

# 非合作双基地雷达发射天线扫描调制影响分析

张财生<sup>1,2</sup>, 何友<sup>1</sup>, 唐小明<sup>1</sup>, 丁家会<sup>2</sup>

(1. 海军航空工程学院信息融合技术研究所, 山东烟台 264001;

2. 南京电子技术研究所, 江苏南京 210039)

**摘要:** 在分析基于非合作脉冲雷达的机会探测系统特殊性的基础上, 重点研究了发射天线在方位上机械扫描时, 其天线波瓣图调制效应对系统相参处理输出信噪比的影响。为描述天线周期扫描对系统接收信号的调制规律, 引入天线归一化场波瓣图的一般表达式, 建立了直达波和目标回波信号的数学模型。然后, 以理想条件下匹配滤波输出的最大信噪比为参考, 推导了系统互相关处理后峰值输出的信噪比损失。最后, 仿真分析了直达波和目标回波的信噪比变化对系统相参处理输出的影响, 并给出了关于距离单元选择和接收机中频带宽设计的建议。

**关键词:** 无源雷达; 非合作双基地雷达; 天线波瓣图; 扫描调制损失

**中图分类号:** TN 958

**文献标志码:** A

**DOI:** 10.3969/j.issn.1001-506X.2011.05.12

## Analysis of effect of transmit antenna scanning modulation on non-cooperative bistatic radar

ZHANG Cai-sheng<sup>1,2</sup>, HE You<sup>1</sup>, TANG Xiao-ming<sup>1</sup>, DING Jia-hui<sup>2</sup>

(1. Institute of Information Fusion, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;

2. Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210039, China)

**Abstract:** The effect of transmit antenna scanning modulation on the output signal to noise ratio (SNR) loss in a noncooperative illuminator based bistatic radar is analyzed, which is mechanically scanned in azimuth. The rotating transmit antenna modulated direct-path signal and target echo are described. The general expression of normalized filed pattern for widely used antennas is analyzed. Mathematical representations for direct-path signal and target echo are proposed. Then, with respect to the match filter, the analytical expression for SNR loss of cross-ambiguity processing is derived. The relationship between SNR loss and SNRs of direct-path channel and target echo channel is discussed by simulation. Some suggestions on range bins selection for target detection and the receivers' intermediate frequency bandwidth are presented.

**Keywords:** passive radar; noncooperative bistatic radar; antenna pattern; scanning modulation loss

## 0 引言

近年来, 基于外辐射源的双基地雷达因其良好的“四抗”<sup>[1-2]</sup>能力而成为国际雷达界的研究热点。目前已完成了基于广播电视与 GSM 通信<sup>[3]</sup>、GPS 卫星<sup>[4]</sup>等信号源的外场试验, 突破了基于外辐射源双基地探测系统的目标检测理论<sup>[5]</sup>, 并在系统时间频率同步理论<sup>[6]</sup>等方面取得重要进展。在基于广播电视信号的无源系统中, 由于外辐射源发射天线是全向的<sup>[7]</sup>, 故在信号处理时不考虑发射天线的扫描调制效应<sup>[8-10]</sup>。然而, 在利用己方或敌方雷达发射信号作为外辐射源的双基地雷达系统中, 由于发射天线的周期扫描, 系统截获的直达波和目标回波受到发射天线波瓣图的不同调制, 影响信号相参积累输出的信噪比<sup>[11]</sup> (signal to noise ratio, SNR)。

文献[12]从目标回波的概率密度分布与接收角的关系出发, 讨论了不同的双基地几何配置下, 合作式发射机工作在电扫和机械扫描时, 双基地雷达天线方向图的损失。而针对非合作双基地雷达发射天线方向图调制损失的研究未见文献报道, 有待深入研究。

## 1 问题描述

假设非合作双基地雷达系统的几何配置如图 1 所示。当非合作双基地接收机的频率调谐在机会雷达辐射源的发射频率上时, 将会检测到沿基线传播到达的直达波信号和经过目标散射后的微弱目标回波。为了实现目标的检测及参数估计, 首先需要对两个通道信号分别接收, 然后通过通道间的相参处理, 获得目标参数, 最终实现对特定区域的探测和预警。

收稿日期: 2010-06-01; 修回日期: 2010-12-01。

基金项目: 国家自然科学基金(60672139, 60972160, 61002045); 新世纪优秀人才支持计划(NCET-05-0912)资助课题

作者简介: 张财生(1983-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为无源雷达系统理论。E-mail: caifbi2008@yahoo.com.cn

