

多路径效应下的远距支援干扰压制区

高彬

(北京航空航天大学电子信息工程学院 北京 海淀区 100083)

【摘要】在不同反射系数不同雷达载频下,利用方向图传播因子计算了远距离支援干扰压制区。借助雷达与目标之间以及雷达与干扰机之间的传播链路上的方向图传播因子,推导出信号干扰噪声比;利用渐削矩形口径,采取台阶余弦平方加权因式抑制背瓣的方法建立了天线模型;根据反射系数定义以及直射线和反射线的波程差得到了方向图传播因子的计算模型。仿真结果表明,多路径效应使得干扰压制区范围扩大,区域出现分裂现象;反射系数减小,暴露区域相应地缩减,但是暴露区的外形没有改变;雷达载频越高,方向图因子起伏越大,可借助宽带雷达载频的多样性来减轻或尽可能地利用多路径效应。

关键词 压制区; 多路径效应; 方向图传播因子; 远距支援干扰

中图分类号 TN957.54; TN972+.23

文献标识码 A

Zone for Standoff Jamming under Multipath Effect

Gao Bin

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics Haidian Beijing 100083)

Abstract The blanketed zone of support jamming is computed by the pattern propagation factor (PPF) with different reflection coefficient and carrier frequency. The signal jamming noise ratio is concluded with the different reflectance on different propagation path. The antenna model is built with rectangular aperture, and a cosine-squared-on-a-pedestal is adopted to suppress the back lobe. The PPF calculation model is formed according to reflection coefficient definition and the wave path difference between the direct path and reflected path. The simulation results show that the jamming blanketed zone is extended for the multipath effect, and the zone is divided into parts. In addition, the exposed zone decrease with the decrease of reflection coefficient, but the shape of exposed zone does not change. And the higher the radar carrier frequency is, the greater the PPF fluctuation is. Analysis results indicate that the multipath effect can be lightened or utilized in virtue of the diversity of carrier frequency for the broad band radar.

Key words blanketed zone; multipath effect; pattern propagation factor; support jamming

当雷达天线俯视具备镜面反射条件的表面时,会产生多路径干涉现象^[1]。多路径效应对雷达性能影响很大。本文就多路径效应对支援干扰压制区^[2]的影响做出定量分析。

1 信号干扰噪声比

远距支援干扰下,考虑到电磁波传播过程中的地面射频效应,引入方向图传播因子 F ,表征目标不在天线波束最大值方向上时,地面射频效应所带来的各种传播增益和传播损耗^[3]。由于雷达从目标上接收到的信号能量是双程的,故雷达接收到的回波能量 P_r 与 F 的比例关系为 $P_r \propto |F|^4$ 。从而,雷达接收到的目标回波信号功率可表示为:

$$P_r = P_t G_t^2 G_p \sigma \lambda^2 |F|^4 / [(4\pi)^3 R_t^4]$$

式中 P_t 为雷达的发射功率; G_t 为雷达天线主瓣方向上的增益; σ 为目标 RCS; λ 为雷达波长; R_t 为雷达至目标的距离; G_p 为雷达接收处理过程增益,表征相关、积累以及接收匹配改善等。

进入雷达接收机端外的干扰信号功率为 $P_{ij} = P_j G_j G'_i(\theta) \lambda^2 \gamma_j / [(4\pi)^2 R_j^2]$ 。考虑到干扰机的信号带宽 B_j 和雷达接收机带宽 B_i 的关系,定义干扰机与雷达之间的传播链路上的方向图传播因子为 F_j ,表征干扰机-雷达传播链路上的地面射频效应所附加的传播增益和传播损耗。雷达从干扰机接收到的干扰能量是单程的,故雷达接收到的干扰能量 P_{ij} 与其 F_j 的比例关系为 $P_{ij} \propto |F_j|^2$ 。从而,雷达接收到的干扰

收稿日期: 2007-09-14; 修回日期: 2008-04-20

基金项目: 国家自然科学基金(60271012)

