

无线电引信动态场景回波仿真器的构造及其实现

卢照敢¹ 柳玉炯¹ 尹应增²

(河南财经政法大学计算机与信息工程学院 郑州 450002)¹

(西安电子科技大学天线与微波技术重点实验室 西安 710071)²

摘 要 通过分析无线电引信的弹目交会过程,给出了探测器的收发信号模型,并结合三维建模软件构建的场景,实现了无线电引探测器动态场景的回波仿真器。该仿真器实现了场景建模、运动姿态和仿真算法之间的互相独立分工,具有较好的通用性和扩展性,可实现多种引信工作体制和任意复杂度场景下的时间波形仿真。同时,将其构造成一个独立的回波仿真模块,它可与常用系统仿真平台无缝集成,具有与三维建模软件导出数据接口。仿真实例表明,仿真的回波波形可有效地反映弹目交会中的波形变化。

关键词 无线电引信,回波仿真,仿真器,时间波形

中图分类号 TN955 **文献标识码** A

Construction and Implementation of Radio Fuze Echo Simulation with Dynamic Scene

LU Zhao-gan¹ LIU Yu-jiong¹ YIN Ying-zeng²

(School of Computer and Information Engineering, Henan University of Economics and Law, Zhengzhou 450002, China)¹

(National Laboratory of Antenna and Microwave Technology, Xidian University, Xi'an 710071, China)²

Abstract By analyzing the meeting process of radio fuze and targets, the signal models of radio fuze transceiver were given to simulate the echo waveforms under the case of dynamic scenes constructed by professional 3D modeling software. The simulator can realize the independency of scene modeling, movement control and simulating algorithm, and has good generalization and extensibility. So, different radio fuze systems with any complex scene can be simulated by the implemented echo simulator. The simulator was constructed into an independent echo simulating block, which could be integrated with common used system simulating software. It has an interface to dynamically exchange data with scene model data, and one simulating instance indicates that the simulated echo waveform can reflect the signal changes during the process of radio fuze meeting targets.

Keywords Radio fuze, Echo simulation, Simulator, Time waveform

1 引言

在无线电引信研制过程中,需要大量的测试数据进行系统性能的评估和测试。现实的作法是通过构建引信的工作环境,用实测的方法得到测试数据,但需要投入大量的人力物力且测量结果易受实验环境的影响,无法真实地反映目标的特征。同时,实际中往往无法获得真实目标的实物,导致用简单实物表示真实目标的实测结果,具有较大的偏差。因此,如何用计算机建模仿真的方法获得无线电引信的回波数据具有重要的现实应用价值。到目前为止,关于无线电引信回波仿真的研究或报道较少^[1,2],仅考虑实现了简单的回波原理,仿真可信度低,但关于 SAR 或雷达回波仿真的文献对于引信回波的仿真具有重要的指导意义。实际上,无论无线电引信的回波仿真还是 SAR 和雷达的回波仿真,需要涉及目标、干扰、背景等的实体建模和收发信号间的信号模型。而很多研

究报告^[3-8]试图用数学公式来描述目标形状大小和运动状态,并根据这些数学模型确定回波的特征并生成相应的回波数据,而实际中不可能用数学公式完全描述目标的特征和运动状态,这将导致过度复杂的数学模型,加大仿真实现的难度。考虑到实际目标的多样性和复杂性,文献[9-11]将目标划分成许多个基本散射单元,再将这些散射单元的回波信号综合叠加在一起,获得目标的回波信号,但该文献没考虑如何实现目标或场景的基本散射单元划分。上述的所有这些回波仿真方法,均无法做目标建模和运动参数与仿真算法的独立分工,导致回波仿真算法通用性较差。同时,现有回波仿真方法的收发信号模型较简单且多是能量信号,并未考虑多普勒频率的影响,导致一些文献用延时线的方法进行多普勒频率仿真,增加了实现难度。

为了实现无线电引信动态场景回波的仿真,本文考虑了三维实体场景建模方法,给出了探测器收发信号的模型,结合

到稿日期:2012-10-02 返修日期:2013-03-15 本文受河南省科技厅基础与前沿技术研究计划项目(122300410380),河南省教育厅科学技术研究重点项目(12A510001)资助。

卢照敢(1977-),男,讲师,主要研究方向为通信信号处理等,E-mail:luzhaogan@126.com;尹应增 男,教授,博士生导师,主要研究方向为电磁场与电磁波、雷达信号处理等。

探测器和场景目标实体的相对运动,实现了一种动态场景回波仿真器。该动态场景回波仿真器将空间实体建模与动态仿真有机地结合起来,并将多普勒信号的仿真过程目标回波计算过程很自然地融合到一起,可实现不同引信工作体制回波的动态仿真。

