

文章编号: 2095-4980(2021)06-0996-06

干涉仪相位差测量精度的匹配滤波理论解释

石 荣, 邓 科

(电子信息控制重点实验室, 四川 成都 610036)

摘 要: 针对干涉仪接收通道间信号的相位差测量精度问题, 指出了传统计算公式的局限性, 通过采用信号能量信噪比替代信号带内功率信噪比, 引出了干涉仪接收通道间信号的相位差测量误差的标准差的理论计算公式。从去调制与匹配滤波的角度证明了该计算公式的普适性, 并通过各种调制信号与脉冲串信号的仿真验证了理论分析的正确性, 揭示了干涉仪通道间相位差测量误差的标准差与信号能量信噪比的平方根成反比。这一理论分析结果为干涉仪测向工程应用的精度指标计算与论证分析提供了普适性的指导。

关键词: 干涉仪测向; 相位差测量; 调相信号去调制; 匹配滤波; 相位估计; 信号带内功率信噪比; 信号能量信噪比; 信号积累

中图分类号: TN971

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2020094

Match filtering theory interpretation for the measurement accuracy of interferometer phase difference

SHI Rong, DENG Ke

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

Abstract: The phase difference measurement accuracy for the channels receiving signals in the interferometer is discussed. After the limitations of the traditional formula are pointed out, a theoretical computation formula of the standard deviation for the phase difference measurement error of the channels receiving signals in the interferometer is proposed by using the signal energy SNR (Signal-to-Noise Ratio) instead of the in-band power SNR. In theory, the universality of the formula is proved from the point of view of demodulation and match filtering. And the correctness of the theoretical analysis is verified by the simulation for various modulated signals and pulse series signals. It reflects that the standard deviation of the phase difference measurement error for the channels receiving signals in the interferometer is inversely proportional to the square root of the signal energy SNR. This theoretical result provides a general guidance for the computation, demonstration and analysis of direction finding accuracy index in interferometer engineering application.

Keywords: direction finding by interferometer; phase difference measurement; demodulation for phased signal; match filtering; phase estimation; SNR of signal in-band power; SNR of signal energy; signal accumulation

干涉仪测向是电子侦察中常用的辐射源信号来波方向测量方法, 在各种雷达侦察与通信侦察设备中广泛使用^[1-3]。当辐射源信号以不同方向到达干涉仪的测向天线阵时, 该信号进入干涉仪的各个接收通道后会产生不同的相位差, 通过对通道间信号的相位差的测量就可以推算出辐射源信号来波方向线相对于干涉仪天线阵法线之间的夹角, 从而完成测向过程^[4-5]。所以对于干涉仪通道间信号的相位差的测量所能达到精度的分析也成为工程应用与理论研究关注的一个重点^[6-7]。

收稿日期: 2020-03-10; 修回日期: 2020-04-26

基金项目: 国家部委基金资助项目(30X0X010Y0Z)

在部分文献中直接给出了干涉仪通道间两个信号的相位差测量误差的标准差的理论计算公式^[2,8]，但在该公式的应用过程中，存在变量定义不明确，适用边界条件不清晰等问题。针对上述情况，本文在对干涉仪通道间信号相位差测量精度的传统计算公式简要回顾的基础上，阐述了新的基于信号能量信噪比的计算公式^[9]。并从信号去调制的角度阐释了新公式对广义调相信号的适用性；从匹配滤波的角度阐释了新公式对幅相调制信号的适用性。这样就从理论上完成了基于信号能量信噪比的干涉仪通道间信号相位差测量精度计算式的普适性证明，最后通过仿真验证了理论分析的正确性，并揭示了长时间信号积累所带来的处理增益。新公式相对于传统公式普适性更广，并且向下兼容传统公式，有助于干涉仪测向工程应用的测向精度指标计算、论证分析等。

