

基于调幅广播信号的动目标时差提取方法¹

黄知涛 姜文利 王建新* 周一宇

(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

*(中国电子设备系统工程公司通信研究所 北京 100039)

摘要 分析了调幅信号的循环平稳性,并结合 CCC 方法得到了基于调幅信号的固定目标时差提取方法;进一步在分析 CCC 方法不足的基础上得到了运动目标时差提取方法——AM-ECCC 方法,仿真结果表明该方法不仅比相关方法性能有明显的提高,并且具有很好的抗噪性能。

关键词 调幅信号, 循环平稳, 动目标, 时差提取
中图分类号 TN911.23

1 引言

通过接收并处理调幅广播信号在目标上的散射回波,得到目标方位、多普勒、时差等信息,可以实现对目标的检测和跟踪。由于信号环境的特殊性(接收机接收到的目标回波信号很弱,而进入接收机的各种杂波、干扰、噪声功率很强,信号完全淹没于噪声中),使得基于能量的信号检测和参数估计方法在处理上述问题时遇到了很大的困难,必须选择抗噪性能更好的特征算子。

循环平稳是调幅信号的一个很重要的性质,而平稳噪声是不具有这种特性的^[1,2],因此,充分利用调幅信号的循环平稳性就可能得到抗噪性能更好的特征算子。本文的研究证实了这种想法,这使得利用本文给出的算法实现基于调幅广播信号的目标探测成为了可能。

本文研究的对象是利用时差信息对目标定位的系统,至于利用其它信息(如多普勒频率等)对目标定位的情况,后续文章将会进一步讨论。

2 调幅信号循环平稳性分析

设 AM 信号为 $x(t)$

$$x(t) = a(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (1)$$

式中 $a(t)$ 为一零均值平稳随机过程, f_0 为载频, ϕ 为信号初相。计算 $x(t)$ 的共轭循环自相关^[1,2],得到

$$\begin{aligned} R_x^\alpha(\tau) &\triangleq \langle x(t + \tau/2)x(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle \\ &= \min_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/12}^{T/12} x(t + \tau/2)x(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} dt \end{aligned} \quad (2)$$

(需要说明的是, (2) 式是共轭循环相关,由于 $x(t)$ 为实函数,所以在积分号中第二项没有共轭,以下同) 化简后

$$R_x^\alpha(\tau) = \begin{cases} R_a(\tau) \cos(2\pi f_0 \tau)/2, & \alpha = 0 \\ R_a(\tau) e^{j2\phi}/4, & \alpha = 2f_0 \\ R_a(\tau) e^{-j2\phi}/4, & \alpha = -2f_0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (3)$$

¹ 2000-09-01 收到, 2001-02-07 定稿

式中 $R_a(\tau)$ 是声音调制信号的自相关 (在所关心的时间内, 声音信号是平稳的)。上式表明当 $\alpha = \pm 2f_0$, 存在 $\tau = 0$ 使得 $R_x^\alpha(\tau) \neq 0$, 这说明调幅信号 $x(t)$ 是二阶循环平稳的^[1], 其中 α 是循环频率。

3 固定目标时差提取方法

考虑利用一个调幅广播发射台、一个接收站对一个目标定位的情况。为进行相关处理, 接收站采用双天线 - 双通道工作方式。一个天线 - 通道用于接收调幅广播辐射的直达波, 为直达波通道; 另一个天线 - 通道用于接收目标散射回波, 为信号通道。

设发射台发射的调幅信号为 $s(t)$:

$$s(t) = a(t) \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (4)$$

$a(t)$ 为调制声音信号, f_0 为载波频率, ϕ 为初相。直达波通道输出的信号 $x(t)$, 信号通道输出的信号 $y(t)$ 可分别表示如下:

$$\left. \begin{aligned} x(t) &\triangleq As(t - D_1) + n(t) = Aa(t - D_1) \cos(2\pi f_0(t - D_1) + \phi) + n(t) \\ y(t) &\triangleq Bs(t - D_2) + m(t) = Ba(t - D_2) \cos(2\pi f_0(t - D_2) + \phi) + m(t) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中 A, B 为信号传播衰减因子; D_1, D_2 是发射信号和回波信号相对于接收站的延迟; $n(t), m(t)$ 为通道噪声 (包含通道内部噪声、各种干扰杂波等), 且与信号是互不相关的。