2 系统模型

无线电引信探测器的时间回波仿真,实际上是接收机接收到的目标回波差频信号的仿真,如图1所示,需要考虑射频发射电路、发射天线、电磁波的传播环境、接收天线、混频电路等因素,才可得到差频信号所具有的形式。为了降低仿真的难度,本课题假设发射机的射频电路和接收机的混频电路可无失真地实现探测控制信号的上变频和下变频,并且天线的作用可用无线的理论分析参数替代。实际上,由天线接收到的信号就是到达天线的电磁波在天线上激发的感应电流(电压),而这个感应电流的一部分是由电磁场的电场直接引起,另一部分是由磁场的变化引起。根据能量守恒的基本原理,感应信号的瞬时能量等于天线接收到的电磁波能量,从而由感应信号的瞬时能量和天线的辐射阻抗,可得到感应电流(电压)的大小,而感应信号的瞬时能量可通过雷达方程来计算。

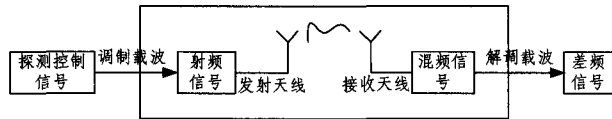


图1 无线电引信探测器的信号模型

令 A_{∞} 为目标的有效面积,通常是指目标的散射截面积,当探测器的发射功率为 P_{md} ,则探测器天线接收到目标的回波能量 P_r 为

$$P_r = \frac{1}{4\pi} G_t G_r A_{\infty} \left[\frac{\lambda}{4\pi R^2} \right]^2 P_{md} \quad (1)$$

式中, G_t 为发射天线的增益, G_r 为接收天线的增益, λ 为电磁波的波长, R 为目标和探测器之间的距离。当无线电引信探测器的发射天线和接收天线共用时,有 $G_t = G_r$ 。

3 场景建模

在实际过程中,大量的观测目标都是具有一定体积和形状分布的目标,例如飞机或者舰船等。在工程中,一般将整个军事目标划分为若干小单元(称为基本散射单元),每个单元可看成一个具有固定 RCS 的点目标,然后分别计算其散射系数和回波,并根据现有的结果和资料进行一定修正和计算^[12]。而一个目标可以分解为无数个点目标,计算无限个点目标的回波是不可能的,根据文献[13]一个雷达分辨单元内只需要模拟几个点目标,其回波叠加结果与实际结果相差无几。根据文献[10]的处理方法,本文将基本散射单元等效直射面积近似为基本散射单元的雷达截面积。

为了对目标的回波进行仿真,需要对空间场景对象建模并进行散射单元的划分。本文利用现有空间场景建模软件(3ds Max 2010)对场景进行建模,场景对象是由三角面片网格(triangle mesh)围成的实体,而这些三角面片可看作是进行电磁回波仿真的空间散射单元。同时,为达到仿真的精度要求,需要确定散射单元的最大尺寸,并以此用 3ds max 2010

构建空间场景的三角面模型,在整个仿真过程中一直采用该三角面模型。

3.1 三角面的大小

本文用三角面外接圆的直径来刻画三角面的大小。如图2所示,设发射源 O 到三角面重心点 C 的距离为 r , C 为线段 AB 的中点, AC 的长度为 x , OA 和 OB 的长度分别为 r_1 和 r_2 ,则

$$\angle OCB = \frac{1}{2}\pi + \theta, \angle OCA = \frac{1}{2}\pi - \theta$$

假设电磁波入射方向和平面法线的夹角为 θ ,满足 $0 < \theta \leq \pi/2$ 。根据三角形的余弦定理,可得 OB 和 OA 的长度:

$$r_1 = \sqrt{r^2 + x^2 - 2rx \cos(\pi/2 - \theta)}$$

$$r_2 = \sqrt{r^2 + x^2 - 2rx \cos(\pi/2 + \theta)}$$

由此,可得 OA 和 OB 之间的路径差为:

$$\Delta r = |r_2 - r_1| \quad (2)$$

同时,假设电磁波的频率为 f ,电磁波在媒质中的相位常数为 β ,对于由波源 O 到 OA 和 OB 的前向波来说,当电磁波传播分别到达 OA 和 OB 时,两者之间的波相位差为^[14]