1 干涉仪双通道间相位差测量误差的度量

在雷达脉冲信号侦察应用中，干涉仪通道间两个信号的相位差测量误差通常采用其标准差 $\sigma_{e,d,P}$ (单位: rad) 进行度量，对 $\sigma_{e,d,P}$ 的传统计算公式如下：

$$\sigma_{e,d,P} = 1/\sqrt{S_p/N_p} \quad (1)$$

式(1)中： S_p 表示雷达脉冲信号的功率； N_p 表示信号所在带宽内的噪声功率。式(1)的物理意义体现为：干涉仪通道间两个信号的相位差测量误差的标准差与信号带内功率信噪比的平方根成反比。虽然式(1)准确地描述了干涉仪测向应用中常规单频雷达脉冲信号的相位差测量误差特性，但是对于各种带有调制的信号，以及脉冲串中的多脉冲信号积累等效应，式(1)并不适用。为了解决这一问题，部分文献将式(1)进行了普适性推广，给出了干涉仪通道间相位差测量误差的标准差 $\sigma_{e,d,E}$ (单位: rad) 新的计算公式如下：

$$\sigma_{e,d,E} = 1/\sqrt{E_s/N_0} \quad (2)$$

式(2)中： E_s 表示信号的能量； N_0 表示噪声功率谱密度，即信号所在接收频段中单位带宽内的噪声功率。式(2)的物理意义体现为：干涉仪通道间相位差测量误差的标准差与信号能量信噪比的平方根成反比。在常规单频雷达脉冲信号条件下有下式成立：

$$E_s = S_p \cdot T_s \quad (3)$$

$$N_p = B_s \cdot N_0 \quad (4)$$

式中： T_s 表示脉冲信号的脉宽； B_s 表示脉冲信号的带宽，对于单频脉冲来讲 $T_s \cdot B_s = 1$ ，所以将式(3)和式(4)代入式(2)可得：

$$\sigma_{e,d,E} = \sigma_{e,d,P} \quad (5)$$

由上可知：在干涉仪通道间相位差测量误差的计算中将传统的被测信号带内功率信噪比 S_p/N_p 更换为能量信噪比 E_s/N_0 之后，式(2)不仅可以向下兼容传统计算式(1)，也能够解决调制脉冲信号的测向精度计算问题，而且还能够准确地反映多脉冲积累所带来的增益，因为随着脉冲积累数目的增加，信号的能量 E_s 也是增加的，由式(2)计算出的相位差测量误差的标准差也是逐渐减小的。

尽管式(2)的推广得到了工程上的初步验证，但是从理论上解释式(2)的普适性，即对于各种调制的雷达脉冲信号，以及通信信号均适用，也是非常必要的。针对这一需求，接下来首先论证式(2)对于干涉仪中两个相位调制信号的相位差测量误差的计算具有普适性。

2 干涉仪中两个相位调制信号的相位差测量误差的标准差计算

相位调制信号在雷达与通信中广泛应用，当然此处的相位调制也包含了频率调制，因为对于一个调频函数 $f_m(t)$ ，可以通过如下的积分运算之后转化为一个调相函数 $\phi_m(t)$ 为：

$$\phi_m(t) = \int_{-\infty}^t 2\pi \cdot f_m(t) dt \quad (6)$$

所以此处的相位调制实际上是广义的，既包含了传统的调相信号，也包含了传统的调频信号。一般情况下，雷达为了确保其能够实现更大的探测距离，不采用幅度调制，所以常见的带调制的雷达脉冲信号几乎全是调频脉冲或调相脉冲，例如线性调频和各种非线性调频脉冲，二相编码脉冲和多相编码脉冲，以及各种复合调制脉冲信号等。对于通信信号来讲，各种频移键控(Multiple Frequency Shift Keying, MFSK)和相移键控(Multiple Phase Shift Keying, MPSK)等数字调制信号也是典型的广义相位调制信号。

记广义相位调制信号 $s_\varphi(t)$ 的复信号形式表示为:

$$s_\varphi(t) = A_\varphi \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \phi_m(t) + \phi_c)] \tag{7}$$

式中: A_φ, f_c, ϕ_c 分别表示信号的幅度、载频和初相。假设通过信号侦察处理已经恢复出相位调制函数 $\phi_m(t)$, 于是采取如式(8)所示的共轭相乘去调制的处理方法, 即可将一个广义调相信号转化成一个单频信号 $s_{\varphi,p}(t)$:

$$s_{\varphi,p}(t) = s_\varphi(t) \cdot \exp[-j(\phi_m(t))] = A_\varphi \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \phi_c)] \tag{8}$$

由于去调制过程是一个线性变换过程, 所以高斯白噪声在经过线性变换之后, 其统计特性不会发生改变, 于是在后续的干涉仪通道间两个相位调制信号的相位差测量过程就等价于干涉仪接收到的这两个单频信号的相位差测量, 即前一小节针对单频脉冲信号给出的结论在此同样成立。这就证明了式(2)所示的干涉仪通道间相位差测量误差的标准差 $\sigma_{e,d,E}$ 计算公式同样适用于两个广义相位调制信号的相位差测量应用。

