

基于 LPI 的相控阵雷达辐射控制方法

廖俊¹, 于雷¹, 俞利新¹, 罗寰²

(1. 空军工程大学工程学院, 陕西 西安 710038; 2. 解放军 95202 部队, 广东 佛山 528227)

摘要: 相控阵雷达可通过合理配置工作参数优化其性能。针对雷达在电子对抗环境中需要具备低截获概率(low probability of intercept, LPI)的要求,从低截获原理出发,对两种辐射能量控制策略:最小功率策略和最小驻留策略的实现方法进行了理论推导。在此基础上,建立以检测概率为目标的探测性能优化模型,并给出了两种能量控制策略下的最优辐射控制方案。

关键词: 低截获概率; 相控阵雷达; 辐射控制; 检测概率; 参数优化

中图分类号: TN 911.7

文献标志码: A

DOI:10.3969/j.issn.1001-506X.2011.12.13

Method of radiation control for phased array radar based on LPI

LIAO Jun¹, YU Lei¹, YU Li-xin¹, LUO Huan²

(1. The Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China;

2. Unit 95202 of the PLA, Foshan 528227, China)

Abstract: The performance of a phased array radar could be optimized by allocating working parameters appropriately. In order to satisfy the requirement of low probability of intercept (LPI) for radar when using in the electronic countermeasure environment, some theoretic derivations are given according to LPI principle on two radiation power controlling strategies, which includes the minimum power strategy (MPS) and the minimum dwell-time strategy (MDS). Then a detecting performance optimization model aiming at detecting probability is put forward. And at the same time, the optimal radiation control scheme from the two power controlling strategies can be obtained.

Keywords: low acquisition probability; phased array radar; radiation control; probability of detection; parameter optimization

0 引言

相控阵雷达具备强大的环境信息感知能力,是许多先进武器系统必不可少的一部分。与此同时,雷达也是电子侦察、干扰和反辐射导弹等无源威胁优先探测和攻击的对象。随着电子战技术的不断进步,雷达辐射已成为暴露雷达位置与工作参数的重要因素,甚至成为武器系统中易受攻击的薄弱环节,严重削弱了雷达及其运载平台的生存能力^[1-2]。

现阶段对雷达产生威胁的无源探测设备主要包括反辐射导弹、到达方向系统、雷达告警接收机、电子对抗设备和电子情报系统等^[3]。这些无源威胁对雷达信号的有效利用都依赖于截获接收机。在电子对抗领域一般采用截获概率来描述截获接收机发现雷达信号的能力。截获概率越大则雷达信号被敌方利用的可能性越大。因此,在雷达作战使用过程中,降低雷达信号被截获的概率成为考虑的重要因

素^[4-6]。文献[7]在分析截获接收机发展趋势的基础上,从信道化接收机、超外差接收机和非相干匹配接收机等无源探测系统的工作特性出发,给出了雷达信号实现低截获概率(low probability of intercept, LPI)的相关方法;文献[8-9]将雷达与电子对抗系统综合研究,分析了影响雷达 LPI 性能的各个因素,给出了实现 LPI 雷达的方案;文献[10]对文献[9]的分析方法做出改进,提出了一种新的定量评价雷达 LPI 性能表征参量的方法,并对雷达如何实现 LPI 效果给出了途径与方法;文献[11]设计了一种带反馈结构的 LPI 雷达;文献[12]对实现和探测 LPI 雷达的方法做了系统总结,并对已出现的 LPI 雷达做了详细分析。

相控阵雷达采用电扫描体制,具备波束空间快速扫描以及波形快速捷变的能力等特点,使相控阵雷达可通过合理配置工作参数使系统工作性能达到最优^[13-15]。与传统机械扫描雷达相比,相控阵雷达在实现雷达探测 LPI 效果上具备较大优势。本文从截获概率模型入手,分析了影响雷

