

一种高稳定性频率源的低接近载波相位噪声的测量方法

李锋林, 陈伯孝, 张守宏

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 针对高稳定性频率源在收发共用及收发分置系统中的广泛应用, 而传统的对普通频率源的分析方法已不适用于高稳定性频率源, 建立了高稳定性频率源的信号模型, 提出了一种基于中频采样的测量高稳定性频率源的低接近载波相位噪声的方法. 该方法先通过中频采样和信号预处理得出频率源的相位起伏值, 然后采用匹配滤波精确搜索并补偿高稳定性频率源输出信号的一阶频差和二阶频差, 再计算获得高稳定性频率源的中短期频率稳定性和低接近载波相位噪声. 最后给出了针对某雷达高稳定性数字频率源实测数据的分析结果.

关键词: 高稳定性频率源; 频率稳定性; 低接近载波相位噪声; 二阶频差

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 03-0594-05

A Measurement Method of Low Close-in Carrier Phase-Noise for the Frequency Synthesizer with High Stability

LI Feng-lin, CHEN Bai-xiao, ZHANG Shou-hong

(National Laboratory for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: As widely application of the frequency synthesizer with high stability (FS-HS) in the sharing transmitter and receiver system and separating transmitter and receiver systems, however, the conventional methods of analyzing the common frequency synthesizer are not applicable to FS-HS, the signal model for FS-HS is modeled. An approach of low close-in carrier phase-noise which is based on the IF sampling technique to measure FS-HS is presented. This method is used to obtain the phase fluctuation of the frequency synthesizer by IF sampling and signal pre-processing firstly, then adopt the matching filters to search and compensate the first-order and second-order frequency deviation of the signal output by the FS-HS, and finally, calculate to obtain medium-short term frequency stability and low close-in carrier phase noise of the FS-HS. At last, the analyzed result of the real measured data of the high-stable digital frequency synthesizer for a radar is presented.

Key words: frequency synthesizer with high stability; frequency stability; low close-in carrier phase-noise; second-order frequency deviation

1 引言

频率源是各种电子设备的基础. 随着越来越多的收发分置及收发共用装置应用在雷达、通信和各种移动、无线导航定位等领域, 对频率源的稳定性要求大大提高^[1,2]. 特别是在多基地地波雷达、米波雷达中, 使用载波频率较低, 而且要进行长时间(数百秒级)的相干积累, 对高稳定性频率源的稳定性测量也不仅仅体现为短期稳定性, 而是数分钟甚至数小时的中短期频率稳定性. 因此, 对高稳定性频率源的测量已经不能再用传统的频谱仪方法进行测量, 因为频谱仪方法的测量带宽、噪声基底、以及扫描时间均难以达到高稳定性频率源的测量要求. 对于高稳定性频率源中短期稳定性的研究, 主要体现在其低接近载波^[1]的相位噪声段, 尤其是对于

地波、米波雷达及高精度通信设备, 要求分析偏离载波低于 1 Hz 的相位噪声^[3]. 此外, 美国科学家在毫米波段也提出了对 10 Hz 甚至 1 Hz 以下的超低接近载波相位噪声的要求^[4]. 对于这些高精度相位噪声的分析和测量, 用普通频率源的分析方法显然是不可行的. 本文从相位噪声的基本原理出发, 建立了高稳定性频率源模型, 并提出了高稳定性频率源的低接近载波相位噪声的测量方法, 最后给出了实测数据处理结果.

2 高稳定性频率源相位噪声及其信号模型

相位噪声是频率源短期频率稳定度的频域表示, 即频率的短期稳定性, 它是衡量频率源的主要指标. 在时域中考虑到实际测量的可行性和方差的收敛性, 通常用阿伦方差^[5]来表征相位噪声的时域特征.

