cz}$ , 锥角为  $\psi_{cz}$ , 多普勒频率为  $f_{cz}$ ; 副瓣杂波方位角为  $\theta_{cp}$ , 俯仰角为  $\varphi_{cp}$ , 锥角为  $\psi_{cp}$ , 多普勒频率为  $f_{cp}$ 。由图 1、图 2 给出的信息得到主瓣杂波相关信息<sup>[4]</sup>:

$$\begin{aligned} (\theta_{cz}, \varphi_{cz}, \beta_{cz}) &= (\theta_t, \varphi_t, \beta_t) \\ f_{cz} &= \frac{2v_p}{\lambda} \cos\theta_{cz} \cos\varphi_{cz} \end{aligned} \quad (25)$$

及副瓣杂波相关信息:

$$\begin{aligned} \theta_{cp} &= \pm \arccos(f_t / (f_1 \cos\varphi_t)) \\ \varphi_{cp} &= \varphi_t \\ \beta_{cp} &= \pm \sin(\arccos(f_t / (f_1 \cos\varphi_t))) \cdot \cos\varphi_t \\ f_{cp} &= f_t \end{aligned} \quad (26)$$

根据式(24)、(25)可以得到经过 DBF、MTD 处理之后的主瓣杂波功率, 可以表示如下<sup>[4-5]</sup>:

$$P_{cz} = \frac{P_{av} \lambda^2 \pi^2 \cos^2 \theta_t N_t N_r^2 E_s^2 \cdot \gamma \cdot \sin\varphi_g}{(4\pi)^3 L_s} \cdot \frac{\Delta R \cdot \Delta\theta_B \cdot \rho_t^2(\theta_t, \theta_t) \rho_r^2(\theta_t, \theta_t)}{R_t^3} \cdot |H(f_{cz})|^2 \quad (27)$$

式中,  $\Delta\theta_B = \frac{0.8932\lambda}{N_r d \cos\theta}$  (rad) 为主瓣波束宽度,  $\varphi_g$  为擦地角(入射余角),  $|H(f)|$  为 MTD 处理增益。

同理, 根据式(24)、(26)可以得到 DBF、MTD 处理之后两副瓣杂波的功率表达式, 如下:

$$P_{cp1} = \frac{P_{av} \lambda^2 \pi^2 \cos^2 \theta_t N_t N_r^2 E_s^2 \cdot \gamma \cdot \sin\varphi_g}{(4\pi)^3 L_s} \cdot \frac{\Delta R \cdot \Delta\theta_t \cdot \rho_t^2(\theta_t, \theta_{cp1}) \rho_r^2(\theta_t, \theta_{cp1})}{R_t^3} \cdot |H(f_t)|^2 \quad (28)$$

$$P_{cp2} = \frac{P_{av} \lambda^2 \pi^2 \cos^2 \theta_t N_t N_r^2 E_s^2 \cdot \gamma \cdot \sin\varphi_g}{(4\pi)^3 L_s} \cdot \frac{\Delta R \cdot \Delta\theta_t \cdot \rho_t^2(\theta_t, \theta_{cp2}) \rho_r^2(\theta_t, \theta_{cp2})}{R_t^3} \cdot |H(f_t)|^2 \quad (29)$$

式中,副瓣杂波方位角为

$$\theta_{cp1} = \arccos[f_t / (\frac{2v_p}{\lambda} \cos\varphi_t)] \quad (30)$$

