

一种主动雷达隐身装置的定量分析

汤广富^{*①②③} 甘荣兵^① 李华^② 赵耀东^①

^①(电子信息控制重点实验室 成都 610036)

^②(中国人民解放军77108部队 成都 611233)

^③(电子科技大学 成都 610054)

摘要: 主动雷达隐身技术是目标雷达特征控制技术(也称雷达隐身技术)的重要分支。该文针对美国的一篇关于主动雷达隐身装置(是一种智能蒙皮)的专利进行了深入的定量分析。首先介绍该装置的基本工作原理,给出电磁场约束方程组;其次,推导移相器转移相位与入射波长、入射角以及该装置组成的空间位置关系等因素的定量关系;最后,通过数值仿真分别讨论入射波长、入射角、空间位置关系等因素对该装置隐身性能的影响,并得出一些有意义的结论。

关键词: 主动雷达隐身; 智能蒙皮; 空间位置关系; 定量分析

中图分类号: TN95; TJ765.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)05-1058-07

DOI: 10.11999/JEIT141226

Quantitative Analysis of an Active Radar Stealth Device

Tang Guang-fu^{*①②③} Gan Rong-bing^① Li Hua^② Zhao Yao-dong^①

^①(*Science and Technology on Electronic Information Control Laboratory, Chengdu 610036, China*)

^②(*Unit 77108 of PLA, Chengdu 611233, China*)

^③(*University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China*)

Abstract: Active radar stealth technology is an important branch of target radar signature control technology (which is also called as stealth technology). A quantitative analysis is made for an active radar stealth device mentioned in a United States patent, and the stealth device is one kind of smart skin. Firstly, the basic working principle of the device is described, and then the constraint equations of electromagnetic field is given. Secondly, the quantitative relationship between the transfer phase, incident wavelength, incident angle, spatial relationship and other factors is derived. Finally, the stealth performance influenced by incident wavelength, incident angle and spatial position is discussed by numerical simulation, and some meaningful conclusions are drawn.

Key words: Active radar stealth; Smart skin; Spatial relationship; Quantitative analysis

1 引言

雷达隐身技术又称雷达低可探测技术或目标雷达特征控制技术,是改变武器装备、平台等目标的雷达可探测信号特征,使敌方雷达探测系统难以发现或发现距离缩短的综合技术^[1]。雷达隐身技术可以分为无源隐身技术和有源隐身技术(主动隐身)。无源隐身技术包括整形法、吸波材料法和无源对消(阻抗加载)法等,有源隐身技术包含有源欺骗、有源对消、智能材料和等离子体烟雾等。

无源隐身技术虽然取得了巨大的成功,但仍然存在明显的缺陷^[2]:一是通过牺牲平台的气动性能获得小的雷达散射截面;二是涂覆吸波材料造价高、

维护难;三是对舰船等尺寸巨大、结构复杂的目标效果不佳。有源隐身技术能适应被保护目标的多样性,不要求被保护目标改变外形或敷罩吸波材料,原则上能适应任何形状的目标。有源隐身技术分为集总式有源隐身和分布式有源隐身两类。其中集总式有源隐身,需要建立目标平台完整的电磁散射数据库,根据测量入射电磁波的极化、频率、角度等参数,在数据库中查找目标平台的回波,再通过集总式设备发射与目标平台回波等幅反相的对消波,达到降低目标平台雷达特征的目的。集总式有源隐身技术国内外研究的比较多,比较具有代表性的见文献[3-14],该技术具有原理清晰、隐身效果好、适用平台范围广等优点,但也存在测量精度不易满足、实时性不易达到要求和目标散射数据库不易建立等难题。分布式有源隐身技术是将电磁芯片排列成智

能蒙皮(smart skin), 粘附在目标的关键部位上, 对雷达的入射波进行接收、处理并发射一定幅度和相位的隐身波, 起到缩减目标关键部位雷达特征的目的。一般情况下, 智能蒙皮技术不需要建立目标散射数据库, 也不需要入射电磁波参数进行精确测量, 所以智能蒙皮技术的应用更加广泛也更加灵活, 但是其只能缩减目标关键部位的雷达特征, 对目标平台的整体隐身性能不及集总式有源隐身。

美国处于隐身技术的领先地位, 并遥遥领先世界各国, 从 U-2, SR-71 侦察机到 F-117A 和 B-2 轰炸机, 再到 F-22, F-35 战斗机, 美国人走过了 50 年^[15]。我国的隐身技术近些年取得了长足的进步, 但仍然处于跟随式的发展阶段, 还有许多难题需要研究。1991 年 Cain 等人^[16]针对一种主动雷达隐身装置(是一种智能蒙皮)申请了专利, 专利中只简单介绍了该装置的基本组成和工作原理, 并未给出详细的定量分析。深入研究该装置的工作原理、详细分析各参数之间的定量关系, 对进一步认识智能蒙皮式主动雷达隐身技术具有非常重要的理论研究和工程实践意义。

本文首先介绍了该装置的基本组成和工作原理, 在此基础上给出了电磁场约束方程组, 推导了移相器转移相位与入射波长、入射角以及该装置组成的空间位置关系等因素的定量关系, 并通过数值仿真分别讨论了入射波长、入射角、空间位置关系等因素对该装置隐身性能的影响, 并得出了一些有意义的结论。