计算 $x(t)$ 的共轭循环自相关 $R_x^\alpha(\tau)$ 和 $x(t)$ 与 $y(t)$ 的共轭循环互相关 $R_{xy}^\alpha(\tau)$,

$$\begin{aligned} R_x^\alpha(\tau) &= \langle x(t + \tau/2)x(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle_t \\ &= \begin{cases} A^2 R_a(\tau) \cos(2\pi f_0 \tau) / 2, & \alpha = 0 \\ A^2 R_a(\tau) e^{-j4\pi f_0 D_1} e^{j2\phi} / 4, & \alpha = 2f_0 \\ A^2 R_a(\tau) e^{j4\pi f_0 D_1} e^{-j2\phi} / 4, & \alpha = -2f_0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{xy}^\alpha(\tau) &= \langle x(t + \tau/2)y(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle_t \\ &= \begin{cases} ABR_a(\tau + D_0) \cos(2\pi f_0(\tau + D_0)) / 2, & \alpha = 0 \\ ABR_a(\tau + D_0) e^{-j2\pi f_0(D_1 + D_2)} e^{j2\phi} / 4, & \alpha = 2f_0 \\ ABR_a(\tau + D_0) e^{j2\pi f_0(D_1 + D_2)} e^{-j2\phi} / 4, & \alpha = -2f_0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (7) \end{aligned}$$

$D_0 = D_2 - D_1$, 其物理意义是目标相对于接收站和发射台的时差。

当 $\alpha = 2f_0$, 令

$$c(\tau) \triangleq R_x^\alpha(\tau) \otimes R_{xy}^\alpha(\tau) \quad (8)$$

式中 “ \otimes ” 为相关算子, 化简得

$$c(\tau) = \frac{A^3 B}{16} e^{-j2\pi f_0 D_0} \int R_a(t - \tau) R_a(t + D_0) dt \quad (9)$$

或

$$|c(\tau)| = \frac{A^3 B}{16} \left| \int R_a(t - \tau) R_a(t + D_0) dt \right| \quad (10)$$

当 $\tau = -D_0$, $|c(\tau)|$ 取得最大值, 因此时差 D_0 的估计值 \hat{D}_0 可通过下式得到.

$$\hat{D}_0 = -\tau_0 |_{|c(\tau_0)| = \max_{\tau} |c(\tau)|} \quad (11)$$

当取 $\alpha = -2f_0$ 时, 可以得到同样的结果, 在此不再赘述. (11) 式就是利用调幅信号循环平稳性得到的固定目标时差提取算子, 这是 CCC(Cycle Cross-Correlation method)^[3] 方法用于调幅信号产生的结果. 然而, CCC 方法只适用于固定目标, 对于运动目标, 会得到错误的结果, 下面给出了具体的分析过程和结果, 并给出经过改进的适用于运动目标的扩展的 CCC(ECCC) 方法.

4 动目标时差提取方法

设目标运动产生的多普勒频率为 f_d , 则信号通道输出信号 $y(t)$ 变为

$$y(t) = Ba(t - D_2) \cos(2\pi(f_0 + f_d)(t - D_2) + \phi) + m(t) \quad (12)$$

重新计算 $y(t)$ 的共轭循环自相关和 $x(t)$ 和 $y(t)$ 的共轭循环互相关, 得到

$$R_y^\alpha(\tau) = \langle y(t + \tau/2)y(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle_t = \begin{cases} B^2 R_a(\tau) \cos(2\pi f_0 \tau) / 2, & \alpha = 0 \\ B^2 R_a(\tau) e^{-j4\pi(f_0 + f_d)D_2} e^{j2\phi} / 4, & \alpha = 2(f_0 + f_d) \\ B^2 R_a(\tau) e^{j4\pi(f_0 + f_d)D_2} e^{-j2\phi} / 4, & \alpha = -2(f_0 + f_d) \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (13)$$