$$\theta_{cp2} = -\theta_{cp1}$$

式(28)、(29)中的 $\Delta\theta_f$ 是由多普勒分辨率决定的最小方位间隔,且满足

$$\Delta\theta_f = \frac{f_r \lambda}{2Kv_p \cos\varphi} \quad (31)$$

式中, $\varphi$ 为杂波散射单元的俯仰角。

由式(27)~式(29)得到的机载正前视相控阵雷达的杂波功率为

$$P_{c-t} \simeq P_{cz} + P_{cp} = P_{cz} + P_{cp1} + P_{cp2} \quad (32)$$

则在机翼颤振情况下,经非自适应空域信号处理后的输出信杂比(SCR)表达式为

$$SCR_{pa} = \frac{P_t}{P_{c-t,pa}} = \frac{P_t}{P_{cz} + P_{cp}} \quad (33)$$

并且对于相控阵雷达,可以理解为收发天线共址,从而满足 $\rho_t(\theta, \theta_b) = \rho_r(\theta, \theta_b)$ ,  $\Delta d_t = \Delta d_r$ 。因此,信杂比公式可以化简为

$$SCR_{pa} = \frac{P_t}{P_{c-t,pa}} = \frac{P_t}{P_{cz} + P_{cp}} = \frac{\sigma_t K^2}{R_t \cdot \gamma \cdot \sin\varphi_g \cdot \Delta R \cdot \rho_t^4(\theta_t, \theta_b)} \cdot \frac{1}{\{\Delta\theta_B | H(f_{cz})|^2 + \Delta\theta_f [\rho_t^4(\theta_t, \theta_{cp1}) + \rho_t^4(\theta_t, \theta_{cp2})] K^2\}} \quad (34)$$

式(34)中,常数项设为

$$\kappa = \frac{\sigma_t K^2}{R_t \cdot \gamma \cdot \sin\varphi_g \cdot \Delta R} \quad (35)$$

为了简化表达、便于理解,将式(34)中与阵元误差和目标方向均有关的部分,设定为

$$\Gamma = \frac{\rho_t^4(\theta_t, \theta_b)}{K^2} \cdot \frac{1}{\Delta\theta_B | H(f_{cz})|^2 + \Delta\theta_f [\rho_t^4(\theta_t, \theta_{cp1}) + \rho_t^4(\theta_t, \theta_{cp2})]} \quad (36)$$

式(34)可表示为

$$SCR_{pa} = \kappa \cdot \Gamma \quad (37)$$

通过将式(13)与式(5)~式(9)联立,可以推导出阵列的误差项向量的表达式为

$$\Delta d_t = \{\cos[A_\theta \sin(\omega_\theta t + \varphi)] - 1\} \cdot [d_{t,0}, d_{t,1}, \dots, d_{t,N_t-1}]^T \quad (38)$$

式(34)给出了天线颤振情况下,回波信号经常规非自适应处理后的输出信杂比与波束方向图增益,本质是与颤振程度之间的定量关系。

为了便于后续讨论,定义副主瓣增益比,表示天线方向图中,副瓣杂波方向增益与目标方向主瓣增益之比:

$$M = \frac{\rho_t(\theta_t, \theta_{cp1}) + \rho_t(\theta_t, \theta_{cp2})}{\rho_t(\theta_t, \theta_t)} = \frac{\left| \sum_{i=0}^{N_t-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (d'_{t,i} \sin\theta_{cp1} - d_{t,i} \sin\theta_t)) \right|}{\left| \sum_{i=0}^{N_t-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta d'_{t,i} \sin\theta_t)) \right|} + \frac{\left| \sum_{i=0}^{N_t-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (d'_{t,i} \sin\theta_{cp2} - d_{t,i} \sin\theta_t)) \right|}{\left| \sum_{i=0}^{N_t-1} \exp(-j \frac{2\pi}{\lambda} (\Delta d'_{t,i} \sin\theta_t)) \right|} \quad (39)$$

