



电子科技大学电子科学技术研究院 第四届学术会议论文集

DIANZI KEJI DAXUE DIANZI KEXUE JISHU YANJIUYUAN
DI 4 JIE XUESHU HUIYI LUNWENJI

主编 田忠 贾字明 周鹏



电子科技大学出版社

电子科技大学电子科学技术研究院

第四届学术会议论文集

主编：田 忠 贾宇明 周 鹏

编委：杨海光 张昌兵 李毅超

张 伟 廖家轩 金 龙

黄 勇 何琪蕾

电子科技大学出版社

图书在版编目 (CIP) 数据

电子科技大学电子科学技术研究院第四届学术会议论文集 / 田忠, 贾宇明, 周鹏主编. — 成都: 电子科技大学出版社, 2008.12
ISBN 978 - 7 - 81114 - 804 - 6

I. 电… II. ①田…②贾…③周… III. 电子技术 - 学术会议 - 文集 IV. TN-53

中国版本图书馆 CIP 数据核字 (2008) 第 194630 号

电子科技大学电子科学技术研究院第四届学术会议论文集

主编 田 忠 贾宇明 周 鹏

出 版: 电子科技大学出版社 (成都市一环路东一段 159 号电子信息产业大厦 邮编: 610051)
策划编辑: 辜守义
责任编辑: 辜守义
主 页: www.uestcp.com.cn
电子邮箱: uestcp@uestcp.com.cn
发 行: 新华书店经销
印 刷: 成都火炬印务有限公司
成品尺寸: 210mm × 290mm 印张 18.75 字数 560 千字
版 次: 2008 年 12 月第一版
印 次: 2008 年 12 月第一次印刷
书 号: ISBN 978 - 7 - 81114 - 804 - 6
定 价: 100.00 元

■ 版权所有 侵权必究 ■

- ◆ 本社发行部电话: 028-83202463; 本社邮购电话: 028-83208003。
- ◆ 本书如有缺页、破损、装订错误, 请寄回印刷厂调换。

目 录

雷达与电子战技术

KU 波段超低相噪 DRO 的优化设计	谢廷显 张玉兴 陈 艳(1)
飞机目标的一维距离像识别研究	贾海涛 张 伟 戴春杨 白晓勇(5)
基于 SIMULINK 和 FLIGHTGEAR 的飞行器可视化飞行仿真	李 炜 张 伟(11)
基于三维空间的 IMM 跟踪算法研究及 GUI 设计	郑光海 陈明燕 张 伟(15)
空间目标中段进动特性研究	陈明燕 李 炜(19)
仿真系统概念建模方法研究	王 磊(24)
锥体目标姿态角的计算方法研究	马建春 曹建蜀 张 伟(28)
激光有源干扰功率分析	田 丹 梁 璟 周 东(32)
雷达接收机抗异步干扰分析	陈福林 叶忠彬(36)
一种改进的比率平均算子 SAR 图像边缘检测方法	杨 新 黄顺吉(39)

通信与导航技术

DDS 技术中相位到幅度的几种映射方法分析与比较	孙果英 鲍景富(43)
基于 FPGA 冗余余数编译码器的设计及实现	陈杰男 胡剑浩(47)
混沌扩频序列与传统扩频序列性能研究	赵 倩(51)
MIMO 系统中的空时网格码研究	周玉龙 陈小平 马 优(56)
MIMO 系统中双极化天线抗极化失配性能分析	马 优 陈小平 周玉龙(61)
光纤通道在航空电子系统通信网络中的应用——FC-AE-1553	李 颖 宗竹林(65)
一种带预加重和稳定共模电压的 LVDS 驱动电路	李伟伟(69)
CMOS 抗辐射加固电路 RHBD 技术研究	胡明浩 李 磊 王 佩(72)
基于电路设计的航天设备抗辐射加固技术	王 佩 李 磊 何 春(76)
周跳探测与修复	陈小平(80)

计算机与软件工程

基于 ADO 的多路计数器上位机软件设计与实现	羊初发 黄 炜(84)
一种基于优先级的差额加权轮循队列调度算法	刘 波 孟相如 周 莉 麻海圆(87)
H.264/AVC 在 3G 传输中的错误隐藏算法	侯 凡 李晓峰(91)
P2P 文件共享网络中基于债务关系的激励机制	徐海湄 齐守青 陈桂强 李 梁(94)
无线传感器网络研究与发展	张 可 张 伟 曾家智(99)
应用于 C/S 仿真平台的设计模式	宋吉鹏 张 可(103)
无线 AD HOC 网络路由协议及 NS2 仿真研究	刘 伟 张 可(106)

基于无线传感器网络应用的研究.....	陈 炯 徐 展 樊 荣 (110)
基于 H.264 中 CAVLC 编码方法的改进.....	李 功 (113)
多传感器的数据融合算法综述.....	何 军 毕 亮 樊 荣 (116)
WDF 模式下硬件及内存访问.....	季乔龙 谢 军 涂晓东 罗 烨 (121)
LABWINDOWS/CVI 和 VC 的有效接口——动态链接库.....	徐 林 詹惠琴 (125)
DM642 在 YCBCR 扩展模式下图像格式的转换.....	许 翀 田 丹 (129)
视频序列帧间预测技术的新发展.....	段 昶 田 丹 陈 勇 (134)
基于 MATLAB/SIMULINK 与 FPGA 的高端 DSP 应用系统级设计与实现.....	王录涛 郑 植 (139)

微波与无线技术

调谐带阻滤波器的设计.....	谢广钱 王鲁豫 姜 斌 (143)
基于矢量有限元的任意介质加载波导算法设计.....	陈 钢 杨中海 徐 立 (146)
K 波段微带二倍频组件研制.....	张跃辉 唐小宏 (150)
一种新颖的六边形开环微带带通滤波器.....	杨月寒 杨谟华 刘海文 (154)
CPW 带通滤波器的神经网络设计方法.....	谭明涛 杨国渝 (157)
RF 电路中 CMOS 螺旋电感的模型分析与优化设计.....	刘 正 熊祥正 王倡献 (160)
时域积分方程时间步进算法研究.....	李金艳 赵延文 (164)
一种双层带状线带通滤波器的设计方法.....	马景民 刘国赢 (168)
A NOVEL WAVEGUIDE-TO-MICROSTRIP TRANSITION IN MILLIMETER-WAVE.....	
..... HanJing Xie Wei Tang ZhiYuan Yu Qiang Li (171)	
基片集成波导(SIW)带通滤波器的研究进展.....	张 娟 王锡良 刘海文 (174)
一种基于基片集成波导的带通滤波器设计.....	王 丹 (180)
干涉仪比相法瞬时测频研究.....	赵 红 金 龙 (183)
X 波段锁相环频率合成器的设计.....	梁刘永 唐 伟 (186)
基于 LTCC 技术的微带到带状线过渡结构的设计.....	陈文莲 金 龙 (189)
速调管的注波相互作用程序分析(一维)	都培伟 杨中海 (192)
NOVEL FRACTAL PATCH ANTENNA WITH ELECTROMAGNETICALLY COUPLED LINE-FED...	
..... ShuXin Wang ChengLi Ruan (195)	
LTCC 带通滤波器的设计.....	李正纲 徐自强 张 鹏 (198)
一种 LTCC 双频芯片天线设计.....	郑 轶 (201)
一种简单高效的等效电磁流法奇异点处理算法.....	周世岗 张 伟 宫玉彬 (205)