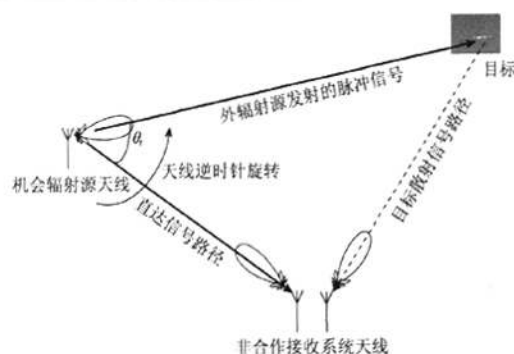


图1 非合作双基地脉冲雷达系统示意图

不妨设发射天线在方位上做机械扫描,则天线主波束将按顺序扫过空间的每一个方位角。当发射机与接收机间实现空间同步时,即收、发天线的主瓣均将对准目标,就能够实现目标反射信号的良好接收。可以发现,此时直达波通道天线截获到的是由发射天线副瓣辐射的信号。而在发射天线主波束的相参驻留时间内,发射天线对直达波信号与对目标回波信号的传播因子大小不同。随目标的运动,发射天线视角也将变化,从而使得系统所构成的几何结构也不同。因此,直达波和目标回波信号所受天线波瓣图的调制也在变化。如果利用相参驻留时间内截获的目标回波进行相参积累,则信号处理时必须考虑扫描调制规律,以实现目标回波信号的准确分析。

## 2 一般天线的归一化场波瓣图

对于大多数雷达天线,如抛物面、喇叭、阵列天线,当天线口径尺寸  $d$  与工作波长  $\lambda$  满足  $d/\lambda > 4 \sim 5$  时,天线的归一化场波瓣图可以近似表示为<sup>[13]</sup>

$$F(\theta) = \frac{\sin(\pi d\theta/\lambda)}{\pi d\theta/\lambda} \quad (1)$$

式中,  $\theta$  表示偏离天线主瓣的角度,则对应地在  $\theta$  方向上的天线增益可以近似表示为

$$G(\theta) = G(0)F^2(\theta) = G(0) \left[ \frac{\sin(\pi d\theta/\lambda)}{\pi d\theta/\lambda} \right]^2 \quad (2)$$

式中,  $G(0)$  表示天线主瓣增益的最大值,则可知不同  $\theta$  角的相对增益系数为

$$\frac{G(\theta)}{G(0)} = \left[ \frac{\sin(\pi d\theta/\lambda)}{\pi d\theta/\lambda} \right]^2 \quad (3)$$

而各级旁瓣增益的最大值出现在  $\sin(\pi d\theta/\lambda) = 1$  处,所以各级旁瓣最大值的相对增益系数为

$$\frac{G(\theta)}{G(0)} = \frac{1}{(\pi d\theta/\lambda)^2} \quad (4)$$

当  $\pi d\theta/\lambda = n\pi$  ( $n=0,1,2,\dots$ ) 时,  $\sin(\pi d\theta/\lambda) = 0$ , 对应天线波瓣图的各级零点。

## 3 天线扫描调制损失分析

### 3.1 接收信号模型

假设发射信号包络为  $\tilde{s}_T(t)$ , 则直达波信号包络可以表示为  $\tilde{s}_D(t) = k_D F_D(t) \tilde{s}_T(t - \tau_D) + \tilde{n}_D(t)$ , 目标回波信号包络为  $\tilde{s}_R(t) = k_R F_R(t) \tilde{s}_T(t - \tau_R) + \tilde{n}_R(t)$ 。  $\tilde{n}_D(t)$  和  $\tilde{n}_R(t)$  分别为直达波通道和目标回波通道中的均值为零, 方差为

$N_0/2$  的高斯白噪声包络;  $k_D$  和  $k_R$  分别为直达波路径和目标回波路径的幅度衰减因子;  $F_D(t)$  和  $F_R(t)$  分别为发射天线波瓣在直达波路径和目标回波路径上的传播因子, 是与天线扫描有关的时变参数;  $\tau_D$  和  $\tau_R$  分别为直达波路径和目标回波路径的传播延时。