$$\Delta \varphi = \beta \cdot \Delta r \quad (3)$$

式中, $\beta = 2\pi/\lambda$ 且 λ 为电磁波的波长。

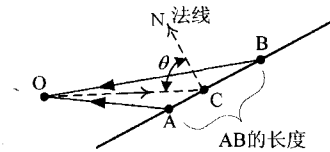


图2 基本散射单元

在电磁波散射理论中,衡量表面是否“光滑”,采用了 Rayleigh 准则,即若两条反射线之间的相位差小于 $\pi/2$,可认为该表面是光滑的。同样,本课题也采用 Rayleigh 准则,同一个平面上两点反射波达到接收机的波程相位差小于 $\pi/2$,则可将这两个点看作同一个反射点。根据上述几何关系,若将 A 和 B 看作同一个散射点,则有

$$\Delta \varphi = \beta \cdot 2\Delta r < \pi/2 \quad (4)$$

将 β 代入到上式中,则有

$$8\Delta r/\lambda < 1 \quad (5)$$

在实际空间场景的建模中,三角面片很小,其外接圆的半径也很小。即使辐射源点 O 离三角面片很近(大于1米,小于10米),达到 A 点和 B 点的入射波可近似看作平行入射波,则分别达到 A 和 B 的入射波路程差可由式(2)近似为

$$\Delta r = |r_2 - r_1| \approx 2x \sin \theta \quad (6)$$

然而,达到 A 点和 B 点的入射波可近似看作平行入射波的条件为两点入射波的射线夹角近似为0,则有

$$2x \leq \frac{r\epsilon}{\cos \theta} \quad (7)$$

式中, ϵ 是一个可看作为0的并且大于0的实数。同时,由式(6)和式(5)可得

$$2x < \frac{\lambda}{8 \sin \theta} \quad (8)$$

若令线段 AB 的长度为 l ,将其看作外接圆的最小直径,则有 $l = 2x$,所以可得到

$$l \leq \min \left\{ \frac{\lambda}{8 \sin \theta}, \frac{r\epsilon}{\cos \theta} \right\} \quad (9)$$

对于垂直入射波来说, $\sin\theta \approx \theta$, $\cos\theta \approx 1$, 则上式可进一步改写为

$$l \leq \min \left\{ \frac{\lambda}{8\theta}, r\epsilon \right\} \quad (10)$$

若取 $\theta = \epsilon$, 可得

$$l \leq \min \left\{ \frac{\lambda}{8\epsilon}, r\epsilon \right\} \quad (11)$$

对于波长为 0.01 米, 取 $\epsilon = 0.001$, 波源到空间场景某点的距离为 20 米, 则

$$l \leq \min \{1.25, 0.01\} \quad (12)$$

这样, 空间场景建模的三角面片其外接圆的直径要小于 2cm, 若要进一步提高仿真精度, 可选取更小的 ϵ 。

3.2 回波仿真需要的数据

根据计算探测器回波强度的雷达方程, 时间回波仿真模型需要探测器和场景中其他目标或背景或干扰的相对空间位置及其有效面积(散射截面积)。同时, 随着探测器和场景中的其他物体的相对运动, 其相对位置和姿态也会发生变化, 也需要回波仿真模型及时更新相应的空间位置和姿态信息。因此, 波形仿真需要 3ds max 2010 空间场景中的空间数据信息, 主要包括空间位置信息、材质信息及其他辅助信息等几个方面:

• 空间位置信息

波形仿真所需要的场景空间位置主要包括所有实体对象的空间位置、局部坐标中心及其变换矩阵、所有组成面的中心、外法线方向、面积及局部坐标嵌套关系等。通过这样信息, 波形仿真模型可及时更新场景中和对对象的坐标变换关系, 确定其相对位置信息。

• 材质信息

在利用 3ds max 2010 进行空间建模时, 需要指定场景各实体对象的材质信息。这里所说的材质信息不是指 3ds max 2010 中建模时通常意义下的材质, 而是指各个实体对象的电参数(电导率、磁导率和介电常数)和后向散射系数。一般来说, 通过场景物体的电参数可计算其近似的后向散射系数, 而后向散射系数是计算物体有效面积的重要参数。

• 其他辅助信息

波形仿真模块所需要的其他辅助信息, 主要有场景所有对象的名称、标识符号、类型(干扰机或探测器)、是否是活动物体、子对象的个数等信息, 通过这些信息波形仿真模块可有针对性地设置干扰机或探测器的天线参数, 实时更新活动物体的空间位置及变换信息, 从而实时确定场景中各物体的相对位置。

4 回波仿真方法

根据无线电引信的工作原理, 其可分为多普勒式、调频式、脉冲调制式和编码式等种类^[15]。为了实现无线电引信探测器的回波信号基带仿真, 需要获得其等效基带发射信号, 然后再将等效基带信号上变频到特定的频率, 由发射天线将射频信号发送出去, 而当接收机的天线捕获到高频信号后, 将其送到混频器, 得到接收信号的时间波形。