作者简介: 高彬(1977-),男,博士生,主要从事电子战建模仿真与效能评估方面的研究。

信号功率可修正为:

$$P_{\rho_j} = \frac{P_j G_j G'_j(\theta) \lambda^2 \gamma_j (B_n / B_j) |F_j|^2}{(4\pi R_j)^2}$$

考虑雷达接收机和天线产生的热噪声 $N_0 = kT_s B_n$, 其中, $T_s = T_A + T_e$ 为系统噪声温度; T_A 为天线噪声温度; T_e 是接收机有效噪声温度^[4]。

综合以上, 可得信号干扰噪声比 SINR 为:

$$\text{SINR} = \frac{P_t G_t^2 \lambda^2 \sigma G_p |F|^4 / ((4\pi)^3 R_t^4)}{P_j G_j G'_j(\theta) \lambda^2 \gamma_j (B_n / B_j) |F_j|^2 / (4\pi R_j)^2 + kT_s B_n}$$

2 天线模型

设定天线采用渐削矩形口径, 方位宽度为 W_{az} , 俯仰长度为 W_{el} , 采取机械扫描方式。借助孔径分布函数实现低副瓣, 如余弦分布函数和泰勒分布函数等。设定口径场的辐射特性在俯仰方向上服从均匀分布, 在方位上服从泰勒分布的抽样孔径。天线效率为 e , 泰勒分布渐削效率为 e_A , 天线旁瓣电平为 SL, 为抑制背瓣, 采用一个台阶渐削因式:

$$W = \zeta + (1 - \zeta) \cos^2(\theta/2)$$

式中 ζ 为背瓣电平。

3 多路径效应下的方向图传播因子

为求解各种反射干涉问题, 需要知道表面的镜面反射系数和天线垂直平面方向图的特性。反射系数是幅度为 ρ 、相位为 γ_r 的复数。方向图系数是垂直平面角 θ 的函数, 其幅度为 $|f(\theta)|$; 相位角为 β , 根据这些度量, 多路径干涉发生时的 F 为^[5]:

$$F = |f_d + \rho f_r e^{-j\alpha}|$$

式中 f_d 是 $f(\theta_d)$ 的幅度; f_r 是 $f(\theta_r)$ 的幅度; α 是直射波和反射波在叠加点处的总相位差。对发射波来说, 叠加点在目标上; 而对回波来说, 它在接收天线上。总相位差表示反射波相对于直射波的相位延迟, 它是方向图系数的相位差 $(\beta_r - \beta_d)$ 、反射过程中由反射表面的反射系数导致的相移 ϕ 和路径长度差 δ 所引起的相位差的合成:

$$\alpha = \frac{2\pi\delta}{\lambda} + \phi + (\beta_r - \beta_d)$$

从上面的讨论可以看出, 计算方向图传播因子的主要问题有两个: (1) 确定反射系数; (2) 确定直射线和反射线的波程差 δ 。

3.1 反射系数

反射系数等于距反射点无穷小处的反射电场矢量与入射电场矢量之比。反射系数 ρ 可看作3个独立因子的乘积, 它们分别是反射表面物质材料的菲涅

耳反射系数 $\Gamma(\psi, \varepsilon_c)$ 、反射波的镜面反射分量由于表面粗糙而减小的因子 $r_s(\sigma_H, \psi)$ 以及由于反射面的凹凸所造成的发散因子 $D(R_1, R_2, \psi)$:

$$\rho = \Gamma(\psi, \varepsilon_c) r_s(\sigma_H, \psi) D(R_1, R_2, \psi)$$

式中 ψ 是入射余角; ε_c 是复介电常数; σ_H 是高斯型高度分布的标准差; R_1 和 R_2 的定义参见图1; 菲涅耳反射系数 $\Gamma(\psi, \varepsilon_c)$ 由表面材料的电磁属性、射线入射余角以及电磁波的极化方式决定^[6], 文献[7-8]中介绍了用于计算已知介电常数、磁导率和导电系数的平坦光滑平面的镜面反射系数的方程; $r_s(\sigma_H, \psi)$ 描述了表面的粗糙程度^[9]。为了计入地球曲面导致的反射线发散, 引入发散因子 $D(R_1, R_2, \psi)$, 其定义为曲面反射场与平坦表面反射场的比^[10], 表征反射波发散的程度。