收稿日期:2010-12-16; 修回日期:2011-09-08。

基金项目:航空科学基金(20095196012)资助课题

作者简介:廖俊(1982-),男,博士研究生,主要研究方向为航空武器系统总体、仿真与控制。E-mail:liaojunhk@163.com

达信号被截获概率的相关因素;结合相控阵雷达工作参数动态可控的特点,分别从雷达辐射功率和驻留时间出发,给出了两种实现雷达 LPI 探测效果的辐射控制策略:最小功率策略(minimum power strategy, MPS)和最小驻留策略(minimum dwell strategy, MDS);并在此基础上,以累积检测概率最优为准则,给出了两种控制策略下单次探测相控阵雷达参数的优化模型及其控制方案。

1 截获概率模型

截获接收机要实现对雷达信号的可靠侦察,必须在时域、空域、频域、能量以及极化方式等五个方面截获雷达信号的“匹配”^[2]。其中,由于侦察接收机一般采用一套或多套圆极化天线,圆极化天线除了不能接收旋向相反的圆极化雷达信号外,对旋向相同的圆极化、线极化、椭圆极化雷达信号均能接收,因此一般认为极化始终匹配或匹配损失不大。

根据文献[3],可以用重复独立的 Bernoulli 试验来描述截获概率问题。假设雷达对截获接收机照射 n 次,每次照射的截获概率为 p ,则成功 m 次的概率为二项分布

$$p_r(m, n, p) = \binom{n}{m} p^m (1-p)^{n-m} \quad (1)$$

在实际中,照射的次数很多,而每次截获成功的概率较小,则根据 Poisson 定理,式(1)可近似为

$$p_r(k, \lambda) = \frac{\lambda^k}{k!} e^{-\lambda} \quad (2)$$

式中, $\lambda = np$; k 表示截获次数。

截获概率就是至少发生一次截获的可能性,则截获概率计算式为

$$p_r = 1 - p_r(0, \lambda) = 1 - e^{-\lambda} \quad (3)$$

式中, $\lambda \approx A_F D_I \frac{\min(T_{or}, T_I)}{T_I}$ 。 A_F 是指天线波束覆盖面积, D_I 是截获接收机的密度, T_{or} 表示雷达对截获接收机的照射时间, T_I 表示截获接收机搜索时间。 $A_F D_I$ 代表截获接收机与雷达波束在空间上相遇的概率; $\frac{\min(T_{or}, T_I)}{T_I}$ 表示当发射机工作时,截获接收机与雷达波束在时域上相遇的概率。那么 p_r 就代表了截获接收机在时域-空域截获雷达信号的概率。

另外,还要考虑截获接收机探测到发射机波束能量的检测概率 p_d 以及截获接收机调谐到发射机频率的概率 p_f , 则截获概率模型为

$$p_i = \{1 - \exp[-(A_F D_I \frac{\min(T_{or}, T_I)}{T_I})]\} p_d p_f \quad (4)$$

2 LPI 辐射能量控制策略

在模型(4)中,因为 $0 < p_d < 1, 0 < p_f < 1, 0 < p_r < 1$, 那么只要其中任何一个概率极小,都可以达到 LPI 效果。

如果在雷达向接获接收机照射的过程中,雷达发射机的频率改变量大于接获接收机频道的带宽,那么 p_f 将极低。但实际中的截获接收机往往会以牺牲灵敏度来获得足

够带宽的频道。因此,文中假设 $p_f = 1$ 。

雷达辐射能量与发射功率和驻留时间成正比。根据截获概率模型(4),在截获接收机参数确定的情况下,通过辐射能量管理使得雷达达到 LPI 效果,有两种策略^[3]:

(1) MPS。截获接收机由于无法预知雷达信号相位特征,往往只能对单个脉冲进行检测,如果接收到的脉冲峰值功率低于其灵敏度,则截获接收机的对雷达信号能量的检测概率 $p_d \ll 1$ 。如果截获接收机以提高其灵敏度的方式提高 p_d ,就会需要处理大量虚警,获得大量与雷达信号无关的信息,这同样会隐蔽雷达信号。MPS 就是使用最大驻留时间,通过控制雷达发射机峰值功率,使得截获接收机接收到的辐射功率低于其灵敏度。这种策略主要针对灵敏度较低的截获接收机。

(2) MDS。因为驻留时间受到探测所需分辨率的限制,对许多灵敏度较高的截获接收机使用 MPS 难度较大。但截获接收机的高灵敏度是依靠较高增益天线实现。高增益天线体积质量大,瞬时覆盖空域小,其空域扫描时间较长。因此,使雷达处于较高功率模式,从控制雷达驻留时间入手,可以显著降低截获接收机在时域-空域上探测到发射机的概率 p_r 。

下面分别对这两种策略进行分析。为研究方便,此处假设截获接收机位于雷达探测的目标上,且相控阵雷达通过情报系统已获得截获接收机参数信息。

2.1 最小功率策略(MPS)

为了度量雷达的被截获性能, Schleher 提出了截获因子的定义^[9]

$$\alpha = \frac{R_I}{R_R} \quad (5)$$

式中, R_R 表示雷达探测距离; R_I 表示截获接收机探测距离。

当 $\alpha < 1$ 时,雷达具有 LPI 性能,此时雷达探测距离大于截获接收机探测距离。

当 $\alpha = 1$ 时,雷达处于临界状态,该状态下雷达探测距离即为临界 LPI 距离,如果雷达探测距离大于临界 LPI 距离,则雷达就有可能暴露。

根据侦察方程^[16]

$$R_I^2 = \frac{P_T G_{TI} G_I \lambda^2}{(4\pi)^2 L_I S_{I\min}} \quad (6)$$

雷达方程^[16]

$$R_R^4 = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 L_R S_{R\min} T_D F_{PR}} \quad (7)$$

可以导出

$$\alpha = R_R \left[\frac{4\pi G_{TI} G_I L_R S_{R\min}}{\sigma G_T G_R L_I S_{I\min} T_D F_{PR}} \right]^{0.5} \quad (8)$$

或

$$\alpha = \left[\frac{P_T G_{TI} G_I^2 L_R \lambda^2 S_{R\min}}{4\pi \sigma G_T G_R L_I^2 T_D F_{PR} S_{I\min}^2} \right]^{1/4} \quad (9)$$

可以求得临界 LPI 距离为

$$R_c = \left[\frac{\sigma G_T G_R L_I T_D F_{PR} S_{I\min}}{4\pi G_{TI} G_I L_R S_{R\min}} \right]^{0.5} \quad (10)$$

式中, P_T 为雷达峰值功率; G_T 为雷达发射天线增益; G_R 为雷达接收天线增益; S_{Rmin} 为雷达接收机灵敏度; L_R 为雷达系统损耗; λ 为雷达波长; σ 为目标 RCS; T_D 为雷达波束驻留时间; F_{PR} 为雷达脉冲重复频率; G_I 为截获接收机接收天线增益; G_{TI} 为雷达在截获接收机方向的天线增益; S_{Imin} 为截获接收机灵敏度; L_I 为截获接收机系统损耗。

由式(10)可知, 对应于特定的目标和截获接收机, 雷达具有一个低截获临界距离。当雷达处于临界截获距离, 即 $\alpha=1$ 时, 其发射功率 P_{TC} 满足

$$P_{TC} = \frac{4\pi\sigma G_T G_R L_I^2 F_{PR} T_D S_{Imin}^2}{L_R S_{Rmin} G_{TI}^2 G_I^2 \lambda^2} \quad (11)$$

在目标距离 R 时, 为了满足雷达探测需求, 雷达发射功率 P_T 必须满足

$$\frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma F_{PR} T_D}{(4\pi)^3 L_R R^4} \geq S_{Rmin} \quad (12)$$

