

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.04.008

引用格式:石荣,邓科,阎剑. 负 SNR 数字调相信号的干涉仪测向技术[J]. 电讯技术,2014,54(4):418-423. [SHI Rong,DENG Ke,YAN Jian. Direction Finding Using Interferometer for Digital Phase-modulated Signal with Negative SNR[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(4):418-423.]

负 SNR 数字调相信号的干涉仪测向技术*

石 荣**,邓 科,阎 剑

(电子信息控制重点实验室,成都 610036)

摘 要:传统意义上的干涉仪测向数学模型与处理流程一般要求目标信号具有正信噪比(SNR),在对负 SNR 调制信号实施测向时通常会产生较大误差甚至失效。在分析传统方法失效原因的基础上,利用数字调相信号的特点,通过非线性变换对负 SNR 信号进行高次载波恢复,然后针对恢复后的高次载波进行相位差提取,从而获得被测信号的来波方向。在此基础上对该方法所能达到的精度进行了理论分析,并将其推广至凡是具有可恢复载波分量的测向应用情况。仿真结果验证了该方法的有效性,这对于干涉仪在电子侦察和电磁频谱监测中更加广泛的应用提供了新的参考。
关键词:数字调相信号;负信噪比;干涉仪测向;非线性变换;高次载波恢复;测向精度
中图分类号:TN971 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)04-0418-06

Direction Finding Using Interferometer for Digital Phase-modulated Signal with Negative SNR

SHI Rong,DENG Ke,YAN Jian

(Science and Technology on Electronic Information Control Laboratory,Chengdu 610036,China)

Abstract:The signal with positive SNR (Signal-to-Noise Ratio) is required for the mathematic model and processing flow of the interferometer in traditional direction finding method. But the large error or invalidation of the model usually occurs, when it is used for the modulated signal with negative SNR. After the reason is analyzed, the characteristic of the digital phase-modulated signal is utilized and the high-order carrier wave is recovered through the non-linear transform. Then direction finding is completed based on the phase difference measurement for recovered high-order carrier, and the precision of this method is theoretically discussed. Finally, the method is generalized for the condition that the carrier element can be recovered from the measured signals in direction finding applications. Its validity is demonstrated through simulation, which provides a new reference for applying the interferometer more widely in the electronic reconnaissance and electromagnetic spectrum surveillance.
Key words:digital phase-modulated signal;negative SNR;direction finding using interferometer;non-linear transform;high-order carrier wave recover; direction finding precision

1 引 言

干涉仪在电子侦察中广泛应用于电磁信号的来

波方向测量。干涉仪测向的原理、方法和流程在各类文献中都有大量报道,为干涉仪的设计与研制提

* 收稿日期:2013-12-27;修回日期:2014-03-10 Received date:2013-12-27;Revised date:2014-03-10
基金项目:国防科技重点实验室基金项目(9140C100404120C10041)
Foundation Item:Key Lab Funds of National Defense Technology(9140C100404120C10041)

** 通讯作者:wyx1719@sina.com Corresponding author:wyx1719@sina.com

供了理论指导^[1-3]。干涉仪测向的两个基本要素是多基线的构建与接收通道间的信号相位差提取。从理论上讲,在干涉仪的各条基线长度确定之后,其测向精度就主要取决于接收通道间的信号相位差测量结果,所以干涉仪通道间的信号相位差测量方法与所能达到的精度成为关注的重点。目前主要有时域求解法与频域求解法,由于在低信噪比(SNR)条件下,频域法的性能优于时域法,所以频域法应用更加广泛^[4]。虽然部分文献还提出过一些改善干涉仪测向精度的方法^[5],但都是在正 SNR 条件下实施的测向过程。当调制信号的 SNR 进一步减少,直至 0 dB 以下成为负 SNR 信号时,由于噪声对相位计算的影响逐渐增强,测量误差也迅速增大,最终造成测量模型的失效,显然后续的信号来波方向也无法准确获得。尽管部分文献提出采用信号积累的方式来提高 SNR^[6],但是对于短时出现的突发信号,以及脉冲信号来说,并没有提供用于信号积累的时间条件,负 SNR 条件下的测向问题依然存在。

针对此问题,本文采用被测信号自身所具有的相关特征来辅助干涉仪通道间相位差信息提取的思路,以常见的数字调相信号为研究对象,利用其数字相位等间距分布的特点,通过非线性变换对掩盖于噪声基底下的信号载波分量进行恢复,然后针对恢复后的高次载波来进行干涉仪测向,并对其在理论上可以达到的测向精度进行了分析,在此基础上对该方法进行了一般适应性讨论。这为负 SNR 条件下的干涉仪测向处理提供了新的思路,拓宽了干涉仪在电子侦察和电磁频谱监测中的应用范围。