接下来将通过数值仿真的方法,给出天线颤振情况下,雷达接收机输出信杂比将受到哪些相关因素的影响。

### 3 仿真实验

仿真中以机身为中心点,天线阵列分布在中心点两侧,天线柔性形变曲线即是机翼形变曲线。

为了便于理解,先给出等幅颤振模型背景下,16阵元均匀线阵不同时刻的机翼颤振曲线(由带有误差项的颤振式(10)得到),如图3所示。

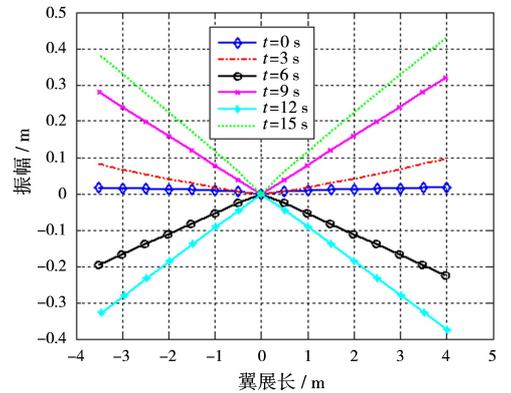


图3 16阵元的颤振模型

((0,0)点表示机身,x轴表示天线阵元的相对坐标,y轴表示机翼的形变幅度)

考虑到颤振的周期性(式(10)中正弦波动的周期性),图3给出的颤振曲线是选取6个时间点(一个周期)的代表模型,用来展示形变时机翼的曲线抖动。

机载相控阵雷达天线仅扫描水平方位维的空间角度,因此在后文的分析中仅针对机翼形变引起的阵元水平方向位置误差产生的影响。

接下来结合上文中的分析,进行相关的仿真实验。设(式(35)中)常数项 $\kappa = 10^{-2}$ ,信号波长 $\lambda =$

1 m,均匀线阵阵元数目  $N_t = 128$ ,其坐标向量为

$$d_t = \left[ -\frac{N_t}{2} + 1, -\frac{N_t}{2} + 2, \dots, 0, \dots, \frac{N_t}{2} - 1, \frac{N_t}{2} \right]^T \cdot \lambda \quad (40)$$

由图1可知,副瓣杂波的方位角是与目标方位角  $\theta_t$  无关的量,因此一旦给定目标运动参数即可确定固定的副瓣杂波方位角,本仿真中副瓣杂波方位角参数设置为  $\theta_{cp} = 73^\circ$ 。

由式(38)可知,阵元间距误差是关于时间  $t$  的变量,因此式(34)、式(39)也都是关于时间  $t$  的变量,图4给出了固定目标空间角度  $\theta_t = 45^\circ$  时,副瓣杂波方向的副瓣增益与目标方向的主瓣增益比值  $M$ (式(34))与SCR(式(39))的关系图。

机翼出现颤振的情况下,阵元位置的偏移导致方向图畸变,从而导致副主瓣增益比的变化,并且增益比值  $M$  随着形变幅度的增大而递增,图4中的结果表明,在副主瓣增益比  $M$  增加到一定程度(约20 dB)后,输出SCR会出现明显恶化。而在  $M$  值低于20 dB的情况下,输出SCR并不会明显下降,此时可以认为接收机信号处理对机翼颤振现象具有一定的容忍度。

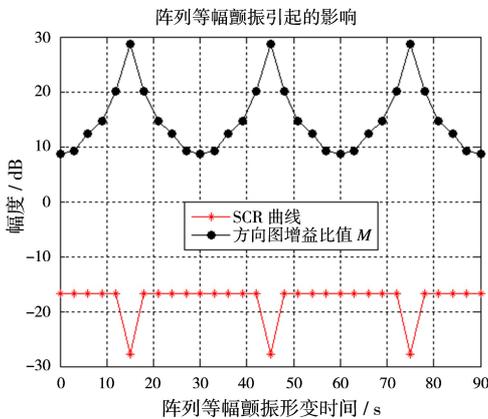


图4 阵元误差与SCR损失关系图

图4讨论了某一目标角度情况下,输出SCR与副主瓣增益比之间的关系。由式(34)、式(39)可知,输出SCR是目标角度量  $\theta_t$  的函数。图5~图7分别给出了不同时刻即不同的机翼颤振程度条件下,副主瓣增益比  $M$  以及输出SCR随主瓣方向  $\theta_t$  变化而变化的仿真结果。