2 基本组成和工作原理

如图 1 所示, 由文献[16]可知, 该装置由粘附在

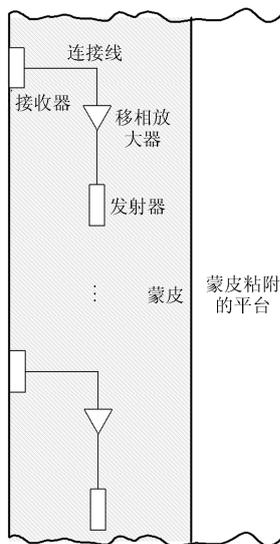


图 1 智能蒙皮剖面图

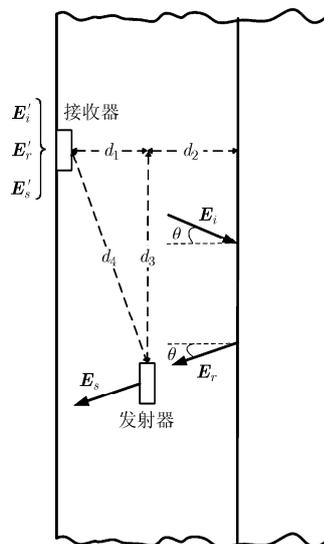


图 2 空间位置关系示意图

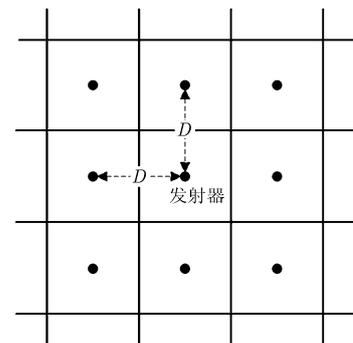


图 3 多个收发单元平面示意图

平台上的蒙皮、内置在蒙皮里的许多个收发单元组成。蒙皮由复合材料或者其它对电磁波透明的材料制成, 通过环氧树脂(epoxy)粘附在平台的表面上, 也可以通过熔封(heat-sealed)的方式粘附, 不管采用什么粘附方式, 要求蒙皮与平台表面的黏结要均匀一致且对雷达散射影响最小。另外该装置对平台外表的形状和轮廓没有特殊要求, 即该装置原则上可实现对任意外形平台的雷达隐身, 这也是该装置的优点之一。内置在蒙皮里的许多个收发单元之间彼此独立工作, 每一个收发单元都由接收器、移相放大器、发射器以及连接线组成, 工作在射频状态。

基本工作原理: 如图 2 所示, 入射电磁场 E_i 照射在平台表面形成反射电磁场 E_r , 发射器发射对消电磁场 E_s , 由有源对消原理知, 当 E_s 与 E_r 等幅反相时, 完全对消。接收器难以只接收纯净的反射电磁场, 实际中, 接收器接收到的是入射、发射和对消电磁场的组合场, 移相放大器对接收到的组合场进行相位变换并幅度放大, 再经发射器发射形成对消电磁场。

移相放大器可以集成到接收器或者发射器中, 为简单起见, 图 2 中没有画出移相放大器。接收器可以在蒙皮外表上, 也可以完全内置在蒙皮里, 接收器接收入射波应早于发射器发射对消波, 因此接收器距离平台表面的距离要大于发射器距离平台表面的距离, 并且接收器和发射器之间具有严格的空位置关系(即 d_1, d_2, d_3), 其空位置关系受雷达环境(入射波长、入射角度等)、制造工艺、制造成本等因素影响, 收发单元和单元之间的距离 D (如图 3 所示)跟发射功率、制造工艺、制造成本等因素有关。

3 定量分析

第2节介绍了该装置的基本组成和工作原理,文献[16]并未给出移相器转移相位与入射波长、入射角以及空间位置关系等因素的定量关系,下面进行详细分析。

在图2中,定义接收器与发射器之间的横向距离为 d_1 、纵向距离为 d_3 ,发射器距离平台表面的距离为 d_2 ;定义在平台表面处的入射场为 $\mathbf{E}_i(E_i, \omega_i, \varphi_i)$,在接收器处的入射场为 $\mathbf{E}'_i(E'_i, \omega'_i, \varphi'_i)$,入射角度为 θ ,入射波长为 λ ;定义在平台表面处的反射场为 $\mathbf{E}_r(E_r, \omega_r, \varphi_r)$,在接收器处的反射场为 $\mathbf{E}'_r(E'_r, \omega'_r, \varphi'_r)$;在发射器处的对消场为 $\mathbf{E}_s(E_s, \omega_s, \varphi_s)$,在接收器处的对消场为 $\mathbf{E}'_s(E'_s, \omega'_s, \varphi'_s)$,且假定发射器只前向发射对消场,不考虑对消场在平台表面产生反射场。在图3中,定义收发单元和单元之间的距离为 D 。由于蒙皮的厚度很薄,且蒙皮对电磁波是透明无损耗的,为简单起见,忽略场强在蒙皮中的变化。另外由于蒙皮是粘附在平台表面上,蒙皮与平台具有相同的多普勒,即不考虑由于平台的速度导致频率的变化。

入射场 $\mathbf{E}_i(E_i, \omega_i, \varphi_i)$ 与接收入射场 $\mathbf{E}'_i(E'_i, \omega'_i, \varphi'_i)$ 之间存在的关系为

$$E_i = E'_i, \omega_i = \omega'_i, \varphi_i = 2\pi \frac{d_1 + d_2}{\lambda \cos \theta} + \varphi'_i \quad (1)$$