一般条件下, 发射天线主波束方向的方向图传播因子可以近似表示为

$$F_R(t) = \exp(-1.39t^2/T^2) \quad (5)$$

类似地, 根据式(4), 可以写出与发射天线视角为  $\theta_i$  的某一副瓣方向上的传播因子为

$$F_D(t) = \frac{\lambda}{\pi d\theta_i} \exp(-1.39t^2/T^2) \quad (6)$$

式中,  $-\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}$ , 表示天线扫过 3 dB 波束宽度对应的扫描时间。

在此, 假设发射天线主波束匀速扫过目标, 且辐射源信号的脉冲重复频率是常数。在目标驻留时间内, 接收系统能够准确截获并检测到每一个直达脉冲, 且能够实现目标回波脉冲的良好接收, 则可以利用目标所在距离单元的多个脉冲重复周期内的回波进行相参积累。积累增益取决于发射天线主波束在目标上的相参驻留时间。而相参积累时间或目标驻留时间一般等于发射天线 3 dB 波束宽度在目标上的照射时间。

### 3.2 参考信号理想时互相关处理峰值输出的信噪比

由文献[14~16]可知, 非合作双基地雷达的经典检测方法就是计算基于目标信号与参考信号的距离-多普勒维的互相关函数。假设直达波并未受到发射天线方向图的影响, 也没有噪声的干扰, 是发射信号的理想采样, 则在相参驻留时间为  $(-\frac{T}{2}, \frac{T}{2})$ , 互相关处理输出的期望为

$$\begin{aligned} E_s[\tilde{y}(T)] = & E \left\{ \int_{-T/2}^{T/2} [k_R F_R(t) \tilde{S}_T(t - \tau_R) + \tilde{n}_R(t)] k_D \tilde{S}_T^*(t - \tau_D - \tau) dt \right\} = \\ & E \left\{ \int_{-T/2}^{T/2} k_R k_D F_R(t) \tilde{S}_T(t - \tau_R) \tilde{S}_T^*(t - \tau_D - \tau) dt \right\} + \\ & E \left\{ \int_{-T/2}^{T/2} k_D \tilde{n}_R(t) \tilde{S}_T^*(t - \tau_D - \tau) dt \right\} \end{aligned} \quad (7)$$

式中,  $T$  为总的目标驻留时间。当  $\tau = \tau_R - \tau_D$  时, 输出为

$$\begin{aligned} E_s[\tilde{y}(T)] = & E \left\{ \int_{-T/2}^{T/2} k_R k_D F_R(t) |\tilde{S}_T(t - \tau_R)|^2 dt \right\} + \\ & E \left\{ \int_{-T/2}^{T/2} k_D \tilde{n}_R(t) \tilde{S}_T^*(t - \tau_R) dt \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

互相关输出的信噪比定义为

$$S_{\text{SNR}} = \frac{|E_s[\tilde{y}(T)] - E_{\text{NS}}[\tilde{y}(T)]|^2}{V_s[\tilde{y}(T)]} \quad (9)$$

式中,  $E_s[\tilde{y}(T)]$ 、 $V_s[\tilde{y}(T)]$  分别表示接收通道中含有目标信号时输出的期望和方差, 而  $E_{\text{NS}}[\tilde{y}(T)]$  表示接收通道中只有噪声时系统处理后输出的期望。由于前面假设接收噪声的均值为零, 则  $E_{\text{NS}}[\tilde{y}(T)] = 0$ , 对应地

$$\begin{aligned} E_s[\tilde{y}(T)] = & E \left\{ \int_{-T/2}^{T/2} k_R k_D F_R(t) |\tilde{S}_T(t)|^2 dt \right\} \quad (10) \\ V_s[\tilde{y}(T)] = & E \{ |\tilde{y}(T) - E_s[\tilde{y}(T)]|^2 \} = \\ & E \left\{ \int_{-T/2}^{T/2} k_D \tilde{n}_R(t) \tilde{S}_T^*(t) dt \right\}^2 = k_D^2 \frac{N_0}{2} \left| \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{S}_T^*(t) dt \right|^2 \end{aligned} \quad (11)$$

则可得利用理想信号进行互相关处理时,峰值输出的信噪比为

$$S_{\text{SNR}_a} = \frac{\left| \int_{-T/2}^{T/2} k_R k_D F_R(t) |\tilde{S}_T(t)|^2 dt \right|^2}{k_D^2 \frac{N_0}{2} \left| \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{S}_T^*(t) dt \right|^2} \quad (12)$$

为方便讨论,不失一般性,假设发射脉冲信号幅度为常数A,则可得

$$S_{\text{SNR}_a} = \frac{k_R^2 A^2}{\frac{N_0}{2} T} \left| \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-1.39t^2/T^2) dt \right|^2 \quad (13)$$

即

$$S_{\text{SNR}_a} = \frac{k_R^2 A^2}{\frac{N_0}{2} T} \left[ \frac{\sqrt{\pi} T}{1.18} \text{erf}(0.59) \right]^2 \quad (14)$$

式中,  $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ .

### 3.3 天线扫描调制时互相关处理峰值输出的信噪比

在整个目标驻留时间内,实际互相关检测是利用经发射天线幅度调制后的直达波信号作为参考信号,然后对主通道回波进行匹配接收。因此,互相关检测的输出为

$$\begin{aligned} \tilde{y}(T) = & \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{s}_R(t) \tilde{s}_D(t - \tau) dt = \\ & \int_{-T/2}^{T/2} [k_R F_R(t) \tilde{s}_T(t - \tau_R) + \tilde{n}_R(t)] \times \\ & [k_D F_D(t) \tilde{s}_T^*(t - \tau_D - \tau) + \tilde{n}_D^*(t - \tau)] dt \end{aligned} \quad (15)$$

当  $\tau = \tau_R - \tau_D$  时,对应互相关的峰值输出为

$$S_{\text{SNR}} = \frac{k_R^2 A^2 k_D^2 A^2 \left( \frac{\pi d \theta}{\lambda} \right)^{-2} \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-2 \times 1.39t^2/T^2) dt \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-2 \times 1.39t^2/T^2) dt}{\frac{N_0}{2} k_R^2 A^2 \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-2 \times 1.39t^2/T^2) dt + k_D^2 A^2 \left( \frac{\pi d \theta}{\lambda} \right)^{-2} \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-2 \times 1.39t^2/T^2) dt + \frac{N_0}{2} T} \quad (20)$$

### 3.4 输出信噪比损失

由第3.1节的假设可知,直达通道和目标通道回波的平均信噪比分别为

$$S_{\text{SNR}_a} = \frac{k_D^2 A^2 \left( \frac{\pi d \theta}{\lambda} \right)^{-2} \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-2 \times 1.39t^2/T^2) dt}{\left( \frac{N_0}{2} T \right)} \quad (21)$$

$$S_{\text{SNR}_r} = \frac{k_R^2 A^2 \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-2 \times 1.39t^2/T^2) dt}{\left( \frac{N_0}{2} T \right)} \quad (22)$$

则互相关检测峰值输出的信噪比相对理想输出的信噪比损失为

$$\begin{aligned} L = \frac{S_{\text{SNR}}}{S_{\text{SNR}_a}} = & \frac{\int_{-T/2}^{T/2} \exp(-2 \times 1.39t^2/T^2) dt}{\left| \int_{-T/2}^{T/2} \exp(-1.39t^2/T^2) dt \right|^2} \cdot \frac{S_{\text{SNR}_a}}{S_{\text{SNR}_a} + S_{\text{SNR}_r} + 1} \approx \\ & \frac{S_{\text{SNR}_a}}{S_{\text{SNR}_a} + S_{\text{SNR}_r} + 1} \end{aligned} \quad (23)$$

从式(23)可以看出,相对于理想互相关峰值输出的信噪比,在相参积累时间内,天线调制带来的损耗取决于直达波通道和目标回波通道的平均信噪比。

$$\begin{aligned} \tilde{y}(T) = & \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{s}_R(t) \tilde{s}_D(t - \tau_R - \tau_D) dt = \\ & \int_{-T/2}^{T/2} k_R k_D F_R(t) F_D(t) |\tilde{s}_T(t - \tau_R)|^2 dt + \\ & \int_{-T/2}^{T/2} k_R F_R(t) \tilde{s}_T(t - \tau_R) \tilde{n}_D^*(t - \tau_R - \tau_D) dt + \\ & \int_{-T/2}^{T/2} k_D F_D(t) \tilde{s}_T^*(t - \tau_R) \tilde{n}_R(t) dt + \\ & \int_{-T/2}^{T/2} \tilde{n}_R(t) \tilde{n}_D^*(t - \tau_R - \tau_D) dt \end{aligned} \quad (16)$$