仿真结果表明:

1) 由图5可知,在  $t = 0 \sim 9$  s时,机翼还没有发生形变或形变量很小,颤振现象的存在对于SCR没有产生明显影响。此时SCR是随着目标角

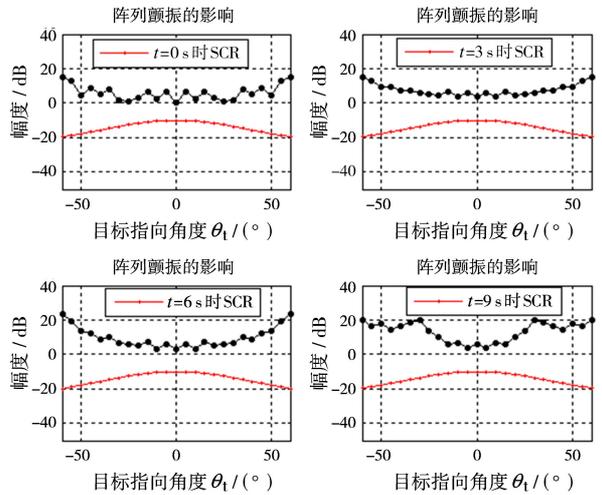


图5  $t = 0 \sim 9$  s时目标角度与SCR关系图 (曲线●代表相应时刻增益比值  $M$  曲线)

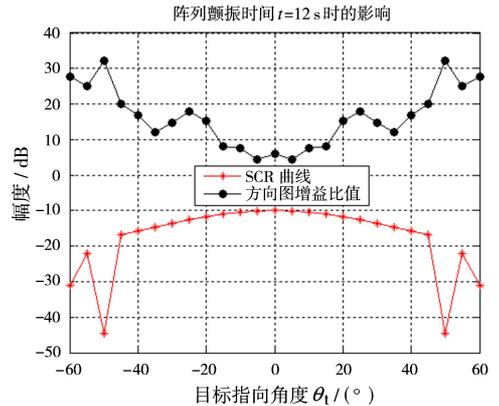


图6  $t = 12$  s时目标角度与SCR关系图

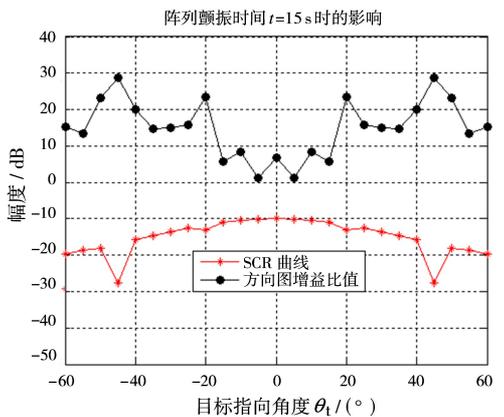


图7  $t = 15$  s时目标角度与SCR关系图

度远离副瓣杂波方向的角度的增大而增大,并且在  $\theta_t = 0^\circ$  时刻达到最大值。

2) 在  $t = 12$  s,  $15$  s时,颤振情况严重,天线形变幅度较大。当目标方向位于  $\pm 20^\circ$  以外区域时,副主瓣增益比  $M$  的值明显增加,相应的输出SCR的损失较严重。在  $\theta_t = 50^\circ$ ,  $M$  达到 32.09 dB 时,

SCR 损失可达到 26.8 dB。此时天线颤振对目标检测性能带来严重影响,须考虑对颤振现象导致的阵元位置变化情况进行监控,并将监控数据引入接收机信号处理器中用于修正。

由上述分析可知,当机翼发生的形变程度较小时,输出信杂比仅与目标角度  $\theta_0$  有关;而当形变程度加剧,副主瓣增益比增大到某一阈值时(如本仿真场景中的 20 dB),接收机滤波器的输出信噪比会出现明显下降。该分析结果可为系统鲁棒性分析及算法设计研究等环节提供定量的参考依据。