反射场 $\mathbf{E}_r(E_r, \omega_r, \varphi_r)$ 与接收反射场 $\mathbf{E}'_r(E'_r, \omega'_r, \varphi'_r)$ 之间的关系为

$$E_r = E'_r, \omega_r = \omega'_r, \varphi_r = 2\pi \frac{d_1 + d_2}{\lambda \cos \theta} + \varphi'_r \quad (2)$$

由装置的工作原理可知,接收器将接收到 $\mathbf{E}'_i, \mathbf{E}'_r, \mathbf{E}'_s$ 的组合场进行移相并放大后经发射器发射,形成对消场 $\mathbf{E}_s(E_s, \omega_s, \varphi_s)$,因此对消场为

$$\mathbf{E}_s = A(\alpha_i \mathbf{E}'_i + \alpha_r \mathbf{E}'_r + \alpha_s \mathbf{E}'_s) e^{j\left[\varphi + 2\pi \frac{d_1 + d_3}{\lambda}\right]} \quad (3)$$

其中 A 为移相放大器放大系数, $\alpha_i, \alpha_r, \alpha_s$ 分别是接收器对 $\mathbf{E}'_i, \mathbf{E}'_r, \mathbf{E}'_s$ 3个场的接收损耗, φ 为移相放大器进行的相移, $2\pi \frac{d_1 + d_3}{\lambda}$ 为导线产生的相移。对消

场 $\mathbf{E}_s(E_s, \omega_s, \varphi_s)$ 与接收对消场 $\mathbf{E}'_s(E'_s, \omega'_s, \varphi'_s)$ 之间存在的关系为

$$E_s = E'_s, \omega_s = \omega'_s, \varphi_s = 2\pi \frac{d_1}{\lambda} + \varphi'_s \quad (4)$$

根据有源对消原理^[3-6], $\mathbf{E}_s(E_s, \omega_s, \varphi_s)$ 与 $\mathbf{E}_r(E_r, \omega_r, \varphi_r)$ 之间需要等幅反相,才能实现完全对消,即

$$\left. \begin{aligned} E_s &= \delta' D^2 E_r, \omega_s = \omega_r \\ \varphi_s &= (2k+1)\pi + 2\pi \frac{d_2}{\lambda \cos \theta} + \varphi_r \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中 D 为单元和单元之间的距离, δ' 为蒙皮粘附平台单位面积的散射系数, $E_s = \delta' D^2 E_r$ 意为每一个发射器发射的对消波跟平台上 D^2 面积产生的反射波在能量上相等。入射电磁场 $\mathbf{E}_i(E_i, \omega_i, \varphi_i)$ 和反射电磁场 $\mathbf{E}_r(E_r, \omega_r, \varphi_r)$ 之间的关系为

$$E_i \delta = E_r, \omega_i = \omega_r, \varphi_i = \varphi_r \quad (6)$$

其中 δ 为平台的散射系数。由式(1),式(2),式(4),式(5)电磁场约束方程组可以得到

$$\mathbf{E}'_i = E_i e^{j\left[\varphi_i - 2\pi \frac{d_1 + d_2}{\lambda \cos \theta}\right]} = \frac{1}{\delta} E_r e^{j\left[\varphi_r - 2\pi \frac{d_1 + d_2}{\lambda \cos \theta}\right]} \quad (7)$$

$$\mathbf{E}'_r = E_r e^{j\left[\varphi_r + 2\pi \frac{d_1 + d_2}{\lambda \cos \theta}\right]} \quad (8)$$

$$\mathbf{E}_s = \delta' D^2 E_r e^{j\left[\varphi_r + (2k+1)\pi + 2\pi \frac{d_2}{\lambda \cos \theta}\right]} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{E}'_s &= E_s e^{j\left[\varphi_s + 2\pi \frac{d_1}{\lambda}\right]} \\ &= \delta' D^2 E_r e^{j\left[\varphi_r + 2\pi \frac{d_2}{\lambda \cos \theta} + (2k+1)\pi + 2\pi \frac{d_1}{\lambda}\right]} \end{aligned} \quad (10)$$

将式(7)~式(10)代入式(3),得

$$\begin{aligned} \delta' D^2 E_r e^{j\left[\varphi_r + (2k+1)\pi + 2\pi \frac{d_2}{\lambda \cos \theta}\right]} &= A \left\{ \alpha_i \frac{E_r}{\delta} e^{j\left[\varphi_r - 2\pi \frac{d_1 + d_2}{\lambda \cos \theta}\right]} + \alpha_r E_r e^{j\left[\varphi_r + 2\pi \frac{d_1 + d_2}{\lambda \cos \theta}\right]} \right. \\ &\quad \left. + \alpha_s \delta' D^2 E_r e^{j\left[\varphi_r + 2\pi \frac{d_2}{\lambda \cos \theta} + (2k+1)\pi + 2\pi \frac{d_1}{\lambda}\right]} \right\} \\ &\quad \cdot e^{j\left[\varphi + 2\pi \frac{d_1 + d_3}{\lambda}\right]} \end{aligned} \quad (11)$$

