

岸-舰双基地综合脉冲孔径雷达的初始相位校准及误差分析

陈多芳 陈伯孝 刘春波 张守宏

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 岸-舰双基地综合脉冲孔径雷达(SIAR)由于收发分置且接收站在运动平台上而不能采用物理链路进行同步。该文提出了在接收站利用直达波对每路发射信号的初始相位进行校准,从而综合得到发射方向图。分析了信号的截断、离散化、DFT对频率的离散化、接收平台运动、多径效应、GPS定位误差等对初相校准的影响以及补偿方法。通过计算机仿真数据以及外场实测数据的分析与处理,证明了这种方法的可行性。

关键词: 双基地综合脉冲孔径雷达; 直达波; 相位校准; 综合脉冲孔径技术

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)02-0302-04

Phase Calibration and Error Analysis for Coast-Ship Bistatic Synthetic Impulse and Aperture Radar

Chen Duo-fang Chen Bai-xiao Liu Chun-bo Zhang Shou-hong

(National Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The synchronization by using physical link for coast-ship bistatic SIAR is impractical due to the fact that the receiver is installed on a moving ship. The direct-path wave is used to calibrate the phase and complete the transmit beamforming. The factors that have effects on the accuracy of phase calibration include truncation, discretization, DFT, the motion of the receiver, multi-path and so on. The effects are analyzed and the corresponding compensation is given. The method introduced has been proved feasible by the processing of both the computer simulation and the real data.

Key words: Bistatic SIAR; Direct wave; Phase calibration; Technique of synthetic impulse and aperture

1 引言

双/多基地雷达由于其优良的“四抗”性能,成为目前新体制雷达的研究热点。SIAR是一种新型米波稀布阵雷达,最早由法国国家宇航研究局(ONERA)于上个世纪70年代末提出。其发射和接收采用稀布阵,并且布置在两个同心圆周上,各发射阵元发射相互正交的信号使得各向同性照射,在接收端通过DBF和发射脉冲综合即采用综合脉冲孔径技术形成接收和发射波束。由于SIAR以其独有的全向发射和全向接收工作方式,因此可以集搜索与跟踪一体。岸-舰双基地SIAR中,发射站安装在海岸上,各天线同时辐射不同载频信号以保证各向同性照射;接收采用一个全向天线,并且安装在舰上,利用综合脉冲孔径技术得到发射方向图。由于采用一个全向天线接收,可以减少舰船上的雷达设备,从而使接收站可置于小型舰艇上。舰船利用岸上发射站发射的信号,不仅可以避免敌方反辐射导弹(ARM)的攻击,而且抗有源定向干扰能力也强。该雷达中,接收站可以有任意多个,从而扩展成多基地雷达;由于接收站灵活机动,因此具有机动作战能力^[1]。

岸-舰双基地SIAR中,为通过接收信号综合发射方向

图,必须补偿发射信号的初相以及由于载频不同、目标到各发射阵元距离不同等引起的相位差。本文针对岸-舰双基地SIAR舰载运动平台的特点,从接收到的直达波中提取初相,由于载频和发射阵列信息已知,可以直接补偿由此带来的相位差,在补偿之后再利用DFT解发射信号的初相。由于得到的是有限长的离散信号,对其进行DFT将带来新的误差,文中详细推导了该误差并进行了补偿。解初相时还要用到接收站的方位信息和速度信息,试验中它们由GPS定位系统得到。本文对GPS的定位误差所带来的初相误差也进行了详细分析。通过计算机仿真数据以及外场实测数据的分析和处理,证明了这种方法的可行性。

2 岸-舰双基地雷达信号模型

岸-舰双基地综合脉冲孔径雷达在发射站采用由 N_t 个阵元组成的等距线阵,其发射站、接收站和目标的几何位置如图1所示。发射站到目标的距离为 R_1 ,目标到接收站的距离为 R_2 ,基线距离为 R_0 。各阵元发射不同载频的调频中断连续波FMICW信号,其中第 k 路信号的时频关系如图2所示。脉冲宽度为 T_e ,脉冲重复周期为 T_r ,频率调制周期为 T_m , $T_m = M \cdot T_r$, M 为一个调制周期内的脉冲数。第 k 个天线单元发射信号为

$$s_{ek}(t) = g(t) \cos \left[2\pi \left(f_k t - \frac{\mu}{2} t^2 \right) + \varphi_{0k} \right], \quad 0 \leq t < T_m, \quad k = 1 \sim N_t \quad (1)$$

