

基于射频隐身的雷达跟踪状态下单次辐射能量实时控制方法

刘宏强¹, 魏贤智¹, 李 飞¹, 徐 安^{1,2}

(1. 空军工程大学航空航天工程学院, 陕西西安 710038; 2. 95348 部队, 湖南耒阳 421851)

摘 要: 战斗机跟踪状态下单次辐射能量控制是隐身作战的重要手段. 首先, 建立跟踪状态下载获概率模型, 提出了衡量跟踪状态下射频隐身能力指标; 其次, 以截获概率为优化目标, 以雷达检测为约束条件, 建立了单次辐射能量实时最优控制模型; 再次, 对模型进行求解, 得到了基于射频隐身的雷达跟踪状态下单次辐射能量实时控制方法; 最后, 通过仿真计算和与传统的固定照射时间的功率最小法进行比较, 验证了该方法的有效性和正确性.

关键词: 射频隐身; 辐射能量; 控制方法; 截获概率

中图分类号: TN958.93

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2015)10-2047-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.10.025

The Real Time Control Method of Radar Single Radiation Power Based on RF Stealth at the Tracking

LIU Hong-qiang¹, WEI Xian-zhi¹, LI Fei¹, XU An^{1,2}

(1. Aerospace Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710038, China;

2. Unit 95348 of the PLA, Lei Yang, Hunan 421851, China)

Abstract: The control of radiation power of fighter tracking is a main approach to RF stealth attack. Firstly, RF stealth ability can be measured by the intercept probability model. Secondly, a single radiation power real time optimization model is constructed with the restriction of the radar detection and the optimization target of the minimized intercept probability. Thirdly, a real time control method of radar single radiation power based on RF stealth when tracking is proposed by solving the model. Finally, the correctness of the model is proved by computer simulation.

Key words: RF stealth; radiation power; control method; intercept probability

1 引言

面对现代复杂战场环境,战斗机射频隐身技术是提高飞机突防能力、生存能力和作战效能的重要保证.当前机载火控雷达的辐射信号日益成为暴露飞机位置、意图,破坏飞机整体隐身效果及作战效能的重要隐患,提升机载火控雷达等电子设备的射频隐身性能已成为战斗机作战使用过程中的迫切需求^[1,2].文献[3]提出一种功率分级准则,并采用改进的粒子群多目标优化算法来解决功率控制问题.文献[4]提出了最小功率辐射策略与最小驻留辐射策略,并给出了最优辐射控制方案.文献[5]构建了射频辐射风险评估指标体系,建立了相关指标的计算模型.文献[6]采用信号截获率来表征飞机射频隐身性能,并给出了飞机实现射频隐身设计的途

径.文献[7]研究了基于射频隐身的机载相控阵雷达在搜索状态下的波束宽度、驻留时间和发射平均功率控制方法.

以往火控雷达在跟踪目标过程中,采用固定辐射功率和固定辐射间隔等工作参数来控制雷达照射目标,而目标上的电磁无源探测系统对处于跟踪状态的雷达辐射十分敏感.相控阵雷达采用电子扫描体制,具备波束空间快速扫描以及波形灵活可变的能力,使相控阵雷达可通过合理配置工作参数使系统性能达到最优^[8].本文针对机载相控阵雷达在跟踪状态下的射频隐身问题,以降低截获概率为射频隐身控制指标,建立单次辐射能量控制模型,通过求解该模型,给出了辐射功率与照射时间的实时控制方法.

2 跟踪状态下载获概率

本文在研究跟踪状态下射频隐身控制时,假设电磁无源探测系统装载于被跟踪目标之上. 电磁无源探测系统要实现射频信号的有效利用,首先必须截获射频辐射信号,而射频信号的截获必须满足功率、空域、频率、时域这四个方面的条件. 这四个条件均为概率事件,可以分别用概率 p_d 、 p_s 、 p_f 和 p_t 来表示. 下面结合跟踪状态的特点,得到截获概率的表达式.

