

基于循环平稳的复调频信号检测性能研究

赵宏钟,付强

(国防科技大学 ATR 实验室,湖南长沙 410073)

摘要: 针对加性色噪声和乘性色噪声联合干扰下的雷达运动目标检测问题进行了研究. 首先利用循环平稳信号处理原理,分析了加性噪声和乘性噪声联合干扰下的复调频信号的循环统计特性,在此基础上构造了基于二阶循环矩的检测统计量,推导了检测统计量的输出信噪比与观测噪声统计特性的关系. 最后利用 Monte-Carlo 仿真试验得到检测性能的曲线,并与基于时频分布的 Wigner-Hough 检测器做了比较,仿真试验进一步验证了本文提出的二阶循环矩检测器性能要优于 Wigner-Hough 检测器.

关键词: 循环平稳; 循环矩; 线性调频; 检测; 信噪比

中图分类号: TN951 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 06-0942-04

Properties Analysis of Radar Signal Detector Based Cyclic Statistics

ZHAO Hong-zhong, FU Qiang

(ATR Laboratory of NUDT, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: Aiming at the detection problem caused by the maneuvering target under additive and multiplicative color noise, the detector based on cyclic statistics is constructed, then the relation of detector versus SNR is concluded. The detector properties under various SNR are presented through analyzing the property of the complex LFM signal disturbed by both additive and multiplicative color noise. In the end, the character of the detector and preference is given through Monte-Carlo test in compare with the Wigner-Hough detector.

Key words: cyclostationary; cyclic moments; linear frequency-modulated; detector; signal-to-noise ratio

1 引言

在通信、雷达、声纳以及电子对抗等信号处理领域,经常需要对含有未知参数调制的线性调频信号进行处理. 比如多卜勒雷达在经历长时间的相参积累(常为提高检测性能或频率分辨率的主要手段)或相对目标作非匀速运动时,雷达回波中就包含有与目标机动特性相关联的二项式相位因子,如恒定的径向速度产生线性相位,恒定的径向加速度产生二次相位等等^[1]. 导弹逼近告警雷达系统时,由于来袭导弹大多具有很高的速度和加速度,接收雷达的回波信号中不仅含有目标速度引起的多卜勒调制项,而且目标加速度引起的二次相位项也对回波信号产生调制. 在卫星通信或移动通信中,由于终端或卫星的非匀运动,接收信号会受到时变多卜勒调制.

针对线性调频或多项式相位信号的处理已经有很多学者进行过分析讨论^[2-4],如文献[2]采用了 WVD 时频分析和 Hough 变换相结合的方法在时频面内检测含线性调频因子的信号;文献[3]提出用多项式相位信号处理和解相位模糊的方法对线性调频信号进行检测;文献[4]则研究了可以直接同时对线性调频信号的二项式相位进行匹配处理的 Chirp-Fourier

变换方法. 但是大多研究工作是基于恒定幅度信号和仅有加性高斯白噪声的情形. 实际上由于复杂目标的雷达散射截面起伏效应、电磁波传输媒介的非均匀性以及多径效应的存在等因素使得回波信号不可能具有恒定的幅度,一般用一个乘性随机噪声过程来描述其随机调制幅度;同时由于雷达接收机信道的带通滤波处理,系统接收的加性热噪声也往往是非白的色噪声. 在这种情况下雷达信号的处理问题可以归结为在加性色噪声和乘性噪声干扰下对未知参数调频信号的处理问题.

采用循环平稳信号处理的方法,对色噪声下的非平稳信号进行检测和参数估计是近年来非平稳信号处理领域中的主要研究热点之一. 如文献[5]提出利用二阶循环矩对杂波干扰下的随机调频信号的参数进行有效估计,文献[6]针对乘性噪声和加性噪声干扰下的实谐波信号,分别利用一、二阶循环矩进行信号检测和参数估计,并给出了详细的性能分析. 但是文献[6]的讨论仅限于实的谐波信号情形,而对于含未知参数的复调频信号,还有待进一步研究.

