

雷达侦察系统参数测量的建模与仿真

周帆, 封吉平, 韩壮志

(军械工程学院 电子与光学工程系, 石家庄 050003)

摘要: 在雷达侦察系统工作过程中, 对表征敌方雷达信号特征的参数进行测量是后续进行信号分选和辐射源识别的前提条件; 首先介绍了相位差测频和相位干涉仪测向的基本原理, 然后对常用于表征雷达信号特征的参数的测量过程建立了数学模型, 最后对建立的数学模型进行了仿真验证; 仿真的结果表明, 建立的数学模型能够有效地模拟雷达侦察系统对雷达信号参数的测量。

关键词: 雷达侦察; 参数测量; 建模; 仿真

Modeling and Simulation of Parameters Measurement in Radar Reconnaissance System

Zhou Fan, Feng Jiping, Han Zhuangzhi

(Department of Electronics and Optics Engineering, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: In working process of radar reconnaissance system, measuring parameters of enemy radar signal is the prerequisite to sorting and identification. Firstly, introducing the basic principles of instantaneous frequency measurement and phase comparison. Then, establishing the mathematical model for the process of parameters measurement. Finally, the mathematical model is verified by simulation. The simulation results show that the mathematical model can simulate the process of parameters measurement effectively.

Keywords: radar reconnaissance; parameters measurement; modeling; simulation

0 引言

雷达侦察主要是从敌方雷达发射信号中获取有用信息, 并且与其他手段获得的信息综合在一起, 引导我方做出及时、准确、有效的反应。雷达侦察是有效实施电子软硬杀伤的前提, 是现代信息化战争中非常重要的环节。雷达侦察主要由参数测量、信号分选和辐射源识别三部分组成。现代的雷达信号形式十分复杂, 可不再满足周期性和稳定性, 发射波形高度捷变并且具有较强的动态性和随机性^[1]。在参数测量阶段, 由于是对单个脉冲进行处理, 因此, 相对于信号分选和辐射源识别两部分, 当前的接收和测量方式对现代雷达的脉冲信号同样适用, 截获的每个脉冲信号仍然可以用脉冲描述字来进行表示^[2], 所以对雷达侦察系统参数测量的建模与仿真有十分重要的意义。以往的仿真研究多数以雷达信号叠加随机噪声作为雷达侦察系统参数测量的结果, 很少涉及雷达信号进入雷达侦察系统后实际的输出。本文在分析了雷达侦察系统常用的相位差测频和相位干涉仪测向原理的基础上, 对常用于表征敌方雷达信号特征的参数脉冲载频 (RF)、脉冲信号到达角 (AOA)、脉冲到达时间 (TOA)、脉冲宽度 (PW) 4 个参数建立了测量过程的数学模型, 并进行了仿真验证, 为建立整体的雷达侦察仿真系统提供了重要的模块。

1 频率的测量

对频率的测量, 采取对相位差测频的功能仿真。相位差测频具有测频精度高的特点, 较好地解决了瞬时测频范围与分辨

力之间的矛盾^[3], 因此雷达侦察系统广泛采用相位差测频接收机。

相位差测频的基本原理是将接收到的雷达信号经过功率分配器分成两路, 对其中的一路信号进行一定时间 T 的延迟, 形成两路信号的相位差 ϕ_1 , 所形成的相位差 ϕ 与被测信号频率 f 成正比, 即:

$$\phi = 2\pi fT \quad (1)$$

由于延迟时间 T 可知, 只需测得相位差 ϕ 就可求出信号的频率。相位差的测量值, 其无模糊范围为 $[0, 2\pi)$ 。这里模糊是指工程上可被物理测量的相位差的最大值被限定在 2π 之内, 再大就会产生周期为 2π 的循环。无模糊测频范围与延迟时间 T 成反比, 为获得大的无模糊测频范围, 需短的延迟时间。但测频精度与延迟时间 T 成正比, 为获得高测频精度, 又需长的延迟时间。

在实际使用中为了同时满足测频精度和无模糊测频范围的要求, 多借鉴一维多基线相位干涉仪测向原理^[4], 采用对信号进行多路延迟, 其中最短延迟时间用以形成大的无模糊测频范围, 最长延迟时间用以满足所需要的频率测量精度。

假设各路延迟经过式 (1) 求得的有模糊的相位测量值输出为:

$$\{\phi_i\}, \phi_i \in [0, 2\pi), \forall i \in N \quad (2)$$

式中, N 为正整数集。利用长短延迟时间的各自特点, 用短延迟时间的鉴相输出求解长延迟时间输出的模糊, 用长延迟时间解模糊后求出满足测量精度的脉冲载频值。设最短延迟时间的相位测量值 ϕ_1 没有模糊, 相邻延迟时间比为 n , 则逐级迭代解模糊和相位校正的计算如下:

收稿日期:2014-03-27; 修回日期:2014-04-30。

作者简介:周帆(1991-),男,四川广安人,硕士,主要从事雷达侦察系统方向的研究。

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{i+1} = \varphi_i + \varphi_{i+1} + \begin{cases} 2\pi \phi_{i+1} + \phi_i - n\hat{\phi}_i \leq -\pi \\ -2\pi \phi_{i+1} + \phi_i - n\hat{\phi}_i \geq \pi \\ 0 \quad \phi_{i+1} + \phi_i - n\hat{\phi}_i \in (-\pi, \pi) \end{cases} \\ \phi_i = 2\pi \cdot \text{int}(\frac{n\hat{\phi}_i}{2\pi}), \hat{\phi}_1 = \phi_1 \quad i \in \mathbf{N} \end{cases} \quad (3)$$

式中, $\{\hat{\phi}_i\}$ 即为解模糊和相位校正以后各路延迟的输出相位差。可以利用最长时间的延迟输出 $\hat{\phi}_k$ 估计频率:

$$\hat{f}_{RF} = \frac{\hat{\phi}_k}{2\pi n^{k-1} T} + f_0 \quad (4)$$

其中: f_0 是无模糊测频范围内满足 $f_0 T$ 为正整数的最小频率, k 为延迟的路数。

相位差测频的误差主要来源于鉴相器元件性能与理想值偏离所引起的相位误差 $\Delta\phi_c$ 和系统的内部噪声所引起的相位噪声 $\Delta\phi_n$, 最大相位误差的范围为 $30^\circ \sim 70^\circ$, 频率越高, 误差越大; 频段越宽, 误差越大。相位差测量的均方根误差下限用方程表示如下:

$$\sigma_\phi \geq \frac{c_\phi}{\sqrt{2SNR}} \quad (5)$$

式中, c_ϕ 为鉴相器系数, 通常在 $2^{0.5} \sim 2$ 之间, SNR 为信噪比。

2 方位角的测量

对到达角的测量, 采取对相位干涉仪测向技术的功能仿真。在一般情况下, 雷达侦察测向主要测量来波的方位, 只有少量侦察系统能够同时测量方位角和俯仰角, 本文只讨论方位角的测量。在现有的测向体制中, 基于相位差测量的干涉仪技术具有测向精度高、算法简单、速度快等优点, 适用于任意结构的阵列, 在电子对抗装备中获得广泛应用^[5]。

相位干涉仪测向的原理为将与天线视轴夹角为 θ 的平面电磁波通过两天线形成相位差 ϕ , 即

$$\phi = 2\pi d \sin\theta/\lambda \quad (6)$$

式中, λ 为信号波长; d 为两天线间距。因公式中含有波长 λ , 所以此种测向方式需先对信号测频, 以求得信号的波长。

在实际应用中相位干涉仪也存在测角范围和测角精度之间的矛盾, 解决的方法为采用一维多基线相位干涉仪测向。在一维多基线相位干涉仪中, 用短基线保证最大的测角范围, 用长基线保证高的测角精度。

由于相位干涉仪也是将方位角转换为相位差, 故其相位差的测量值也存在着无模糊范围, 其范围为 $[-\pi, \pi)$ 。测量的过程为先测出有模糊的相位差 $\{\phi_k(t)\}$, 然后再利用长短基线输出信号的相位差关系, 对 $\{\phi_k(t)\}$ 进行解模糊和相位差的校正, 最后利用长基线解模糊后的相位差计算信号的到达方向 θ 。假设最短基线输出的相位差 $\phi_1(t)$ 没有模糊, 即 $\phi_1(t)$ 满足 $\phi_1(t) \in [-\pi, \pi)$, 最短基线测得相位差与 θ 具有一一对应关系。

由于长基线解模糊后的相位误差较小, 可由短基线求得的无模糊相位逐级求解长基线的无模糊相位 $\{\hat{\varphi}_k(t)\}$, 并进行相位校正, 其公式为:

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{i+1} = \phi_i + \phi_{i+1} + \begin{cases} 2\pi \phi_{i+1} + \phi_i - n_i\hat{\phi}_i \leq -\pi \\ -2\pi \phi_{i+1} + \phi_i - n_i\hat{\phi}_i \geq \pi \\ 0 \end{cases} \\ \phi_{i+1} + \phi_i - n_i\hat{\phi}_i \in (-\pi, \pi) \\ \phi_i = 2\pi \text{int}(\frac{n_i\hat{\phi}_i}{2\pi}), n_i = \frac{d_{i+1}}{d_i}, \hat{\phi}_1 = \phi_1, i \in \mathbf{N} \end{cases} \quad (7)$$