令 $\Delta = \varphi_r + (2k+1)\pi + \frac{2\pi d_2}{\lambda \cos \theta}$, $\Delta_1 = -(2k+1)\pi + \frac{2\pi}{\lambda \cos \theta} [(d_1 + d_3) \cos \theta - d_1 - 2d_2]$, $\Delta_2 = -(2k+1)\pi + \frac{2\pi}{\lambda \cos \theta} [(d_1 + d_3) \cos \theta + d_1]$, $\Delta_3 = \frac{2\pi}{\lambda} (d_1 + d_3 + d_4)$,则式(11)可写成

$$\delta' D^2 e^{j\Delta} = e^{j\Delta} \left\{ A \alpha_i \frac{1}{\delta} e^{j(\varphi + \Delta_1)} + A \alpha_r e^{j(\varphi + \Delta_2)} + A \alpha_s \delta' D^2 e^{j(\varphi + \Delta_3)} \right\} \quad (12)$$

令 $\alpha_0 = \delta' D^2$, $\alpha_1 = A \alpha_i (1/\delta)$, $\alpha_2 = A \alpha_r$, $\alpha_3 = A \alpha_s \delta' D^2$,则式(12)可以写成

$$\alpha_0 = \alpha_1 e^{j(\varphi + \Delta_1)} + \alpha_2 e^{j(\varphi + \Delta_2)} + \alpha_3 e^{j(\varphi + \Delta_3)} \quad (13)$$

由式(13)可得

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 &= \alpha_1 \cos(\varphi + \Delta_1) + \alpha_2 \cos(\varphi + \Delta_2) + \alpha_3 \cos(\varphi + \Delta_3) \\ 0 &= \alpha_1 \sin(\varphi + \Delta_1) + \alpha_2 \sin(\varphi + \Delta_2) + \alpha_3 \sin(\varphi + \Delta_3) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

由式(14)得

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 &= \cos \varphi (\alpha_1 \cos \Delta_1 + \alpha_2 \cos \Delta_2 + \alpha_3 \cos \Delta_3) \\ &\quad - \sin \varphi (\alpha_1 \sin \Delta_1 + \alpha_2 \sin \Delta_2 + \alpha_3 \sin \Delta_3) \\ 0 &= \sin \varphi (\alpha_1 \cos \Delta_1 + \alpha_2 \cos \Delta_2 + \alpha_3 \cos \Delta_3) \\ &\quad + \cos \varphi (\alpha_1 \sin \Delta_1 + \alpha_2 \sin \Delta_2 + \alpha_3 \sin \Delta_3) \end{aligned} \right\} (15)$$

令 $b_1 = \alpha_1 \cos \Delta_1 + \alpha_2 \cos \Delta_2 + \alpha_3 \cos \Delta_3$, $b_2 = \alpha_1 \sin \Delta_1 + \alpha_2 \sin \Delta_2 + \alpha_3 \sin \Delta_3$, 则式(15)可写为

$$\left. \begin{aligned} \alpha_0 &= b_1 \cos \varphi - b_2 \sin \varphi \\ 0 &= b_1 \sin \varphi + b_2 \cos \varphi \end{aligned} \right\} (16)$$

由式(16)可得

$$\left. \begin{aligned} \sin \varphi &= -\frac{\alpha_0 b_2}{b_1^2 + b_2^2} \\ \cos \varphi &= \frac{\alpha_0 b_1}{b_1^2 + b_2^2} \end{aligned} \right\} (17)$$

且具有 $\sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi = 1$, 即 $\alpha_0^2 = b_1^2 + b_2^2$, 代入式(17)中得

$$\varphi = \arccos \frac{\alpha_0 b_1}{b_1^2 + b_2^2} = \arccos \frac{b_1}{\sqrt{b_1^2 + b_2^2}} (18)$$

式(18)即为该智能蒙皮实现雷达隐身时, 主动发射的对消波的变换相位与入射波长、入射角以及该装置组成的空间位置关系等因素的定量关系, 为方便起见, 将中间变量重写为

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= \alpha_1 \cos \Delta_1 + \alpha_2 \cos \Delta_2 + \alpha_3 \cos \Delta_3 \\ b_2 &= \alpha_1 \sin \Delta_1 + \alpha_2 \sin \Delta_2 + \alpha_3 \sin \Delta_3 \\ \alpha_0 &= \delta' D^2, \alpha_1 = A \alpha_i / \delta, \alpha_2 = A \alpha_r, \alpha_3 = A \alpha_s \delta' D^2 \\ \Delta_1 &= -(2k+1)\pi + \frac{2\pi}{\lambda \cos \theta} [(d_1 + d_3) \cos \theta - d_1 - 2d_2] \\ \Delta_2 &= -(2k+1)\pi + \frac{2\pi}{\lambda \cos \theta} [(d_1 + d_3) \cos \theta + d_1] \\ \Delta_3 &= \frac{2\pi}{\lambda} (d_1 + d_3 + d_4) \end{aligned} \right\} (19)$$

4 仿真讨论

上一节详细推导了移相器转移相位与入射波长、入射角以及该装置组成的空间位置关系等因素的定量关系, 下面通过数值仿真具体讨论入射波长、入射角、空间位置关系等因素对该装置隐身性能的影响。

当装置的结构参数固定后, 针对每一个入射频率和每一个入射角度, 如果希望该装置实现最优性能, 移相放大器会对应一个特定的变换相位, 将这种变换相位跟入射频率和入射角的对应关系装订到装置中, 则该装置可以实现最优的隐身效果。但这需要在内置在蒙皮中的每一组收发单元中增加频率测量器、角度测量器、装订数据存储单元以及相应的