2 负 SNR 条件下传统方法失效性分析

干涉仪测向原理如图 1 所示,图中有一信号波长为 λ 的平面电磁波从与天线视轴夹角为 θ 的方向到达测向天线 A 和 B,两天线 A、B 之间的距离为 d ,通过信号处理之后可获得两天线接收到信号的相位差 ϕ ,然后可计算出信号的来波方向 θ 为

$$\theta = \arcsin \frac{\phi \lambda}{2 \pi d}$$

(1)

为了避免相位差测量过程中的相位模糊,一般使用多基线干涉仪,即用长基线获得高精度的相位差测量值,用短基线来解相位差模糊。由式(1)可见,无论干涉仪的长短基线如何设计,其核心环节之一就是干涉仪通道间的相位差 ϕ 的准确测量,这与最终的测向精度直接相关。

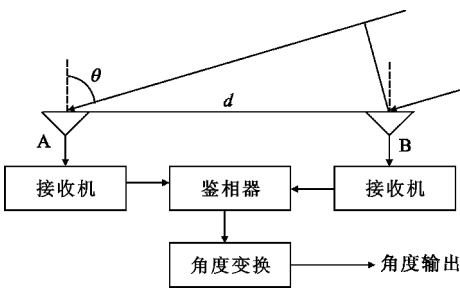


图 1 干涉仪测向原理图
Fig. 1 The principle of direction finding using interferometer

在单频平面电磁波条件下,设干涉仪两个接收通道中的信号分别为

$$S_A(t) = a \cdot \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0) + n_A(t)$$

(2)

$$S_B(t) = a \cdot \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0 + \phi) + n_B(t)$$

(3)

式中, f_0 为信号载波频率, φ_0 为初始相位, a 为信号幅度, $n_A(t)$ 与 $n_B(t)$ 分别是两个接收通道引入的噪声。由于频域直接鉴相法的性能优于时域相乘滤波法,所以下面只对频域法进行讨论。

将式(2)~(3)通过傅里叶变换转换到频域,在信号载频 f_0 处可以直接读出两接收通道中信号的相位分别为 $\varphi_0 + \eta_1$ 、 $\varphi_0 + \phi + \eta_2$,其中 η_1 与 η_2 分别为噪声引入的附加相位分量,两式之差即为 $\phi + (\eta_2 - \eta_1)$ 。由此可见干涉仪通道间的相位差提取与信号的 SNR 密切相关,其精度由下式确定^[4]:

$$\sigma_\phi = 1/\sqrt{S/N}$$

(4)

其中, σ_ϕ 表示相位差测量的标准差, S/N 表示信号所占带宽内的带内信噪比。从理论上讲,按照上式,在 $SNR=0$ dB 时, $\sigma_\phi = 1$ rad;相位误差主要分布的 $\pm 3\sigma_\phi$ 区间将覆盖 $[-3, 3]$ rad,几乎占据了整个鉴相范围,测量误差非常大。而且随着 SNR 的进一步降低至负数时,相位误差将使得测量结果在 2π rad 范围内产生模糊,而无法判断相位差的测量值,从而造成整个鉴相模型的失效。

当单频正弦波上调制有信息时,信号在频域将占有一定的频谱宽度,在利用频域法进行相位差提取时,同样面临噪声影响的问题。在低 SNR 甚至负 SNR 条件下,也不能直接地有效提取出干涉仪通道间信号的相位差信息。所以一般情况下,干涉仪要求工作于被测信号的正 SNR 条件。

3 通过高次载波恢复来提取负 SNR 数字调相信号的相位差

由上节可知,目前在对负 SNR 信号进行干涉仪

测向时都存在噪声对相位差测量过程的严重影响。但在一定条件下,还是可以利用被测信号自身所具备的特点来减小噪声的影响,其中数字调相信号就是具备这样特点的信号形式之一。下面就对负 SNR 数字调相信号的干涉仪测向方法与处理流程进行阐述。