4.1 收发信号模型

无线电引信的高频发射信号可表示为如下数学形式:

$$x(t) = f_{am}(t) \sin[(\omega + f_{fm}(t))t + f_{pm}(t) + \phi_0] \quad (13)$$

式中, $f_{am}(t)$ 表示高频信号的幅度调制, $f_{fm}(t)$ 表示高频信号的频率调制, $f_{pm}(t)$ 表示高频信号的相位调制, ϕ_0 表示高频发射信号的相位。

对于某个散射单元 s_i 来说, 电磁波的传播速度和探测器与目标间的相对运行速度相差很大, 则在从发射天线发出发射信号 $x(t)$ 到接收机接收目标的回波信号 $y_i(t)$ 期间, 无线电引信探测器和目标间的相对位置可近似为不变。一般来说, 我们假设无线电引信的发射天线和接收天线共用, 发射信号和接收信号之间没有衰减, 则当发射信号 $x(t)$ 遇到距发射天线的距离为 $r_i(t)$ 的目标后, 接收天线的高频信号为

$$y_i(t) = x(t - \frac{2r_i(t)}{c}) \quad (14)$$

式中, c 为无线电引信发射的电磁波波速, 一般等于光速。为了得到接收天线收到的时间回波信号, 需对接收到高频信号和发射信号的载波进行混频。

若发射机和接收机的本地振荡器同源, 则发射信号的载波可表示为 $\sin(\omega t + \phi_0)$, 由此可得接收机混频器的输出:

$$v_i(t) = y_i(t) \sin(\omega t + \phi_0) \quad (15)$$

在实际中, 无线电引信探测器的调幅信号 $f_{am}(t)$ 、调频信号 $f_{fm}(t)$ 和调相信号 $f_{pm}(t)$, 其频率相对于载波信号来说很低。同时, 考虑到目标和探测器间的信号往返传播延时较短, 则混频器输出信号经过低通滤波去除高频成分后可获得差频信号输出为

$$v_i(t) = \frac{f_{r,am}^{(i)}(t)}{2} \cos[f_{fm}(t)(t - \frac{2r_i(t)}{c}) + f_{pm}(t) - \omega \frac{2r_i(t)}{c}] \quad (16)$$

式中, $f_{r,am}^{(i)}(t)$ 为散射单元 s_i 的后向散射功率在接收天线激发的高频电流信号幅度。

4.2 高频电流的幅度

若某个散射单元 s_i 和发射天线间的距离为 $r_i(t)$, 处理发射天线的空间方位为 (θ_i, φ_i) , 则该发射天线在该散射单元处产生的功率密度 $p_i(t)$ 可表示为^[14]

$$p_i(t) = \frac{P_{rad} G_i(\theta_i, \varphi_i)}{4\pi(r_i(t))^2}, i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (17)$$

式中, $G_i(\theta_i, \varphi_i)$ 为发射天线在方向 (θ_i, φ_i) 上的增益, N 为目标可划分的散射单元个数, 而 P_{rad} 为发射天线的辐射功率, 且有 $P_{rad} = (f_{am}(t))^2$ 。

根据文献[10]的处理方法, 将基本散射单元等效直射面积近似为基本散射单元的雷达截面积。若该散射单元的外法线方向和发射天线入射波方向的夹角为 ϕ_i , 则该散射单元接收收入射波能量的有效面积为该散射单元在垂直于入射波方向的投影 $s_i \cos\phi_i$ 。同时, 若进一步将散射单元看作一个发射天线, 其辐射增益为 $G_i(\theta, \varphi)$, 而在后向散射方位的增益为 $G_i(\theta_i, \varphi_i)$, 从而发射接收到来自于散射单元 s_i 的后向散射能量为

$$p_r(i) = \frac{G_i(\theta_i, \varphi_i)}{4\pi r_i^2} \cdot \frac{s_i \cos\phi_i P_{rad} G_i(\theta_i, \varphi_i)}{4\pi r_i^2} \quad (18)$$

鉴于接收天线和其馈线实际上是一种分布参数电路, 当接收天线与接收机输入端相连, 需要讨论其输出功率和匹配状况。根据戴维宁定理, 可用图 3 所示的等效电路模拟两者间的关系, 其中 Z_A 为接收天线的输入阻抗, V_A 为接收天线输出端所测量的开路电压, 而 Z_L 为接收天线负载的阻抗。