材料与元器件

基于 PI TRANSFORMER DESIGNER 的开关电源变压器设计.....	李 华 王京梅 刘 涛 (209)
高效 LED 驱动电路的设计.....	刘 涛 王京梅 李 华 (213)
LTCC 天线的研究进展.....	苏 刚 廖 成 刘海文 (217)

LTCC 无源滤波器的研究现状分析	郑 伟 胡皓全 刘海文 (222)
扫描探针显微镜针尖电容的测量与应用	孙浩明 王志红 曾慧中 (227)
新型宽带小型化环形器的设计	项力彬 (230)
稀土系贮氢材料改性研究	张 佳 廖家轩 傅向军 潘笑风 王洪全 魏雄邦 (233)
镁基贮氢材料的研究进展	傅向军 廖家轩 张 佳 潘笑风 王洪全 魏雄邦 (237)
纳米复合薄膜吸波材料的研究进展	王洪全 廖家轩 潘笑风 (240)
芳香烃储氢技术研究进展	潘笑风 廖家轩 王洪全 张 佳 傅向军 魏雄邦 (244)
基于扫描路径法的雷达芯片可测性设计	徐小良 何 春 刘辉华 贾宇明 (248)
EMI 滤波连接器板式阵列芯片研制	徐自强 杨邦朝 王浩勤 邓 兵 (251)
电缆网灌封工艺技术的研究	刘 宁 宋 宁 唐 崧 蒋朝芳 (256)
LTCC 技术微波组件的研究现状和发展	李 恬 徐自强 唐 伟 贾宇明 (261)

管理工程

浅论实验室 6S 管理	陈海川 (265)
供应链下促进企业质量管理研究	余 庆 (268)
军工单位研发人员考核体系探讨	李 响 (271)
浅谈航天型号质量管理	刘 毅 杨超今 (274)
软件工程中全面质量管理的应用	杨超今 刘 毅 (277)
电科院现行采购外协政策流程的利弊分析和建议	任向阳 (280)
浅谈现代规模生产中的质量控制新技术	任向阳 谢冀蓉 (284)
拓思路 严管理 重实效 提高工程硕士培养水平	何琪蕾 (288)
浅谈电子科技大学研究院研究生培养	何琪蕾 贾宇明 周 鹏 (291)

Ku 波段超低相噪 DRO 的优化设计

谢廷显¹ 张玉兴¹ 陈艳²

(1. 电子科技大学电路与系统系; 2. 电子科技大学空天技术研究院 成都 610054)

摘要: 本文介绍了介质谐振器与微带线之间的耦合, 并且给出了详细的公式推导, 在此基础上进行了 Ku 波段的 DRO 的仿真实现, 在运用 ADS 仿真的指导之下进行有效的设计, 在分析了相位噪声之后, 给出实际测试的结果, 进行比较发现, 实测比理论相噪要差几个 dB, 并做出原因上的判断。

关键词: Ku 波段; 耦合; 相噪; DRO

The design of Ku-band DRO with Ultra-low phase

Tingxian Xie¹ Yuxing Zhang¹ Yan Chen²

(1. Electronic Circuits and Systems of UESTC; 2. Institute of Astronautics & Aeronautics of UESTC ChengDu, China 610054)

Abstract: The article introduces the coupling between Dielectric Resonator and Micro strip. It gives several expressions to demonstrate the theory on them. Then, the necessary simulation on Ku-band DRO (Dielectric Resonator Oscillator) is implemented by the software-ADS, based on which, the design would be rather efficient. After analyzing the phase noise of DRO, the practical measurement photo is given. Comparing the practical data and analyzed data, they vary about 6dB, and some just judgments are given to explain the difference.

Keywords: Ku-band Coupling Phase noise DRO

1 引言

由于通信技术的迅速发展, 各种各样的通信手段日益被人们所掌握, 而运用最为广泛的当属 2.5GHz 通信频段, 所涉及的通信技术也最为成熟。然而普通的民用通信设备在遇到一些不可预知的灾难的时候, 比如今年在四川汶川发生的地震, 民用通信的弊端开始显现, 在基站受损的情况下, 通信将不能顺畅进行。作为替补登场的卫星通信电话在此次救灾过程中显示了巨大的作用。

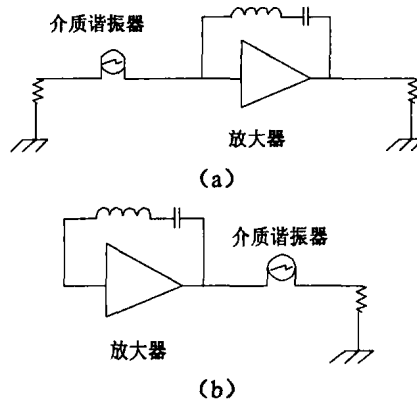
同样, 在军用通信中, 肯定不允许通信设备如此这般的受到限制, 那么卫星通信在现阶段受到很大的关注, 各国都在不同程度的开展着自己的相关试验。

近年来, 以 GaAs FET 为基础设计的微波振荡电路, 在国际上发展十分迅速, 和其他微波振荡器相比, 它具有频带宽、噪声低、结构紧凑、可靠性高等优点, 在微波频段得到了广泛的应用。本文即在这种技术基础之上, 结合材料的发展, 成功研制了 Ku 波段的 DRO, 介绍了介质谐振器 (DR), 以及 DR 与微带线的耦合模型的建立与理论推导, 并最终实现 DRO

的设计。

2 介绍

最近, 低损耗、温稳性能优良的材料的出现, 使得我们能够采用这种高介电常数的材料来制作介质谐振器, 而用 DR 可以制作高稳定性、超低相噪的振荡器 (DRO), 以及选择性好、损耗小的带通滤波器。这些应用当中均会涉及介质谐振器与微带线间的耦合问题。如图 1 所示给出了利用 DR 的不同应用。其中 (a), (b), (c) 为振荡器的应用, (d) 为带通型滤波器的



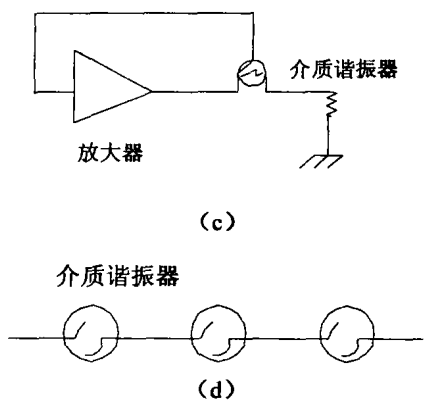


图1 DR 的不同应用

应用。文中将给出集总参数模型以等效 DR 与微带线之间的耦合。

3 电路分析

如图 2 所示为单根微带线与 DR 之间的耦合集总等效模型，其中， C_r 、 L_r 分别是 DR 等效电容与电感； L_p 与 C_p 是微带线在与 DR 耦合部分的等效电感和等效电容； m 是微带线与 DR 之间的耦合互感，是耦合强度的描述。谐振器的谐振频率由此可知

$$\omega_r = (L_r C_r)^{-1/2}$$

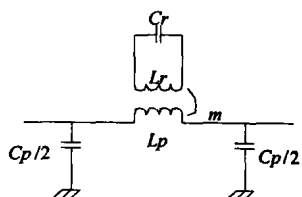


图 2 单根微带线与 DR 耦合的集总等效模型
该网络的输入阻抗可由下式计算

$$Z_{in} = j \frac{1 + (\omega L_p - \frac{2}{\omega C_p}) \frac{2\omega_r L_r \Delta}{\omega^2 m^2}}{\frac{4\omega_r L_r \Delta}{\omega^2 m^2} + \frac{\omega C_p}{2} - \frac{\omega_r L_r \Delta}{m^2} L_p C_p} \quad (1)$$