收稿日期: 2006-06-28; 修回日期: 2007-12-23

基金项目: 教育部新世纪优秀人才支持计划项目 (No. NCET-06-0856)

针对高稳定性频率源,输出信号的频率可以用以下模型表示为

$$f(t) = f_0 + f + \mu_1 t + \frac{1}{2!} \mu_2 t^2 + \dots + \frac{1}{N!} \mu_N t^N + \dots \quad (1)$$

其中 f_0 为频率源的理想输出频率; f 为频率源实际输出信号频率与理想输出频率之间的一阶频率偏差,工程中主要受频率源的频率分辨率限制; μ_N 为 $N+1$ 阶频率偏差的系数, $\frac{1}{N!} \mu_N t^N$ 表示频率随时间 t 的 $N+1$ 阶偏差,这些偏差项主要受频率源的时钟源和放大器等部分的非线性特性影响。

在分析高稳定性频率源的相位噪声时,主要研究其低接近载波相位噪声。低接近载波相位噪声采集时间相对较长,往往要受频率源的长期频率稳定度的影响,包括温度漂移、老化漂移等缓变量。此外,在实验室和实际应用上很难保证频率源系统的开机时间足够长(如一般为 30 天后),因此还存在相当长的启动稳定过程。在测量低接近载波相位噪声时,测量时间一般为数分钟到数小时,而在这段时间内长期稳定度的影响基本可认为是随时间线性变化的,主要体现在二阶频差 μ_1 项上,所以只要补偿掉 μ_1 偏差项便可精确估计出高稳定性频率源的相位噪声。因此,高稳定性频率源输出信号的频率可近似表示为,

$$f(t) = f_0 + f + \mu_1 t + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\varphi(t)]}{dt} \quad (2)$$

其中, $\varphi(t)$ 为瞬时相位起伏,也就是我们通常所说的相位噪声,简称相噪。可以看出,相噪的存在会引起载波频谱的扩展。

一般频率源的输出信号模型可写成,

$$s(t) = [V_0 + \varphi(t)] \cos \left[2\pi \int_0^t f(t) dt + \varphi_0 \right] + n(t) \quad (3)$$

其中 $\varphi(t)$ 为瞬时幅度起伏, φ_0 为初始相位, $n(t)$ 为噪声干扰。通常 $\varphi(t) \ll V_0$, 它不直接影响频率和相位起伏,一般可以忽略不计。考虑噪声过程 $n(t)$ 是窄带随机

过程,可写成,

$$n(t) = n_1(t) \cos 2\pi f_0 t + n_2(t) \sin 2\pi f_0 t \quad (4)$$

其中 $n_1(t)$ 和 $n_2(t)$ 是独立的高斯噪声过程,且频谱密度均为 $N_0/2$ 。由式(2)~(4)可推得高稳定性频率源的输出信号模型为,

$$s(t) = V_0 \cos \left[2\pi \left(f_0 t + f t + \frac{1}{2} \mu_1 t^2 \right) + \varphi(t) + \varphi_0 \right] + n_1(t) \cos 2\pi f_0 t + n_2(t) \sin 2\pi f_0 t \quad (5)$$

3 高稳定性相位噪声的测量

用频谱仪直接测量频率源的相噪是一种比较简单且直观的测试方法^[6]。由于混频器、放大器等都会引入外加的噪声,而且参考源和频谱仪自身的时钟基准是非相参的,都会恶化甚至掩盖被测源的相位噪声,导致测量存在较大偏差。另外,频谱仪测量相噪的主要限制是它的噪声基底,一般的频谱仪均没有足够低的噪声基底,所以它不适用于低相噪的高稳定性频率源的相噪测量。对于超低相噪的高稳定性频率源往往需要连续采集数分钟甚至数小时的数据才能进行分析,但由于频谱仪使用数字滤波,扫描时间很长,无法进行连续采集,也无法消除二阶频差的影响,因此对高稳定性频率源的测量会存在很大误差。

针对高稳定性频率源,我们提出的精确测量其相位噪声的方法如图 1 所示。由于被测频率源的频率一般都比较高,对其进行直接测量需要很高的采样率,高速采集设备价格昂贵且数据量很大、处理难度大,而对于高稳定性频率源的测量只对载频附近的边带感兴趣,考虑的信号带宽很窄。所以,本文采用中频正交采样的方法先将被测源信号数字下变频到基带,再进行相噪测量和处理。需要说明的是,必须考虑 A/D 转换器(ADC)的模拟带宽,当被测源的输出载波频率超过 ADC 的输入频率范围时,要先将被测源与高稳定的本振源进行模拟混频,下变频到中频 ADC 的输入频率范围内,再使用该中频正交采样方法。