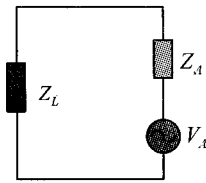


图3 接收天线的等效电路

设 $Z_A = R_A + jX_A$, $Z_L = R_L + jX_L$, 则负载(接收机)获得最大功率的条件为

$$R_A = R_L, X_A = -X_L \quad (19)$$

当满足上述条件时,接收天线可给负载提供最大的功率 $P_{\max}$, 即

$$P_{\max} = \frac{V_A^2}{4R_A} \quad (20)$$

对于某个散射单元 s_i 来说,天线接收的功率为 $p_r(i)$, 很显然 $P_{\max} = p_r(i)/2$, 从而可得该散射单元在接收天线输出端激发的开路电压为

$$V_A(i) = \sqrt{2R_A p_r(i)} \quad (21)$$

进而可得

$$I_L(i) = \sqrt{\frac{p_r(i)}{2R_A}} \quad (22)$$

式中, R_A 为接收天线的输入阻抗, 而 $I_L(i)$ 也就是所需要高频电流的幅度信号 $f_{r,am}^{(i)}(t)$ 。

4.3 回波计算

对于高频发射信号 $x(t)$ 来说,其发射功率是由幅度调制信号 $f_{am}(t)$ 确定的,而相位调制信号 $f_{pm}(t)$ 和频率调制信号 $f_{fm}(t)$ 仅影响发射信号的相位。同时,再考虑到混频器的最终输出信号 $v_o(t)$,可采用如下的方式仿真无线电引信探测器的接收时间波形:

- 假设发射机发射的信号为 $f_{am}(t)$, 由它确定发射机的瞬时发射功率;
- 再由发射机的瞬时发射功率,确定发射信号在空间某个散射单元 i 处的功率密度 $p_i(t)$;
- 接下来,结合该散射单元外法线和入射方向的夹角 ϕ_i , 计算该散射单元的有效接收面积 $s_i \cos \phi_i$ 并将其作为该散射单元的雷达截面积,由此进一步根据接收天线的有效面积、天线增益,利用式(18)所示的雷达方程计算接收机天线接收到该散射单元的散射总能量 $p_r(i)$,从而根据式(22)获得由接收天线的输入阻抗得到的该散射单元所激发的高频电流幅度 $f_{r,am}^{(i)}(t)$;
- 然后,由发射机的调相信号 $f_{pm}(t)$ 、调频信号 $f_{fm}(t)$ 、探测器和目标的距离 $r(t)$ 等,按式(16)计算散射单元 s_i 在接收机混频器的回波输出 $v_o^i(t)$;
- 最后,将空间所有散射单元产生的时间波形叠加在一起,得到接收机最终混频器的时间输出波形:

$$v_o(t) = \sum_{i=1}^N v_o^i(t) \quad (23)$$

5 具体实现

本文利用 Matlab Simulink 作为无线电引信回波仿真器的仿真平台,其具有可扩展性好、易实现等优点。为了方便与无线电引信研发过程中的其他开发工具进行协同仿真,本文

将无线电引信探测器的时间回波仿真模块开发成为一个 Matlab Simulink 的通用 block,以方便地将其放置到用 Simulink 构建的系统仿真模型中,如图4所示。

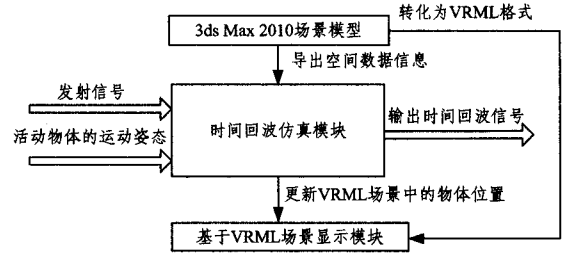


图4 无线电引信探测器的时间回波仿真实现方案

而时间波形仿真模块是一个动态的仿真模块,经过初始化读取相关的场景模型数据和仿真配置信息之后,需要实时地更新场景模型中的各活动对象的运动姿态,确定无线电引信探测器与场景中其他对象间的相对位置,计算可能接收到的回波信号和干扰信号的强度,将两者叠加后得到探测器在给定时间点的接收信号信息。由此,按照回波仿真模块的初始化和其运行过程,该模块可划分为图5所示的组成结构及相关的功能模块。