其中

$$\Delta = \frac{\omega - \omega_r}{\omega} \quad (2)$$

在此，我们定义电路的外部品质因数为

$$Q_e = \frac{\omega_r}{2Z_0} \frac{\partial X_{in}}{\partial \omega} \bigg|_{\omega=\omega_r} \quad (3)$$

从上式可以推导出

$$Q_e = \frac{4Z_p^2}{Z_0 Z_c} + \frac{Z_p}{Z_0} \quad (4)$$

其中

$$Z_p = (\omega_r C_p)^{-1} \quad (5)$$

$$Z_c = \frac{\omega_r m^2}{L_r} \quad (6)$$

式中， Z_c 就是以后要谈到的耦合阻抗。从上式可以看出， Q_e 有一个上边界，即当 Z_c 趋近于无穷大时， Q_e 趋近上限 $\frac{Z_p}{Z_0}$ 。它说明了 Q_e 和微

带线的特征阻抗有一定的关系， Z_0 的选择直接决定了外部品质因数的上限。^{[1]~[3]}

4 DR 的磁场分析

如图 3 所示为介质谐振器与微带线在圆柱形和体内耦合的立体切割图，各部分尺寸材料在如图 4 所示中均已给出。在电磁场的分析当中，我们仅分析单一传输模式 $TE_{\phi 01}$ 模，并且假设 $\epsilon_3 > \epsilon_i$ ($i=1,2,4,5$)，体现出 DR 的高介电常数，电路

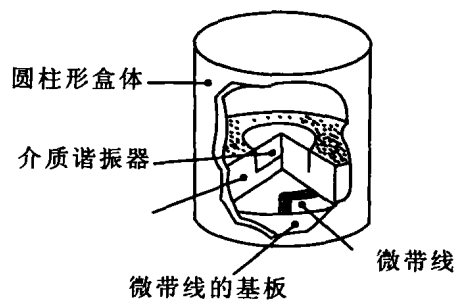


图3 实际的耦合切割图

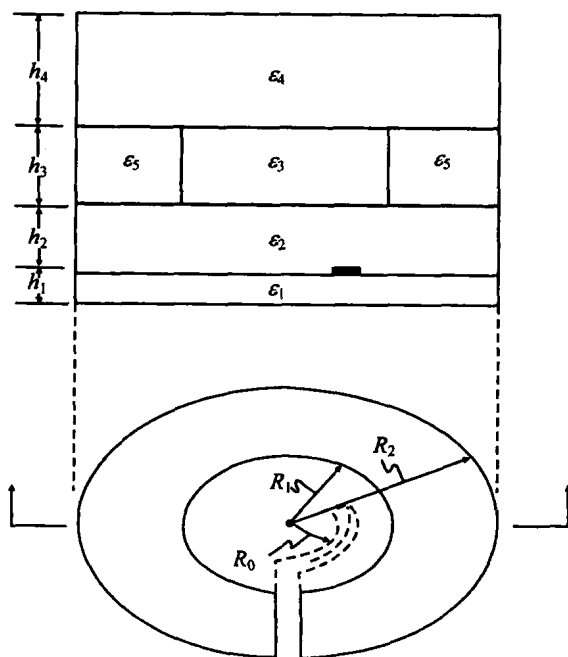


图4 几何图形的顶视平面图

的损耗可以忽略不计。下面我们进行定量的磁

场分析。在分析之前还是首先给出磁偶极子的模型,如图5所示,DR的等效电感可以根据它所储存的磁能计算而得:

$$L_r = \frac{W_m}{I_r^2} \quad (7)$$

在谐振点处,DR储存的磁能可以计算得:

$$W_m = W_e = \frac{1}{2} \iint_V \int \epsilon E^2 dv \quad (8)$$

由于等效电流的存在,耦合微带线的电压将会降低 ΔV ,其中 ΔV 可通过计算得到:

$$\Delta V = j\omega m I_r$$

或者也可以通过分析图5而得^[5]:

$$S_3 = \frac{\left[\frac{\sin \xi_3 h_3}{\xi_3 h_3} + 1 + q^2 \left(1 - \frac{\sin \xi_3 h_3}{\xi_3 h_3} \right) \right] (\sinh \xi_1 h_1)^2}{(\cosh \xi_3 h_3 - \frac{1}{p} \sinh \xi_3 h_3)^2 (\cos \frac{\xi_3 h_3}{2} - q \sin \frac{\xi_3 h_3}{2})^2}$$

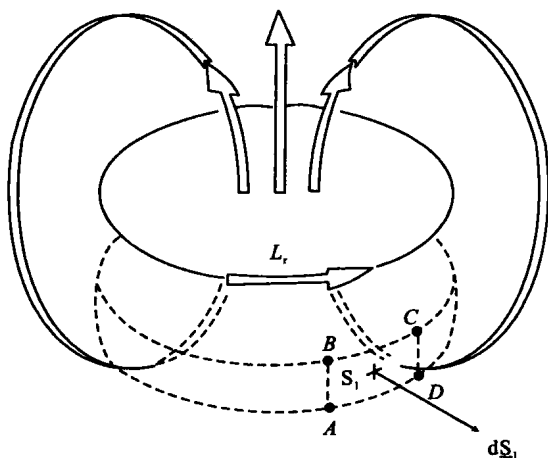


图5 DR的磁通链示意图

$$\Delta V = j\omega \mu_0 \int_S \int \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} \quad (9)$$

综合上式可以得到:

$$Z_c = \frac{\omega_0 \mu_0^2 (\int_S \int \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S})^2}{\frac{1}{2} \iint_V \int \epsilon E^2 dv} \quad (10)$$

根据参考文献[6]可以得知:

$$\int_S \int \mathbf{H} \cdot d\mathbf{S} = \frac{1}{k_1} J'_0(k_1 R_0) \sinh(\xi_1 h_1) \quad (11)$$

综合场分析以及边界条件可以得到

$$W_e = \frac{\pi R_1^2 h_3 \omega^2 \mu_0^2 \epsilon_3 U}{4k_3^2} \left[\frac{h_1}{h_3} \frac{\epsilon_1}{\epsilon_3} s_1 + \frac{h_2}{h_3} \frac{\epsilon_2}{\epsilon_3} s_2 + s_3 + \frac{h_4}{h_3} \frac{\epsilon_4}{\epsilon_3} s_4 \right] \quad (12)$$