解模糊后的相位 $\{\hat{\phi}_k(t)\}$ 都与雷达信号的方位角具有唯一的对应关系:

$$\hat{\phi}_k = \frac{2\pi}{\lambda} d_k \sin\theta, k \in \mathbf{N} \quad (8)$$

根据最优估计理论, 应该要求估计量与实测值的误差平方最小, 即:

$$\min_{\theta} \sum_{k=1}^{N-1} \left(\frac{2\pi d_k}{\lambda} \sin\theta - \hat{\phi}_k \right)^2 \quad (9)$$

对式中变量 θ 求导, 并令导数为零, 可得到方向的最小二乘估计:

$$\theta = \arcsin \frac{\lambda \sum_{k=1}^{N-1} \hat{\phi}_k}{2\pi \sum_{k=1}^{N-1} d_k} \quad (10)$$

相位干涉仪测向的误差主要来源于相位测量误差 $\Delta\phi_q$ 和系统噪声引起的相位误差 $\Delta\phi_n$, 以及信号频率测量引起的误差 $\Delta\lambda$ 。相位干涉仪测向的总相位误差与相位差测频对应的误差相比, 增加了两路信道输出相位的偏差, 因此相位干涉仪测向的相位误差比相位差测频略大。最大相位误差的范围为 $35^\circ \sim 75^\circ$, 频率越低、频段越窄, 误差越小; 频率越高、频段越宽, 误差越大。误差的均方根值为:

$$\sigma_\theta = \sqrt{\frac{\lambda^2}{2\pi^2 d^2 SNR} + \frac{\sigma_f^2 \sin^2\theta}{f^2} + \frac{\lambda^2 \sigma_\phi^2}{2\pi^2 d^2}} \quad (11)$$

式中, σ_f 为均方根频率误差, σ_ϕ 为均方根相位误差。

3 时域参数的测量

3.1 脉冲到达时间的测量

脉冲到达时间通常定义为脉冲前沿的半功率点时间, 对于前沿较陡的脉冲, 可用脉冲前沿过信号检测门限的时刻作为 TOA 的近似测量^[6]。将输入信号 $S_i(t)$ 经过包络检波、视频放大后成为 $S_V(t)$, 它与检测门限 V_T 进行比较, 当 $S_V(t) \geq V_T$ 时, 从时间计数器中读取当前时刻 t 进入锁存器, 产生本次 TOA 的测量值。

TOA 测量误差的主要因素是雷达信号脉冲本身的上升时间 t_{rs} , 由此引起的均方根值 σ_t 为:

$$\sigma_t = \frac{t_{rs}}{\sqrt{2SNR}} \quad (12)$$

式中, t_{rs} 为脉冲前沿从 10%~90% 的时间。

3.2 脉宽的测量

脉冲宽度定义为脉冲半功率点之间的时间, 也即脉冲后沿时间与 TOA 之差^[7]。在雷达侦察系统中, PW 的测量是与 TOA 测量同时进行的。同 TOA 的测量一样, PW 的测量中, 脉冲信号的前、后沿过门限时刻也会受到系统中噪声的影响, 其测量误差的均方根值为:

$$\sigma_{pw} = \frac{t_{rs} + t_{dw}}{\sqrt{2SNR}} \quad (13)$$

式中, t_{dw} 为脉冲信号的下陷时间。

4 仿真实现

为了验证本文所建立的雷达侦察系统参数测量模型的可行性, 对其进行仿真。场景假设如图 1 所示。

雷达与雷达侦察系统之间没有相对运动, 且满足雷达侦察系统接收雷达信号的判定条件。雷达信号与侦察接收天线

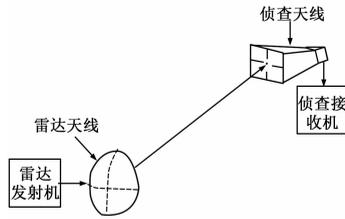


图 1 场景假设

的视轴夹角为 30° ，雷达信号的频率为 2.895 GHz ，雷达信号的脉宽为 $1\ \mu\text{s}$ ，脉冲重复周期为 $100\ \mu\text{s}$ ，占空比为 1% ，信号的上升沿时间为 $0.289\ \mu\text{s}$ ，下降沿时间为 $0.318\ \mu\text{s}$ 。相位差测频接收机的测频范围为 $[2\text{ GHz}, 4\text{ GHz})$ ，最短延迟线的延迟时间 $0.5\ \text{ns}$ ，采用 4 路延迟线， $n=4$ 。采用一维三基线相位干涉仪，其它天线与基准天线的长度分别为 $d_1=0.05\ \text{m}$ 、 $d_2=0.2\ \text{m}$ 、 $d_3=0.8\ \text{m}$ 。其中，以起始脉冲到达时间为开始，观测时间为 $100\ \text{s}$ ，间隔为 $1\ \text{s}$ 。在信噪比 $\text{SNR}=10\ \text{dB}$ 下进行仿真实验，得到的各参数测量误差如图 2~图 5 所示。