雷达辐射电磁信号是与噪声信号一起进入电磁无源探测系统. 由于噪声信号具有不确定性,功率截获概率 p_d 就是电磁无源探测系统在给定虚警概率 p_{fa} 下对雷达辐射信号的探测概率. 对于探测概率 p_D 则由 North 提出了一种非常精确的近似值^[9]:

$$p_D = 0.5 \times \operatorname{erfc}(\sqrt{-\ln p_{fa}} - \sqrt{\operatorname{SNR} + 0.5}) \quad (1)$$

$$\operatorname{erfc}(z) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi_0}} \int_0^z e^{-v^2} dv \quad (2)$$

其中, SNR 为接收机输出端单个脉冲信噪比.

电磁无源探测系统接收机输入端雷达辐射功率为:

$$P_i = \frac{P_t G_u G_i \lambda^2 G_{IP}}{(4\pi)^2 R^2} \quad (3)$$

其中, P_i 为电磁无源探测系统接收机接收的辐射功率, P_t 为辐射脉冲的峰值功率, λ 为雷达工作波长, R 为雷达与电磁无源探测系统之间的距离, G_u 为雷达在电磁无源探测系统接收机方向上的发射天线增益, G_i 为电磁无源探测系统接收机在雷达方向上的接收天线增益, G_{IP} 为电磁无源探测系统接收机处理器净增益.

电磁无源探测系统接收机输入端噪声为:

$$N_i = k T_o B_{Ri} \quad (4)$$

其中, k 为玻尔兹曼常数,其值为 $1.38 \times 10^{-23} J/K$, T_o 为噪声温度, B_{Ri} 为电磁无源探测系统接收机带宽.

电磁无源探测系统接收机输出端的信噪比 SNR_{oi} :

$$\operatorname{SNR}_{oi} = \frac{P_i}{N_i N_{Fi}} = \frac{P_t G_u G_i \lambda^2 G_{IP}}{(4\pi)^2 R^2 N_{Fi} k T_o B_{Ri}} \quad (5)$$

其中, N_{Fi} 为电磁无源探测系统接收机噪声系数.

给定虚警概率 p_{fa} , 可由式(1)计算出单个脉冲的探测概率 p_D , 即功率截获概率:

$$p_d = p_D = 0.5 \times \operatorname{erfc}\left(\sqrt{-\ln p_{fa}} - \sqrt{\frac{P_i}{N_i N_{Fi}} + 0.5}\right) \quad (6)$$

雷达的波束照射到无源探测系统就可认为达到空域截获条件. 在战斗机跟踪状态下, 雷达波束需要直接照射敌机, 即认为空域截获概率 $p_s = 1$.

截获接收机的空间扫描与频域扫描是同时进行的, 所以截获接收机的时域截获与频域截获一起考虑.

电磁无源探测系统对其工作的总频段的监控扫描是间断性的, 对其威胁空域立体角的监控扫描也是间断性的. 由于载机与目标均在变化之中, 这种变化体现在相对位置的变化、发射机频率的变化、发射波形的变化与天线扫描等. 无源探测系统覆盖其探测空域与信号频段都需要时间, 而雷达照射目标的时间 T_{OT} 很短. 截获概率很大一部分取决于截获接收机在正确方向上调谐到正确频率的可能性^[10].

假设雷达对目标所在空域进行照射, 在 T_{OT} 内, 电磁无源探测系统可以探测到 N_L 种频道与波束位置, t_L 为截获接收机探测一种频道和波束位置所需要的时间:

$$N_L = T_{OT}/t_L \quad (7)$$

设电磁无源探测系统一共可探测 N_f 个频道和 N_B 个波束位置, 则电磁无源探测系统总搜索时间可定义为扫描其所设定的频道和波束位置需要的时间:

$$T_I = N_B \cdot N_f \cdot t_L \quad (8)$$

在 T_{OT} 内的时频截获概率为:

$$p_d p_f \approx \begin{cases} \frac{N_L}{N_B \cdot N_f} = \frac{T_{OT}}{T_I}, & N_L \leq N_B \cdot N_f \\ 1, & N_L \geq N_B \cdot N_f \end{cases} \quad (9)$$

在研究射频隐身时, 一般情况下 $T_{OT} < T_I$, 所以:

$$p_d p_f \approx \frac{T_{OT}}{T_I} \quad (10)$$

由上述分析得, 跟踪状态下雷达辐射信号被截获的概率 p_i 为:

$$p_i = p_d \cdot p_s \cdot p_f \cdot p_t = 0.5 \times \operatorname{erfc}\left(\sqrt{-\ln p_{fa}} - \sqrt{\frac{P_i}{N_i N_{Fi}} + 0.5}\right) \frac{T_{OT}}{T_I} \quad (11)$$

3 单次辐射能量实时控制模型

当火控雷达跟踪目标时, 在雷达照射时间内, 目标会反射若干脉冲. 通过把目标在单次照射中返回的所有脉冲回波积累起来, 可以提高雷达的信噪比. 由于雷达自身对发射波参数已知, 可以采用相干积累技术提高信噪比^[11].