控制器等, 显然这是不现实的。文献[16]采用的方式是移相器反向相位, 即不论入射频率和入射角度是多少, 移相器都产生一个 180° 的变换相位。根据有源对消原理可知^[3-9], 当相位差小于 60° 时, 仍然起到回波缩减的效果, 当相位差大于 60° 时, 非但没有缩减, 反而起到了回波增强的反作用了。据此可以认为, 变换相位越接近 180° 时, 装置的隐身性能越好, 反之越差, 当变换相位小于 120° 时, 认为装置失效。

4.1 入射波长和入射角的影响

在该装置的元器件确定后以及蒙皮粘附的平台确定后, 式(19)中 $\delta', \delta, A, \alpha_i, \alpha_r, \alpha_s$ 等参数都可以先验获得, 另外因为蒙皮里的许多个收发单元之间是彼此独立工作, 可以通过只考察一个收发单元来分析其性能, 所以暂不考虑 D 的影响。那么在式(19)中剩下的参数有 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 和 $\{\lambda, \theta\}$ 两类, 其中 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 为装置本身的空间位置关系, $\{\lambda, \theta\}$ 为入射电磁波的参数。当 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 为一组确定值后, 转移相位是入射波长和入射角的函数, 即 $\varphi = f(\lambda, \theta)$, 当装置的空间位置关系变为另外一组确定的值 $\{d'_1, d'_2, d'_3\}$ 后, 转移相位与入射波长和入射角的映射函数也相应变化, 变成 $\varphi = f'(\lambda, \theta)$ 。

不失一般性, 可以首先通过一组确定的参数值来分析装置的性能与入射波长和入射角的关系。首先将参数 $\delta', \delta, A, \alpha_i, \alpha_r, \alpha_s$ 赋值, 令 $\delta' = \delta = 0.5$, $A = 1$, 假定接收器是全向接收, 且 $\alpha_i = \alpha_r = \alpha_s = 0.5$; 因为接收器距离平台表面的距离要大于发射器距离平台表面的距离, 所以 $d_1 > 0$, 又因为蒙皮的厚度是毫米量级^[6], 故暂定 $d_1 = 3 \text{ mm}$; 截止目前还不明确 d_2 必须存在的物理意义, 一般认为 $d_2 > 0$ 是指发射器与平台表面之间需要绝缘, 为数值仿真分析简单起见, 先暂定 $d_2 = 0$, 但假设发射器与平台表面之间是绝缘的; 一般认为当 $d_3 = 0$ 时, 即发射器放置在接收器的正后方时, 会影响到装置的正常工作, 发射器和接收器在纵向上需要间隔一定的距离, 这里暂定 $d_3 = 5 \text{ mm}$; 因为收发单元之间是独立工作的, 这里假定 $D = 50 \text{ mm}$ 。

图4给出了该装置在上述的参数设定情况下, 实现理想隐身效果时变换相位与入射频率和入射角的关系, 其中入射频率为 L 波段~Ka 波段, 入射角为 $-90^\circ \sim 90^\circ$ 。从图4可以看出: 一般情况下, 低频时的隐身性能优于高频时的隐身性能; 低频时的隐身性能对入射角不敏感, 且在大部分入射角度情况下都具有隐身性能; 高频时则对入射角更敏感, 且在大部分入射角度情况下都不具有隐身性能。

4.2 空间位置关系的影响

在4.1节中, 通过固定空间位置关系 $\{d_1, d_2, d_3\}$

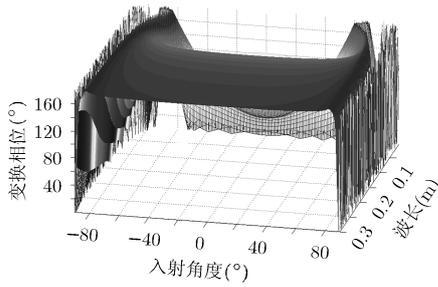


图4 变换相位与入射波长和入射角的关系

后,分析了不同入射波长和入射角对装置隐身性能的影响,下面详细分析不同的空间位置关系 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 对装置隐身性能的影响。

首先定义平均变换相位:

$$\Phi = \frac{1}{NM} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \varphi_{n,m} = \frac{1}{NM} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M f(\lambda_n, \theta_m) \quad (20)$$

其中 N, M 分别为考察的入射频率和入射角度的个数,平均变换相位 Φ 是在空间位置关系 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 确定后,对所有考察入射波长和入射角情况下的变换相位求均值。

在某一种空间位置关系 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 下,考察所有不同入射频率和所有不同入射角时的变换相位,可以准确而直接地衡量该空间位置关系下的装置性能,但这需要在5维参数空间 $\{d_1, d_2, d_3, \lambda, \theta\}$ 中考察,不易分析和把握各个参数的变化对装置性能影响的规律。本节意在分析不同 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 对装置隐身性能的影响,作为装置工程实践时如何设置 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 的指导和参考,只需考察不同 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 对性能影响的相对值,即在哪一种 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 下,装置的性能是最优的。在一组确定的 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 时,平均变换相位 Φ 是对所有考察入射波长和入射角下的变换相位求均值,当 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 变成另外一组值后,平均变换相位 Φ 仍然是对所有相同入射波长和入射角下的变换相位求均值,总体上反映在不同 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 下装置性能的相对值。因此本文采用平均变换相位 Φ 来分析 $\{d_1, d_2, d_3\}$ 对装置隐身性能的影响。参数设置为