显然,  $E_{\text{NS}}[\tilde{y}(T)] = 0$ 。为方便比较,也假设发射脉冲信号幅度为常数A,则可得

$$E_S[\tilde{y}(T)] = \int_{-T/2}^{T/2} k_R k_D F_R(t) F_D(t) |\tilde{s}_T(t - \tau_R)|^2 dt = k_R k_D A^2 \int_{-T/2}^{T/2} F_D(t) F_R(t) dt \quad (17)$$

$$V_{\text{NS}}[\tilde{y}(T)] = k_R^2 A^2 \frac{N_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} F_R^2(t) dt + k_D^2 A^2 \frac{N_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} F_D^2(t) dt + \left( \frac{N_0}{2} \right)^2 T \quad (18)$$

则峰值输出的信噪比可以表示为

$$\begin{aligned} S_{\text{SNR}} = & \frac{k_R^2 k_D^2 A^4 \left| \int_{-T/2}^{T/2} F_R(t) F_D(t) dt \right|^2}{k_R^2 A^2 \frac{N_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} F_R^2(t) dt + k_D^2 A^2 \frac{N_0}{2} \int_{-T/2}^{T/2} F_D^2(t) dt + \left( \frac{N_0}{2} \right)^2 T} \end{aligned} \quad (19)$$

将  $F_R(t)$  与  $F_D(t)$  代入式(19),可得

## 4 仿真分析

由图2可以看出,从总体上来说,直达波通道平均信噪比越大,互相关峰值输出信噪比的损失越小。当直达波通道平均信噪比一定时,输出信噪比的损失将随目标通道信噪比增大而逐渐增大。然而,在实际接收系统中,目标通道截获的目标散射信号的信噪比远小于0 dB,当直达波平均信噪比大于15 dB时,天线调制带来的信噪比损失较小,可以近似忽略。

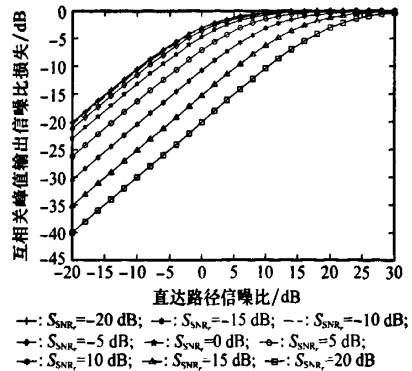


图2 相参积累损失与直达波平均信噪比关系曲线

图3给出的是口径为3 m,信号波长为0.03 m时,发射天线在某一时刻的极坐标场瓣图。假设从发射天线主瓣接收直达波信噪比约为20 dB,则利用图3所示的各级副瓣中心附近截获的直达波作为互相关检测的参考信号时,信噪比损失如图4所示。由图4可以看出,随着发射信号视角 $\theta_i$ 的增大,信噪比损失将快速增大。这是因为从发射天线副瓣截获的直达波的平均信噪比急剧下降,表明在非合作双基地雷达的运用中,只有利用从发射天线较高副瓣截获的直达波信号才有可能完成对目标的相关检测。

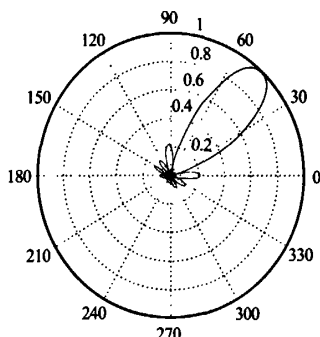


图3 某扫描时刻发射天线的归一化场瓣图

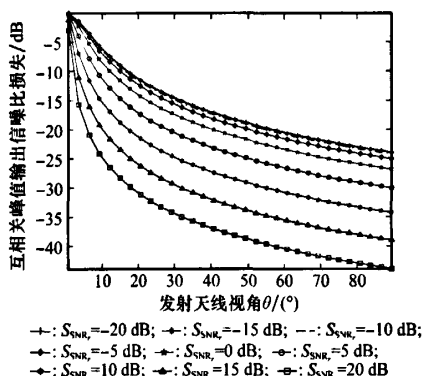


图4 SNR损失与发射信号视角的关系曲线

因此,在非合作双基地雷达的互相关检测时,应该尽可能地利用目标所在的距离单元的采样进行相参积累,因为噪声单元的增加将降低接收信号的平均信噪比,从而导致互相关输出的平均信噪比损失增大;同时也要求非合作接收机的中频带宽与辐射源发射的信号带宽匹配,因为接收机噪声带宽的偏大或者偏小都将导致接收信号的平均信噪比降低。