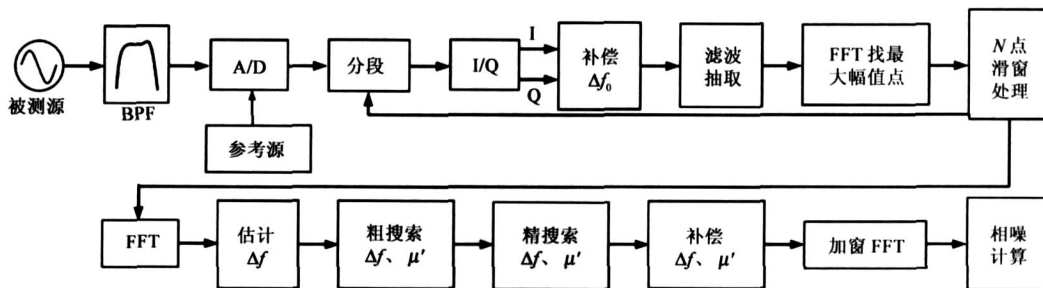


图 1 高稳定性频率源相噪测试框图

其具体测试过程如下:

(1) 将被测源信号先经过抗混叠带通滤波器,滤波器带宽远小于 $f_s/2$, 以滤除载波信号附近边带以外的杂波干扰,防止频谱发生混叠。

(2) 经过 A/D 采集变换为数字信号。为了防止频谱混叠,频率源的输出载波频率必须满足 ADC 的模拟带宽,对于具体的 ADC 会有相应的输入频率要求。可采用稳定度远远高于被测源或与被测源稳定度相当的频率

基准作为参考源,以作为 A/D 转换的采集时钟,需要指出的是若采用与被测源稳定度相同的频率基准作为参考源,则测试结果需要加 -3dB 校正^[1].

(3) 对采集到的数据进行分段,分别为(1, 2, ..., k, ..., M)段,假设参考源与被测源数字混频后得到的基带频率为 f_0 , A/D 采样率为 f_s , 则每个分段对应的时间间隔 Δt 应满足以下条件:

段内包含的基带信号的周期数应为整数,即 $\Delta t \times f_0 = \text{整数}$ 段内包含的采样时钟的周期数应为整数,即 $\Delta t \times f_s = \text{整数}$ 针对单边带相位噪声,该方法能观测到相位噪声的最大偏离载波频率 f_{max} 满足,

$$f_{\text{max}} = \frac{f_r}{2} = \frac{1}{2\Delta t} \quad (6)$$

其中 f_r 为分段的重复频率. 测量得到的相位噪声谱的谱分辨率为,

$$F = f_r / M = 1 / M \quad (7)$$

举例说明以上参数,当 $f_0 = 1.875\text{kHz}$, $f_s = 1\text{MHz}$ 时,满足以上两个条件的 Δt 的最小取值为 1.6ms, Δt 的取值范围为 1.6ms 的所有整数倍取值. 若取 $\Delta t = 1.6\text{ms} \times 50 = 80\text{ms}$, $M = 512$, 则可观测到相噪的最大偏离载波频率为 $f_{\text{max}} = 6.25\text{Hz}$, 即在该情况下能观测到偏离载波(0~6.25Hz)区域内的相位噪声,谱分辨率 $F = 24\text{mHz}$.

(4) 分别对 k 段内数据做正交下变频处理,由式(5)可得到基带信号:

$$\overline{f_{1k}(t)} = V_{1k} \exp \left\{ j \left[2 \left((f_0 + f) t + \frac{1}{2} \mu t^2 \right) + \phi_{1k} + n_{1k}(t) \exp j 2 f_0 t + n_{2k}(t) \exp j \left(\frac{\mu}{2} - 2 f_0 t \right) \right] \right\} \quad (8)$$

其中, f_0 为参考源与被测源数字混频后得到的基带频率, f 为参考源与被测源之间的一阶频率偏差, μ 是二阶频率差的调频斜率,这里所指的二阶频率差是指由于频率源非线性特性所造成的参考源和被测源之间的二阶频率偏差,这个偏差将在下面的实际数据处理中得以体现. $\phi_{1k}(t)$ 为参考源与被测源的瞬间相位起伏和,