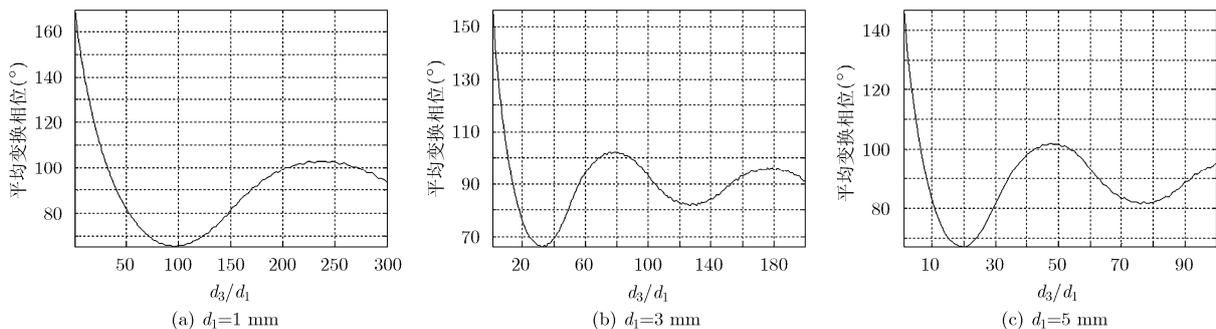
$\delta' = \delta = 0.5, A=1, \alpha_i = \alpha_r = \alpha_s = 0.5, D = 50 \text{ mm}$, 入射频率为 L 波段~Ka 波段,入射角为 $-90^\circ \sim 90^\circ$, 暂定 $d_2 = 0$ 。

4.2.1 考察 d_3 的影响 图5是在 d_1 在 1 mm, 3 mm 和 5 mm 3种情况下 d_3 对装置隐身性能的影响,其中横轴表示 d_3 与 d_1 的比值,纵轴表示在此空间位置关系下的平均变换相位 Φ 。 Φ 越接近 180° ,性能越好,反之性能越差。从图中可以看出,不论 $d_1 = 1 \text{ mm}$, $d_1 = 3 \text{ mm}$ 还是 $d_1 = 5 \text{ mm}$,随着 d_3 的值增大(当然了,收发单元与单元之间的距离也限制了 d_3 不可能很大), Φ 将收敛于 90° ; d_3 的值越小,装置的隐身性能越好。但是 d_3 又不能小到等于 0,因为当 $d_3 = 0$ 时,即发射器放置在接收器的正后方时,会影响到装置的正常工作,因此 d_3 的确定需要结合接收器、发射器元器件的性能和蒙皮的制造工艺等工程实践因素来综合考虑。

4.2.2 考察 d_2 的影响 在上面的各种分析中,都暂定 $d_2 = 0$,下面分析不同的 d_2 对性能的影响。各种参数设定同上,图6是在 $d_1 = 1 \text{ mm}, d_3 = 3 \text{ mm}$ 和 $d_1 = 3 \text{ mm}, d_3 = 3 \text{ mm}$ 以及 $d_1 = 3 \text{ mm}, d_3 = 5 \text{ mm}$ 3种情况下, d_2 对装置隐身性能的影响结果,其中横轴表示 d_2 与 d_1 的比值,纵轴表示在此空间位置关系下的平均变换相位 Φ 。

Φ 越接近 180° ,性能越好,反之性能越差。从图中可以看出,3种情况下 d_2 都有一个最优值,见表1所示, d_2 最优值的确定需要综合考虑 d_1 与 d_3 的设定值以及具体工程实践等因素。

4.2.3 制造工艺的影响 上面分别分析了 d_3 和 d_2 对装置性能的影响,并讨论了 d_3 和 d_2 的最优取值或取值原则,这些分析都是在蒙皮的制造工艺尺寸(也是 d_1, d_2, d_3 的制造工艺尺寸)在毫米量级的情况下分析的。从一般逻辑上讲,装置的制造工艺尺寸越精细,其性能应该越好,越能适应更高的频率。下面分析制造工艺对该装置性能的影响。令入射频率为 L 波段~Ka 波段;先考察入射角为 0° ,即垂直入射时;

图5 d_3 对性能的影响

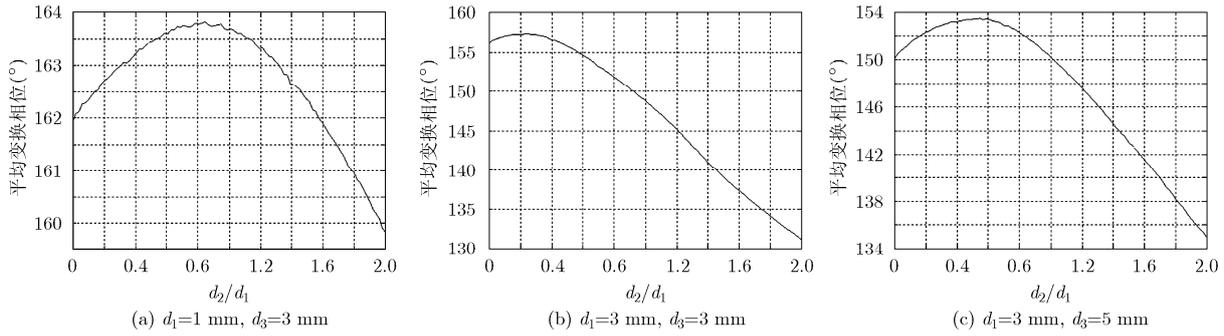


图 6 d_2 对性能的影响

表 1 设定 d_1 与 d_3 值情况下的最优 d_2 值

d_1 与 d_3 设定值(mm)	$d_1 = 1, d_3 = 3$	$d_1 = 3, d_3 = 3$	$d_1 = 3, d_3 = 5$
最优 d_2 值(mm)	$0.85 \times 1 = 0.85$	$0.24 \times 3 = 0.72$	$0.54 \times 3 = 1.62$