但是对于具有幅度调制的两个信号的干涉仪通道间相位差测量误差的标准差能否继续利用式(2)计算, 下面分析单个幅相调制信号的初相估计误差的统计特性。

3 从匹配滤波器的角度度量单个幅相调制信号的初相估计误差的标准差

在数字通信中幅度调制信号的应用也比较广泛, 除了大家熟知的正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)信号之外, 在 4G 与 5G 移动通信中普遍采用的正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplex, OFDM)信号也是典型的幅相调制信号。单个幅相调制信号 $s_{\varphi,A}(t)$ 的复信号形式可表示为:

$$s_{\varphi,A}(t) = A_m(t) \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \phi_m(t) + \phi_c)] \tag{9}$$

式(9)中 $A_m(t)$ 表示信号的幅度调制函数。于是在干涉仪的一个接收通道中接收到的信号 $s_1(t)$ 记为:

$$s_1(t) = s_{\varphi,A}(t) + n_c(t) + j \cdot n_s(t) \tag{10}$$

式(10)中 $n_c(t)$ 和 $n_s(t)$ 分别表示均值为 0, 方差为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。假设通过信号侦察处理已经获知了该信号的载频 f_c 、相位调制函数 $\phi_m(t)$ 与幅度调制函数 $A_m(t)$, 于是采取匹配滤波方式来对幅相调制信号的初相 ϕ_c 进行估计, 所构造的滤波函数 $s_{m,F}(t)$ 表示为:

$$s_{m,F}(t) = A_m(T_M - t) \cdot \exp[-j(2\pi f_c (T_M - t) + \phi_m(T_M - t))] \tag{11}$$

式(11)中 T_M 表示匹配滤波输出判决时刻点。经过匹配滤波之后在 T_M 时刻的输出 R_{out} 为:

$$R_{out} = \sqrt{E_S} \exp(j\phi_c) + N_n \tag{12}$$

式(12)中 E_S 表示匹配滤波时段内该信号的能量, N_n 表示噪声分量。根据匹配滤波的性质^[10], 在 T_M 时刻信号分量的能量与噪声分量的能量之比能达到最大值 E_S/N_0 。于是信号的初相估计过程可由如图 1 所示的信号矢量与噪声矢量来表示。

由图 1 可见, 在信号能量信噪比相对较大的条件下, 初相估计误差 $\Delta\phi$ 的方差 $\sigma_{e,\phi,E}^2$ 如下式所表达:

$$\sigma_{e,\phi,E}^2 \approx \int_0^{2\pi} \int_0^\infty \frac{X^2 \sin^2 \theta \cdot p(X, \theta)}{E_S} dX d\theta \tag{13}$$

式(13)中: X 表示噪声矢量的模值, 服从瑞利分布; θ 表示噪声矢量相对于真实信号矢量的相位角度, 在 $[0, 2\pi)$ 范围内满足均匀分布; $p(X, \theta)$ 表示 X 与 θ 的联合概率密度函数。由于 X 与 θ 相互独立, 于是式(13)可表示为:

$$\sigma_{e,\phi,E}^2 = \frac{1}{E_S} \int_0^{2\pi} \frac{\sin^2 \theta}{2\pi} d\theta \cdot \int_0^\infty X^2 p_R(X) dX = \frac{N_0}{2E_S} = \frac{1}{2E_S/N_0} \tag{14}$$

式(14)中 $p_R(X) = \frac{X}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{X^2}{2\sigma^2}\right)$ 为瑞利分布概率密度函数, 且 $\sigma^2 = N_0/2$ 。于是由式(14)可推导得到单个幅相调制信号的初相估计的标准差如下式所表达:

$$\sigma_{e,\phi,E} = \frac{1}{\sqrt{2E_S/N_0}} \tag{15}$$

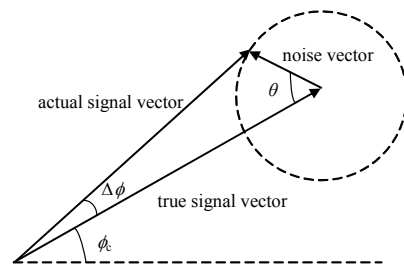


Fig.1 Signal vector and noise vector in initial phase estimation
图 1 初相估计过程中的信号矢量与噪声矢量