$$R_{xy}^\alpha(\tau) = \langle x(t + \tau/2)y(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle_t = \begin{cases} ABR_a(\tau + D_0) e^{j(2\phi - \pi f_d \tau)} e^{-j2\pi(f_0 D_1 + (f_0 + f_d)D_2) / 4}, & \alpha = 2f_0 + f_d \\ ABR_a(\tau + D_0) e^{-j(2\phi - \pi f_d \tau)} e^{j2\pi(f_0 D_1 + (f_0 + f_d)D_2) / 4}, & \alpha = -(2f_0 + f_d) \\ ABR_a(\tau + D_0) e^{j2\pi(f_0 D_1 - (f_0 + f_d)D_2)} e^{-j2\pi(2f_0 + f_d)\tau / 4}, & \alpha = f_d \\ ABR_a(\tau + D_0) e^{-j2\pi(f_0 D_1 - (f_0 + f_d)D_2)} e^{j2\pi(2f_0 + f_d)\tau / 4}, & \alpha = -f_d \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (14)$$

上式表明, 当取 $\alpha = \pm 2f_0$ 时, $c(\tau) = R_x^\alpha(\tau) \otimes R_{xy}^\alpha(\tau) = 0$, 因此直接利用 (11) 式估计时差将得到错误的结果. 这主要是因为目标运动引起的多普勒效应改变了回波信号的循环频率, 使得 $R_x^\alpha(\tau)$ 与 $R_{xy}^\alpha(\tau)$ 在循环频率 $\alpha = \pm 2f_0$ 处不再具有谱相关特性. 若能对直达波 $x(t)$ 的循环频率进行补偿, 使补偿后 $R_x^\alpha(\tau)$ 与 $R_{xy}^\alpha(\tau)$ 具有相同的循环频率, 则在 $\alpha = 2(f_0 + f_d)$ 处, 利用 (11) 式就能对目标时差进行估计了, 下面予以具体说明.

设目标多普勒频率 f_d 已知. 将直达波频率上移 f_d , 得到信号 $x'(t)$

$$x'(t) = Aa(t - D_1) \cos(2\pi(f_0 + f_d)t - 2\pi f_0 D_1 + \phi) + n'(t) \quad (15)$$

其中

$$n'(t) = \text{Re}\{\tilde{n}(t)e^{j2\pi f_d t}\} \quad (16)$$

$\tilde{n}(t)$ 是 $n(t)$ 的解析形式, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取信号实部.

计算 $x'(t)$ 的共轭循环自相关和 $x'(t)$ 与 $y(t)$ 的共轭循环互相关, 得到

$$R_{x'}^{\alpha}(\tau) = \langle x'(t + \tau/2)x'(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle_t$$

$$= \begin{cases} A^2 R_a(\tau) \cos(2\pi(f_0 + f_d)\tau)/2, & \alpha = 0 \\ A^2 R_a(\tau) e^{-j4\pi f_0 D_1} e^{j2\phi}/4, & \alpha = 2(f_0 + f_d) \\ A^2 R_a(\tau) e^{j4\pi f_0 D_1} e^{-j2\phi}/4, & \alpha = -2(f_0 + f_d) \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (17)$$

$$R_{x'y}^{\alpha}(\tau) = \langle x'(t + \tau/2)y(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle_t$$

$$= \begin{cases} AB R_a(\tau + D_0) \cos(2\pi(f_0 + f_d)\tau - 2\pi f D_1 + 2\pi(f_0 + f_d)D_2)/2, & \alpha = 0 \\ AB R_a(\tau + D_0) e^{-j2\pi(f_0(D_1 + D_2) + f_d D_2)} e^{j2\phi}/4, & \alpha = 2f_0 \\ AB R_a(\tau + D_0) e^{j2\pi(f_0(D_1 + D_2) + f_d D_2)} e^{-j2\phi}/4, & \alpha = -2f_0 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (18)$$

当取 $\alpha = 2(f_0 + f_d)$ 时, 令

$$c(\tau) \triangleq R_{x'}^{\alpha}(\tau) \otimes R_{x'y}^{\alpha}(\tau) \quad (19)$$