3.2 平坦地面波程差的推导

如图1所示, 雷达在A点, 高度为 h_a , 目标在C点, 高度为 h_t , θ_a 、 θ_t 和 ψ 分别为反射线俯角、直射线仰角和入射余角; 直射波从A直接到C, 路径长度为 R_1 ; 反射波由A到B再到C, 路径长度为 R_2 。

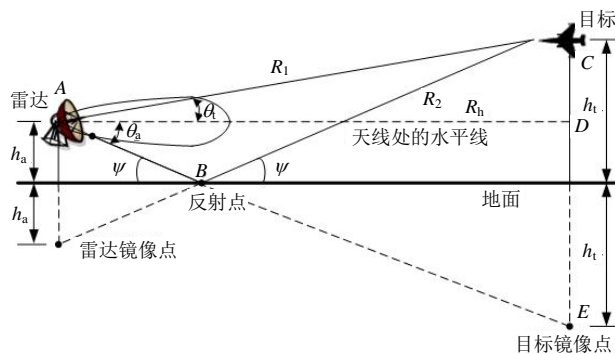


图1 平面地面反射的几何图

雷达与目标的水平距离 R_h 的表达式为:

$$R_h = (h_t + h_a) \cot \theta_a$$

据图1的几何关系, 直射波与反射波的路径差为:

$$\Delta R_d = R_2 - R_1 \approx (2h_a h_t) / R_h$$

在入射余角很小的情况下, 路径差引起的相位差可以下式算得:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R_d = \frac{4\pi h_a h_t}{\lambda R_h}$$

3.3 方向图传播因子

设目前地面反射系数幅度为 ρ , 相角为 ϕ 。从而方向图传播因子可写为:

$$F = 1 + \rho e^{j\phi} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} \Delta R_d} = 1 + \rho e^{-j(\Delta\phi - \phi)}$$

同理, 考虑干扰机与雷达天线之间电磁传播链路上的多路径效应, 用 F_j 来表征, 设干扰机海拔高度为 h_j , 距离雷达的水平距离为 R_j , 则由波程差引

起的相位差为 $\Delta\phi_j = \frac{4\pi h_a h_j}{\lambda R_j}$ ，从而雷达与干扰机之间的方向图传播因子 $F_j = 1 + \rho e^{-j(\Delta\phi_j - \varphi)}$ 。

4 仿真分析

假设仿真过程中干扰机天线主瓣始终对准雷达，同时，不失问题的一般性，从尽量缩减仿真时间角度出发，让无干扰下的雷达最大作用距离较小，这对问题的分析是没有任何影响的。具体参数设置如表1所示。

表1 参数设置

雷达参数			干扰机参数			目标信息
高度 80 m	信噪比 40 dB 载频 1 GHz	发射功率 30 dBW	过程增益 0 dB	高度 200 m	带宽 2 MHz	目标高度 150 m
接收机噪声温度 800 K	带宽 0.5 MHz 脉宽 2 μs	天线孔径长 3 m	天线效率 1	发射功率 1 W	与雷达距离 3 km	目标反射截面 9 dBsm
天线噪声温度 800 K	天线孔径宽 1 m	旁瓣电平 -35 dB	背瓣电平 -50 dB	天线增益 0 dB		