即雷达接收机收到的目标回波功率大于等于雷达接收机灵敏度。

根据式(10)和式(11), 可以推导出

$$\frac{(4\pi)^3 L_R S_{Rmin} R^4}{G_T G_R \lambda^2 \sigma F_{PR} T_D} = P_{TC} \left(\frac{R}{R_C}\right)^4 \quad (13)$$

可得:

$$P_T \geq P_{TC} \left(\frac{R}{R_C}\right)^4 \quad (14)$$

而为达到 LPI 效果, 使截获接收机收到的雷达波束功率小于其灵敏度, 则有

$$\frac{P_T G_{TI} G_I \lambda^2}{(4\pi)^2 L_I R_I^2} \leq S_{Imin} \quad (15)$$

根据式(10)和式(11), 也可导出:

$$\frac{(4\pi)^2 L_I S_{Imin} R_I^2}{G_{TI} G_I \lambda^2} = P_{TC} \left(\frac{R}{R_C}\right)^2 \quad (16)$$

则有:

$$P_T \leq P_{TC} \left(\frac{R}{R_C}\right)^2 \quad (17)$$

如果雷达探测距离 $R \leq R_C$, 那么 $\left(\frac{R}{R_C}\right)^4 \leq \left(\frac{R}{R_C}\right)^2$, LPI 需求与探测需求可以同时满足, 则雷达辐射功率满足:

$$P_{TC} \left(\frac{R}{R_L}\right)^2 \geq P_T \geq P_{TC} \left(\frac{R}{R_L}\right)^4 \quad (18)$$

如图 1 所示, 图中阴影部分即为雷达辐射功率可选的控制域。

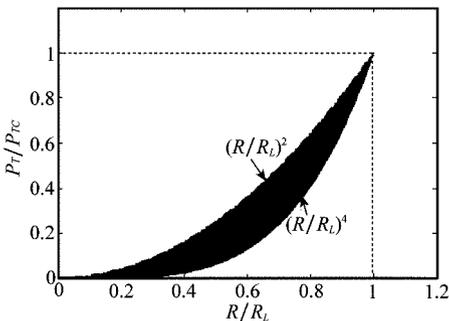


图 1 MPS 功率控制范围

如果雷达探测距离 $R > R_C$, 那么 $\left(\frac{R}{R_C}\right)^4 > \left(\frac{R}{R_C}\right)^2$, 则低截获需求与探测需求不能同时满足。此时, 为达到探测需求, 雷达辐射功率会被侦察接收探测到。此时可以采取第二种方法。

2.2 最小驻留策略 (MDS)

MDS 可以在雷达探测距离大于临界低截获距离 R_C 时使用。即就算是使用最大驻留时间, 也无法使截获接收机接收功率在其灵敏度以下的情形。此时, 采用较大功率照射, 通过控制驻留时间, 使得照射时间很短, $p_i \ll 1$, 则式(3)可以做如下近似

$$p_i \approx A_F D_I \frac{T_{ot}}{T_I} \quad (19)$$

此处假设 A_F, D_I, T_I 均为常数。

根据雷达方程(7), 对选定的雷达最大发射功率 P_T , 在满足探测所需的驻留时间必须满足

$$T_D \geq \frac{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot L_R S_{Rmin}}{G_T G_R \lambda^2 \sigma F_{PR} P_T} \quad (20)$$

由于截获接收机位于目标上, 则 $T_{ot} = T_D$, 设所要求的截获概率为 p_i , 则满足 LPI 要求的驻留时间为

$$T_D \leq \frac{p_i \cdot T_I}{A_F \cdot D_I} \quad (21)$$

令 $\frac{(4\pi)^3 R^4 L_R S_{Rmin}}{G_T G_R P_T \lambda^2 \sigma F_{PR}} = \frac{p_i T_I}{A_F D_I}$, 也可以获得一个临界低截获距离 R_L

$$R_L = \frac{p_i T_I}{A_F D_I} \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma F_{PR}}{(4\pi)^3 L_R S_{Rmin}} \quad (22)$$