制造工艺尺寸为 $d_1 = 10^{-5} \sim 10^{-1} \text{ m}$, $d_2 = 0.85d_1$, $d_3 = 3d_1$, 不考虑因制造工艺尺寸减小, 从而导致接收器和发射器空间位置距离近而产生的互相影响; 其它参数设置同上。

图 7 是该装置在不同的制造工艺尺寸下对入射频率的适应性(垂直入射情况), 图 8 是分别在 10^{-4} m , 10^{-3} m , 10^{-2} m , 10^{-1} m 4 种制造工艺下的性能曲线。根据有源对消原理可知, 当变换相位 φ 大于 120° 时, 装置具有雷达回波缩减效果, 当变换相位 φ 小于 120° 时, 装置反而对雷达回波起到了增强的作用, 失效。当入射角为 0° 时, 从仿真结果可得: 当制造工艺在 10^{-1} m 量级时, 在 L 波段~Ka 波段范围内, 装置没有适用频率; 当制造工艺在 10^{-2} m 量级时, 适用频率范围为 L 波段以下; 当制造工艺在 10^{-3} m 量级时, 适用频率范围为 Ku 波段以下; 而工艺进一步提高至 10^{-4} m 时, 其适用频率范围进一步扩大, 在 L 波段~Ka 波段范围内都适用。

用相同的方法考察入射角为 30° 和 60° 时, 装置在不同的制造工艺尺寸下对入射频率的适应性。

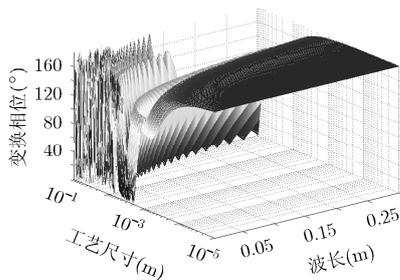


图 7 制造工艺对性能的影响(入射角为 0°)

表 2 给出了 3 种入射角情况下, 装置的制造工艺量级与适应频率范围(波长)之间的对应关系, 从结果可以看出: 装置的性能跟入射频率、入射角和制造工艺尺寸密切相关; 制造工艺越高, 适应的频率范围越广, 反之, 制造工艺越差, 适应的频率范围越窄; 另外装置的频率适应范围跟入射角也有关系, 入射角越小, 适应频率范围越广, 反之, 入射角越大, 适应频率范围越窄。

表 2 制造工艺量级与适应频率范围

入射角	制造工艺量级(m)			
	10^{-1}	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}
0°	-	L 波段以下	Ku 波段以下	Ka 波段以下
30°	-	-	X 波段以下	Ku 波段以下
60°	-	-	C 波段以下	X 波段以下

5 结束语

智能蒙皮隐身技术具有与外形隐身兼容、适用波段宽、适用平台多(对平台外形无要求)等优点, 是一种有发展潜力的隐身技术。本文针对美国的一篇关于智能蒙皮隐身技术的专利, 进行了深入的定量分析: 在建立电磁场约束方程组的基础上, 推导了移相器转移相位与入射波长、入射角以及该装置组成的空间位置关系等因素的定量关系, 并通过数值仿真分别讨论了入射波长、入射角、空间位置关系等因素对该装置性能的影响, 得出了一些有意义的结论, 对进一步认识智能蒙皮式主动雷达隐身技术具有重要的理论研究和工程实践意义。