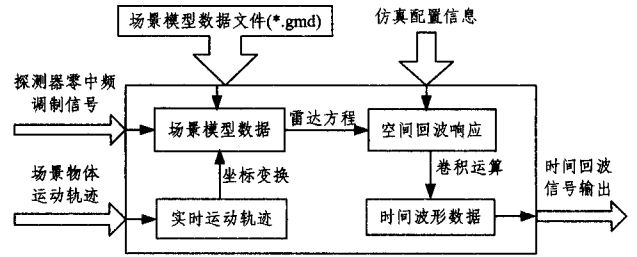


图5 无线电近感探测器的零中频回波仿真模型

假设弹体的运动速度为 $v_{\max}$, 将连续两个时刻的物体相对位置点看成近似不变,即如果物体相对运动的 Δl 的距离变化,可看作物体位置不变的话,则物体位置的采样速度 f_m 为:

$$f_m = \frac{v_{\max}}{\Delta l} \quad (24)$$

若需要对回波信号分离不同距离目标的信号,则输出信号的采样率采用如下的方法计算,即根据无线电引信探测器的探测精度 Δd ,电磁波往返 Δd 的所需要时间为 $\Delta \tau = 2\Delta d/c$, 则相应输出数据采样率 f_{out} 为:

$$f_{out} = \frac{1}{\Delta \tau} \quad (25)$$

若仅需要对差频信号进行分析,无需从回波信号中分离不同距离目标的信号,则输出信号的采样率需要根据最大的多普勒频率确定,即

$$f_{out} = \frac{10v_{\max} f}{c} \quad (26)$$

6 仿真结果

利用 3ds max 2010 场景建模工具,本文实现了具有两个简单场景对象的空间场景,即 F15e 战斗机和假想的 Missile 探测器(弹体),其中 F15e 战斗机采用现有 3ds max 模型,而 Missile 则直接利用 3ds max 中基本的建模工具构建。在整个空间场景中,仅存在两个场景对象,即 F15e 战斗机和 Mis-

ile 探测器(弹体),其运动速率分别为 680m/s 和 800m/s,则假设两者相对运动,其最大可能相对运动速率为 1480m/s,而若相对运动距离 0.01m 的偏移量可视为空间场景位置不变,其具体的场景配置信息如表 1 所列,则由式(24)可得相应的输入信号采样率为 148kHz。与此同时,若探测器可探测的距离分辨率为 1m,则回波仿真所需要的输出采样速率为 150MHz。考虑到探测器 Missile 的工作频率为 3.5GHz,则采用式(26)确定的输出采样率为 170kHz。因此,取输出采样率为 170kHz。

表 1 回波仿真系统的配置信息

场景对象	F15e	Missile
干扰机	—	—
探测器	—	是
初始位置	(26,1203,-2)	(5.6,-3464,-1.9)
运动方向	(-0.0044,-1.0000,0.0000)	(0.0044,1.0000,-0.0000)
运动速率	680m/s	800m/s
发射功率	—	15mw
天线方向图	—	圆饼形
初始相位	—	0
辐射阻抗	—	50 欧姆
载波频率	—	3.5GHz
引信体制	—	连续波

然而,当前仿真场景中引探测器 Missile 和目标 F15e 的初始距离长达 4667m,仿真两者相会过程需要的仿真时间为 4s,并且场景拥有 9751 个基本散射单元,场景规模较大,若以如上所述的输入输出采样率进行仿真,则仿真过程较大,需要花费特别长的仿真时间。

这里,为了获得当前场景大致的回波波形(精度受限),将输入信号采样率取为 1000 次/秒(1kHz),遮挡角为 0.00175 弧度,无线电信号的空间传播速率为 3×10^8 m/s,最小检测功率为 -50dBm,仿真时间长度为 4s,分别给出了输出采样率为 1kHz 和 10kHz 的仿真回波波形,其中相应的 Simulink 仿真模型如图 6 所示。

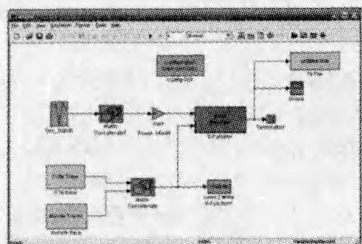


图 6 连续波多普勒引信的回波仿真 Simulink 模型

假设场景中的 F15e 和 Missile 为相对运动,构建了相应的运动轨迹生成模块,即 F15e Trace 和 Missile Traces,如图 6 所示。而探测器 Missile 的零中频调制信号中的调频和调相组分为零,调幅信号为常数,由此构建 Missile 的零中频调制信号的生成模块,即 Dec_Signal,并用 Gain 模块实现 15mW 的发射功率。

当引信探测器 Missile 具有如图 8 所示的圆饼形天线方向图时,在仿真过程中场景显示模块会显示场景中活动对象的运动,如图 7 所示,最后得到输出采样率为 1kHz 的回波波形。由于输出采样率取为输入采样率,输出采样频率较低,无法获得两者相会到相离的波形过程。而当输出采样率为输入采样率的 10 倍时,得到的回波波形可很好地反映两者相会相