当目标信号为数字调相信号时,到达干涉仪 A、B 两天线的信号可以表示如下:

$$S_{Am}(t)=a\cdot\sin(2\pi f_0t+\psi(t)+\varphi_0)+n_A(t)\tag{5}$$

$$S_{Bm}(t)=a\cdot\sin(2\pi f_0t+\psi(t)+\varphi_0+\phi)+n_B(t)\tag{6}$$

其中, $\psi(t)=2\pi\frac{d(t)}{M}$, $M=2^k$, $k=1,2,3,\cdots$ 表示数字调相信号的调制阶数, $d(t)<M$, $d(t)\in N$ 表示信号上承载的数字调制符号。常见的数字调相信号有 BPSK、QPSK、8PSK 等。

在电子侦察中对截获的信号进行参数分析与调制样式识别之后,可获得目标信号的准确调制参数。在此基础上,对该截获信号所在频段连续进行 k 次跟踪滤波与平方操作处理来实施数字调相信号高次载频分量的恢复。此处跟踪滤波的含义是滤波器的中心频率要跟随平方操作后信号高次载频的变化而变化,而滤波器的带宽取为原信号所占带宽,这样做的目的是为了减少逐级平方过程中噪声的影响。

以 BPSK 信号为例,干涉仪两天线接收到的信号先经过所在带内的滤波处理之后,进行平方运算,然后在二倍载频处再次滤波,其结果为

$$S_{Am,2}(t)=-\frac{a^2}{2}\cdot\cos(2\pi(2f_0)t+2\varphi_0)+n_{A,2}(t)\tag{7}$$

$$S_{Bm,2}(t)=-\frac{a^2}{2}\cdot\cos(2\pi(2f_0)t+2\varphi_0+2\phi)+n_{B,2}(t)\tag{8}$$

其中, $n_{A,2}(t)$ 与 $n_{B,2}(t)$ 为平方操作过程中所产生的综合噪声信号,因为式(5)~(6)的平方会有 3 类信号,第 1 类是信号与信号相乘的乘积项,第 2 类是信号与噪声的交叉乘积项,第 3 类是噪声与噪声相乘的乘积项目,其中后续两项都会产生综合噪声,而第 1 个乘积项在经过滤波之后的结果如下:

$$\begin{aligned} &\text{Filter}(a^2\cdot\sin^2(2\pi f_0t+\psi(t)+\varphi_0))= \\ &\text{Filter}\left(\frac{a^2(1-\cos(2\pi(2f_0)t+2\psi(t)+2\varphi_0))}{2}\right)= \\ &\frac{a^2\cos(2\pi(2f_0)t+2\psi(t)+2\varphi_0)}{2} \end{aligned}\tag{9}$$

其中, $\text{Filter}(\cdot)$ 为滤波算子。由上可知,通过平方

运算与跟踪滤波操作 BPSK 信号在相位上的调制信息被去除,即 $2\psi(t)=2\pi$ 或 0 , 信号的高次载波得以恢复。虽然原信号是一个负 SNR 的信号,但是在经过上述处理后,信号调制影响被去除后,信号的能量在频域的分布也相对集中,所以在频域中的二倍载波频率处的已恢复信号的 SNR 有所提高。当经过处理后的二倍载频信号具有正 SNR 时,那么我们就可以对此二倍载频信号的通道间相位差进行提取。

对于 QPSK 信号来说,在 f_0 频率处的信号带内滤波后进行平方变换,然后在 $2f_0$ 频率处的信号带宽内再次滤波后进行平方变换,同样可以去除信号载波相位上的调制信息,恢复出信号的四倍载频分量 $4f_0$ 。同理,对于其他调制阶数的 MPSK 信号按照上述非线性变换处理流程,都可以实现对其 M 倍载波频率处的信号分量恢复。

从式(7)和式(8)的对比可以看出,对 BPSK 信号实施跟踪滤波与平方操作之后,二倍载频信号已得到恢复,所以此时可以利用频域变换法将上述两式转换到频域后,直接在信号的二倍载频所在谱线位置获得上述两式所表示信号的相位值分别为 $2\varphi_0+\eta_{01}$ 、 $2\varphi_0+2\phi+\eta_{02}$, 于是可求出 BPSK 信号经过非线性变换后的干涉仪通道间的相位差测量值约为 2ϕ 。同理,如果是 QPSK 信号,非线性变换后的相位差测量值将约为 4ϕ 。对于 MPSK 信号,非线性变换后的相位差测量值将约为 $M\phi$ 。所以该信号原始的通道间相位差值 ϕ 需要将非线性变换后的值 $M\phi$ 除以调制参数 M 之后才能得到,然后将结果 ϕ 代入式(1),便可以求出信号的来波方向 θ 。