雷达接收单个脉冲的信噪比定义为 SNR_s , 对于理想的相干积累, n_p 个脉冲得到的信噪比定义为 SNR_{Cl} , 则有:

$$\operatorname{SNR}_{Cl} = n_p \operatorname{SNR}_s \quad (12)$$

可知, 在相干积累下单个脉冲检测所需的信噪比将提高 n_p 倍. 假设雷达照射时间 T_{OT} 与驻留时间相等, 设雷达的脉冲重复周期为 T_r , 则:

$$T_{OT} = n_p T_r \quad (13)$$

将式(12)代入式(13)中得:

$$\text{SNR}_{\text{Cl}} = \frac{T_{\text{OT}}}{T_r} \text{SNR}_s \quad (14)$$

雷达方程以信噪比表示, 单个脉冲信号的信噪比为:

$$\text{SNR}_s = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma G_{\text{RP}}}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 B_R N_F} \quad (15)$$

其中, G_t 为目标方向上的雷达发射天线增益, G_r 为目标方向上的接收天线增益, G_{RP} 为接收机处理器净增益, B_R 为雷达接收机带宽, N_F 雷达接收机噪声系数. 将式(14)代入式(15)中得:

$$\text{SNR}_{\text{Cl}} = \frac{T_{\text{OT}}}{T_r} \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma G_{\text{RP}}}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 B_R N_F} \quad (16)$$

相控阵天线主瓣增益为:

$$G_t = \eta N \pi \cos \psi \quad (17)$$

其中, N 为相控阵天线阵元数目, ψ 为波束指向与相控阵天线阵面法线的夹角, η 为天线效率, 一般取 0.6 ~ 0.9. 跟踪状态下 $G_{\text{ti}} = G_t$.

雷达在给定虚警概率 p_{fa} 与探测概率 p_D 下, 可计算出单个脉冲最小可检测信噪比 SNR_{omin} . 将式(17)代入式(16), 雷达要探测到目标, 必须满足:

$$\text{SNR}_{\text{Cl}} = \frac{T_{\text{OT}} P_t \lambda^2 \sigma G_{\text{RP}} (\eta N \cos \psi)^2}{T_r (4)^3 \pi R^4 k T_0 B_R N_F} \geq \text{SNR}_{\text{omin}} \quad (18)$$

可化简为:

$$\text{SNR}_{\text{Cl}} = \frac{T_{\text{OT}} P_t \cos^2 \psi \sigma}{T_r R^4 B_R} C_1 \geq \text{SNR}_{\text{omin}} \quad (19)$$

其中:

$$C_1 = \frac{\lambda^2 G_{\text{RP}} (\eta N)^2}{(4)^3 \pi k T_0 N_F} \quad (20)$$

同时, 由于雷达的相干积累时间受所选波形的距离分辨力及目标的运动特性限制, 所以雷达的驻留时间也应该满足:

$$T_r \leq T_{\text{OT}} \leq \frac{\Delta R}{v} = \frac{0.5 c \tau_0}{v} \quad (21)$$

其中, ΔR 为距离分辨力, τ_0 为脉冲宽度, v 为目标相对运动速度.