其中

$$U = J_1^2(k_1 R_1) - J_0(k_1 R_1) J_2(k_1 R_1) \quad (13)$$

$$s_1 = \frac{\sin h 2 \xi_1}{\xi_1 h_1} - 1 \quad (14)$$

$$s_2 = \left[\frac{\sin h 2 \xi_2 h_2}{\xi_2 h_2} + \frac{p_2 \left(1 + \frac{\sin h 2 \xi_2 h_2}{\xi_2 h_2} \right)}{(p \cos h \xi_2 h_2 - \sin h \xi_2 h_2)^2} + \frac{\frac{p}{\xi_2 h_2} - (1 - \cos h \xi_2 h_2)}{(p \cos h \xi_2 h_2 - \sin h \xi_2 h_2)^2} \right] \cdot (\sin h \xi_1 h_1)^2 \quad (15)$$

$$S_3 = \frac{\left[\frac{\sin \xi_3 h_3}{\xi_3 h_3} + 1 + q^2 \left(1 - \frac{\sin \xi_3 h_3}{\xi_3 h_3} \right) \right] (\sinh \xi_1 h_1)^2}{(\cosh \xi_3 h_3 - \frac{1}{p} \sinh \xi_3 h_3)^2 (\cos \frac{\xi_3 h_3}{2} - q \sin \frac{\xi_3 h_3}{2})^2} \quad (16)$$

$$S_4 = \frac{\frac{\sinh 2 \xi_4 h_4}{\xi_4 h_4} - 1 + (\tanh \xi_4 h_4)^2 \left(1 + \frac{\sinh 2 \xi_4 h_4}{\xi_4 h_4} \right) - \frac{\tanh 2 \xi_4 h_4}{\xi_4 h_4} (\cosh 2 \xi_4 h_4 - 1)}{(\cosh \xi_2 h_2 - \frac{1}{p} \sinh \xi_2 h_2)^2 (\cos \frac{\xi_3 h_3}{2} - q \sin \frac{\xi_3 h_3}{2})^2}$$

$$\left(\frac{A_4}{A_2} \right)^2 (\sin h \xi_1 h_1)^2 \quad (17)$$

$$\frac{A_4}{A_2} = \frac{\xi_3}{\xi_4} \left[q \cos \frac{\xi_3 h_3}{2} - \sin \frac{\xi_3 h_3}{2} \right] \quad (18)$$

$$p = \frac{\xi_3 \tan h \xi_1 h_1 + \tan h \xi_1 h_1}{1 + \frac{\xi_2}{\xi_1} \tan h \xi_1 h_1 \tan h \xi_1 h_1} \quad (19)$$

$$q = \frac{\frac{\xi_3}{\xi_4} \tan h \xi_3 h_3 \tan \xi_1 h_1 - 1}{\frac{\xi_3}{\xi_4} \tan h \xi_1 h_1 + \tan \xi_3 h_3} \quad (20)$$

5 DRO 的相噪分析

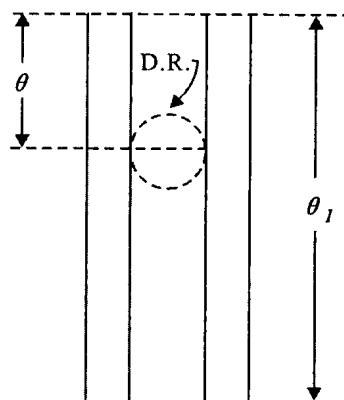


图6 带通型 DR 耦合模型

由于振荡器的相位噪声与外部品质因数有着及其密切的关系,故我们应选取尽量大品质

因数的谐振器, 同时还要对微带线的阻抗进行合理选择设计, 并联反馈型 DRO 的输出相噪是同频率其他拓扑中最好的, 并且具备容易起振、机械调谐范围宽、输出频率大等优点。由以下理论依据结合图 6 所示进行设计:

$$\left(\frac{1}{S_{21}}\right) = \{[1 + (1/a)] + j(\delta/a)\}p \quad (21)$$

$$S_{11} = \frac{1}{p} - S_{21} \quad (22)$$

其中

$$\delta = Q_e \left[\left(\frac{f}{f_0} \right)^2 - 1 \right] \quad (23)$$

$$a = 2\beta \sin^2 \theta \quad (24)$$

$$p = \cos 2\theta_1 + j \sin 2\theta_1 \quad (25)$$

$PN = -(P_{carrier} - P_{offset}) - 10 \lg(RBW) + 2$ 是耦合微带线的开路端到 DR 中心的距离, θ_1 微带线至参考面的长度, 一般为了达到最强的耦合, 可以选择将 θ 的长度确定为 $\lambda/4$, 根据 Lesson 模型首先确定相噪的公式如下^[2]:

$$S_{\phi}(\omega) = \frac{kTF}{P_0} \left(\frac{k\omega_0^2\omega_a}{4Q^2\Delta\omega^3} + \frac{\omega_0^2}{4Q^2\Delta\omega^2} + \frac{k\omega_a}{\Delta\omega} + 1 \right) \quad (26)$$

其中我们能够做以改变的是 Q 值, 以及 ω_a $1/f$ 噪声功率点频率 (通过选择合适的芯片或者管芯), 通过匹配可以降低电路的噪声系数 (F) 等综合手段来合理设计。如图 7 所示是 Ku 波段 DRO 的相噪输出。我们所选用的管子是 NEC 公司的 NE3210S01, 介质谐振器采用 trans-tech 公司的 8700 系列产品。最终输出频率为 12GHz, 机械调谐范围大于 400MHz, 相位噪声稍微比实验理论结论差一些。根据图 8 所示可以利用公式 (27) 来估计相噪, 在偏离主频 10KHz 处的相噪大约为 80dBc/Hz, 比理论计算差了大约 6dB 左右, 究其原因, 主要由于辐射损耗和板材损耗等方面的原因所致, 由此可以看出工

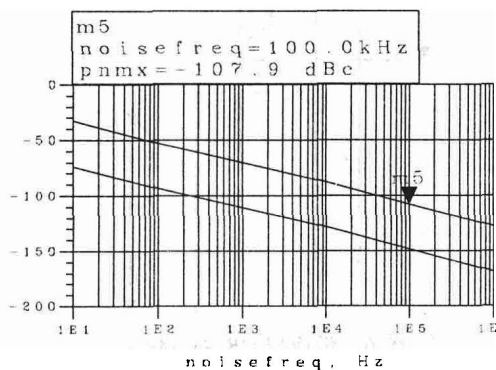


图 7 ADS 仿真 Ku 波段 DRO 输出相噪

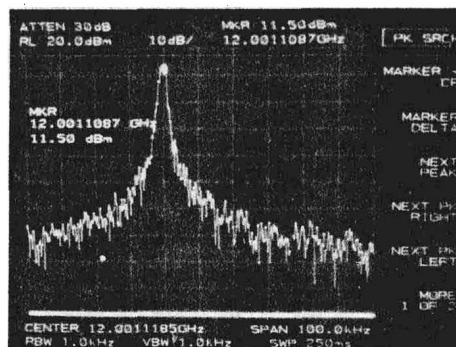


图 8 输出相噪估计图

艺材料也直接决定着产品的性能。我国在发展的同时, 更应该注重工艺材料等基础技术的进步。

$$PN = -(P_{carrier} - P_{offset}) - 10 \lg(RBW) + 2 \quad (27)$$

参考文献

- [1] (美)罗德(Rohde,U.L.), (美)尼科(Newkirk,D.P.) 著, 刘光祜, 张雨兴译. 无线应用射频微波电路设计. 北京: 电子工业出版社, 2004
- [2] J. Floch, "Technique allows simple design of microwave DROs," *Microwaves & RF*, March 1995, pp.107-112. [Series feedback example near 10 GHz]
- [3] A. Podcameni et al, "Design of microwave oscillators and filters using transmission-mode dielectric resonators coupled to microstrip lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-33, No. 12, December 1985, P. 1329 ~ 1332. [equivalent circuit for transmission-mode, coupling to two lines]
- [4] Transtech, "dr_intro_apps"
- [5] R. Bonetti, A. Atia, "Analysis of Microstrip Circuits Coupled to Dielectric Resonators," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. MTT-29, No. 12, December 1981, P. 1333 ~ 1337. [Single curved microstrip line]
- [6] R. Bonetti and A. Atia, "Design of cylindrical dielectric resonators in inhomogeneous media," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-29, P. 323 ~ 327, Apr. 1981