离的过程。输出采样率为 1kHz 和 10kHz 的回波波形如图 9 和图 10 所示。



图 7 场景显示模块的显示窗口

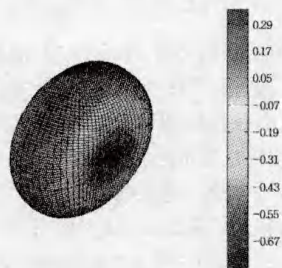


图 8 探测器的圆饼形天线方向图

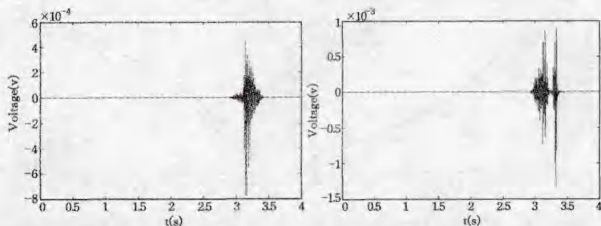


图 9 输出采样率为 1kHz 的回波 图 10 输出采样率为 10kHz 的回波波形

结束语 为了构造一个通用性强的动态场景回波仿真器,本文以 3ds max 2010 作为空间场景建模工具构建无线电引信的工作场景,结合探测器收发信号的数学模型,实现了动态场景下的无线电引信回波仿真,其中场景建模不用考虑场景对象运动姿态的控制和仿真算法的具体实现,运动姿态的控制可不用考虑场景对象的建模方式和仿真算法的执行过程,而收发信号模型则可适用于具有任何运动姿态的场景对象模型。

参考文献

- [1] 马岸英. 调频无线电引信回波模拟器[J]. 制导与引信, 2005, 26(1): 16-19
- [2] 洪韬, 薛明华, 王激扬. 无线电引信射频仿真技术研究[J]. 制导与引信, 2004, 25(2): 18-21
- [3] 任红梅, 肖志河, 袁晓峰. 复杂背景中的运动目标回波仿真计算[J]. 系统工程与电子技术, 2006, 28(3): 336-338, 398
- [4] 贺治华. 直升机的雷达回波仿真研究[J]. 计算机仿真, 2008, 25(8): 36-39
- [5] 陈秋菊, 莫翠琼. 面向识别的雷达回波仿真技术可信度分析[J]. 雷达科学与技术, 2010, 8(1): 54-59
- [6] 李晋生, 王钦伟. 合成孔径雷达回波仿真技术研究[J]. 计算机仿真, 2005, 22(1): 268-270
- [7] 徐林, 袁仕继, 李康乐, 等. 非刚体目标运动建模与宽带雷达回波仿真[J]. 现代电子技术, 2009, 23: 8-10
- [8] 金光虎, 高勋章, 黎湘, 等. 中段目标微运动建模方法与宽带雷达

- [9] 杨双宝, 刘和光, 许可, 等. 合成孔径高度计的海面回波仿真[J]. 遥感学报, 2007, 11(4): 446-451
- [10] 李壮志, 张尤赛. 基于 DEM 的雷达地杂波仿真[J]. 计算机仿真, 2007, 24(5): 176-178, 328
- [11] Zhang Peng, Liu Chun-yang, Li Nan-jing. The simulation of SAR echo-wave signals for natural target[C]// Proceeding of 2008 8th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory(ISAPE 2008). Location: Kunming, Nov. 2008; 672-674

- [12] Davidson G W, Gunning I G, Ito M R. A Chirp Scaling Approach for Processing Squint Mode SAR Data[J]. Aerospace and Electronic Systems, 1996, 32(1): 798-801
- [13] Franceschetti G, Migliaccio M, Riccio D, et al. A Synthetic Aperture Radar (SAR) Raw Signal Simulator [J]. Geoscience and Remote Sensing, 1992, 30(1): 345-349
- [14] Guru B S, Hiziroglu H R. 电磁场与电磁波(英文版·第2版)[M]. 北京: 机械工业出版社, 2008: 356-357
- [15] 崔占忠, 宋世和. 近感引信原理[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1998: 18-19

(上接第 52 页)

的变化曲线。由图可知, 随着 $N(5 \sim 25)$ 的增加, 平均效益呈递减趋势, 且基于改进 BFOA 的频谱分配算法所得的平均效益均要大于 CSGC 和传统 BFOA 获得的平均效益。图 7 给出了 $N=20$ 时平均效益随可用频数 $M(5 \sim 40)$ 的变化曲线。随着 M 的增加, 平均效益呈递增趋势, 且基于改进 BFOA 的频谱分配算法所得到的平均效益均大于 CSGC 和传统 BFOA 获得的平均效益。综上所述, 本算法具有较好的优化性能, 能得到较优的频谱分配方案。