从上述方法流程可知,由于非线性变换过程中存在相位差由原来的 ϕ 变为 $M\phi$ 的现象,所以在实际应用中的干涉仪基线设计时,就需要将这一因素事先考虑进去,以满足多基线干涉仪相位差解模糊的条件。关于相位差解模糊的相关内容可参见文献[1-2],在此就不重复展开阐述了。

4 精度分析与一般适应性讨论

通常条件下干涉仪通道间相位差测量的精度由式(4)决定,但是在对负 SNR 信号实施了非线性变换后,此时式(4)中的 S/N 就不再是原信号的 SNR,而应是实施变换之后在 Mf_0 载频处的 S/N 值。因为此时新产生的高次载波信号的功率与附加产生的

新的噪声功率的数值都发生了改变,所以在进行实际精度估计时,这一值需要取为在频域实际测量的值 $(S/N)_M$ 。在此基础上还要考虑到最后求出相位差 ϕ 时,要以数字调相信号的调制参数 M 为除数进行运算。综合上述各种因素,通过非线性变换来对负 SNR 数字调相信号进行干涉仪测向时,通道间相位差测量的精度由下式决定:

$$\sigma_{\phi}=\frac{1}{M\sqrt{\left(\frac{S}{N}\right)_M}}\tag{10}$$

由此可计算出干涉仪的测向精度,即测向的标准差 σ_{θ} 为

$$\sigma_{\theta}=\frac{d\theta}{d\phi}\cdot\sigma_{\phi}\tag{11}$$

其中, $\frac{d\theta}{d\phi}=\frac{\lambda}{2\pi d}\left(1-\left(\frac{\lambda}{2\pi d}\right)^2\right)^{-0.5}$ 为式(1)所决定的 θ 对 ϕ 的微分。

前面针对 MPSK 信号的特点,利用 k 次跟踪滤波与平方操作,去除了 MPSK 信号的调制信息,使得负 SNR 的 MPSK 信号在 M 倍载频处的信号功率得以集中,在此局部频谱区域内转化成了一个正 SNR 信号,从而实现了干涉仪通道间的信号相位差的有效提取。按照上述思想,凡是具有可恢复载波分量的信号,都可以通过各种形式的非线性变换,将信号功率向可恢复载波分量进行转化,将原来的负 SNR 信号转化为一个局部频谱区域内的正 SNR 信号,然后利用此分量来进行干涉仪通道间的相位差提取和来波方向测量。例如,8APSK 信号虽然是一个幅相正交调制信号,但是通过两次跟踪滤波与平方变换,可以对 8APSK 信号的四次载频分量进行恢复。所以按此方法,同样可以对负信噪比的 8APSK 信号进行干涉仪测向。

5 仿真验证

(1)仿真 1

如图 1 所示的干涉仪两天线之间的距离为 0.6 m,被测信号来至 $\theta=30^\circ$ 的方向,信号的载波频率为 250 MHz,符号速率为 10 Msymbol/s,采用滚降系数为 0.25 的升余弦滤波器进行符号脉冲成形,采样率为 4 GHz。上述测向场景常见于电磁频谱检测等应用中,由此典型条件得到的结果也可扩展应用于其他情况。由上述条件可知,干涉仪的两接收通道间的信号相位差理论值为 $\pi/2$ 。信号的调制样式

为 BPSK,带内 SNR 约为 -6 dB,干涉仪接收天线 A 输出的信号频域幅度谱与相位谱如图 2 所示。

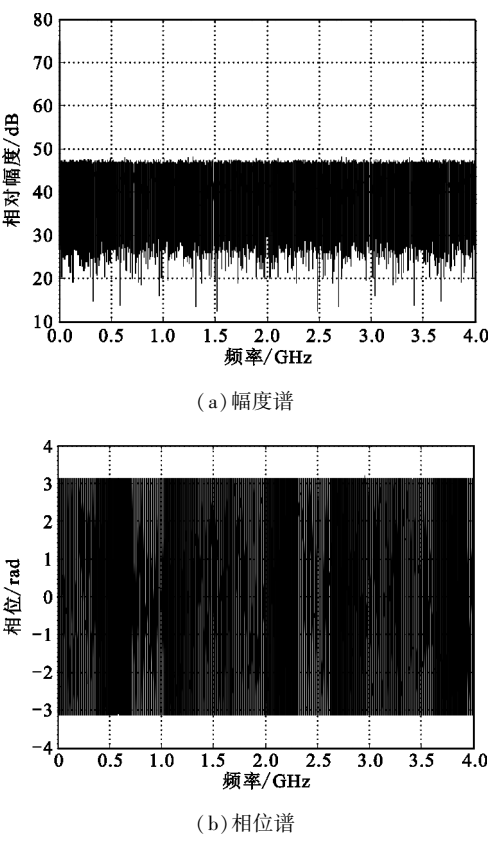


图 2 负信噪比 BPSK 信号的幅度谱与相位谱
Fig. 2 The amplitude and phase spectrum of BPSK signal with negative SNR