飞机目标的一维距离像识别研究

贾海涛 张伟 戴春杨 白晓勇

(电子科技大学电子科学技术研究院 成都 610054)

摘要: 雷达目标自动识别是一个非常复杂的技术难题。本文通过对实际雷达目标数据的研究, 形成宽带目标自动识别整体解决方案。首先本文采用OS CAFA和二进制积累的算法获得目标初步检测结果, 再对检测到的目标结果进行航迹关联处理。然后使用一种新的基于滑窗的端点检测算法用于飞机目标的精确信息提取。因为飞机的3D投影要形成多个角度目标样本数据, 本文采用基于多层感知器的神经网络分类器进行目标识别。实际雷达数据测试显示该系统可以获得很好的目标识别效果。

关键词: 雷达一维距离像; 目标识别; 神经网络

Target Recognition Research of High Resolution Range Profile for Aircraft

Haitao Jia Wei Zhang Chunyang Dai Xiaoyong Bai

(Research Institute of Electronic Science and Technology of UESTC Chengdu 610054)

Abstract: Radar target automatic recognition is a comprehension problem. We have researched the practical radar data and concluded some valuable viewpoint. With it we put forward a whole scheme to achieve radar automatic target recognition. First the OS CAFA and binary accumulation algorithm is taken to accurately detect target. Here we lower self-adapt threshold to get more targets which maybe be false target. Then we use target trace management to remove the illusion target. The novel algorithm, called as endpoint detection based on moving window, can get more valuable data to classification. For 3D target we must build more templet in classification. So we use Neural Net as classification algorithm to reduce memory space. The simulation results prove that this scheme can get better recognition results.

Keywords: High resolution range profile, Radar Target Recognition, Target Detection, Target Extraction, Neural Net, Perceptions

1 导论

随着科学技术的不断发展和社会需求的不断提高, 人们对雷达提出了更高的要求。希望能赋予雷达以智能, 使其可以识别检测到的目标类型, 这已经成为现代雷达技术发展的一个十分重要的研究方向。所谓雷达目标识别, 是指从目标的雷达回波中提取稳定的信息特征并判明属性的一门技术。它利用雷达获得的目标信息, 通过综合处理, 得到目标的详细信息, 并最终进行分类和描述。^[1]

RATR 技术可以提供目标属性、类别, 甚至其武器挂载情况等信息, 对于提高军队的指挥自动化水平、攻防能力、国土防空反导能力及战略预警能力等都具有十分重要的意义。目前, RATR 作为雷达的一种新功能已在诸如海

情监控、弹道导弹防御系统、空中防务系统、地球物理、射电天文、气象预报、埋地物探测等技术领域发挥着巨大的作用。

雷达宽带信号属于现代高分辨率雷达技术, 该技术的兴起为雷达目标识别提供了新的途径。高分辨雷达工作频率位于光学区(高频区), 发射带宽相干信号, 大的带宽提供了远距离分辨率。当距离分辨单元小于目标尺寸时, 目标占据多个单元, 这时目标散射点沿雷达视线的距离方向被分辨开来。相应的, 高分辨雷达回波中呈现出的起伏和尖峰, 反映着目标散射特性沿雷达视线距离方向的分布, 这种雷达图像常被称为高分辨距离像(HRRP)。^{[2]~[10]}

一维距离像就是特定雷达视角目标散射点的一维分布图像, 采用散射点模型的概念, 可针对雷达目标的距离像进行目标识别。高分辨

雷达自动目标识别是现代雷达系统中的一个重要发展方向。^{[3]~[4]}

2 一维距离像理论分析

高分辨雷达工作频率位于高频区, 波长远小于目标尺寸, 这时目标可近似为一组离散的散射点, 相应的, 雷达发射信号被目标散射点延时和幅度调制后形成散射点子回波, 目标回波即是各散射点子回波的向量和, 这就是高分辨雷达目标的散射点模型假设。散射点模型是一种等效的目标散射模型, 它较好地描述了高分辨雷达目标回波数据, 被广泛用做雷达成像和雷达目标识别的数据模型。Altes 在 1976 年针对声纳信号提出一种广义的散射点模型, 认为当有散射点之间的距离小到比信号的最小波长还要小时, 这些散射点将在回波中产生出发射信号的微分或积分信号。广义散射点模型后来被广泛用作超宽带雷达信号(带宽大于中心频率)的模型。对于成像雷达, 信号一般满足窄带条件(带宽远小于中心频率), 广义散射点模型并不适用。因此在这里, 仍沿用一般意义上的散射点模型。^[5]其图像如图 1 所示。

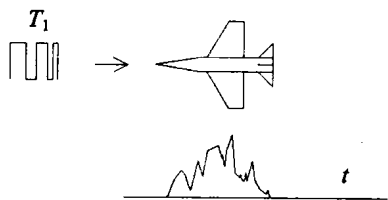


图 1 目标一维距离像形成示意图

高分辨雷达靠发射大宽带信号(线性调频、步进频率信号等)获得高距离分辨率。这时, 目标沿雷达视线方向剖分为多个距离单元, 距离单元中所有散射点子回波同时被接收, 其向量和就是该距离单元回波。一般认为, 若忽略遮蔽现象, 在相当大的视角范围(如 10°)内, 目标的散射点模型都不会发生根本的改变。这也就是说, 当目标相对于雷达的方位角变化 $\Delta\phi$ 不超过 10° 时, 可认为散射点的强度和在目标上的几何位置恒定不变。这是一个比较宽松的方位角变化限制条件。不过, 要使散射点不发生超越距离单元游动(MTRC), 则所能容忍的方位角变化要小得多。^[6]

假设目标的横向尺寸为 L_x , 距离分辨率为 ΔR , 则不发生距离走动的方位角变化条件为

$$\delta\phi < (\delta\phi)_{MTRC} = \frac{\Delta R}{L_x} \quad (1)$$

例如, 对 100MHz 带宽的雷达和桨状飞机(尺寸约为 15 米), $(\delta\phi)_{MTRC}$ 约为 5.7° 。当式(1)的条件满足时, 任何距离单元没有新的散射点迁入, 原来的散射点也不外逸, 这样每个距离单元中有固定的散射点, 即散射点的距离分布图不变, 因此我们也称式(1)为散射点距离分布的稳定条件。^[11]

但实际上距离像对方位的变化非常遗憾, 这是由于距离像中含有散射点交叉项, 距离单元各散射点子回波相位之间的变化引起散射点交叉项的起伏。当波长比较小时, 即使很小的散射点位移(如毫米级), 都会引起该散射点子回波相位的明显变化, 从而散射点交叉项起伏非常剧烈。

假设目标的第 n 个距离单元中有 L_n 个散射点, 其中第 i 个散射点记为 (n, i) , 其强度为 σ_{ni} , 在第 m 个方位角时的距离为 r_{mni} , 可得第 m 个方位角时该距离单元回波的复包络为

$$x_m(n) = \sum_{i=1}^{L_n} \sigma_{ni} \exp \left[-j \frac{4\pi}{\lambda} (r_{mni} - \bar{r}_m) + j\psi_{mni} \right] \quad (2)$$

$$= \sum_{i=1}^{L_n} \sigma_{ni} \exp(j\phi_{mni})$$

$$\phi_{mni} = \left[-\frac{4\pi}{\lambda} (r_{mni} - \bar{r}_m) + \psi_{mni} \right] \bmod(2\pi) \quad (3)$$