射频隐身控制的目的是在任何时候都以最小截获概率辐射电磁波^[12], 则目标函数为:

$$\begin{aligned} \min p_i &= 0.5 \times \text{erfc} \left(\sqrt{-\ln p_{\text{fa}}} - \sqrt{\frac{P_t}{N_t N_{\text{Fi}}} + 0.5} \right) \frac{T_{\text{OT}}}{T_l} \\ &= 0.5 \times \text{erfc} \left(\sqrt{-\ln p_{\text{fa}}} - \sqrt{\frac{P_t \cos^2 \psi}{R^2} C_0 + 0.5} \right) \frac{T_{\text{OT}}}{T_l} \end{aligned} \quad (22)$$

其中, C_0 为常数:

$$C_0 = \frac{\eta N G_t \lambda^2 G_{\text{RP}}}{(4\pi)^2 N_{\text{Fi}} k T_0 B_{\text{Ri}}} \quad (23)$$

综上所述, 可得模型为

$$\begin{aligned} \min p_i &= 0.5 \times \text{erfc} \left(\sqrt{-\ln p_{\text{fa}}} - \sqrt{\frac{P_t \cos^2 \psi}{R^2} C_0 + 0.5} \right) \frac{T_{\text{OT}}}{T_l} \\ \text{s.t.} &\begin{cases} \frac{T_{\text{OT}} P_t \cos^2 \psi \sigma}{T_r R^4 B_R} C_1 \geq \text{SNR}_{\text{omin}} \\ T_r \leq T_{\text{OT}} \leq \frac{\Delta R}{v} = \frac{0.5 c \tau_0}{v} \end{cases} \end{aligned} \quad (24)$$

通过求解该模型, 可得到雷达工作参数辐射峰值功率 P_t 与照射时间 T_{OT} 的控制方法. 对于脉冲雷达 $\tau_0 \approx 1/B_R$ 则:

$$\frac{P_t}{B_R} \approx P_t \tau_0 \quad (25)$$

则单个脉冲辐射能量为 $E_0 = P_t \tau_0$, 在照射时间内辐射的总能量为:

$$E_{\text{OT}} = \frac{T_{\text{OT}}}{T_r} E_0 \quad (26)$$

则模型(24)可变量为:

$$\begin{aligned} \min p_i &= 0.5 \times \text{erfc} \left(\sqrt{-\ln p_{\text{fa}}} - \sqrt{\frac{P_t \cos^2 \psi}{R^2} C_0 + 0.5} \right) \frac{T_{\text{OT}}}{T_l} \\ \text{s.t.} &\begin{cases} \frac{E_{\text{OT}} \cos^2 \psi \sigma}{R^4} C_1 \geq \text{SNR}_{\text{omin}} \\ T_r \leq T_{\text{OT}} \leq \frac{\Delta R}{v} = \frac{0.5 c \tau_0}{v} \end{cases} \end{aligned} \quad (27)$$

因此, 模型(27)称为辐射能量实时控制模型.

4 模型求解

雷达接收机总是保持以最小可检测信噪比进行检测, 辐射能量最小. 因此约束条件:

$$\frac{T_{\text{OT}} P_t \cos^2 \psi \sigma}{T_r R^4 B_R} C_1 \geq \text{SNR}_{\text{omin}} \quad (28)$$

取等:

$$\frac{T_{\text{OT}} P_t \cos^2 \psi \sigma}{T_r R^4 B_R} C_1 = \text{SNR}_{\text{omin}} \quad (29)$$

则:

$$P_t = \text{SNR}_{\text{omin}} \frac{T_r R^4 B_R}{C_1 \cos^2 \psi \sigma T_{\text{OT}}} \quad (30)$$

将式(30)代入式(22)得:

$$\begin{aligned} \min p_i &= 0.5 \text{erfc} \left(\sqrt{-\ln p_{\text{fa}}} \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{\text{SNR}_{\text{omin}} \frac{T_r R^2 B_R}{C_1 \cos^2 \psi \sigma T_{\text{OT}}} C_0 + 0.5} \right) \frac{T_{\text{OT}}}{T_l} \end{aligned} \quad (31)$$

此时, 辐射能量控制模型可转换为:

$$\begin{aligned} \min p_i &= 0.5 \times \text{erfc} \left(\sqrt{-\ln p_{\text{fa}}} \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{\text{SNR}_{\text{omin}} \frac{T_r R^2 B_R}{C_1 \cos^2 \psi \sigma T_{\text{OT}}} C_0 + 0.5} \right) \frac{T_{\text{OT}}}{T_l} \\ \text{s.t.} & \quad T_r \leq T_{\text{OT}} \leq \frac{\Delta R}{v} = \frac{0.5 c \tau_0}{v} \end{aligned} \quad (32)$$