化简后得

$$c(\tau) = \frac{A^3 B}{16} e^{-j\pi(f_0 D_1 - (f_0 + f_d) D_2)} \int R_a(t - \tau) R_a(t + D_0) dt \quad (20)$$

或

$$|c(\tau)| = \frac{A^3 B}{16} \left| \int R_a(t - \tau) R_a(t + D_0) dt \right| \quad (21)$$

当 $\tau = -D_0$, $|c(\tau)|$ 取得最大值, 因此时差 D_0 的估计值 \hat{D}_0 可通过下式得到.

$$\hat{D}_0 = -\tau_0 |_{|c(\tau_0)| = \max_{\tau} |c(\tau)|} \quad (22)$$

上式与 (11) 式具有相同的形式.

但实际上准确知道目标多普勒频率是很困难的, 特别是在低信噪比条件下, 必须对上述方法进行改进.

仍考虑对直达波 $x(t)$ 进行上变频处理, 变频数值为 f (待定), 变频后直达波为 $x_f(t)$

$$x_f(t) = Aa(t - D_1) \cos(2\pi(f_0 + f)t - 2\pi f_0 t + \phi) + n_f(t) \quad (23)$$

其中

$$n_f(t) = \text{Re}\{\tilde{n}(t)e^{j2\pi f t}\} \quad (24)$$

$\tilde{n}(t)$ 是 $n(t)$ 的解析形式, $\text{Re}\{\cdot\}$ 表示取信号实部.

计算 $x_f(t)$ 的共轭谱自相关和 $x_f(t)$ 与 $y(t)$ 的共轭谱互相关, 得到

$$R_{x_f}^{\alpha}(\tau) = \langle x_f(t + \tau/2)x_f(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle_t$$

$$= \begin{cases} R_a(\tau) \cos(2\pi(f_0 + f)\tau)/2, & \alpha = 0 \\ R_a(\tau)e^{j2\phi}/4, & \alpha = 2(f_0 + f) \\ R_a(\tau)e^{-j2\phi}/4, & \alpha = -2(f_0 + f) \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (25)$$

$$R_{x_f y}^{\beta}(\tau) = \langle x_f(t + \tau/2)y(t - \tau/2)e^{-j2\pi\beta t} \rangle_t$$

$$= \begin{cases} ABR_a(\tau + D_0)e^{j(2\phi + \pi(f-f_d)\tau)}e^{-j2\pi(f_0 D_1 + (f_0 + f_d)D_2)/4}, & \beta = 2f_0 + f_d + f \\ ABR_a(\tau + D_0)e^{-j(2\phi + \pi(f-f_d)\tau)}e^{j2\pi(f_0 D_1 + (f_0 + f_d)D_2)/4}, & \beta = -(2f_0 + f_d + f) \\ ABR_a(\tau + D_0)e^{j2\pi(f_0 D_1 - (f_0 + f_d)D_2)}e^{-j\pi(f-f_d)\tau}/4, & \beta = f_d - f \\ ABR_a(\tau + D_0)e^{-j2\pi(f_0 D_1 - (f_0 + f_d)D_2)}e^{j\pi(f-f_d)\tau}/4, & \beta = f - f_d \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (26)$$

当取 $\alpha = 2(f_0 + f)$, $\beta = 2f_0 + f_d + f$ 时, 令

$$c(f, \tau) \triangleq R_{x_f}^{\alpha}(\tau) \otimes R_{x_f y}^{\beta}(\tau) \quad (27)$$

化简后有

$$c(f, \tau) = \frac{A^3 B}{16} e^{-j2\pi(f_0 D_1 - (f_0 + f_d)D_2)} \int R_a(t - \tau)R_a(t + D_0)e^{j\pi(f-f_d)t} dt \quad (28)$$

或

$$|c(f, \tau)| = \frac{A^3 B}{16} \left| \int R_a(t - \tau)R_a(t + D_0)e^{-j\pi(f-f_d)t} dt \right| \quad (29)$$