其中 ψ_{mni} 为残留视频相位(Residue Video Phase, RVP), $\bar{r}_m$ 为低分辨雷达测得的目标的距离。 $x_m(n)$ 的功率为

$$|x_m(n)|^2 = \sum_{i=1}^{L_n} \sigma_{ni}^2 + 2 \sum_{i=2}^{L_n} \sum_{k=1}^{i-1} \sigma_{ni} \sigma_{nk} \xi_{mnik} \quad (4)$$

其中, *表示复共轭,

$$\xi_{mnik} = \cos(\theta_{mnik}) \quad (5)$$

$$\theta_{mnik} = \left(-\frac{4\pi}{\lambda} \Delta r_{mnik} + \Delta\psi_{mnik} \right) \bmod(2\pi) \quad (6)$$

表示散射点 (n, i) 和 (n, k) 的相位差, 表示它们到雷达的路程差, $\Delta\psi_{mnik}$ 则表示它们的残留视频相位差。由(4)~(6)式, 显然 θ_{mnik} 和 ξ_{mnik} 总满足 $i \neq k$ 。以下为方便起见, 有时也把 (n, i) 和 (n, k) 组成的散射点对记为 $(n, i:k)$ 。^[8]

当雷达发射信号为线性调频信号时, 残留视频相位差 $\Delta\psi_{mnik}$ 为

$$\begin{aligned}
 \Delta\psi_{mnk} &= -\frac{4\pi\mu}{c^2} \left[(r_{mni} - \bar{r}_m)^2 - (r_{mnk} - \bar{r}_m)^2 \right] \\
 &= -\frac{4\pi\mu}{c^2} \left[(r_{mni} - r_{mnk})(r_{mni} + r_{mnk} - 2\bar{r}_m) \right] \\
 &= -\frac{4\pi}{\lambda} (r_{mni} - r_{mnk}) \frac{\mu(r_{mni} + r_{mnk} - 2\bar{r}_m)}{f_0 c} \quad (7) \\
 &< -\frac{4\pi}{\lambda} (r_{mni} - r_{mnk}) \frac{2\mu \max(L_x, L_y)}{f_0 c}
 \end{aligned}$$

其中, μ 为信号的调频率; L_x 和 L_y 为目标的长宽尺寸。^[9]为保证信号的功率, 线性调频脉冲宽度 T 一般至少在微秒级, 即 $T > 10^{-6}$, 而为了满足窄带条件, 调频宽度 (脉冲压缩后的带宽) 一般至少为中心频率的 10 倍, 即 $\mu T < \frac{f_0}{10}$, 于是

$$\frac{f_0}{10\mu} > T > 10^{-6} \text{ 或 } \frac{\mu}{f_0} < 10^5$$

又, 对于飞机目标, 一般不超过 100 米, 因此

$$\frac{2\mu \max(L_x, L_y)}{f_0 c} < 0.06 \quad (8)$$

比较 (8) 式和 (6) 式, 有

$$\theta_{mnk} \approx -\frac{4\pi}{\lambda} (r_{mni} - r_{mnk}) \bmod 2\pi \quad (9)$$

显然, $|x_m(n)|^2, n=1, 2, \dots, N$, 就是第 m 个方位角时目标的功率型距离像, 而 $|x_m(n)|, n=1, 2, \dots, N$, 则是第 m 个方位角时目标的幅度型距离像。其中, N 为目标的距离单元数目。^[12]

从上述分析可以发现, 雷达一维距离像具有比较强烈的随机性, 因此对整体识别造成比较大的影响。下边将介绍本文提出的整体解决方案, 用于飞机目标雷达一维距离像目标自动识别。

3 实际雷达一维距离像数据

实际获得的雷达数据变化更为剧烈, 同时由于各种干扰的影响造成信噪比与信杂比都很低。其具体分析如下:

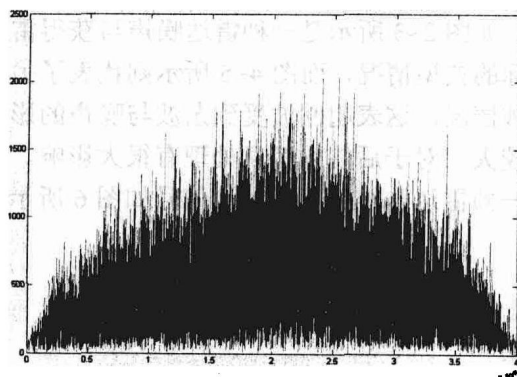


图2 没有获取到目标的雷达回波

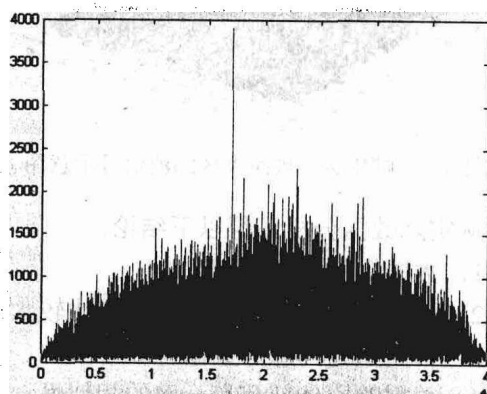


图3 获取到目标的雷达回波

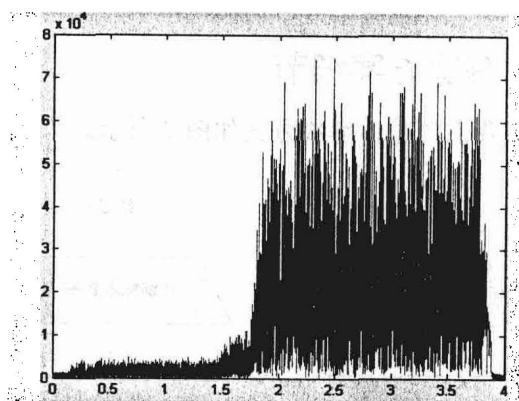


图4 另外一种形式的没有获取到目标的雷达回波

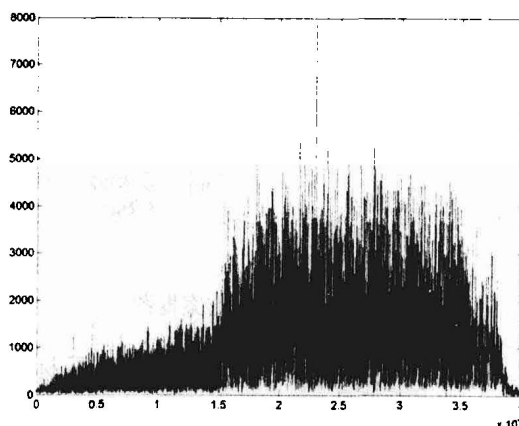


图5 另外一种形式的获取到目标的雷达回波

如图 2~3 所示是一种雷达噪声与获得雷达目标的典型情况,而图 4~5 所示则代表了另外一种情况。这表明回波受到杂波与噪声的影响比较大,对于后端的信息处理有很大影响。整体一帧雷达一维距离像回波信号如图 6 所示。