ϕ_0 为参考源与被测源的初始相位差. $n_{1k}(t)$ 和 $n_{2k}(t)$ 是独立的高斯噪声过程,其频谱密度均为 $N_0/2$. 因为

ϕ_0 是固定值, $f t + \frac{1}{2} \mu t^2$ 和 $\phi_{1k}(t)$ 相对数据的分段均是缓变信号,在段内均体现为相位变化,所以在此用 ϕ_{1k} 表示,

$$\phi_{1k} = 2 \left[f t + \frac{1}{2} \mu t^2 \right] + \phi_{1k}(t) + \phi_0 \quad (9)$$

将式(9)代入式(8)可得,

$$\overline{f_{1k}(t)} = V_{1k} \exp j \left(2 f_0 t + \phi_{1k} \right) + n_{1k}(t) \exp(j 2 f_0 t) + n_{2k}(t) \exp j \left[\frac{\mu}{2} - 2 f_0 t \right] \quad (10)$$

(5) 对基带信号的频率进行补偿,去除剩余频差

f_0 的影响,有

$$\overline{f_{2k}(t)} = \overline{f_{1k}(t)} \exp(-j 2 f_0 t) = V_{1k} \exp(j \phi_{1k}) + n_{1k}(t) + n_{2k}(t) \exp(-j 4 f_0 t) \quad (11)$$

(6) 因为仅需对零频附近的信号进行分析,所以对数据做进一步滤波抽取,要求滤波器带宽 $B > 2f_{\text{max}}$, 抽取后的等效采样频率 $> 2B$. 对抽取后的数据作 FFT 分析得,

$$FT(\overline{f_{2k}(t)}) = V_{1k} (2 f) \exp(j \phi_{1k}) + N_0 \quad (12)$$

可得到类似“脉冲压缩”的处理效果,最大幅值点对应的相位即为该段内的相位 ϕ_{1k} , 找出最大幅值点作为每个段的样本并存储.

(7) 通过滑窗处理得到 N 个连续分段数据的最大幅值点,通过 FFT 粗测 f , 再采用匹配滤波法精确搜索出 f 和 μ , 即可补偿掉一阶频差和二阶频差,根据式(12)可得到相位起伏即频率稳定度 $\phi_{1k}(t)$. 通过加窗并作 FFT 分析,即可计算得到相位噪声.

频谱仪实现频谱分析是通过扫频实现的,即采用窄带数字滤波器依次扫描整个频带,得出各个频点的峰值点.在中频法中,加窗作 FFT 的效果等同于频谱仪扫频方法的效果,所以 FFT 的梳状滤波器带宽等效为频谱仪扫频的分辨带宽,也就是系统的测量带宽,记为 B_m ,

$$B_m = \frac{2f_{\text{max}}}{M} \quad (13)$$

根据所选窗函数选取^[7]. 在该方法中,我们选用契比雪夫窗,取 2.

用中频法测相噪的优点是:采用数字下变频,对被测源的频率范围无严格限制;采用加窗 FFT 方法,可以设置足够低的噪声基底和测量带宽;处理过程除 ADC 的量化噪声^[8]外,只与被测源和参考源的相噪有关,而数字信号处理过程均不会带来外加的噪声,可以对长时间的数据进行处理,精确计算出被测高稳定性频率源的相噪.

4 某雷达高稳定性数字频率源的测试结果及分析

下面给出了针对某雷达高稳定性数字频率源^[3]的中短期频率稳定度和相噪测试结果. 其中参考源与被测源的时钟源均为恒温晶振(10MHz),短期稳定度 $< 10^{-12}$ @1s,相噪指标为 $< -100\text{dBc/Hz}$ @1Hz,设置频率源的单频工作频率为 6.75MHz,该雷达数字频率源的单路信号产生示意图如图 2 所示. 其中,恒温晶振为 DDS 模块提供高稳定时钟, FPGA 控制 DDS 模块产生单频信号,经过带通滤波后再送给高速 ADC 进行采集. 采用的 ADC 为 40MSPS,模拟带宽为 750MHz,是一种高速低噪声低抖动 ADC,它对频率源的相位噪声影响可忽略不

计.因此该频率源的相位噪声只决定于图2中的虚线框部分,测量结果可以准确地反映出频率源的相位噪声.