其中:

$$\operatorname{erfc}(z) = 1 - \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-v^2} dv \quad (33)$$

目标函数(31)变为只包含控制量照射时间 T_{OT} 的一元函数. 求解模型(32)是计算一元函数最小值问题, 可以将式(31)对变量 T_{OT} 求导, 让导数等于零来得到其极值点, 但是式(31)的一阶导数是非初等函数, 无法求解 T_{OT} 的解析表达式, 而其二阶导数是初等表达式, 因此可以通过对其二阶导数分析得到式(31)函数性态. 由于函数中参数较多, 做以下代换:

$$a = \sqrt{-\ln P_{fa}}, b = \text{SNR}_{\text{omin}} \frac{T_r R^2 B_R}{C_1 \cos \psi \sigma}, c = T_l, x = T_{\text{OT}}$$

则式(31)可转化为:

$$p_i = 0.5 \times \operatorname{erfc}(\sqrt{-\ln P_{fa}}) - \sqrt{\text{SNR}_{\text{omin}} \frac{T_r R^2 B_R}{C_1 \cos \psi \sigma T_{\text{OT}}} C_0 + 0.5} \frac{T_{\text{OT}}}{T_l} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{a - \sqrt{\frac{b+x}{x} + \frac{1}{2}}} e^{-t^2} dt \right) \frac{x}{c} \quad (34)$$

将上式对变量 x 求一阶导数, 得:

$$\frac{dp_i}{dx} = \frac{1}{4} \frac{e^{-\left(a - \frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{2b+x}{x}}\right)^2} \sqrt{2} \left(\frac{1}{x} - \frac{2b+x}{x^2}\right) x}{\sqrt{\pi} \sqrt{\frac{2b+x}{x} c}} + \frac{\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(a - \frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{2b+x}{x}}\right)}{c} \quad (35)$$

由于:

$$\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-v^2} dv \quad (36)$$

如果令:

$$\frac{dp_i}{dx} = 0 \quad (37)$$

无法解出极值点. 因此, 对式(35)再次求一阶导数, 得:

$$\frac{d^2 p_i}{dx^2} = \frac{1}{4} \frac{1}{(2b+x)\sqrt{\pi} c} \left(\left(a - \frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{2b+x}{x}} \right) x^2 \left(\frac{1}{x} - \frac{2b+x}{x^2} \right)^2 e^{-\left(a - \frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{2b+x}{x}}\right)^2} + \frac{1}{4} \frac{e^{-\left(a - \frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{2b+x}{x}}\right)^2} \sqrt{2} \left(-\frac{2}{x^2} + \frac{2(2b+x)}{x^3} \right) x}{\sqrt{\pi} \sqrt{\frac{2b+x}{x} c}} + \frac{1}{2} \frac{e^{-\left(a - \frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{2b+x}{x}}\right)^2} \sqrt{2} \left(\frac{1}{x} - \frac{2b+x}{x^2} \right)}{\sqrt{\pi} \sqrt{\frac{2b+x}{x} c}} - \frac{1}{8} \frac{e^{-\left(a - \frac{1}{2}\sqrt{2}\sqrt{\frac{2b+x}{x}}\right)^2} \sqrt{2} \left(\frac{1}{x} - \frac{2b+x}{x^2} \right)^2 x}{\sqrt{\pi} \left(\frac{2b+x}{x} \right)^{3/2} c} \right) \quad (38)$$

经过整理, 得:

$$\frac{d^2 p_i}{dx^2} = -b^2 \frac{(\sqrt{2}b + \sqrt{2}xa - \sqrt{x}\sqrt{2b+x})}{c(2b+x)^{3/2}\sqrt{\pi}x^{5/2}} e^{-\frac{1}{4}\frac{(-2ax + \sqrt{2}\sqrt{2b+x}x)^2}{x^2}} \quad (39)$$

由于:

$$-b^2 e^{-\frac{1}{4}\frac{(-2ax + \sqrt{2}\sqrt{2b+x}x)^2}{x^2}} < 0, (x > 0, c > 0, b > 0) \quad (40)$$