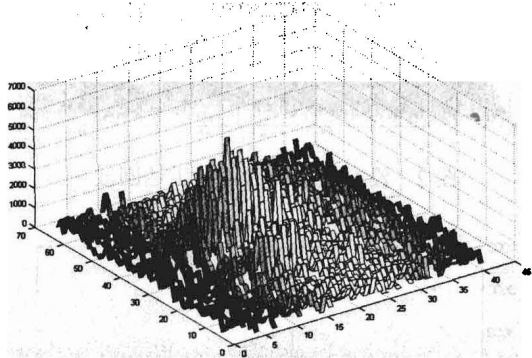


图 6 一帧雷达一维距离像回波信号示意图

从实际数据分析可得以下结论:

1. 数据幅值变化比较大;
 2. 相邻脉冲之间目标数据变化比较大;
 3. 不同帧之间脉冲数据有一定变化;
 4. 数据的主要部分有一定的相似性;
 5. 端点处受到杂波与噪声影响不好定位;
- (数据中间有一定的低幅值数据)

4 解决方案细节

我们的整体解决方案如图 7 所示。

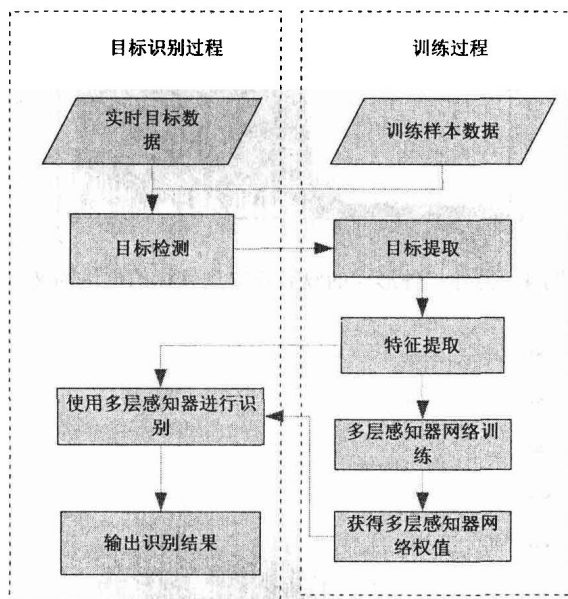


图 7 整体解决方案框图

由图 7 所知,本解决方案与传统目标识别流程一致,包括识别过程和训练过程。训练过程用于通过使用训练样本数据进行目标检测,目标提取和特征提取之后对多层感知器进行

BP 参数训练,以获得多层感知器网络权值数据。而识别通道则是在实时实施时进行目标一维距离像识别。

在目标检测过程中我们采用基于 OS CAFA 为基础的目标检测和航迹管理处理。如图 8 所示。

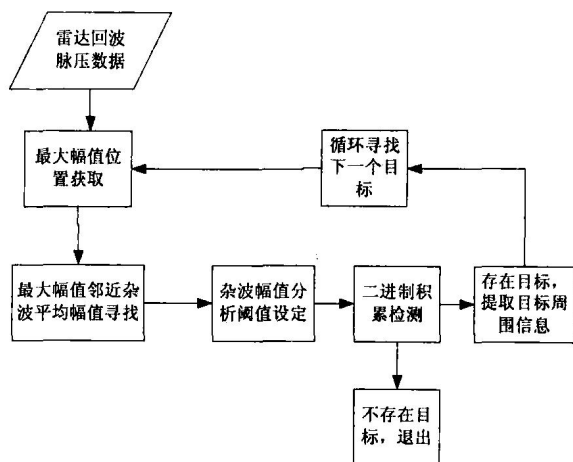


图 8 宽带目标信号检测详细流程图

对于宽带雷达而言,由于其发射脉冲对应的空间长度小于目标长度,因此其目标回波具有随机参数的特性,而且不再保持发射信号的波形形状。此时,以输出信噪比最大为准则的匹配滤波器不再适用。本解决方案采取上述算法,具体过程为:

1. 搜索最大幅值所在位置;
2. 对最大幅值所在位置附近杂波进行分析,并采用排序统计 CFAR (OS-CFAR) 来对检测阈值进行设定;
3. 对最大幅值所在的窗口采用二进制积累检测;
4. 当检测到目标时,提取目标周围信息;并将周围信息置零;然后从步骤 1 开始继续进行 1 到 4 步骤的搜索过程;直到搜索不到目标为止。

通过上述宽带目标信号检测之后,获得的结果可能会保护在同一宽带窗口中的其他目标和虚假目标。针对其他目标和虚假目标本方案通过进行目标检测极值位置航迹相关处理来检测多目标和剔除虚警目标。

由于宽带目标的随机性,本解决方案采用基于滑窗的端点检测算法进行目标的精确提取,具体流程如图 9 所示。

然后我们采用多层感知器的神经网络算法用于目标识别。

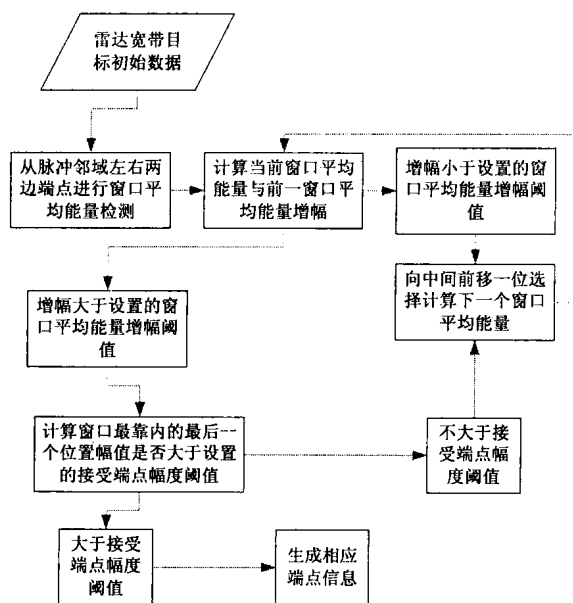


图9 基于滑窗的端点检测算法详细流程图

感知器神经网络的结构如图10所示,各神经元接受前一级输入,并输出到下一级,无反馈。图中的节点分为两类,即输入节点与计算单元。每个计算单元可有任意个输入,但只有一个输出,而输出可耦合到任意多个其他节点的输入。输入输出节点可与外界相连,直接受环境影响,称为可见层,而其他的中间层则称为隐层。

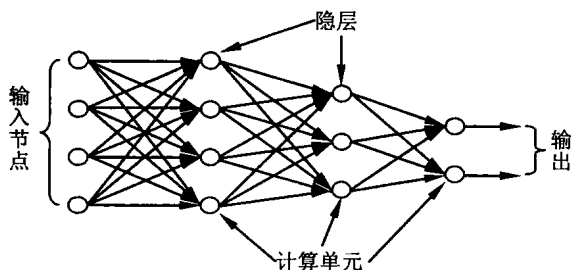


图10 感知器神经网络的结构

神经网络主要包括学习和识别两个过程。学习过程是通过训练数据根据某一学习准则,不断地修正各神经元的权值和偏置,使得在输出层得到理想输出值。识别过程是用已学习好的网络结构对待分类的特征进行分类。

对于感知器的学习算法,由于中间的隐层不直接与外界连接,无法直接计算误差。因此采用了反向传播(Back-Propagation,简称BP)算法。其主要思想是从后向前(反向)逐层传播输出层的误差,以间接算出隐层误差。算法分为两个阶段:第一阶段(正向过程)输入信息从输入层经隐层逐层计算各单元的输出值;第二阶段(反向传播过程)输出误差逐层向前