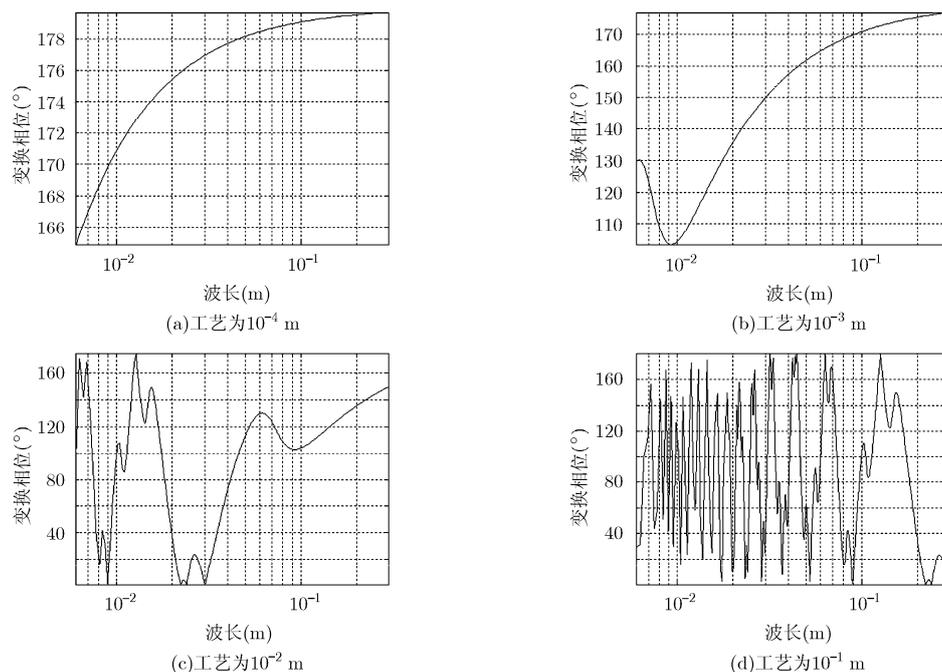


图8 制造工艺对性能的影响

参考文献

- [1] 桑建华. 飞行器隐身技术[M]. 北京: 航空工业出版社, 2013: 3-4.
 - [2] 曹丽梅, 王瑛. 雷达隐身与反隐身技术发展综述[J]. 现代导航, 2012, 3(3): 215-218.
Cao Li-mei and Wang Ying. Overview on development of radar stealth and anti-stealth technologies of radar[J]. *Modern Navigation*, 2012, 3(3): 215-218.
 - [3] 曲长文, 向迎春. 基于目标RCS特性的有源对消隐身分析[J]. 雷达科学与技术, 2010(4): 109-112.
Qu Chang-wen and Xiang Ying-chun. Active cancellation stealth analysis based on RCS characteristic of target[J]. *Radar Science and Technology*, 2010(4): 109-112.
 - [4] 向迎春, 曲长文, 平殿发. 对消式舰船有源隐身技术研究[J]. 舰船电子工程, 2010, 30(2): 103-106.
Xiang Ying-chun, Qu Chang-wen, and Ping Dian-fa. Research on active cancellation stealth of warship[J]. *Ship Electronic Engineering*, 2010, 30(2): 103-106.
 - [5] Isam A O and Alrasoul J A. Active cancellation system for radar cross section reduction[J]. *International Journal of Education and Research*, 2013, 7(1): 1-6.
 - [6] 杨小鹏, 赵维江, 黄立伟. 目标RCS的计算和对消效果的统计分析[J]. 电波科学学报, 2002, 17(1): 88-92.
Yang Xiao-peng, Zhao Wei-jiang, and Huang Li-wei. Calculation of RCS of targets and statistical analysis of cancellation effect[J]. *Chinese Journal of Radio Science*, 2002, 17(1): 88-92.
 - [7] 向迎春, 曲长文, 李炳荣. 基于舰船雷达散射特性的对消隐身仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2013, 25(1): 104-110.
Xiang Ying-chun, Qu Chang-wen, and Li Bing-rong. Simulation research on cancellation stealth of warship based on its radar scattering properties[J]. *Journal of System Simulation*, 2013, 25(1): 104-110.
 - [8] 杨广辉, 樊祥. 一种新的毫米波隐身方法研究[J]. 量子电子学报, 2013, 30(4): 490-494.
Yang Guang-hui and Fan Xiang. Investigation of a new millimeter wave stealth method[J]. *Chinese Journal of Quantum Electronics*, 2013, 30(4): 490-494.
 - [9] Xu Sheng and Xu Yuan-ming. Modeling and simulation of active cancellation stealth system based on RF[J]. *International Journal of Engineering Research and Applications*, 2013, 10(9): 24-29.
 - [10] Bolkcom C. F-22A raptor[R]. CRS Report for Congress, Washington, USA, Congressional Research Service, 2009.
 - [11] Saxena V K. Stealth and counter-stealth some emerging thoughts and continuing debates[J]. *Journal of Defence Studies*, 2012, 6(3): 19-28.
 - [12] Khan J and Duan W. Radar cross section prediction and reduction for naval ships[J]. *Journal of Marine Science and Application*, 2012, 7(2): 191-199.
 - [13] Cadirci S. RF stealth and counter RF stealth technologies implications of counter RF stealth solutions for Turkish air force[D]. [Ph.D. dissertation], Naval Postgraduate School, 2009.
 - [14] Xiang Ying-chun, Qu Chang-wen, and Su Feng. Active cancellation stealth analysis of warship for LFM radar[C]. Proceedings of the IEEE International Conference, Beijing, 2010: 2109-2112.
 - [15] 徐剑盛, 周万城, 罗发. 雷达波隐身技术及雷达吸波材料研究进展[J]. 材料导报, 2014, 28(9): 46-49.
Xu Jian-sheng, Zhou Wan-cheng, and Luo Fa. Research progress on radar stealth technique and radar absorbing materials[J]. *Materials Review*, 2014, 28(9): 46-49.
 - [16] Cain R N and Corda A J. Active radar stealth device[P]. USA, 5036323, 1991-07-30.
- 汤广富: 男, 1980年生, 博士后, 工程师, 研究方向为雷达信号处理和信息对抗等.
- 甘荣兵: 男, 1975年生, 博士, 研究员, 研究方向为信号处理和电子技术等.
- 李华: 男, 1969年生, 硕士, 高级工程师, 研究方向为信息对抗等.
- 赵耀东: 男, 1986年生, 博士, 工程师, 研究方向为雷达信号处理等.