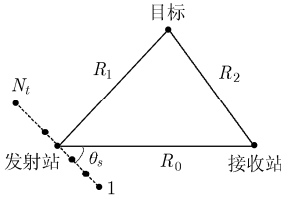


图1 发射站、接收站和目标的几何位置

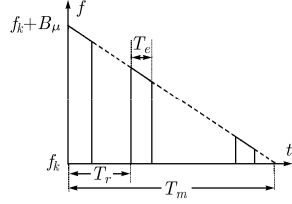


图2 FMICW的时-频关系示意图

其中 $g(t)$ 为脉冲调制信号或称门控信号, $g(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \text{rect}(t - mT_r)$, $\text{rect}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_e \\ 0, & T_e \leq t \leq T_r \end{cases}$; $f_k = f_0 + \Delta f_k$ 为第 k 个天线单元发射信号的载频, φ_{0k} 为各路发射信号初相; μ 为调频斜率。工作频率从 f_k 到 $f_k + B_\mu$, 调频带宽 $B_\mu = \mu \cdot T_m$ 。该雷达的工作原理以及发射波形设计见文献[2]。

3 发射信号初相提取方法

为描述方便, 后面的信号均以解析形式表示。先不考虑接收平台运动, 则接收站接收到的直达波信号为

$$s_r(t) = \sum_{k=1}^{N_t} g(t - \tau_k) \cdot \exp \left\{ j2\pi [f_k(t - \tau_k) - 0.5\mu(t - \tau_k)^2 + \varphi_{0k}] \right\}, \quad 0 \leq t < T_m \quad (2)$$

式中 τ_k 表示由第 k 个发射天线单元到接收站之间的传播延时, $\tau_k = \tau_0 - \Delta\tau_k$, $\tau_0 = R_0/c$, R_0 为基线距离即发射站到接收站的距离, c 为光速; $\Delta\tau_k$ 为接收站相对于第 k 个发射阵元相对于发射阵中心的波程差所产生的时延, 对于线阵, $\Delta\tau_k = D_k \cos \theta_s / c$, D_k 为第 k 个发射阵元到线阵中心的距离, θ_s 为基线与阵列切向夹角, 即接收站方位角; φ_{0k} 为发射信号初相。基线距离 R_0 远大于阵列有效孔径时, $g(t - \tau_k) \approx g(t - \tau_0)$ 。从直达波信号中可以提取时间同步信息即发射信号的脉冲起点和调频起始周期[3], 据此可以得到发射参考信号, 并且该参考信号的时间起始点为 τ_0 。为方便起见, 后面均以该参考信号作为基准, 则接收到的信号仍为式(2), 其中 $\tau_0 = 0$, 参考信号 $s(t)$ 和接收信号 $s_r(t)$ 分别为

$$s(t) = \exp \left[j2\pi (f_0 t - 0.5\mu t^2) \right] \quad (3)$$

$$s_r(t) = g(t) \sum_{k=1}^{N_t} \exp \left\{ j2\pi [(\Delta f_k + \mu \Delta \tau_k) t + f_k \Delta \tau_k + 0.5\mu (\Delta \tau_k)^2 + \varphi_{0k}] \right\} \\ = g(t) \sum_{k=1}^{N_t} \exp [j(\varphi_{tk} + \varphi_{\Delta k} + \varphi_{0k})] \quad (4)$$