若 $R < R_L$, 则 T_D 控制规律为

$$\frac{p_i T_I}{A_F D_I} \geq T_D \geq \frac{(4\pi)^3 R^4 L_R S_{Rmin}}{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma F_{PR}} \quad (23)$$

如果 $R > R_L$, 那么此时无论采用 MPS 还是 MDS, 都难以达到所要求的 LPI 效果。

3 LPI 下的探测性能优化

相控阵雷达的参数动态可控, 合理选择工作参数可以在系统资源有限的条件下发挥其最优性能。本文下面将对 LPI 限制下的探测性能优化进行理论分析。

3.1 探测性能优化模型

探测性能有多种表达方式, 如探测距离、检测概率、检测信噪比等。这些指标在某种程度上是一致的^[15]。此处以检测概率为主要指标。

相控阵雷达通常采用脉冲体制, 在驻留时间 T_D 内发射多个脉冲, 再将回波进行积累检测。设雷达脉冲重复频率为 F_{PR} , 则驻留时间 T_D 内雷达发射脉冲数为

$$N = T_D \cdot F_{PR} \quad (24)$$

设雷达接收机第 $i(i=1, \dots, N)$ 次独立检测得到的检测信噪比为 SNR_R^i , 检测概率为 p_d^i , 则经过 N 次独立的初步检测后, 雷达在驻留时间 T_D 内至少发现一次目标的检测概率为

$$P_{cd} = 1 - \prod_{i=1}^N (1 - p_d^i) \quad (25)$$

此处假设目标沿相控阵雷达阵面法线方向进入目标,由此可得出每一次独立检测条件下雷达接收机的检测信噪比为^[15]

$$SNR_R = K_0 \frac{T_D}{N} \quad (26)$$

式中, $K_0 = \frac{P_{avg} G_T G_R \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 k T_0 L_R N F_R R^4 F_{PR}}$ 。 P_{avg} 为雷达发射机平均功率, k 为玻尔兹曼常数, B_R 为接收机带宽, T_0 为接收机噪声温度(290 K), $N F_R$ 为接收机噪声系数, SNR_R 为接收机回波信噪比,其他参数同式(7)。

单脉冲检测概率满足如下关系式

$$p_d = p_d(p_{fa}, SNR_R) = p_d(p_{fa}, K_0 \frac{T_D}{N}) \quad (27)$$

假设单次驻留时间内目标距离不变,那么式(25)可化为

$$P_{cd} = 1 - \left[1 - p_d(p_{fa}, K_0 \frac{T_D}{N}) \right]^N \quad (28)$$

式(28)即为探测性能优化模型。

3.2 模型的求解

雷达目标散射截面积模型可以分为四类,分别是 Swerling I、Swerling II、Swerling III、Swerling IV^[17]。由于 SWI 目标回波对雷达检测性能的影响给予了保守的估计,因而 SWI 模型通常被用来计算和预测雷达的检测性能^[18]。因此在本文中模型的求解以 Swerling I 型目标为例。

对 Swerling I 型目标

$$p_d = p_{fa}^{\frac{1}{1+SNR_R}} \quad (29)$$

若 $SNR_R = K_0 T_D / N \gg 1$, 则式(29)为

$$p_d = p_{fa}^{\frac{1}{1+SNR_R}} \approx p_{fa}^{\frac{N}{K_0 T_D}} \quad (30)$$