所以 $\frac{d^2 p_i}{dx^2}$ 的正负性由:

$$f(x, a, b) = \sqrt{2}b + \sqrt{2}xa - \sqrt{x}\sqrt{2b+x} \quad (41)$$

的正负性决定. 假设 $f(x, a, b) > 0$, 则可等价于:

$$(2a^2 - 1)x^2 + (4ab - 2b)x + 2b^2 > 0 \quad (42)$$

根据一元二次方程 $ax^2 + bx + c = 0$ 在实数域有解必须满足条件 $b^2 - 4ac \geq 0$, 因此计算式(43)根的判别式为:

$$(4ab - 2b)^2 - 4(2a^2 - 1) \cdot 2b^2 = -4b^2(4a - 3) \quad (43)$$

由于 $a = \sqrt{-\ln p_{fa}}$, 而 $p_{fa} = 10^{-n}$, ($n = -3, \dots, -12$), 得:

$$a \in [\sqrt{\ln 10^3}, \sqrt{\ln 10^{12}}] \approx [2.628, 5.237] \quad (44)$$

因此:

$$(4ab - 2b)^2 - 4(2a^2 - 1) \cdot 2b^2 = -4b^2(4a - 3) < 0 \quad (45)$$

则:

$$(2a^2 - 1)x^2 + (4ab - 2b)x + 2b^2 = 0 \quad (46)$$

在实数域内无解, 且函数开口向上, 因此 $x \in R, f(x, a, b) > 0$, 恒成立. 因此:

$$\frac{d^2 p_i}{dx^2} < 0, x \in R \quad (47)$$

恒成立, 这样就得出 $p_i(x)$ 在 $x \in R$ 上是上凸的. 当 $x = T_{\text{OT}} \in [m, n]$ 时, $p_i(T_{\text{OT}})$ 的最小值点在其左右端点上取得, 即 $\min\{p_i(m), p_i(n)\}$. 这样可以仅通过比较端点处的取值来求解模型(32), 得到照射时间 T_{OT} , 然后通过等式(30)得到辐射功率 P_t .

态势信息(相对距离 R 、相对速度 v 和相对角度 ψ) 可以根据前一刻 t_{k-1} 的目标状态信息 $\hat{X}(k-1)$ 外推获得, 即当前时刻 t_k 的目标预测状态 $\hat{X}(k, k-1)$ 来确定. 为了突出本文的重点内容, 对于目标当前时刻的 RCS, 即 σ_k , 采用简化处理方法, 可由上一时刻探测计算得到的 RCS, 即 σ_{k-1} 迭代. R 、 v 、 ψ 和 σ_{k-1} 计算公式分别为

$$R_k = \sqrt{\hat{x}(k, k-1)^2 + \hat{y}(k, k-1)^2 + \hat{z}(k, k-1)^2} \quad (48)$$

$$\hat{v}_k = \hat{v}(k, k-1) \quad (49)$$

$$\phi(k, k-1) = \arcsin \frac{\sqrt{\hat{x}(k, k-1)^2 + \hat{z}(k, k-1)^2}}{\sqrt{\hat{x}(k, k-1)^2 + \hat{y}(k, k-1)^2 + \hat{z}(k, k-1)^2}} \quad (50)$$

$$\hat{\sigma}_k = \sigma_{k-1} = \frac{P_{t,k-1} G_r G_t \lambda^2 G_{RP}}{(4\pi)^3 R_{k-1}^4 k T_0 B_R N_F SNR_{s,k-1}} \quad (51)$$

5 仿真算例

5.1 仿真参数值

雷达与电磁无源探测器参数取值如表 1、2 所示:

表 1 雷达参数

参数	取值	参数	取值
p_{fa}	10^{-6}	λ	0.03m
p_d	70%	T_R	5×10^{-4} s
N	2200	τ	1×10^{-6} s
η	0.8	B_R	1MHz
G_{RP}	28	N_F	3dB
RCS	5m^2	常数	$k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K

表 2 截获接收机参数

参数	取值	参数	取值
p_f	10^{-8}	G_{IP}	2
N_{Fi}	6dB	T_I	2s
G_i	10	T_0	290K

由雷达的虚警概率和探测概率的取值,可以从文献[10]中查出雷达最小可检测信噪比 $SNR_{\text{omin}} = 12.31\text{dB}$,由于采用 Swerling II 目标模型的起伏特性,需要增加^[11]3dB.将上述相关参数代入式(20)与式(23)中,可得 $C_0 = 1.2545 \times 10^{10}$ 、 $C_1 = 4.8530 \times 10^{22}$,其单位均采用国际标准单位制.并与传统的最小功率法进行比

较,其照射时间为定值,假定 $T_{OT} = 0.1\text{s}$.