其中

$$\varphi_{tk} = 2\pi [(\Delta f_k + \mu \Delta \tau_k) t]$$

$$\varphi_{\Delta k} = -2\pi [(f_k \Delta \tau_k + 0.5\mu (\Delta \tau_k)^2)]$$

由式(4)知, 对直达波信号进行去载频和解调频, 再低通滤波, 可将各发射信号分离, 对分离后的信号作谱分析, 利用已知信息补偿 $\varphi_{\Delta k}$, 可得到发射信号初相。对接收站来说, Δf_k 和 μ 已知, 接收站的位置信息 R_0 和 θ_s 通过 GPS 测得。解初相流程如图3所示, 对接收信号进行低噪声放大、中频正交采样、解调频、分离、低通滤波和 DFT 以及补偿 $\varphi_{\Delta k}$ 项之后, 可以解得初相。直达波先用于获取同步信息, 对同步后的直达波解相位, 再利用该初相补偿目标回波。图中只给出了对一路信号的初相提取以及目标回波处理, 其余各路与之类似。

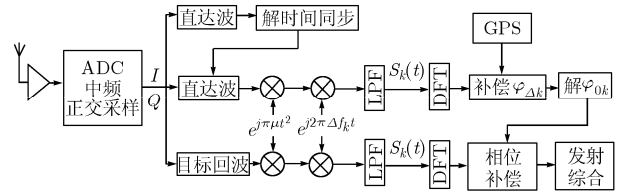


图3 解初相流程

4 初相误差分析

对直达波低通滤波分离后只剩下单频分量, 对分离后的信号进行 DFT, 由于频率被离散化, 最大谱线位置的频率与信号的真实频率有偏差, 从而导致解得的初相有误差。不仅如此, GPS 定位误差、信号截断效应、DFT 的频谱分辨率、频率源不稳定产生的频偏、同步不准确以及噪声等都是相位误差的来源, 本文假定频率源稳定并且时间已准确同步, 主要分析由截断及离散化效应、GPS 和噪声带来的初相估计误差。

4.1 信号截断及离散化对初相估计的影响

理论上, 只要取信号最大谱峰处的相位就可解得初相。但实际上得到的是有限长的离散化信号, 再对其进行 DFT。信号截断及离散将引入附加相位, 从而导致初相估计误差。下面从频域进行分析。

图3中, 经低通滤波分离出的某一路直达波可表示为

$$s_k(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \text{rect} \left(\frac{t - mT_r}{T_e} \right) \exp (j2\pi \mu \Delta \tau_k t + j\varphi_{\Delta k} + j\varphi_{0k})$$

对该信号以频率 f_s 进行采样, 令 $T_s = 1/f_s$, 则一个调频周期内的采样点数为 $N_m = \text{round}[MT_r/T_s]$, $\text{round}[x]$ 表示对 x 取整, 对应的采样序列可记为

$$s_k(n) = \sum_{m=0}^{M-1} \text{rect} \left(\frac{nT_s - mT_r}{T_e} \right) \cdot \exp (j2\pi \mu \Delta \tau_k nT_s + j\varphi_{\Delta k} + j\varphi_{0k}) \\ = \sum_{m=0}^{M-1} \text{rect} \left(\frac{n - mN_r}{N_e} \right) \exp (j2\pi \mu \Delta \tau_k T_s n + j\varphi_{\Delta k} + j\varphi_{0k}), \\ n = 0, 1, \dots, N_m - 1 \quad (5)$$

其中 $N_r = \text{round}[T_r/T_s]$, $N_e = \text{round}[T_e/T_s]$ 。

对上述离散序列作 N ($N \geq N_m$) 点 DFT, 得到距离离散谱:

$$\begin{aligned} S_k(l) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \text{rect}\left(\frac{n-mN_r}{N_e}\right) \\ &\quad \cdot \exp(j2\pi\mu\Delta\tau_k T_s n + j\varphi_{\Delta k} + j\varphi_{0k}) \exp(-j2\pi nl/N) \\ &= \sum_{m=0}^{(M-1)(mN_r+N_e-1)} \sum_{n=mN_r} \exp[j2\pi(\mu\Delta\tau_k T_s - l/N)n] \exp(j\varphi_{\Delta k} + j\varphi_{0k}) \\ &= \frac{\sin(\pi N_e (f_{\Delta k} T_s - l/N)) \sin(\pi M N_r (f_{\Delta k} T_s - l/N))}{\sin(\pi (f_{\Delta k} T_s - l/N)) \sin(\pi N_r (f_{\Delta k} T_s - l/N))} \\ &\quad \cdot \exp(j\psi_k), \quad l = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$f_{\Delta k} = \mu\Delta\tau_k = \mu D_k \cos\theta_s / c \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \psi_k &= \pi(N_e - 1)(f_{\Delta k} T_s - l/N) + \pi(M - 1)N_r (f_{\Delta k} T_s - l/N) \\ &\quad - 2\pi[f_k D_k \cos\theta_s / c + 0.5\mu(D_k \cos\theta_s / c)^2] + \varphi_{0k} \end{aligned} \quad (8)$$