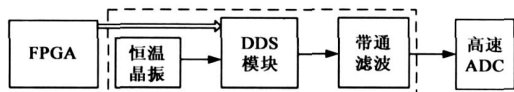


图2 某雷达数字频率源的单路信号产生示意图

以下处理的数据为频率源开机一小时后,采用高速PCI采集器连续采集204.8s的数据.采样率为1MHz,分段时间间隔 $\Delta t = 0.4s$,分段数 $M = 512$.则由中频采样定理可知 $f_0 = 0$,由式(6)得出最大偏离载波频率 $f_{m\max} = 1.25Hz$,由式(7)得出测量所得的相位噪声谱的谱分辨率 $F = 5mHz$,由式(13)得出测量带宽 $B_m = 10mHz$.

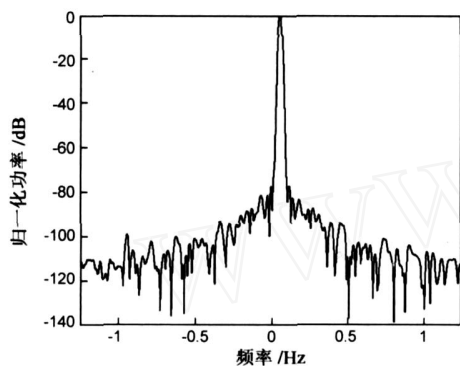


图3 补偿前的 Δf 估计

从图3可知 $f = 56.8mHz$,即在204.8s内相位变化了约11.6个周期,可以看出补偿前的相位起伏很大,主要原因是因为 f 的影响.图4为补偿了经过估计的 f 后的频率稳定度结果,计算出阿伦方差 $\sigma_y^2(M, \tau) = \frac{2}{y}(512, 0.4) = 1.84 \times 10^{-22}$;图5为通过匹配滤波精确搜索出 f 和 μ 并补偿后的频率稳定度结果,计算出阿伦方差 $\sigma_y^2(512, 0.4) = 8.86 \times 10^{-24}$,则被测频率源的秒稳定度(加-3dB校正)为

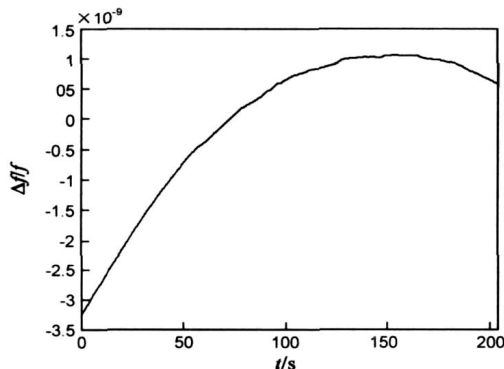


图4 补偿估计 Δf 后的频率稳定度结果

$$\sigma_y = \sqrt{\frac{2}{y}(512, 0.4)/2} = 1.49 \times 10^{-12} @1s \quad (14)$$

可以看出通过该方法测量得到的频率稳定度和时钟源的短期稳定度是基本一致的。

由图6可见在偏离载波1Hz处的噪声功率(相对于

信号功率 P_s)为 $P_m = -115.1dBc$,处理带宽 $B_m = 10mHz$,则其偏离载波1Hz处相位噪声^[4,10]为

$$\begin{aligned} (f_m = 1Hz) &= P_m - P_s - 10\log(B_m/B_M) + C_m - 3 \\ &= -115.1 - 10\log(10^{-2}) + 2.5 - 3 \\ &= -95.6(dBc/Hz) \end{aligned} \quad (15)$$

其中 B_M 为等效1Hz噪声带宽, C_m 为测量系统校正误差,取2.5dB,对于对等源,测试结果加-3dB校正.可以看出,该测量结果要比恒温晶振(载波为10MHz)的相噪指标(-100dBc/Hz @1Hz)稍差一些,这主要是由于数字频率源经过锁相环、放大和A/D采集等处理过程带来了一定的相噪恶化.