本文针对含未知调频参数的雷达回波信号受到加性和乘性色噪声干扰时的检测问题进行研究,全文的安排如下:第2

部分给出了雷达回波的观测模型;第 3 部分构造了基于循环平稳统计量构造的二阶循环矩检测器;第 4 部分推导和分析了该检测统计量在加性和乘性色噪声干扰下的信噪比表达式,并且分析了噪声的统计特性参数与信噪比的关系.然后利用蒙特卡罗实验得出了检测器在不同信噪比下的检测性能曲线,并与基于时频分布的 Wigner-Hough 检测器做了性能比较.最后对全文进行了总结.

2 观测信号模型

假定雷达与目标之间作相对匀加速运动,那么回波信号的相位可用时间的二次函数来描述,同时由于目标的散射截面闪烁和起伏效应,回波信号的幅度因子中存在着噪声调制,观测信号中还包含接收机热噪声.因此观测信号可以建模为受到乘性噪声和加性噪声污染的线性调频信号:

$$x(t) = s(t) e^{j[2(f_d + \frac{1}{2}t^2) + \theta] + v(t)}, \quad t=0, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中: N 表示数据长度, f_d 、 θ 均为确定性的未知参数, f_d 表示目标的归一化的多卜勒频移, θ 表示目标的归一化的调频率. θ 表示初相位,且 θ 服从在 $[0, 2\pi]$ 区间上均匀分布; $s(t)$ 表示目标后向散射信号的幅度起伏随机模型,受接收机窄带滤波器的限制, $s(t)$ 为一实平稳非白窄带高斯过程,且满足 $E[s(t)] = \mu_s$, $D[s(t)] = \sigma_s^2 \cdot v(t)$ 表示零均值加性噪声模型,为一复平稳非白窄带高斯过程,即 $E[v(t)] = 0$, $D[v(t)] = \sigma_v^2 \cdot s(t)$ 和 $v(t)$ 互相统计独立,并且均满足所谓的混合条件^[7],即其任意 k 阶累积量是绝对可和的.

3 检测统计量构造

在乘性和加性复噪声干扰下含未知参数的调频信号的检测问题可以用如下的二值假设检验来描述:

$$\begin{cases} H_0: x(t) = v(t), & t=0, 1, \dots, N-1, & \text{无目标} \\ H_1: x(t) = s(t) e^{j[2(f_d + \frac{1}{2}t^2) + \theta] + v(t)}, & t=0, 1, \dots, N-1 & \text{有目标} \end{cases} \quad (2)$$

对于非平稳的观测随机过程 $x(t)$,其二阶时变矩定义^[2]为:

$$m_{2x}(t, \tau) = E[x(t)x^*(t+\tau)] \quad (3)$$

这里 τ 为时延.

将式(1)带入上式得到观测信号的二阶时变矩:

$$\begin{aligned} m_{2x}(t, \tau) &= E[x(t)x^*(t+\tau)] \\ &= R_s(\tau) e^{-j2(f_d + \frac{1}{2}\tau^2)} e^{-j2\theta} + R_v(\tau) \end{aligned} \quad (4)$$

式中, $R_v(\tau)$ 和 $R_s(\tau)$ 分别表示加性噪声 $v(t)$ 和乘性噪声 $s(t)$ 的相关函数.

非平稳随机过程 $x(t)$ 的二阶循环矩定义为其二阶时变矩的广义傅立叶级数展开系数^[7]:

$$M_{2x}(\omega, \tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} m_{2x}(t, \tau) e^{-j\omega t} \quad (5)$$

将式(4)带入式(5)得到:

$$\begin{aligned} M_{2x}(\omega, \tau) &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} m_{2x}(t, \tau) e^{-j\omega t} \\ &= R_s(\tau) e^{-j2(f_d + \frac{1}{2}\tau^2)} (\delta(\omega - 2a) + R_v(\tau)) \end{aligned} \quad (6)$$

式中 $\delta(\cdot)$ 表示 kronecker 函数.

进一步有:

$$|M_{2x}(\omega, \tau)| = R_s(\tau) (\delta(\omega - 2a) + R_v(\tau)) \quad (7)$$

由此可见,观测随机过程 $x(t)$ 的二阶延迟循环矩 $M_{2x}(\omega, \tau)$ 在循环频率 $\omega = 2a$ 处出现了峰值.利用此性质,可以构造基于二阶延迟循环矩的检测统计量.