4.1 多路径效应对干扰暴露区的影响

仿真得到的极坐标系下的雷达天线垂直面方向图如图2所示，有干扰、有多路径时的暴露曲线如图3所示。

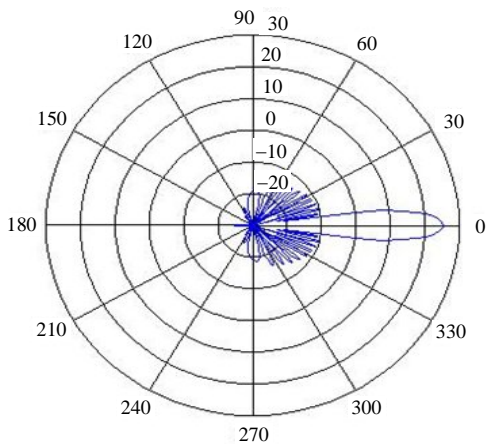


图2 天线垂直面方向图

在多路径效应下的干扰暴露区范围扩大，出现分裂现象。假定没有考虑多路径效应下的雷达距离用 R_0 表示，考虑了多路径效应后雷达距离为 R'_0 。从干涉的角度解释，当直射路径和反射路径的相位差为 2π 弧度的整数倍时，干涉是等效的。当动目标以恒定高度接近雷达时(仰角增加)，方向图传播因子将

在最大值和最小值之间周期地变化。干涉波瓣最大值处和天线方向图最大值处的探测距离 $R'_0 = 2R_0$ (实际上是直射波和反射波的完全相加)，干涉波瓣最小值处的探测距离 $R'_0 = 0$ (实际上是直射波和反射波的完全抵消)。

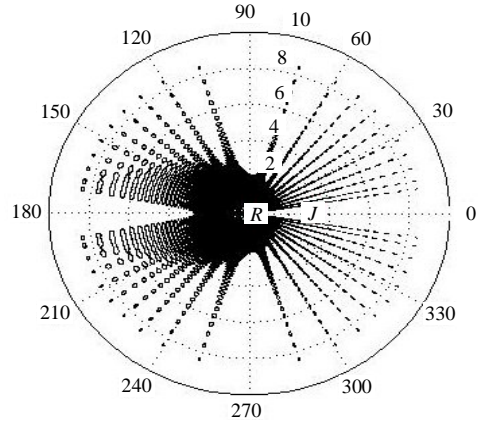


图3 有干扰、有多路径时的暴露曲线

4.2 反射系数对方向图传播因子的影响

下面给出反射系数为0.4时的暴露区，如图4所示，其他参数与上相同。从图4中可以看出：反射系数对暴露区的大小有影响，随着反射系数的减小，暴露区域相应地缩减，缩减比例与反射系数减小幅度息息相关；另一方面，反射系数的改变并没有改变暴露区的外形，这种效应映射到了干扰暴露区上，某种程度上可把反射系数看作方向图传播因子和暴露区的一个比例系数。

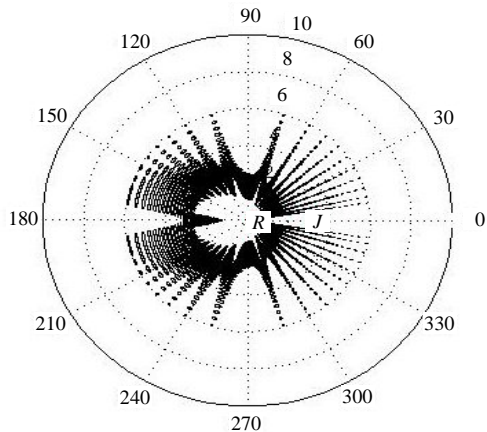


图4 反射系数为0.4时的暴露曲线

4.3 雷达载频对方向图传播因子的影响

本文超高频UHF波段选取500 MHz，S波段选取3 000 MHz，其余参数不变。从图5、图6中可以看出载频越高，方向图因子起伏越大；两个波段上的方向图因子曲线零点取点数量随载频增加而增加。显然，多路径效应环境对雷达探测造成了巨大影响，多路径效应下方向图因子的零点位置与数量依赖于