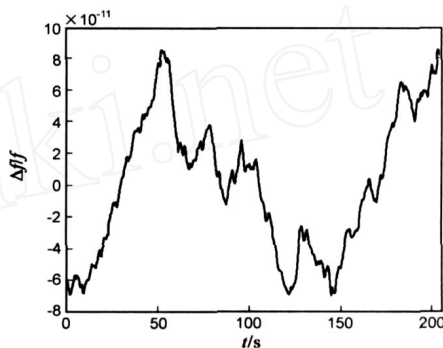


图5 精确补偿 Δf 和 μ 后的频率稳定度

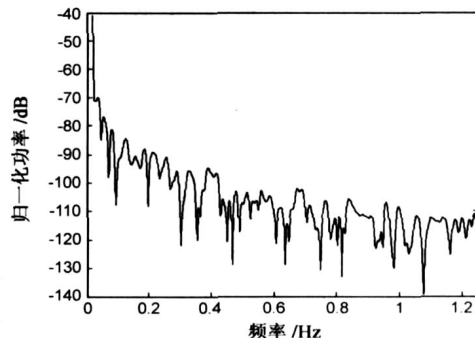


图6 某雷达数字频率源的相位噪声(@1Hz)

5 结论

本文建立了低接近载波情况下的高稳定性频率源的信号模型,提出了基于中频正交采样的相位噪声分析和测量方法.该方法通过补偿高稳定性频率源输出信号的一阶频差和二阶频差,有效解决了传统的相噪测量方法不能测量高稳定性频率源的问题,并给出了针对某雷达高稳定性数字频率源的相应测试结果.该信号模型和测量方法可以用于对高稳定性频率源的分析和测量,从而提高这些电子系统的整体性能.特别是在(双)多基地雷达、高频雷达、移动基站、GPS接收机等需要高稳定性频率源的系统中有一定的参考价值和实际意义.

参考文献:

- [1] 白居易. 低噪声频率合成[M]. 西安:西安交通大学出版社,1995.9-27,245-246.
- [2] 蒋平虎,张琳. 雷达改善因子与相位噪声及阿伦方差之间的关系[J]. 宇航计测技术,2003,23(1):51-57.
Jiang Pinghu, Zhang Lin. Relation between radar improved factor with phase noise and Allan variance[J]. Journal of Astronautic Metrology and Measurement, 2003, 23(1): 51-57. (in Chinese)
- [3] 陈伯孝,李锋林,张守宏. 地波综合脉冲孔径雷达的数字频率源设计[J]. 系统工程与电子技术,2006,28(6):816-818,847.
Chen Baixiao, Li Fenglin, Zhang Shouhong. Design of digital frequency synthesizer for ground-wave synthetic pulse and aperture radar. Systems Engineering and Electronics [J], 2006, 28(6): 816-818, 847. (in Chinese)
- [4] G John Dick, Rabi T Wang. Stability and phase noise tests of two cryo-cooled sapphire oscillators [J]. IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2000, 47(5):1098-1101.
- [5] F L Walls, David W Allan. Measurements of frequency stability [J]. Proceedings of the IEEE, 1986, 74(1):162-168.
- [6] Algie L Lance, Wendell D Seal, Frederik Labaar. Phase noise and AM noise measurements in the frequency domain [J]. Infrared and Millimeter Waves, 1984, (11):239-289.
- [7] Emmanuel C Ifeachor, Barrie W Jervis 著, 罗鹏飞, 等译. 数字信号处理实践方法(第二版)[M]. 北京:电子工业出版社, 2004, 94, 260-268.
- [8] 张贵福,王凌,唐高弟. 数字化频率综合器的相位噪声分析与估算[J]. 信息与电子工程, 2003, 1(4):277-280.

作者简介:

李锋林 男,1982年生于湖南浏阳,现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室在读博士研究生.研究方向为雷达系统设计与分析. E-mail:fenglinlee@tom.com

陈伯孝 男,1966年生于安徽宿松,1997年获西安电子科技大学博士学位,现任西安电子科技大学教授,博士生导师.研究方向包括新体制雷达系统、雷达信号处理、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等,发表论文60余篇. E-mail:bxchen@xidian.edu.cn

张守宏 男,1938年生于安徽六安,1964年毕业于西安军事电讯工程学院,现为西安电子科技大学教授,博士生导师.长期从事雷达系统和雷达信号处理等领域的科研工作.