由图 2 可见,负信噪比条件下 BPSK 信号在频域的相位谱完全被噪声所影响,无法实施信号相位信息的提取,也不能采用传统的干涉仪频域鉴相流程来计算通道间的相位差值。采用本文所提出的方法,在滤波与平方变换之后,在信号的二倍载频处的频域幅度谱如图 3 所示。

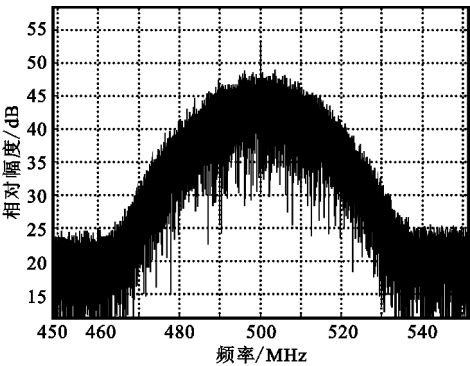


图 3 负信噪比 BPSK 信号非线性变换后的幅度谱
Fig. 3 The amplitude spectrum of BPSK signal with negative SNR after the non-linear transform

由图可见,信号的二倍载频处的信号分量非常明显,将干涉仪两通道的信号均按照上述处理,在此二倍载频处进行通道间的相位差计算,结果为 3.24 rad,由于是经过二次方变换的,需要除以 2 之后才能得到最终的相位差为 1.62 rad,与理论值相差 0.05 rad,按照式(1)可求出信号来波方向为 31°,对应的测向误差为 1°。

(2) 仿真 2

在前述条件的基础上,信号的调制样式改变为 8APSK,信号带内 SNR 约为 -1 dB,其他条件保持不变。干涉仪接收天线 A 输出信号的频域幅度谱与相位谱如图 4 所示。

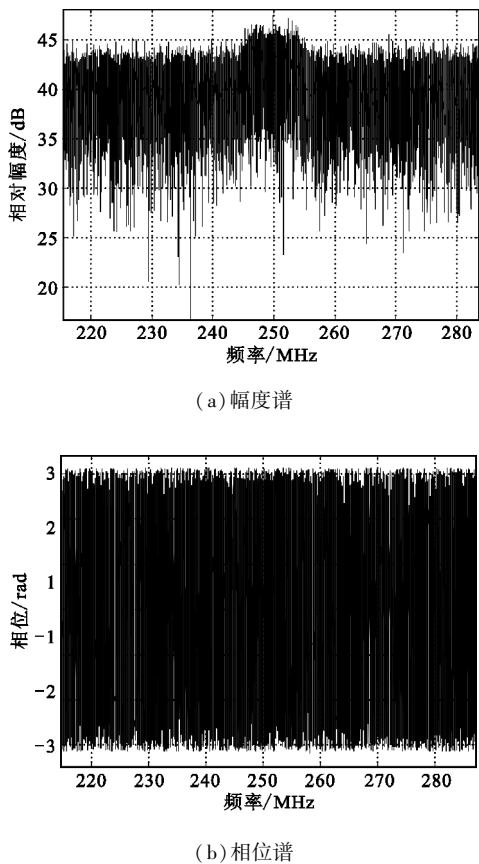


图 4 负信噪比 8APSK 信号的幅度谱与相位谱
Fig. 4 The amplitude and phase spectrum of 8APSK signal with negative SNR

从图 3(a)中隐约可见信号与噪声基底叠加在一起的情况,但是在频域相位谱中,由于噪声的影响,则完全不能得到相关的相位信息。按照前面所提出的方法,在两次跟踪滤波与平方变换后,在信号的四倍载频处的信号的频域幅度谱如图 5 所示。