由 (29) 式可见 $|c(f, \tau)|$ 在 $\tau = -D_0$, $f = f_d$ 时取得最大值, 于是时差 D_0 的估计值 \hat{D}_0 可通过下式得到

$$\hat{D}_0 = -\tau_0 |_{|c(f_d, \tau_0)| = \max_{f, \tau} |c(f, \tau)|} \quad (30)$$

相对于固定目标情况, 动目标时差提取算是二维的, 虽然计算量有所增加, 但是该方法不需要知道目标多普勒频率值, 这使得其具有更广的应用前景。(30) 式得到的时差估计方法称为 AM-ECCC(AM-Based Extended CCC) 方法。

5 仿真分析

该仿真实验中所用调制声音信号是由一白噪声通过一个截止频率为 20kHz 的低通滤波器得到的; 被调制信号载波频率取为 90MHz, 采样率为 66.15kHz(采样间隔为 $T = 1.5117 \times 10^{-5}$ s)。设目标相对于接收站和发射台的时延 D_0 为 $5T = 7.5585 \times 10^{-5}$ s, 目标运动产生的多普勒频率为 100Hz。

仿真首先考虑直达波通道中直达波与通道噪声功率比对时差提取性能的影响, 然后验证文中所给方法在低信噪比条件下估计时差的性能, 并与传统相关时差提取方法进行了比较。

传统相关时差提取方法计算式为^[4]

$$c(f, \tau) = \int x(t - \tau)y(t)e^{-j2\pi f t} dt \quad (31)$$

将 (31) 式代入 (30) 式即可得到传统相关方法对时差的估计式。

设定信号通道中信噪比为 -22dB ，分别考虑在直达波通道中信噪比为 10dB ， 18dB ， 30dB 时所给方法对时差估计的效果，仿真结果如图 1 所示。图中 Y 轴表示时延值 (单位: s ，为方便图形坐标标注，记 $T = 10^4 T$ ，以下同)， X 轴表示频率 (单位: Hz)。由仿真结果可见，直达波通道信噪比对时差提取性能几乎没有什么影响 (当然该信噪比应与实际的工作环境相符合)。在下面的仿真中设定直达波通道信噪比为 24dB 。

在固定直达波通道信噪比为 24dB 的条件下，分别考虑在信号通道中信噪比为 -28dB ， -33dB 时利用所给方法进行时差估计的结果，如图 2 所示。由仿真结果可见，在信噪比为 -33dB 时，文中所给方法仍能有效地提取目标时差信息，显示该方法具有极好的抗噪性能。图 3 是利用传统相关方法得到的时差估计结果，其中信号通道中信噪比为 -25dB ，直达波通道信噪比为 24dB 。这说明 AM-CCC 方法时差估计性能较相关方法有明显的提高。