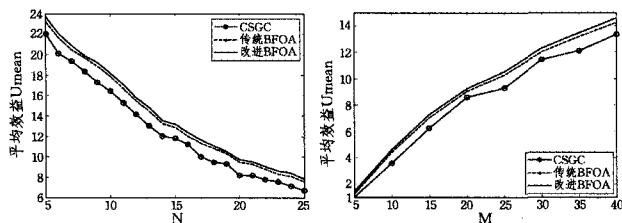


图 6 N 变化时 3 种算法的性能 图 7 M 变化时 3 种算法的性能

表 1 给出了 3 种频谱分配算法的网络平均效益 U_{mean} 与理想最优频谱分配方案值的比较, 理想最优值通过穷举搜索得到。为保证穷举搜索算法的可行性, 本文仅对 $N=4, M=5$ 时的算法性能进行比较。实验中相对误差的计算方法如下: 设某次具体实验算法得到的网络平均效益最优值为 T_0 , 理想最优值为 T_{opt} , 则相对误差为 $1 - T_0/T_{opt}$, 表 1 中的相对误差值均为 100 次实验的平均值。由表 1 可知, 在进化 1 代后, 改进 BFOA 的相对误差比传统 BFOA 的相对误差小, 说明改进 BFOA 求得的最优解更加接近理想最优值; 在进化到第 10 代时, 这两种算法均能找到理想最优值; 而 CSGC 算法却不能找到理想最优值。

表 1 与理想最优值比较

进化代数	算法	相对误差(%)	
		$N=4$	$M=5$
1	改进 BFOA	0.0342	
	传统 BFOA	0.0574	
10	改进 BFOA	0	
	传统 BFOA	0	
50	改进 BFOA	0	
	传统 BFOA	0	
	CSGC	0.2135	

结束语 认知无线网络频谱分配实际上是一个组合优化问题。为此, 本文给出了一种离散二进制编码的 BFOA, 并在该算法基础上引入了量子变异算子对原算法进行改进, 然后将本文算法用于求解认知无线网络频谱分配问题。实验结果

表明, 改进后的 BFOA 能够避免陷入局部最优, 收敛速度也有所改善; 与基于图论着色的分配算法相比, 基于 BFOA 优化的频谱分配方法能够获得更好的网络效益。

参考文献

- [1] Mitola J. Cognitive radio: making software radios more personal [J]. IEEE Personal Communication, 1999, 6(4)
- [2] Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201-220
- [3] Zheng H, Cao L. Device-centric spectrum management [C]// IEEE DySPAN. 2005, 11: 56-65
- [4] Kloeck C, Jaekel H, Jondral F K. Dynamic and local combined pricing, allocation and billing system with cognitive radios [C]// The First IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks(DySPAN). 2005: 73-81
- [5] Zheng H, Peng C. Collaboration and fairness in opportunistic spectrum access [C]// Proc. 40th annual IEEE International Conference on Communications(ICC). Seoul, Korea, 2005: 3132-3136
- [6] Peng Chun-yi, Zheng Hai-tao, Zhao B Y. Utilization and Fairness in Spectrum Assignment for Opportunistic Spectrum Access [J]. ACM Mobile Networks and Applications, 2006, 11(4): 555-576
- [7] 廖楚林, 陈劭, 唐友喜, 等. 认知无线电中的并行频谱分配算法 [J]. 电子与信息学报, 2007, 29(7): 1609-1611
- [8] 赵知劲, 彭振, 郑仕健, 等. 基于量子遗传算法的认知无线电频谱分配 [J]. 物理学报, 2009, 58(2): 1358-1363
- [9] 柴争义, 刘芳, 朱思峰. 混沌量子克隆算法求解认知无线网络频谱分配问题 [J]. 物理学报, 2011, 60(6): 828-835
- [10] Passino K M. Biomimicry of bacterial foraging for distributed optimization and control [J]. IEEE Control Systems Magazine, 2002, 22(3): 52-67
- [11] Das S, Biswas A, Dasgupta S, et al. Bacterial foraging optimization algorithm: Theoretical foundations, analysis, and applications [J]. Foundations of Comput Intel, 2009, 3(203): 23-55
- [12] Liu Y, Passino K M. Biomimicry of social foraging bacteria for distributed optimization: Models, principles, and emergent behaviors [J]. Optimization Theory and Applications, 2002, 1(3): 603-628
- [13] 杨淑媛, 焦李成, 刘芳. 量子进化算法 [J]. 工程数学学报, 2006, 23(2): 235-246