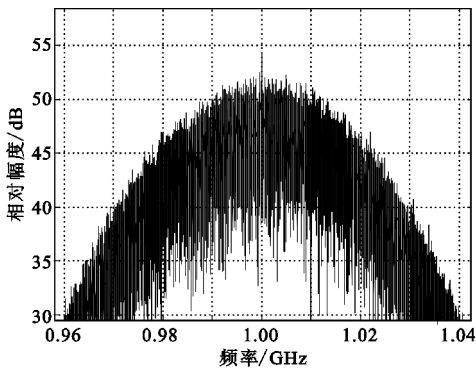


图 5 负信噪比 8APSK 信号非线性变换后的幅度谱
Fig. 5 The amplitude spectrum of 8APSK signal with negative SNR after the non-linear transform

由图 5 可以观察到 8APSK 信号的四倍载频分量,按照上述流程可求得通道间的最终相位差为 1.74 rad,与理论值相差 0.17 rad,按照式(1)可求出信号来波方向为 33.6°,对应的测向误差为 3.6°。由此可见,本文所提出的方法不仅适用于数字调相信号,而且也适用于其他可以通过非线性变换进行高次载波分量恢复的信号。

6 结 论

本文在对干涉仪通道间信号的频域相位差提取处理流程阐释的基础上分析了该传统方法对于负 SNR 信号实施测向失效的原因,并提出了利用信号自身所具备的特点来提取干涉仪通道间负 SNR 信号的相位差的思路,采用非线性变换进行负 SNR 数字调相信号的高次载波恢复,然后针对恢复的高次载波实施干涉仪通道间相位差信息的提取,从而最终获得信号的来波方向。在此基础上对此方法所能达到的测向精度进行分析,并对方法的一般适应性展开了讨论,最后通过仿真进行了有效性验证。实际上,通过高次载波恢复来对负 SNR 数字调相信号进行干涉仪测向的方法可以推广到其他应用情况,即如果能利用信号自身所具备特点实施高次载波分量的恢复,都可以按照这一处理流程来对负 SNR 条件下的信号进行干涉仪测向。在后续工作中一方面需要从理论上深入分析噪声对测量精度的影响程度,以进一步推进该方法的实际工程应用;另一方面也可探索其他的针对负 SNR 信号的测向方法。

参考文献:

[1] 冯小平,李鹏,杨绍全. 通信对抗原理[M]. 西安:西安

- 电子科技大学出版社,2009.
- FENG Xiao-ping, LI Peng, YANG Shao-quan. The principle of communication countermeasure[M]. Xi'an: Xidian University Press, 2009. (in Chinese)
- [2] 赵国庆. 雷达对抗原理[M]. 2 版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2012.
- ZHAO Guo-qing. The principle of Radar countermeasure [M]. 2nd ed. Xi'an: Xidian University Press, 2012. (in Chinese)
- [3] Richard A P. Electronic warfare target location methods [M]. [S. l.]: Artech House, 2005.
- [4] 李银波, 陈华俊. 鉴相方法的分析与比较[J]. 电讯技术, 2008, 48(6): 78-81.
- LI Yin-bo, CHEN Hua-jun. Analysis and application of phase detection methods [J]. Telecommunication Engineering, 2008, 48(6): 78-81. (in Chinese)
- [5] 安效君. 改进的干涉仪测向方法研究[J]. 无线电工程, 2009, 39(3): 59-61.
- AN Xiao-jun. Research on DF based on improved phase interferometer[J]. Radio Engineering of China, 2009, 39(3): 59-61. (in Chinese)
- [6] 张智锋, 乔强. 低信噪比下相关干涉仪测向处理方法[J]. 舰船电子对抗, 2009, 32(6): 103-106.

ZHANG Zhi-feng, QIAO Qiang. Direction-finding Processing Method of Correlation Interferometer Under Low Snr[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2009, 32(6): 103-106. (in Chinese)

作者简介:



石 荣(1974—),男,重庆人,2004 年于电子科技大学获博士学位,现为研究员,主要研究方向为电子对抗、通信与雷达系统;

SHI Rong was born in Chongqing, in 1974. He received the Ph. D. degree from University of Electronic Science and Technology of China in 2004. He is now a senior engineer of professor.

His research concerns electronic countermeasure, communication and radar system.

Email: wyx1719@sina.com

邓 科(1990—),男,重庆人,硕士研究生,主要研究方向为电子对抗;

DENG Ke was born in Chongqing, in 1990. He is now a graduate student. His research concerns electronic countermeasure.

阎 剑(1988—),男,重庆人,硕士研究生,主要研究方向为电子对抗。

YAN Jian was born in Chongqing, in 1988. He is now a graduate student. His research concerns electronic countermeasure.