由式(30)可求得

$$N = \frac{K_0 T_D}{\ln p_{fa}} \ln p_d = K_1 \ln p_d \quad (31)$$

式中, $K_1 = \frac{K_0 T_D}{\ln p_{fa}}$ 。

将式(31)代入式(28)有:

$$P_{cd} = 1 - \exp(K_1 \ln p_d \ln(1 - p_d)) \quad (32)$$

将式(32)对 P_d 求一阶导数有:

$$\frac{\partial P_{cd}}{\partial p_d} = -\exp(K_1 (\ln p_d) \ln(1 - p_d)) \cdot$$

$$\left[K_1 \frac{\ln(1 - p_d)}{p_d} - K_1 \frac{(\ln p_d)}{1 - p_d} \right] = -K_1 \frac{\exp(K_1 \ln p_d \ln(1 - p_d))}{p_d(1 - p_d)}$$

$$\left[(1 - p_d) \ln(1 - p_d) - p_d (\ln p_d) \right] = -K_1 \frac{(1 - p_d)^{N-1}}{p_d}$$

$$\left[(1 - p_d) \ln(1 - p_d) - p_d (\ln p_d) \right] \quad (33)$$

令 $f(p_d) = (1 - p_d) \ln(1 - p_d) - p_d \ln p_d$, 已知 $0 < p_d < 1$, 则给出 $f(p_d)$ 与 p_d 关系如图 2 所示。

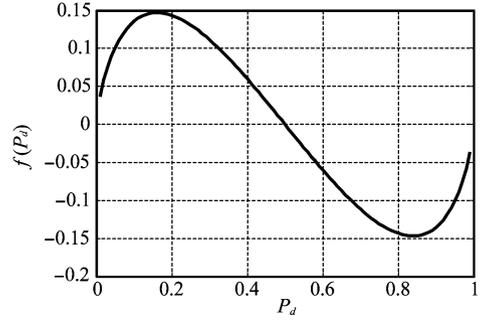


图 2 $f(p_d)$ 曲线变化图

由图 2 可知, 当 $0 < p_d < 0.5$ 时, $f(p_d) > 0$, 又 $N \geq 1$, 则

$\frac{\partial P_{cd}}{\partial p_d} < 0$, 即 P_{cd} 为 p_d 的增函数; 而当 $0.5 < p_d < 1$ 时, $f(p_d) < 0$,

则 $\frac{\partial P_{cd}}{\partial p_d} > 0$, 即 P_{cd} 为 p_d 的减函数; $p_d = 0.5$ 时, $\frac{\partial P_{cd}}{\partial p_d} = 0$, 则 P_{cd}

在 $p_d = 0.5$ 取得极值, 此时:

$$N^* = \ln 2 \frac{K_0 T_D}{\ln(P_{fa}^{-1})}, \quad SNR^* = \frac{\ln(P_{fa}^{-1})}{\ln 2}$$

$$P_{cd} = 1 - \exp\left(1 - \frac{(\ln 2)^2 K_0 T_D}{\ln(P_{fa}^{-1})}\right)$$

将式(32)对 P_d 求二阶导数有:

$$\frac{\partial^2 P_{cd}}{\partial p_d^2} = \frac{\partial}{\partial p_d} \left\{ \begin{aligned} & -K_1 \exp(K_1 (\ln p_d) \ln(1 - p_d)) \cdot \\ & \left[\frac{\ln(1 - p_d)}{p_d} - \frac{(\ln p_d)}{1 - p_d} \right] \end{aligned} \right\} =$$

$$-(K_1)^2 \left[-\frac{\ln(1 - p_d)}{p_d} - \frac{\ln p_d}{(1 - p_d)} \right]^2 -$$

$$K_1 (1 - p_d)^N \left[\frac{-2}{p_d(1 - p_d)} - \frac{\ln(1 - p_d)}{p_d^2} - \frac{\ln p_d}{(1 - p_d)^2} \right] \quad (34)$$

则有

$$\frac{\partial^2 P_{cd}}{\partial p_d^2} \Big|_{p_d=0.5} = \frac{K_0 T_D}{\ln p_{fa}} 0.5^{N-2} (2 + \ln 2) \quad (35)$$