因此,式(2)所示的二值假设检验过程又可以写成:

$$\begin{cases} H_0: |M_{2x}(\omega, \tau)| = R_v(\tau) (\delta(\omega - 2a) + R_v(\tau)), & \text{无目标} \\ H_1: |M_{2x}(\omega, \tau)| = R_s(\tau) (\delta(\omega - 2a) + R_v(\tau)), & \text{有目标} \end{cases} \quad (8)$$

或

$$\begin{cases} H_0: |M_{2x}(\omega, \tau)| - |R_v(\tau)| = 0, & \text{无目标} \\ H_1: |M_{2x}(\omega, \tau)| - |R_v(\tau)| = R_s(\tau) (\delta(\omega - 2a)), & \text{有目标} \end{cases} \quad (9)$$

由于循环平稳随机过程并不满足各态历经条件,因此不可能用观测信号的某一条样本数据来估计得到其统计平均值.但是二阶循环矩的一致渐进估计可以用观测样本信号的延迟乘积过程的归一化傅立叶级数展开得到^[7]:

$$M_{2x}(\omega, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} x(t)x^*(t+\tau) e^{-j\omega t} \quad (10)$$

$$R_v(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} v(t)v^*(t+\tau) \quad (11)$$

因此选取基于观测信号二阶循环矩的检验统计量为:

$$T_2 = \max\{|M_{2x}(\omega, \tau)| - |R_v(\tau)|\} \quad (12)$$

4 检测性能分析

下面分析二阶循环矩检测统计量 T_2 的检测性能.

假设随机过程 T_2 的条件概率密度函数分别表示为: $p(T_2|H_0)$ 和 $p(T_2|H_1)$,那么可以得到基于检测统计量 T_2 的似然比函数判决表达式为:

$$\ln \frac{p(T_2|H_1)}{p(T_2|H_0)} \stackrel{H_1}{\geq} \eta_0 \quad (13)$$

其中 η_0 为检测门限.

由式(10)、(11)可知,检测统计量 T_2 的计算涉及到两个随机过程的相乘运算.一般说来,由于两个高斯过程的乘积并不一定是高斯过程,因此上述似然比的计算得不到解析的表达式.为此,本文采用通过分析统计量 T_2 的信噪比大小,间接地考察二阶循环矩的检测性能.因为检测统计量 T_2 的输出信噪比越高,检测概率也越高;反之亦反之.

4.1 二阶循环矩的信噪比计算

为分析二阶循环矩的检测统计量的输出信噪比,需要对式(10)重写为:

$$M_{2x}(\omega, \tau) = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} x(t) \cdot x^*(t+\tau) e^{-j\omega t} = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} y(t) e^{-j\omega t} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} y(t) &\triangleq x(t)x^*(t+\tau) \\ &= s(t)s(t+\tau) e^{-j2(f_d + \frac{1}{2}\tau^2)} e^{-j2\theta} + s(t)v^*(t+\tau) e^{j2(f_d + \frac{1}{2}\tau^2) + j\theta} \\ &\quad + s(t+\tau)v(t) e^{-j2(f_d + \frac{1}{2}\tau^2) + j\theta} + v(t)v^*(t+\tau) \end{aligned} \quad (15)$$

从上式中看出,随机过程 $x(t)$ 的延迟乘积 $y(t)$ 由四部分组成,其中第一项是位于 $\omega = 2\omega_c$ 处的谐波分量,第二项和第三项分别表示位于 $\omega = \pm 2f_d$ 处的谐波分量,但这两项的幅度都是零均值随机变量.第四项是 $\omega = 0$ 的直流分量,可以通过简单的去均值处理来滤掉.由于 $x(t)$ 的二阶循环矩可由延迟乘积 $y(t)$ 的 DFT 变换得到,而 DFT 相当于是窄带匹配滤波器组, $\omega = 2\omega_c$ 和 $\omega = \pm 2f_d$ 这两个谐波成分互不影响(一般情况下由于 $\omega = \pm 2f_d$ 远大于 $\omega = 2\omega_c$,并且噪声 $s(t)$ 与 $v(t)$ 都是窄带的,所以上述条件可以满足),相互的耦合干扰误差可以近似忽略,因此上式可以写为:

$$y(t) = R_v(\tau) y_2(t) + z_2(t) \quad (16)$$

其中: $y_2(t) = R_s(\tau) e^{j2(f_d + \frac{1}{2} \tau^2)} e^{-j2\pi f_c t}$ (17)

$$z_2(t) = [s(t)s(t+\tau) - R_s(\tau)] e^{-j2\pi(f_d + \frac{1}{2} \tau^2)t} + [v(t)v^*(t+\tau) - R_v(\tau)] \quad (18)$$