## 4 结束语

本文定量推导了机载雷达载机机翼颤振现象对于接收机滤波器输出信噪比的影响。结果表明输出信噪比受到颤振程度、主瓣杂波与副瓣杂波的相对位置,以及目标方向位置等因素的影响。该定量结果为接收机鲁棒性设计及算法优化提供了定量参考依据,具有较大的工程应用价值。

### 参考文献:

- [1] GUERCI J R. Cognitive Radar: A Knowledge-Aided Fully Adaptive Approach[C]//2010 IEEE Radar Conference, Washington, DC:IEEE, 2010:1365-1370.
- [2] 李琼,叶中付,徐旭.均匀线阵中幅相及位置误差的快速校正方法[J].数据采集与处理,2003,18(4):383-387.
- [3] 黄文俊. MIMO 雷达非自适应处理技术研究[D].成都:电子科技大学,2012.

(上接第 99 页)极处对阴极用无感电容并联。

调试工作到后期对管子性能的摸索有一定经验,采取的措施有效、可靠,使得四极管发射机连续可靠工作 24 h 以上,功率稳定输出,无打火、抖动现象。

### 参考文献:

- [1] 电子管设计手册编辑委员会.微波三、四极管设计参考资料[M].北京:国防工业出版社,1979:36-42.
- [2] 黄贵荣. HLS 储存环束流负载效应和高频系统相关问题的研究[D].合肥:中国科学技术大学,2007.
- [3] 孙方礼,张建华,陶小辉.食品辐照加速器用脉冲源的设计[J].高电压技术,2005,31(7):27-30.
- [4] 张建华,王旭明,高仲辉,等. W 波段大功率发射机设计与研究[J].雷达科学与技术,2014,12(5):551-556.

- [4] 李静. 杂波特性及抑制技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2005.
- [5] 刘笑菲. 机翼共形全极化阵列雷达自适应抗干扰与误差校正方法研究[D].西安:西安电子科技大学,2012.
- [6] 杨志伟,贺顺,廖桂生,等. 机翼共形阵列的阵元位置估计方法[J].电子学报,2013,41(10):1969-1974.
- [7] 张学敬,杨志伟,廖桂生. 共形阵列幅相误差校正快速算法[J].电子与信息学报,2014,36(5):1100-1105.
- [8] 王鼎,林四川,李长胜. 一种新的阵元位置误差有源校正算法[J].雷达科学与技术,2008,6(3):226-230.
- [9] 曾祥能,何峰,张永顺,等. 星载 SAR 天线阵面形变分析与补偿方法[J].国防科技大学学报,2012,34(3):158-163.
- [10] 杨志伟,廖桂生. 基于最小二乘的阵元位置误差校正及性能分析[J].系统工程与电子技术,2007,29(2):167-169.

### 作者简介:



王磊 男,1990年生,河北人,硕士研究生,主要研究方向为雷达信号处理。  
E-mail:171608447@qq.com

张圣鹤 女,1987年生,四川人,博士研究生,主要研究方向为雷达信号处理。

贾逢德 男,1988年生,河北人,博士研究生,主要研究方向为 MIMO 雷达信号处理。

- [5] 徐晓荣,王一农. 一种 K 波段电磁兼容测试发射机设计[J].雷达科学与技术,2013,11(1):92-96.

### 作者简介:



纪安 男,1979年12月生,安徽和县人,中国电子科技集团公司第三十八研究所工程师,主要研究方向为真空管雷达发射系统和固态调制器。E-mail:jian941144@163.com

孙方礼 男,1972年9月生,安徽肥东人,1994年毕业于安徽大学,高级工程师,主要研究方向为真空管雷达发射系统和固态调制器。

张建华 男,1963年生,安徽巢湖人,1986年毕业于电子科技大学,研究员,主要研究方向为真空管雷达发射系统和固态调制器。