雷达载频, 可以考虑借助宽带雷达载频的多样性来减轻或尽可能地利用多路径效应。

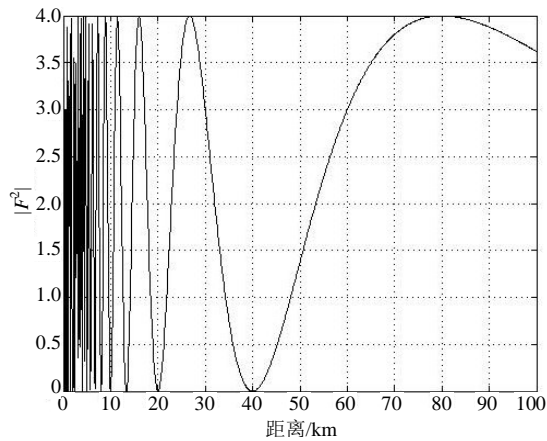


图5 UHF波段下的 F

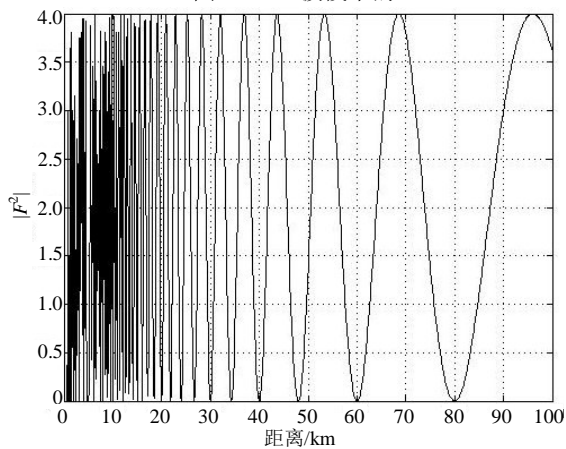


图6 S波段下的 F

5 结论

本文对远距离支援干扰下的雷达干扰压制区进行了建模仿真。结果表明: 多路径效应使得雷达暴露区分布范围扩大, 而区域发生分裂现象。影响暴露区的因素有很多, 反射系数减小, 暴露区域相应缩减, 但暴露区的外形没有改变; 雷达载频越高,

方向图因子起伏越大, 其相应的暴露区裂化程度越严重; 通过本模型也可以度量影响方向图传播因子的雷达与目标高度以及干扰机位置设置等参数对暴露区形状的定量改变情况。

参 考 文 献

- [1] 高彬, 吕善伟, 赵集慧. 电子对抗效能评估仿真系统的实现[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(10): 1738-1794.
GAO Bin, L Shan-wei, ZHAO Ji-hui. Implementation of effectiveness evaluation simulation system for ECM[J]. Systems Engineering and Electronics, 2005, 27(10): 1738-1794.
- [2] 高彬, 吕善伟, 郭庆丰, 等. 遗传算法在电子战干扰规划中的应用[J]. 北京航空航天大学学报, 2006, 32(8): 933-936.
GAO Bin, L Shan-wei, GUO Qing-feng, et al. Genetic algorithm approach to the jammer's layout for EW[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2006, 32(8): 933-936.
- [3] SKOLNIK M I. Introduction to radar systems[M]. 3rd ed. New York: NY, McGraw-Hill, 2001.
- [4] 丁鹭飞, 耿富录. 雷达原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2001.
DING Lu-fei, GENG Fu-lu. Radar principle[M]. Xi'an: Xidian University Press, 2001.
- [5] BARTON K D. Radar evaluation handbook[M]. London: Artech House, 1991.
- [6] ULABY F T, MOORE R K, FUNG A K. Microwave remote sensing(III)[M]. Norwood, MA: Artech House, 1986.
- [7] BLAKE L V. Radar range-performance analysis[M]. 2nd ed, Norwood, Mass: Artech House, 1986.
- [8] Barton K David. Radar evaluation handbook[M]. London: Artech House, 1991.
- [9] APEL J R. Principles of ocean physics[M]. New York: Academic, 1987.
- [10] KERR D E. The Propagation of short radio waves, radiation laboratory series[M]. New York: McGraw-Hill, 1987.

编辑 漆蓉