从式(8)可看出, 离散序列经 DFT 后, 多了两个附加相位项 $\pi(N_e - 1)(f_{\Delta k} T_s - l/N)$ 和 $\pi(M - 1)N_r (f_{\Delta k} T_s - l/N)$ 。两者公共项 $(\mu\Delta\tau_k T_s - l/N)$ 是由 DFT 对频率的离散化引起, 当信号频率为 DFT 频率分辨率的整数倍时, 该项为零, 附加相位项也为零。一般情况下, 该条件并不满足, 即附加相位项不为零。附加相位项中, 第 1 项由对信号包络进行脉冲调制所引起; 第 2 项则是由于调制周期有限长。利用该双基地雷达的已知参数, 通过计算可知 $|\mu\Delta\tau_k T_s| < 1/N$, 即频谱最大峰值在零处。令式(8)中的 $l = 0$, 就可以求得附加相位项, 从而对其进行补偿。

4.2 GPS 测量误差对初相估计的影响

式(6)中, 假设对由 DFT 引起的附加相位项补偿后, 频谱峰值处对应的相位为 φ_k , 则发射信号的初相由下式计算

$$\varphi_{0k} = \varphi_k - [2\pi(f_k D_k \cos\theta_s / c + 0.5\mu(D_k \cos\theta_s / c)^2)] \quad (9)$$

式中接收站方位 θ_s 为变量。 φ_{0k} 对 θ_s 求导, 则初相误差为

$$\Delta\varphi_{0k} = \text{mod}\left[\sqrt{\left(\frac{d\varphi_{0k}}{d\theta_s}\right)^2} (\Delta\theta_s)^2, \pi\right] \quad (10)$$

式中 $\text{mod}[x, y]$ 表示 x 对 y 求模取余; 相位主值区为 $[-\pi, \pi]$, 故对 π 取余。

$$\begin{aligned} \left(\frac{d\varphi_{0k}}{d\theta_s}\right)^2 &= [2\pi D_k \sin\theta_s / c (f_k + \mu D_k \cos\theta_s / c)]^2 \\ &\approx (2\pi D_k \sin\theta_s / \lambda_0)^2 \end{aligned} \quad (11)$$

式中 $\lambda_0 = c/f_0$, 即中心载频对应的波长。式中近似忽略了小量 $(D_k/c)^2$ 并且考虑到 $f_0 \gg \Delta f_k$ 。由式(9)知, 解初相的关键在于精确得到接收站的方位角 θ_s , 其测量误差将引入初相估计误差, 初相误差因发射阵元位置不同而有所区别。该试验系统中, 由 GPS 测量得到的是经纬度信息, 通过换算, 角定位精度 $\Delta\theta_s$ 大约为 0.02° , 因此, GPS 带来的误差很小。

4.3 接收平台运动以及多径效应对初相估计的影响

接收平台运动时, 由于调频周期为小于 1s, 故可假设在一个调频周期内接收站径向速度和方位均不变, 令式(2)中的 $\tau_k = \tau_0 - \Delta\tau_k - vt/c$ 可得到运动平台的接收信号。其中, v

为接收平台径向速度, 远小于光速 c 。与前面的分析类似, 通过化简得到的离散谱仍可用式(6)表示。其中

$$f_{\Delta k} = \mu D_k \cos\theta_s / c - f_k v / c \quad (12)$$

可以看到, 由于平台运动, 将引入新的相位项。 $v/c \ll 1$, 频谱最大峰值在零处, 令 $l = 0$, 代入 GPS 测得的速度信息 v 和方位信息 θ_s , 可解得初相。实际中, 由于接收平台运动, GPS 测速有一定误差, 从而引入初相误差。与式(10)相似, 由此带来的初相误差为

$$\Delta\varphi_{0k} = \text{mod}\left[\sqrt{\left(\frac{d\varphi_{0k}}{dv}\right)^2} (\Delta v)^2, \pi\right] \quad (13)$$