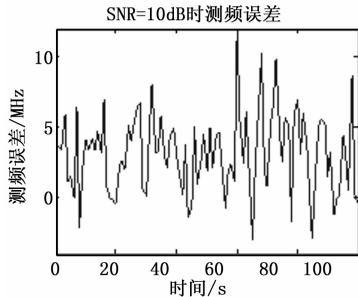


图 2 SNR=10dB时测频误差

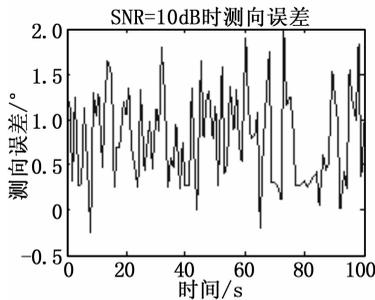


图 3 SNR=10dB时测向误差

5 结束语

本文在分析雷达侦察系统前端对雷达信号参数测量原理的

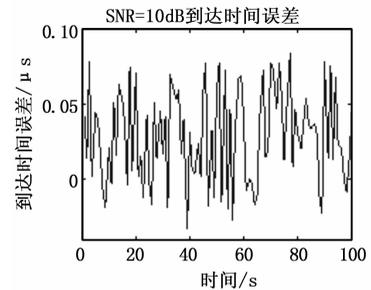


图 4 SNR=10dB时到达时间误差

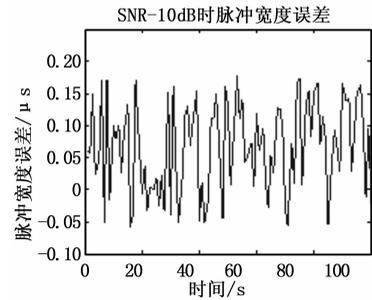


图 5 SNR=10dB时脉冲宽度误差

基础上，建立了雷达侦察系统对信号参数测量的数学模型，并对其进行了仿真实验，结果表明所建模型是合理的、有效的，并能比较精确地模拟雷达侦察系统参数测量的过程，对雷达侦察仿真具有一定的参考意义。以后的研究中还可加入信号分选和辐射源识别的仿真模块，进一步模拟真实的雷达侦察系统，进而实现整体的雷达侦察仿真系统。

参考文献:

[1] 张海瑛,袁超伟. 一种新的相位差测频法研究 [J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2007, 34 (6): 969-973.
 [2] 修继信,崔积丰,陈洪辉. 内场干涉仪测向误差分析及相位误差校正方法 [J]. 雷达与对抗, 2012, 32 (2): 17-20.
 [3] 刘春辉,丁文锐,李红光. 基于相位差测量的无人机单站无源定位系统 [J]. 计算机测量与控制, 2011, 19 (9): 2105-2108.
 [4] 宋李彬. 雷达脉冲参数的测量与分选 [J]. 电子工程师, 2006, 32 (10): 1-4.
 [5] Vaccaro, D D. Electronic Warfare Receiving Systems. New York: Artech House, 1993. - [6] 赵国庆. 雷达对抗原理 [M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1999.
 [7] 唐勇年. 雷达对抗工程 [M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2012.

(上接第 2738 页)

[3] 陈吉庐. 基于 OpenCV 的红外运动目标检测与跟踪算法研究及实现 [D]. 南京: 南京理工大学, 2001.
 [4] Otsu N. A measure of circularity of digital figures [J]. IEEE Trans. Syst. Man and Cybern. V. SMC-9, 1979; 62-66.
 [5] Linda G, Shapiro George C. Stockman. 计算机视觉 [M]. 赵清杰, 等译. 北京: 机械工业出版社, 2005.
 [6] 陈 楸, 王晓臻, 马松辉. 复杂背景下下视机场的跑道检测 [J]. 计算机测量与控制, 2010, (10): 2259-2261.
 [7] 李洪雷, 管群等. VC++ 环境下基于 OpenCV 的摄像机标定系统

的开发 [J]. 计算机应用与软件, 2011, (6): 19-21.
 [8] 李 煜, 肖 刚. 机场跑道异物检测系统设计与研究 [J]. 激光与红外, 2011, 41 (8): 909-915.
 [9] 樊曼劭. 机场跑道异物 (FOD) 检测研究 [D]. 北京: 北京交通大学, 2011.
 [10] 孙 源, 孙灿飞, 刘佳伟. 数字视频监控技术在机场跑道异物监测系统中的应用 [J]. 电子技术与软件工程, 2013, (15): 91-93.
 [11] 赵锦华, 张 军. 机场跑道异物检测系统研究 [J]. 现代电子技术, 2012, 35 (19): 120-122.