对式(14)两边进行 DFT 处理,得到信号的二阶循环矩,由于 DFT 是线性变换,同样可得:

$$M_{2y}(\omega, \tau) = M_{2y_2}(\omega, \tau) + M_{2z}(\omega, \tau) \quad (19)$$

这里, $M_{2y_2}(\omega, \tau)$ 和 $M_{2z}(\omega, \tau)$ 分别是 $y_2(t)$ 和 $z_2(t)$ 的二阶循环矩.

从式(17)、(18)可看出, $y_2(t)$ 为一常数幅度的谐波,谐波的频率 $\omega = 2\omega_c$,而 $z_2(t)$ 是相应谐波位置处的零均值随机分量,可以看作是循环频率 $\omega = 2\omega_c$ 处的噪声干扰分量.

因此二阶循环矩在谐波频率 $\omega = 2\omega_c$ 处的输出信噪比可以表示为:

$$SNR_2 \Big|_{\omega=2\omega_c} = \frac{|M_{2y_2}(\omega, \tau)|^2}{E[|M_{2z}(\omega, \tau)|^2]} \quad (20)$$

可以证明二阶循环矩在谐波 $\omega = 2\omega_c$ 处的信号功率为:

$$|M_{2y_2}(\omega, \tau)|^2 = |R_s(\tau)|^2 \quad (21)$$

同样二阶循环矩在谐波 $\omega = 2\omega_c$ 处的噪声功率为:

$$|M_{2z}(\omega, \tau)|^2 = \frac{1}{N} [C_s^4(\tau) + C_s^2(\tau) + 2\mu_s^2 C_s^2(\tau) + 2\mu_s^2 C_s(\tau) + \mu_v^4] \quad (22)$$

其中, $C_s(\tau)$ 和 $C_v(\tau)$ 分别为乘性噪声和加性噪声的协方差函数.

故二阶循环矩的输出信噪比:

$$SNR_2 = N \frac{C_s^2(\tau) + 2\mu_s^2 C_s(\tau) + \mu_v^4}{C_s^4(\tau) + C_s^2(\tau) + 2\mu_s^2 C_s^2(\tau) + 2\mu_s^2 C_s(\tau) + \mu_v^4} \quad (23)$$

可见,二阶循环矩的输出信噪比与乘性噪声的均值、方差、协方差函数以及加性噪声的方差都有比较复杂的关系.

4.2 讨论分析

下面分别就纯乘性噪声和纯加性噪声两种特殊情况讨论.

讨论 1:当观测信号模型(1)中只有乘性噪声时,即加性噪声的 $\mu_v = 0$,则输出信噪比退化为:

$$SNR_2 = N \frac{C_s^2(\tau) + 2\mu_s^2 C_s(\tau) + \mu_s^4}{C_s^4(\tau) + C_s^2(\tau) + 2\mu_s^2 C_s^2(\tau) + 2\mu_s^2 C_s(\tau)} \quad (24)$$

记 ρ 表示幅度随机过程 $s(t)$ 的自相关系数,即 $\rho = C_s(\tau)/C_s^2(0)$; η 表示幅度随机过程 $s(t)$ 的均值的平方与方差之比, $\eta = \mu_s^2/C_s^2(0)$.反映了幅度随机过程 $s(t)$ 的功率中包含的相干功率与非相干功率的相对大小, ρ 越大,说明信号中的有用功率成分越强,反之说明信号中的非相干功率成分越强.因此可称为信号的效率.则上式可写为:

$$SNR_2 = N \frac{\rho^2 + 2\eta\rho + \eta^2}{1 + \rho^2 + 2\eta\rho + \eta^2} \quad (25)$$

可见纯乘性噪声条件下二阶循环矩检测统计量的输出信噪比只和信号积累时间长度 N 、乘性噪声 $s(t)$ 的相关系数 ρ 以及效率 η 有关.