其中

$$\begin{aligned} \left(\frac{d\varphi_{0k}}{d\theta_s}\right)^2 &= [\pi((N_e - 1) + (M - 1)N_r) T_s f_k / c]^2 \\ &= [\pi(T_e - T_s + T_m - T_r) f_k / c]^2 \end{aligned} \quad (14)$$

由于此岸-舰双基地 SIAR 工作在高频波段, 调频周期 T_m 为秒级, 式(14)为 10^{-4} 量级; 而 GPS 测速误差为米/秒级, 可以看到测速误差带来的初相误差很小。

由于多径效应的存在, 接收站将接收到时延不同的发射信号。只要不同的时延在距离谱上能够分辨, 则多径效应不会影响初相估计。实际中, 多径信号与直达波信号的时延相差较大, 一般情况下可以分辨。时延差较小时, 可以在频域插值, 提高频率分辨率, 对其进行区分。

4.4 噪声对估计精度的影响

实际中, 不可避免地要受到噪声的影响。考虑噪声, 接收信号可表示为

$$r(t) = g(t) \sum_{k=1}^{N_r} \exp[j(\varphi_{0k} + \varphi_{\Delta k} + \varphi_{0k})] + n(t) \quad (15)$$

其中各路信号幅度都为 1, $n(t)$ 是均值为零, 方差为 σ^2 的高斯白噪声。

由式(13)知, 对接收信号进行分离, 分别补偿 $\varphi_{\Delta k}$ 并作 N 点 DFT, 第 k 路信号在峰值处的表达式为

$$\begin{aligned} R_k(0) &= A \exp(j\varphi_{0k}) + B \exp(j\varphi_n) \\ &= \exp(j\varphi_{0k})(A + C) \end{aligned} \quad (16)$$

其中 A , φ_{0k} 和 B , φ_n 分别为信号和噪声在频谱峰值处的幅度和相角, φ_{0k} 为发射信号初相。对于采样后的有限白噪声序列, 可将其 Fourier 变换看成若干个随机变量的线性组合, 故白噪声序列的 Fourier 变换仍为随机序列^[4]。当采样后的噪声为独立的高斯白噪声序列时, 其 Fourier 变换也为独立的高斯白噪声序列。引入噪声后, 由式(16)可得 $R_k(0)$ 的相位为

$$\varphi_R = \varphi_{0k} - \tan^{-1}\left[\frac{B \sin(\varphi_n - \varphi_{0k})}{A + B \cos(\varphi_n - \varphi_{0k})}\right] \quad (17)$$

由于直达波信号的信噪比较大, 上式可近似为

$$\varphi_R = \varphi_{0k} - \frac{B \sin(\varphi_n - \varphi_{0k})}{A} \quad (18)$$

由式(16)知, C 的实部 $B \cos(\varphi_n - \varphi_{0k})$ 和虚部

$B \sin(\varphi_n - \varphi_{0k})$ 的均值都为 0, 方差为 $N\sigma^2/2$ 。于是, 单路相位测量均方误差为 $\sigma_\varphi^2 = \text{var}[\varphi_R] = (N\sigma^2/2A^2)$ 。在 DFT 的峰值处, $A^2 \approx N^2$ 。因此,

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{N\sigma^2}{2N^2} = \frac{\sigma^2}{2N} = \frac{1}{2N} \frac{1}{(\text{SNR})_{\text{in}}} \quad (19)$$

其中 SNR_{in} 为分离后某一路直达波的信噪比, 一般可达到 20~30dB[1]。由式(19)可知, 噪声对初相估计的影响基本上可以忽略不计。

5 计算机仿真与实测数据结果

假设有 8 个发射天线布置在 280m 长的海岸上, 图 4 是方位为 60° 的某目标回波经脉冲综合处理后的结果, 其中, 点划线为相位校准后的结果, 实线为相位未校准所得到的结果。可以看到, 若相位不校准, 将得不到准确的目标方位信息。