由于 $p_{fa} < 1$, 则 $\frac{\partial^2 P_{cd}}{\partial p_d^2} \Big|_{p_d=0.5} < 0$, 即 P_{cd} 在 $p_d = 0.5$ 时取得最大值。

此时对最优解的限定条件为 SNR 可取得 $\frac{\ln(P_{fa}^{-1})}{\ln 2}$, 若不符合条件, 则不必进行多次积累, 直接在 $N=1$ 时取得 P_{cd} 最大值。

设 $P_{fa} = 10^{-6}$, $N \geq 1$ 。对不同 T_D 有仿真结果如图 3 所示。由图 3 可知, 在单次检测概率 p_d 相同时, 随着 T_D 的不断增大, 累积检测概率 P_{cd} 也不断增大。另外, 当 $K_0 T_D = 10$ 时, 单次检测概率达不到 0.5, 此时 P_{cd} 最大值即为 $P_d = 0.2848$, 在 $N=1$ 时取得。

3.3 基于 MPS 的最优控制方案

使用 MPS 实现 LPI 时, 控制策略为

$$P_{LT} \left(\frac{R}{R_L}\right)^2 \geq P_T \geq P_{LT} \left(\frac{R}{R_L}\right)^4 \quad (36)$$

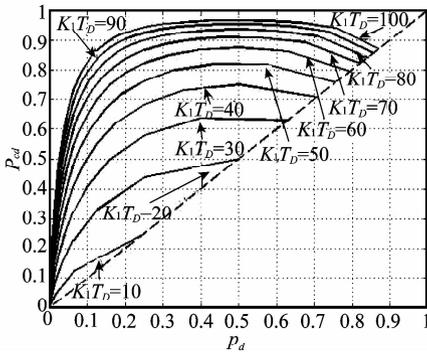


图 3 P_{cd} 随 p_d 的变化曲线(虚线为 $P_{cd} = p_d$ 曲线)

又雷达接收机收到的目标回波信噪比满足

$$SNR_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 kT_0 L_R B_R N F_R R^4 F_{PR}} \quad (37)$$

为简化描述,式(37)改写为

$$SNR_R = K_2 \frac{P_T}{R^4} \quad (38)$$

式中, $K_2 = \frac{G_T G_R \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 kT_0 L_R B_R N F_R F_{PR}}$

可以导出

$$P_{LT} \left(\frac{1}{R_L R} \right)^2 K_2 \geq SNR_R \geq P_{LT} \left(\frac{1}{R_L} \right)^4 K_2 \quad (39)$$

由前述可知,当 $0 < p_d < 0.5$ 时, P_{cd} 是 p_d 的增函数;当 $0.5 < p_d < 1$ 时, P_{cd} 是 p_d 的减函数。因此,为最优雷达探测性能,使得累计检测概率最大,功率控制方案为

(1) 如果 $\frac{P_{LT} K_2}{R_L^2 R^2} \geq SNR^* \geq \frac{P_{LT} K_2}{R_L^4}$, 则取 $SNR_R =$

SNR_R^* , 控制方案为 $P_T = \frac{R^4 \cdot SNR_R^*}{K_2}$;

(2) 如果 $SNR^* < \frac{P_{LT} K_2}{R_L^4}$, 则可取 $SNR_R = \frac{P_{LT} K_2}{R_L^4}$, 控

制方案为 $P_T = P_{LT} \left(\frac{R}{R_L} \right)^4$;

(3) 如果 $SNR^* > \frac{P_{LT} K_2}{R_L^2 R^2}$, 则可取 $SNR_R = \frac{P_{LT} K_2}{R_L^2 R^2}$, 控

制方案为 $P_T = P_{LT} \left(\frac{R}{R_L} \right)^2$ 。

3.4 基于 MDS 的最优控制方案

使用 MDS 实现 LPI 时,控制策略为

$$\frac{p_i T_i}{A_F D_I} \geq T_D \geq \frac{(4\pi)^3 R^3 L_R S_{Rmin}}{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma F_{PR}} \quad (40)$$