图 1 给出了当观测信号模型中在只有乘性噪声干扰条件下,二阶循环矩检测统计量的输出信噪比与幅度噪声 $s(t)$ 的相关系数 ρ 以及 η 因子的关系,信号数据长度 $N = 4000$,相关系数 ρ 分别取 0.1、0.05 和 0.01.从中可以得出以下结论:

(a) 幅度噪声的效率 η 越高,输出信噪比越高,应该越有利于检测,这一点很容易理解.

(b) 幅度噪声的相关系数越大,则二阶循环矩检测统计量的输出信噪比越高,检测性能应该越好.

讨论 2:当观测信号模型中只有加性噪声时,即 $\mu_s = 0$,有

$$SNR_2 = N \frac{\mu_s^4}{\mu_v} = N \cdot SNR_{in}^2 \quad (26)$$

其中, μ_v 表示加性噪声的相关系数, SNR_{in} 表示此时观测信号的输入信噪比,且 $SNR_{in} = \frac{\mu_s^2}{\mu_v}$.

文献[2]中研究了利用 WHT 方法检测线性调频信号的性能,并给出了基于 Wigner-Hough 检测统计量的信噪比表达式.由于该文针对常数幅度的调频信号检测讨论,因此对应于本文模型中的纯加性高斯噪声情形,即有:

$$SNR_{WHT} = \frac{N^2 SNR_{in}^2}{2 SNR_{in} + 1} \quad (27)$$

图 2 给出了当观测信号模型中在只有加性噪声干扰的条件下,二阶循环矩检测统计量的输出信噪比与 WHT 检测器的输出信噪比的对比,信号数据长度 $N = 4000$.从中可以得出以下结论:

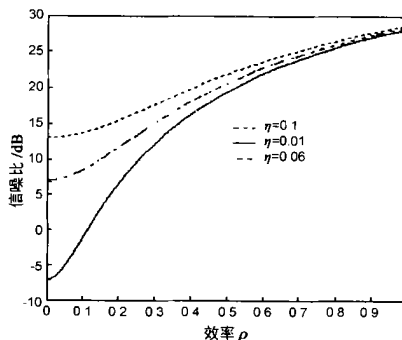


图 1 相关系数与输出信噪比的关系

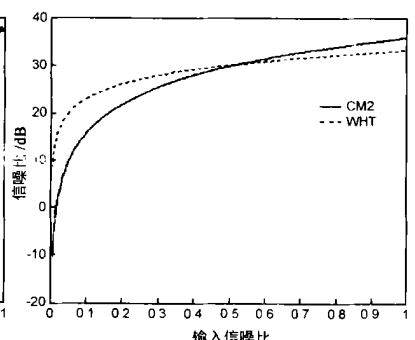
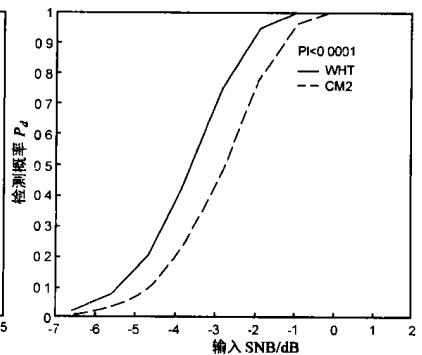
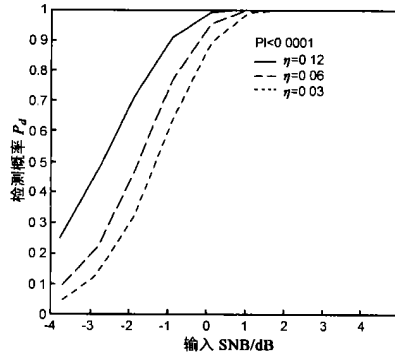


图 2 二阶循环矩 CM2 和 WHT 的信噪比比较

(a) 在纯加性噪声干扰条件下, 二阶循环矩检测器与 WHT 检测器一样, 其输出信噪比呈现出典型的门限效应^[2], 即在一定输入门限之上, 输入信噪比越高, 则输出信噪比越好; 若低于该门限, 则输入信噪比越低, 输出信噪比变得越差, 即对输入信噪比的倍增效应。