对于上述发射阵列, 假设 8 路发射信号初相从 10° 到 80°, 以 10° 为间隔递增; 直达波信噪比为 20dB。图 5 为仿真解初相结果, 横坐标为调频周期, 纵坐标为相位, 单位为度, 可以看到, 结果与理论值很接近。图 6 为外场试验实测数据的解初相结果, 坐标与图 5 相同, 结果表明, 发射信号在 512 个调频周期内基本保持不变。实际中, 我们可以一次积累估计一次初相, 以减少初相不稳定的影响。

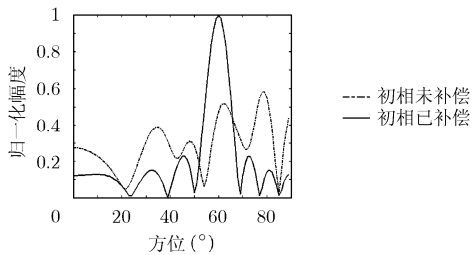


图 4 某目标回波综合处理的仿真结果

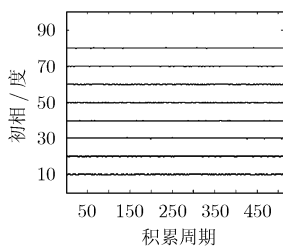


图 5 仿真数据初相结果

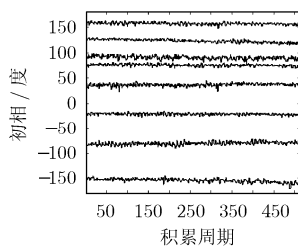


图 6 实测数据初相结果

6 结束语

本文从直达波中提取各路发射信号的初相, 分析了数据截断、离散化、DFT、平台运动、多径效应、GPS 以及噪

声对初相估计精度的影响。通过分析知, 数据截断、离散化 DFT 是估计误差的主要来源。文中详细推导了各种误差, 并对误差的主要来源进行补偿。计算机仿真和实测数据结果表明, 用文中的方法可以解得发射信号的初相, 以该初相对目标回波进行校准, 利用发射综合技术可以得到目标方位。

参考文献

[1] 陈伯孝, 许辉, 张守宏. 舰载无源综合脉冲/孔径雷达及其若干关键问题. 电子学报, 2003, 31 (12): 1776-1779.
Chen Bo-xiao, Xu Hui, and Zhang Shou-hong. Ship-based passive synthetic impulse and aperture radar and some key questions. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12): 1776-1779.

[2] 陈伯孝, 孟佳美, 张守宏. 岸-舰多基地地波超视距雷达的发射波形及其解调[J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(1): 7-11.
Chen Bo-xiao, Meng Jia-mei, and Zhang Shou-hong. Design of transmitting waveforms and its demodulation in the coast-ship multi-static ground wave over-the-horizon radar. *Journal of Xidian University*, 2005, 32(1): 7-11.

[3] 陈伯孝, 朱旭花, 张守宏. 运动平台上的多基地雷达的时间同步技术[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27(10): 1734-1737.
Cheng Bo-xiao, Zhu Xu-hua, and Zhang Shou-hong. Time synchronization technique of multi-station radar on moving flat. *Systems Engineering and Electronics*, 2005, 27(10): 1734-1737.

[4] 齐国清, 贾欣乐. 基于 DFT 相位的正弦波频率和初相的高精度估计方法, 电子学报, 2001, 29(9): 1164-1167.
Qi Guo-qing and Jia Xin-Le. High-accuracy frequency and phase estimation of single-tone based on phase of DFT. *Acta Electronica Sinica*, 2001,29(9): 1164-1167.

陈多芳: 女, 1983 年生, 博士生, 研究方向为岸-舰双基地 SIAR 的信号处理与系统同步。

陈伯孝: 男, 1966 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为雷达信号处理、雷达系统设计、精确制导与目标跟踪等。

刘春波: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为岸-舰双基地 SIAR 的信号处理与目标检测等。

张守宏: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, 雷达学会委员, 主要研究方向为雷达系统设计、雷达信号处理与目标检测等。