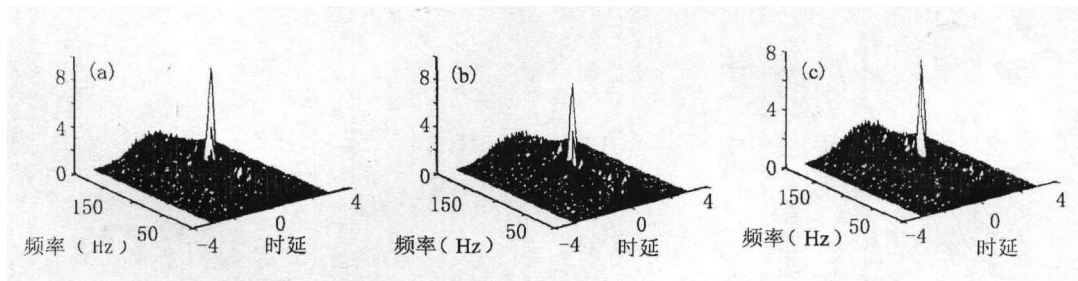


图 1 直达波功率对时差提取的影响

(a) 直达波通道信噪比为 10dB ；(b) 直达波通道信噪比为 18dB ；(c) 直达波通道信噪比为 30dB

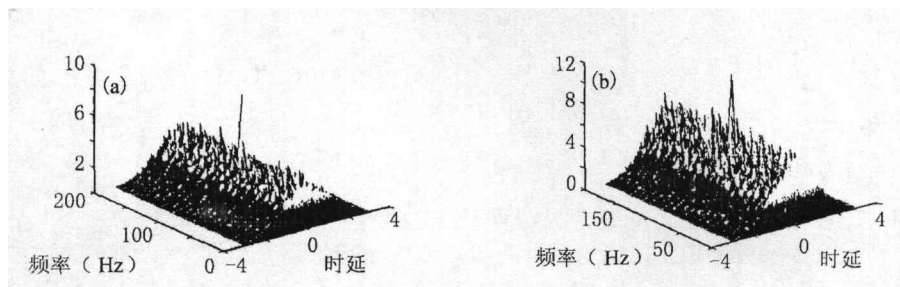


图 2 利用 AM-CCC 仿真信号通道信噪比对时差提取的影响，直达波通道信噪比取为 24dB

(a) 信号通道中信噪比为 -28dB ；(b) 信号通道中信噪比为 -33dB

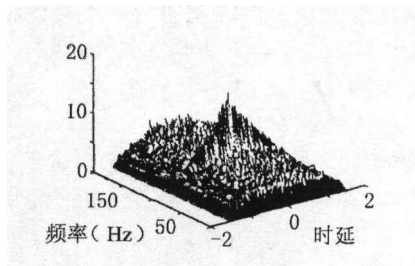


图 3 利用传统相关方法仿真信号通道中信噪比对时差提取的影响，信噪比为 -25dB

6 结束语

通过对调幅信号的循环平稳建模得到了具有很好抗噪性能的时差提取方法。该方法不仅可以用于固定目标,也可以用于动目标情况,不仅可以用以估计目标时差,也可以用以估计目标运动引起的多普勒频率,这在低信噪比条件下进行信号检测和参数估计提供了一个好的思路,也为基于调幅广播信号的无源定位系统的工程实现提供了一种解决方案。

参 考 文 献

- [1] 张贤达, 保铮, 非平稳信号分析与处理, 北京, 国防工业出版社, 1999, 324-352.
- [2] W. A. Gardner, Measurement of spectral correlation, IEEE Trans. on ASSP, 1986, ASSP-34(5), 1111-1123.
- [3] W. A. Gardner, Chih-Kang Chen, Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, Part I: Theory and method, IEEE Trans. on SP, 1992, SP-40(5), 1168-1184.
- [4] 张贤达, 现代信号处理, 北京, 清华大学出版社, 1998, 12, 第十章.

AM SIGNALS-BASED TIME-DIFFERENCE EXTRACTION OF MOVING TARGETS

Huang Zhitao Jiang Wenli Wang Jianxin Zhou Yiyu

(School of Electronic Science and Engineering, N.U.D.T., Changsha 410073, China)

Abstract Cyclostationarity of AM signals is analyzed and time-difference extraction method based on Cycle Cross-Correlation(CCC) is presented in this paper. An Extended CCC method-AM-ECCC method for moving targets is given also. Simulation results show that the given method can work more efficiently in highly corruptive environment than correlation method.

Key words AM signals, Cyclostationarity, Moving targets, Time-difference extraction

- 黄知涛: 男, 1976年生, 博士生, 发表论文4篇, 研究方向为: 雷达信号处理、雷达数据处理及无源探测、定位理论与技术等。
- 姜文利: 男, 1967年生, 博士, 副教授, 已发表论文30余篇, 研究方向为: 信号处理、综合电子战等。
- 王建新: 男, 1952年生, 研究员, 博士生导师, 国家有突出贡献的中青年专家, 获国家科技进步二等奖1项, 部委级科技进步一等奖2项、二等奖4项。研究方向: 通信系统工程、自动化信息系统工程等。
- 周一宇: 男, 1948年生, 博士, 教授, 博士生导师, 电子学会电子对抗分会委员, 航空学会电子分会雷达与制导专业委员会委员, 出版专著两部, 发表论文50余篇, 重点研究方向为: 综合电子战系统理论、无源定位理论与技术、雷达数据处理、电子信息系统仿真等。