(b) 在纯加性噪声干扰条件下, 信号的输入信噪比低于一定程度时, 二阶循环矩的检测性能要差于 WHT 检测器的性能



5 检测性能仿真

为评价本文提出的二阶循环矩检测器的性能, 并且与其它几种检测器进行比较, 进行了蒙特卡罗仿真试验, 以式(1)所示的观测信号模型进行仿真, 实验次数 10000 次, 信号数据长度 $N = 4000$, 采样频率 400kHz, 信号的多卜勒频率 100kHz, 目标运动的相对加速度 $20g$, 加性色噪声 $v(t)$ 采用高斯分布白噪声通过窄带滤波器生成, 滤波器带宽为 10kHz, 均值为 0, 方差 $\sigma_v^2 = 0.05$; 幅度噪声 $s(t)$ 也服从高斯分布, 带宽 10kHz, 且方差 $\sigma_s^2 = 0.02$, 检测虚警率 $P_{fa} \leq 10^{-4}$ 。图 3 给出了不同的噪声相关系数对二阶循环矩检测器的检测性能影响曲线。可见在同等条件下乘性噪声的相关系数越大, 二阶循环矩的检测性能越好, 进一步验证了图 1 给出的结论。图 4 给出了在同等条件下, 二阶循环矩检测器和 WHT 检测器的性能比较曲线, 可以看出, 在对乘性色噪声和加性色噪声联合干扰下的调频信号检测当中, 本文提出的二阶循环矩检测器性能明显优于文献[2]提出的 WHT 检测器。

6 结束语

本文主要研究了含未知调频参数的雷达信号受到加性和乘性色噪声干扰时的检测问题。首先给出雷达回波的观测模型, 然后利用循环平稳信号处理原理, 分析了加性噪声和乘性噪声联合干扰下的复调频信号的循环统计特性, 在此基础上构造了基于二阶循环矩的检测统计量, 并且推导了检测统计量的输出信噪比与观测噪声统计特性的关系, 得出了二阶循环矩检测器的性能与乘性噪声的相关系数、乘性噪声的功率效率呈正相关的结论。最后利用 Monte-Carlo 仿真试验得到了二阶循环矩检测器的性能曲线, 并与基于时频分布的 Wigner-Hough 检测器做了比较, 进一步验证了在对乘性色噪声和加性色噪声联合干扰下的调频信号检测当中, 本文提出的二阶循环矩检测器性能要优于 Wigner-Hough 检测器的结论。当然, 本文的结论只限于对乘性噪声和加性噪声均为窄带的高斯色噪声的情形, 对于其他的噪声分布特性下的调频信号检测问题还有待于进一步研究。

图 3 相关系数对本文检测器性能的影响 图 4 二阶循环矩检测器 CM2 和 WHT 比较

参考文献:

- [1] 保铮. 雷达信号的长时间积累[A]. 第七届全国雷达学术年会[C]. 北京: 电子工业出版社, 1999. 1 - 9.
- [2] S Barbarossa. Analysis of multicomponent LFM signals by a combined Wigner-Hough transform[J]. IEEE Trans S P, 1995, 43(6): 1511 - 1515.
- [3] T K Bhattacharya. Time-frequency based detection scheme for missile warning system[A]. IEE Radar 97 Conference[C]. Eidingburg: Oxford Press, 1997. 539 - 543.
- [4] Xiang-gen Xia. Discrete Chirp-Fourier transform and its application to chirp rate estimation[J]. IEEE Trans S P, 2000, 48(11): 3122 - 3133.
- [5] F Gni. Estimation of chirp radar signals in compound-gauss clutter: a cyclostationary approach[J]. IEEE Trans S P, 2000, 48(4): 1029 - 1039.
- [6] M Ghogho. Performance analysis of cyclic statistics for the estimation of harmonics in multiplicative and additive noise[J]. IEEE Trans S P, 1999, 47(12): 3235 - 3249.
- [7] 张贤达. 非平稳信号分析与处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1998. 94 - 152.

作者简介:



赵宏钟 男, 1971 年 11 月出生于山西省寿阳县, 现为国防科技大学 ATR 实验室讲师, 博士, 主要研究方向为雷达信号处理与目标识别应用, 在国内外发表学术论文 10 余篇。

付强 男, 1962 年 6 月出生于湖南省长沙市, 现为国防科技大学 ATR 实验室教授, 获国家、委级科技进步奖共 4 项, 在国内外发表学术论文 40 余篇。