战场态势信息设定为 6 个组合,如表 3 所示:

表 3 战场态势信息取值

参数	R	v	ϕ
1	200km	200m/s	0°
2	100km	200m/s	0°
3	200km	500m/s	0°
4	100km	500m/s	0°
5	200km	200m/s	45°
6	100km	200m/s	45°

5.2 仿真结果及分析

图 1-6 给出了在 6 种不同战场态势下模型(33)的仿真结果.从图中可以看出,截获概率的最小值点为边界点.当取左边界时,照射时间 T_{OT} 最短,由式(31)可知,此时辐射功率 P_t 最大,此时称这种辐射控制方法为最短照射控制方法;当取右边界时,照射时间 T_{OT} 最长,辐射功率 P_t 最小,此时称这种辐射控制方法为最小功率控制方法.不同战场态势下,所选取的边界点不同.因此,必须按照空战的实时态势信息,通过解算模型(33)确定是采用最短照射控制方法还是最小功率控制方法来实现最佳射频隐身状态.

由图 1、3、5 可知,截获概率的最小值取在左边界上,因此采用最短照射控制方法.由图 2、4、6 可知,截获概率的最小值取在右边界上,因此采用最小功率控制方法.同时与传统的最小功率法进行比较,由于照射时间为定值,仅能调节辐射功率,限制了雷达射频隐身的能力.而本文建立的辐射能量模型可同时优化辐射功率与照射时间,可比传统的最小功率控制方法获得更低的截获概率.

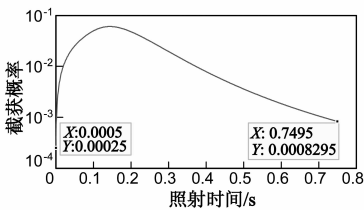


图1 参数1

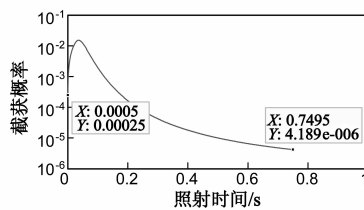


图2 参数2

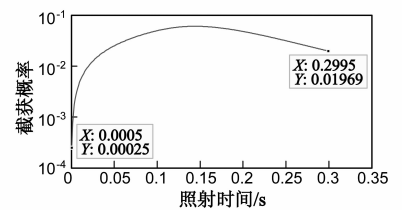


图3 参数3

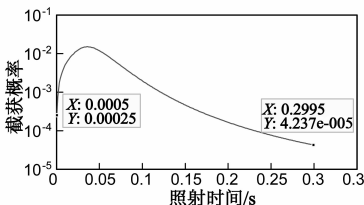


图4 参数4

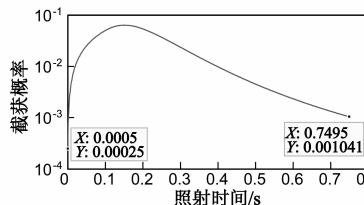


图5 参数5

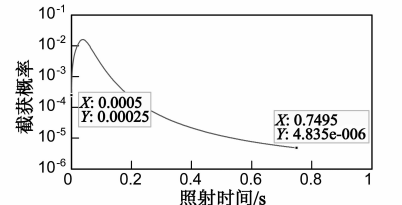


图6 参数6

表 4 与传统的最小功率法比较

参数	控制方法	T_{on} 或 T_{off}	P_t	p_i
1	最短照射	5×10^{-4} s	2.445kW	2.5×10^{-4}
	传统的最小功率	0.1s	12.225W	4.07×10^{-2}
2	最小功率	0.7495s	0.9359W	4.189×10^{-6}
	传统的最小功率	0.1s	7.01452W	2.1×10^{-3}
3	最短照射	5×10^{-4} s	2.445kW	2.5×10^{-4}
	传统的最小功率	0.1s	12.225W	4.07×10^{-2}
4	最小功率	0.2995s	2.342W	4.237×10^{-5}
	传统的最小功率	0.1s	7.01429W	1.1×10^{-3}
5	最短照射	5×10^{-4} s	44.891kW	2.5×10^{-4}
	传统的最小功率	0.1s	224.45W	4.15×10^{-2}
6	最小功率	0.7495s	1.8717W	4.835×10^{-6}
	传统的最小功率	0.1s	14.028W	1.35×10^{-3}