算出隐层各单元的误差,并用此误差修正前层权值。

反向传播算法的具体步骤如下:

1. 选定权系数初始值。

2. 重复下述过程直至收敛(对各样本依次计算)。

①从前向后计算各层各单元输出 O_j :

$$net_j = \sum_i w_{ij} O_i \quad (10)$$

$$O_j = 1 / (1 + e^{-net_j}) \quad (11)$$

②对输出层计算 δ_j :

$$\delta_j = (y - O_j) O_j (1 - O_j) \quad (12)$$

③从后向前计算各隐层 δ_j :

$$\delta_j = O_j (1 - O_j) \sum_k w_{jk} \delta_k \quad (13)$$

④计算并保存各权值修正量

$$\Delta w_{ij}(t) = \eta \delta_j O_i + \alpha \Delta w_{ij}(t-1) \quad (14)$$

⑤修正权值

$$w_{ij}(t+1) = w_{ij}(t) + \Delta w_{ij}(t) \quad (15)$$

其识别过程就是一次正向计算输出的过程。

5 实验结果

采用该解决方案针对4种实际雷达目标进行识别实验,可得到如表1所示的识别效果。

表1 识别结果

类别	样本个数 本类样本/非本类样本数	本类识别率	非本类识别率
A	150/500	93%	91.6%
B	220/430	100%	92.6%
C	160/490	75%	82%
D	120/530	100%	96%
平均		92%	90.6%

从上表可知,采用该解决方案可以获得比较好的识别结果。

5 结束语

综上所述, 本文设计了一种雷达一维距离像目标识别整体方案, 进行目标自动识别。本方案充分考虑了实际数据的非平稳特性, 提出的基于滑窗的端点检测算法可以获得更多目标数据, 而神经网络算法则可以处理多样本存储空间和实时性目标识别的问题。最终的实测数据验证了该方案的可行性, 表明该方案能够实现雷达飞机目标的自动识别, 为雷达一维距离像应用提高了新的途径。

参考文献

- [1] D. R. Wehner, High Resolution Radar, second edition, Artech House, 1993
- [2] J. P. Zwart, et al : Aircraft Classification from Estimated Models of Radar Scattering, submitted to Pattern Recognition, 2003
- [3] Lax, P.D., and Phillips, R.S., Scattering Theory. New York: Academic Press, 1989
- [4] Dudley, D.G., Progress in identification of electromagnetic systems, IEEE Antennas and Propagation Society Newsletter, Aug 1988, 5~11
- [5] Werness, S., Carrara, W., Joyce, L., and Franczak, D., Moving target imaging algorithm for SAR data. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 26 (1990), 57~67
- [6] Hudson, R. S., and Psaltis, D., Optical network that learns to perform motion compensation in radar imaging. Proceedings of SPIE, 881 (1988), 154~161
- [7] Zyweck and R. E. Bogner, Radar target classification of commercial aircraft, IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 32, no. 2, 1996, 598~606
- [8] R. Williams, J. Westerkamp, D. Gross, and A. Palomino, Automatic target recognition of time critical moving targets 1D high range resolution (HRR) radar, IEEE AES Syst. Mag., vol. 15, no. 4, 37~43, 2000.
- [9] X. Zhang, Y. Shi, and Z. Bao, A new feature vector using selected bispectra for signal classification with application in radar target recognition, IEEE Trans. Signal Process., vol. 49, no. 9, 1875 ~ 1885, Sep. 2001.
- [10] Li H, Yang S. Using range profiles as feature vectors to identify aerospace object. IEEE Trans. on AES, 1993, 29 (3) :261~280
- [11] C.R. Smith and P.M. Goggans, Radar Target Identification, IEEE Antenna and Propagation Magazine, Vol.35, No.2, 23~33
S. Hudson and D. Psaltis, Correlation Filters for Aircraft Identification From Radar Range Profiles, IEEE Trans. Aerospace and Electronics System, Vol.29, No.3, 741~74

基于 Simulink 和 FlightGear 的飞行器可视化飞行仿真

李 炜 张 伟

(电子科技大学电子科学技术研究院 成都 610054)

摘 要: 飞行可视化仿真已成为工程实践中的必要步骤。利用 Simulink 和 FlightGear 仿真工作构建飞行可视化仿真模型已变得非常方便。建模中将工作重心集中到提高飞行器飞行模型精度的上, 用 S 函数描述了飞行器的六自由度非线性模型, 建立了包括舵机执行模块、导航控制模块的整体飞行仿真模型。示例表明, 利用 FlightGear 模拟器可实现由 simulink 搭建的飞行视景仿真。

关键词: 可视化; 飞行仿真; 非线性模型; FlightGear 模拟器

Flight Visual Simulation Based on Simulink and FlightGear

Wei Li Wei Zhang

(Research Institute of Electronic Science and Technology, University of Electronic Science and Technology of China)

Abstract: Flight visual simulation becomes a necessary step in the research gradually. It is convenient to build flight visual simulation model utilizing tools of Simulink and FlightGear. The focus of the research is on the point how to improve the flight precision of the model. A six degree of freedom nonlinear model of the aircraft is presented by S-function. The entire flight simulation model also includes actuator model and navigation and control model. The sample result shows that the FlightGear simulator could accomplish the flight visual simulation which is built in Simulink.

Keywords: visualize; flight simulation, nonlinear model, FlightGear simulator

1 引言

随着仿真技术的发展, 基于可视化交互仿真技术, 利用先进的仿真工具构建具有高效和安全实用等优点的飞行仿真系统进行模拟仿真, 已逐渐成为工程实践中必不可少的工作之一。作为著名的开源飞行模拟软件之一, FlightGear 具有高度自由的开源代码、精确详细的飞行环境、灵活开放的飞行器建模系统, 以及合理的硬件要求等特征。FlightGear 不仅具有强大真实的飞行仿真功能, 而且具有开放式的程序构架和预留的外部数据输入/输出接口, 因此也赢得了专业用户的青睐, 成为众多科学研究中使用的飞行仿真可视化引擎^[1]。特别是在 MATLAB2006 以后的版本中, Simulink 集成了 FlightGear 的数据接口, 使得飞行视景仿真更加方便。

在飞行视景仿真的研究中, 很多研究者将很大的精力投入到三维视景仿真环境的建模中^[2, 3, 4], 而飞行器本身模型的飞行仿真精度并不

高, 这样导致的结果是虽然视景仿真系统满足了虚拟现实仿真的要求, 但是仿真精度常常不能令人满意, 不能达到进行专业分析的目的。因此本文的研究利用 FlightGear 开源飞行模拟软件实现飞行视景仿真的要求, 而把更大的精力投入到飞行器本身的建模中。

2 飞行仿真系统建模

较为完整的可视化飞行仿真系统包括轨迹/姿态仿真和视景实时显示。具体过程如下: 在建立非线性六自由度飞行模型和导航控制系统的基础上, 利用 FlightGear 飞行模拟器提供的外部数据输入/输出接口, 将飞行航迹/姿态等仿真数据, 通过数据发送和接收模块, 进行实时传递, 驱动 FlightGear 可视化引擎, 实现飞行仿真中飞行姿态和飞行环境的三维实时可视化显示。

2.1 建立飞行器非线性模型

在描述飞行器动力学系统之前, 需要做如