又雷达接收机收到的目标回波信噪比满足

$$SNR_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma F_{PR} \cdot T_D}{(4\pi)^3 kT_0 L_R B_R N F_R R^4} \quad (41)$$

为简化描述,式(41)改写为

$$SNR_R = K_3 \frac{T_D}{R^4} \quad (42)$$

式中, $K_3 = \frac{P_T \cdot G_T \cdot G_R \cdot \lambda^2 \cdot \sigma \cdot F_{PR}}{(4\pi)^3 kT_0 \cdot L_R \cdot B_R N F_R}$ 。

可以导出

$$\frac{K_3 p_i T_i}{R^4 A_F D_I} \geq SNR_R \geq \frac{S_{Rmin}}{kT_0 B_R N F_R} = SNR_{Rmin} \quad (43)$$

式中, SNR_{Rmin} 为雷达接收机所要求的最低信噪比。

同第 3.3 节,为最优雷达探测性能,使得累计检测概率最大,最优控制方案可按如下规则选择:

(1) 如果 $\frac{K_3 p_i T_i}{R^4 A_F D_I} \geq SNR_R^* \geq SNR_{Rmin}$, 则取 $SNR_R =$

SNR_R^* , 控制方案为 $T_D = R^4 SNR_R^* / K_3$;

(2) 如果 $SNR^* < SNR_{Rmin}$, 则可取 $SNR_R = SNR_{Rmin}$, 控制方案为 $T_D = R^4 SNR_{Rmin} / K_3$;

(3) 如果 $SNR^* > \frac{K_3 p_i T_i}{R^4 A_F D_I}$, 则可取 $SNR_R = \frac{K_3 p_i T_i}{R^4 A_F D_I}$,

控制方案为 $T_D = \frac{A_F D_I}{p_i T_i}$ 。

4 结论

采取策略使雷达在探测过程中达到低截获效果,是雷达在现代电子对抗的必然选择。本文从低截获原理出发,分别从峰值功率、驻留时间两个方面给出了两种雷达探测辐射能量管理策略,对其实现方法进行了理论推导;建立以检测概率为准则的探测优化模型,分析了驻留时间与检测概率之间的关系,并得出了两种辐射能量控制策略下的最优控制方案。

参考文献:

- [1] Willey R G. *ELINT: the intercept and analysis of radar signals* [M]. Boston: Artech House, 2006: 1-5.
- [2] 张永顺,童宁宇,赵国庆. 雷达电子战原理[M]. 北京:国防工业出版社, 2006: 1-3. (Zhang Y S, Tong N N, Zhao G Q. *Radar EW theory* [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2006: 1-3.)
- [3] Lynch D J. *Introduction to RF stealth* [M]. SciTech Publishing, 2004: 65-98.
- [4] Schrick G, Wiley R G. Interception of LPI radar signals[C]// *Proc. of the record of the IEEE International Radar Conference*, 1990: 108-111.
- [5] Kemkemian S, Nouvel - Fiani M, Chamouard E. Radar and electronic warfare cooperation aboard a single or multiple cooperative platforms [C] // *Proc. of the IEEE Radar Conference*, 2010: 328-331.
- [6] Kemkemian S, Nouvel-Fiani M, Chamouard E. Radar and electronic warfare cooperation; how to improve the system efficiency [C] // *Proc. of the IEEE Radar Conference*, 2010: 773-778.
- [7] Stove A G, Hume A L, Baker C J. Low probability of intercept radar strategies[J]. *IEE Proceeding Radar Sonar Navigation*, 2004, 151(5): 249-260.
- [8] Liu G S, Gu H, Su W M, et al. The analysis and design of modern low probability of intercept radar [C] // *Proc. of the Chinese Institute Electronics International Conference on Radar*, 2001: 120-124.
- [9] Schleher D C. LPI radar: fact or fiction [J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2006, 21(5): 3-6.