6 结束语

本文以最小截获概率为目标优化函数,以雷达实现检测为约束条件,建立辐射能量实时控制模型.通过对模型求解,得出截获概率最小值点为其端点值,因此可以通过比较端点的大小来确定照射时间与辐射功率的取值.通过仿真分析,战斗机可以在战场态势信息基础上采用最短照射(左端点)控制方法或最小功率(右端点)控制方法来控制雷达工作,来实现雷达跟踪状态下单次辐射能量射频隐身控制.

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 Defense Industry Press, 2006. 1 - 3. (in Chinese)
- [3] 张贞凯,周建江,汪飞,等.基于射频隐身的相控阵雷达功率控制算法[J].系统工程与电子技术,2012,34(11):2244 - 2248.
Zhang Z K, Zhou J J, Wang F, et al. Novel algorithm of power control based on radio frequency stealth[J]. Systems Engineering and Electronics, 2012, 34(11): 2244 - 2248. (in Chinese)
- [4] 廖俊,于雷,俞利新,等.基于 LPI 的相控阵雷达辐射控制方法[J].系统工程与电子技术,2011,33(12):2638 - 2642.
Liao J, Yu L, Yu L X, et al. Method of radiation control for phased array radar based on LPI[J]. Systems Engineering and Electronics, 2011, 33(12): 2638 - 2642. (in Chinese)
- [5] 冯博宇,王英,安航,等.机载雷达射频隐身性能风险的计算模型[J].系统工程与电子技术,2013,35(1):73 - 77.
Feng B Y, Wang Y, An H, et al. Computation model of radio

frequency risk on stealth performance of airborne radar[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(1): 73 - 77. (in Chinese)

- [6] 杨红兵,周建江,汪飞,等.飞机射频隐身表征参量及其影响因素分析[J].航空学报,2010,31(10):2040 - 2045.
Yang H B, Zhou J J, Wang F, et al. Characterization parameters of warplane radiofrequency stealth and analysis of its affecting factors[J]. Acta Aeronautica Et Astronautica Sinica, 2010, 31(10): 2040 - 2045. (in Chinese)
- [7] 张贞凯,周建江,汪飞,等.机载相控阵雷达射频隐身时最优搜索性能研究[J].宇航学报,2011,32(9):2024 - 2028.
Zhang Z K, Zhou J J, Wang F, et al. Research on optimal search performance of airborne phased array radar for radio frequency stealth[J]. Journal of Astronautics, 2011, 32(9): 2024 - 2028. (in Chinese)
- [8] Zhu L, Su W J, Wu S H, et al. Phased-array radar beam tracking and predicting[A]. Proc of the IEEE International Conferences on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing[C]. IEEE, 2009. 1 - 4.
- [9] Bassem R Mahafza. Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB (Second Edition)[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2008. 201 - 231.
- [10] David Lynch Jr. Introduction to RF Stealth [M]. North California: Sci Tech Publishing Inc, 2004. 2 - 6.
- [11] 承保国.雷达原理[M].北京:国防工业出版社,2008. 121 - 122.
Chen B G. The Theory of Radar [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2008. 121 - 122. (in Chinese)
- [12] Phillip E Pace. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar[M]. Boston: Artech House, 2009. 48 - 56.

作者简介



刘宏强 男,1988年12月出生,陕西宝鸡人.现为空军工程大学航空航天工程学院博士研究生,主要研究方向:射频隐身技术、武器装备总体仿真建模与应用.



魏贤智 男,1962年12月出生,四川泸县人.教授、中国指挥与控制学会常务理事、火力与指挥控制专委会委员、《火力与指挥控制》杂志编委.于空军工程学院获工学学士、俄罗斯斯茹可夫斯基空军工程学院获工学硕士.现为空军工程大学航空航天工程学院空天武器工程教研部主任,主要从事武器系统与运用工程的研究.