## 5 结论

本文针对利用己方或敌方脉冲雷达发射机作为外辐射源的非合作双基地雷达的特殊性,较详细地分析了发射天线在方位上做机械扫描时,天线方向图对直达波和目标回波信号的调制效应。首先建立了存在发射天线扫描调制时,系统截获信号的数学模型,然后推导了系统互相关处理峰值输出相对理想匹配滤波输出的信噪比损失。仿真分析表明,直达波通道平均信噪比越大,互相关峰值输出信噪比的损失越小。当直达波通道平均信噪比一定时,输出信噪比的损失将随目标通道平均信噪比增大而逐渐增大。在实

际接收系统中,由于目标通道截获的目标散射信号的信噪比远小于0 dB,因此当直达波信噪比大于15 dB时,天线调制带来的信噪比损耗的较小,可以近似忽略。在非合作双基地雷达的互相关检测时,噪声单元的增加也将降低接收信号的平均信噪比,从而导致输出信噪比损失增大。建议仅利用波束驻留时间内相同距离单元的多个脉冲回波进行相参积累;同时也要求非合作接收机的中频带宽与辐射源发射的信号带宽匹配。

## 参考文献:

- [1] 王小慎,匡永胜,陈忠先. 监视雷达技术[M]. 北京:电子工业出版社,2008:366-369. (Wang X M, Kuang Y S, Chen Z X. *Surveillance radar technology*[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry,2008:366-369.)
- [2] 杨振起,张永顺,骆永军. 双多基地雷达系统[M]. 北京:国防工业出版社,1998:209-214. (Yang Z Q, Zhang Y S, Luo Y J. *Bistatic and multistatic radar system*[M]. Beijing: Publishing House of National Defense Industry,1998:209-214.)
- [3] Willis N J, Griffiths H D. *Advances in bistatic radar*[M]. North Carolina:SciTech Publishing,2007:1-23.
- [4] Whitewood A P. Bistatic radar using a spaceborne illuminator[D]. London: University College London,2006.
- [5] Davis M E. *Book review of advances in bistatic radar*[M]// *Aeronautical and Electronic Systems Magazine*. North Carolina: Sci Tech Publishing, 2008.
- [6] Thomas D D. Synchronization of noncooperative bistatic radar receivers [D]. New York: Syracuse University,1999.
- [7] Griffiths H D. New directions in bistatic radar[C]// *Proc. of the IEEE International Radar Conference*,2008:1-6.
- [8] Willis N J. Bistatic radars and their third resurgence: passive coherent location[C]// *Proc. of the IEEE Radar Conference*,2002:1-6.
- [9] Terje J, Karl E O. Bistatic and multistatic radar, ADA 470685[R]. Springfield: U. S. Department of Commerce National Information Service,2006.
- [10] Giuseppe F, Fabiola C, Pierfrancesco L, et al. Passive radar in the high frequency band[C]// *Proc. of the IEEE International Radar Conference*,2008:11-16.
- [11] 朱杰,何友,蔡复青,等. 基于非合作雷达辐射源的无源雷达技术综述[J]. 系统工程与电子技术, 2009,31(9):2151-2156,2180. (Song J, He Y, Cai F Q, et al. Overview of passive radar technology based on non-cooperative radar illuminator[J]. *Systems Engineering and Electronics*,2009,31(9):2151-2156, 2180.)
- [12] 王炎,徐萍. 双基地雷达天线方向图损失分析[J]. 系统工程与电子技术,2003,25(10):1219-1222,1273. (Wang Y, Xu S J. Antenna pattern loss analysis of bistatic radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*,2003,25(10):1219-1222, 1273.)
- [13] 张永顺,章宁宁,赵国庆,等. 雷达电子战原理[M]. 北京:国防工业出版社,2004:28-34. (Zhang Y S, Tong N N, Zhao G Q, et al. *Principle of radar EW*[M]. Beijing: Publishing House of National Defense Industry,2004:28-34.)
- [14] Howland P E, Maksimiuk D, Reitsma G. FM radio based bistatic radar[J]. *IEE Radar, Sonar and Navigation*,2005, 152(3):107-115.
- [15] Griffiths H D, Baker C J. Passive coherent location radar system part 1: performance prediction[J]. *IEE Radar, Sonar and Navigation*,2005,152(3):153-159.
- [16] Kulpa K S, Czekala Z. Masking effect and its removal in PCL radar[J]. *IEE Radar, Sonar and Navigation*,2005,152(3): 174-178.

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训：

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势：

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

## 联系我们：

- ※ 易迪拓培训官网：<http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网：<http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店：<http://shop36920890.taobao.com>