4 干涉仪中两个幅相调制信号的相位差测量误差的标准差计算公式推导

由于干涉仪中两个幅相调制信号的相位差计算可以看成是这两个信号的初相之差，而在前一节中基于匹配滤波理论已经推导了单个幅相调制信号的初相估计误差的标准差计算公式，所以利用这一结果可以完成干涉仪接收通道间信号的相位差测量误差的标准差的理论性分析。记干涉仪测向应用中两个通道所接收到的幅相调制信号分别为 $s_{\varphi,A,1}(t)$ 和 $s_{\varphi,A,2}(t)$ ，如下式所表达：

$$s_{\varphi,A,1}(t) = A_m(t) \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \phi_m(t) + \phi_c)] + n_{c,1}(t) + j \cdot n_{s,1}(t) \quad (16)$$

$$s_{\varphi,A,2}(t) = A_m(t) \cdot \exp[j(2\pi f_c t + \phi_m(t) + \phi_c + \phi_d)] + n_{c,2}(t) + j \cdot n_{s,2}(t) \quad (17)$$

式(17)中： ϕ_d 表示两个通道间的相位差； $n_{c,1}(t), n_{c,2}(t), n_{s,1}(t), n_{s,2}(t)$ 分别表示均值为 0，方差为 $N_0/2$ 的高斯白噪声。通过前述匹配滤波方法可对两个通道所接收的信号的初相进行估计，初相估计值分别为：

$$\hat{\phi}_1 = \phi_c \quad (18)$$

$$\hat{\phi}_2 = \phi_c + \phi_d \quad (19)$$

于是干涉仪通道间的相位差即可由下式求出：

$$\hat{\phi}_d = \hat{\phi}_2 - \hat{\phi}_1 \quad (20)$$

由于干涉仪两个接收通道间的噪声相互独立，所以式(20)估计值误差的标准差 $\sigma_{e,d,E}$ 如下式所表达：

$$\sigma_{e,d,E} = \sqrt{2} \cdot \sigma_{e,\phi,E} = \frac{1}{\sqrt{E_s/N_0}} \quad (21)$$

对比式(21)与式(2)可知，干涉仪通道间相位差测量误差的标准差与信号能量信噪比的平方根成反比。实际上，前面小节中所采用的去调制的方法本质上也是一种匹配滤波方法，所以这就从理论上证明了式(2)所示的新的相位差测量误差的标准差的计算公式不受信号调制方式的影响，具有更广的普适性，对所有信号均适用。

5 仿真验证

下面首先从常规单频信号、相位调制信号和幅相调制信号这三类不同信号的干涉仪通道间的相位差测量来对前面理论分析结果进行示例仿真，同时通过多脉冲积累的仿真来展示新的计算公式的普适性。仿真中采样率均设置为 1 000 MHz，采用复数形式的解析信号，所添加的噪声也为复数形式的高斯白噪声，且噪声功率谱密度设置为单位 1，被测信号到达干涉仪的两个接收通道时引入的相位差真实值均设置为 $\pi/9$ 。

1) 常规单频信号的相位差测量

信号时长 2 μ s，载波频率为 180 MHz，在不同的信号带内功率信噪比、信号的能量信噪比条件下，双信号之间的相位差测量误差的标准差仿真值与理论值曲线如图 2 所示。由图 2 可见，新的计算结果与传统计算结果在理论上是完全一致的，这体现了新理论对传统理论的向下兼容性；另一方面，理论曲线与仿真曲线基本重合，同时也说明了理论分析的正确性。

2) 相位调制信号的相位差测量

分别以两种具有代表性的相位调制信号为例进行仿真：第一种是 13 位 Barker 码二相编码脉冲信号，载波频率为 160 MHz，脉宽 6.5 μ s，每个子码片时长 0.5 μ s；第二种是线性调频信号，调频起始频率为 120 MHz，调频斜率为 2 MHz/ μ s，脉宽 6 μ s，如前所述，调频信号实际上属于一种特殊的调相信号，所以在此将其归并到相位调制信号中一起仿真。上述两种信号在不同的信号能量信噪比条件下，双信号之间的相位差测量误差的标准差仿真值与理论值曲线分别如图 3 和图 4 所示，调相信号的相位差测量采用去调制方法仿真，如前所述，该方法本质上也是一种匹配滤波的方法，仿真结果分别如图 3 和图 4 所示。

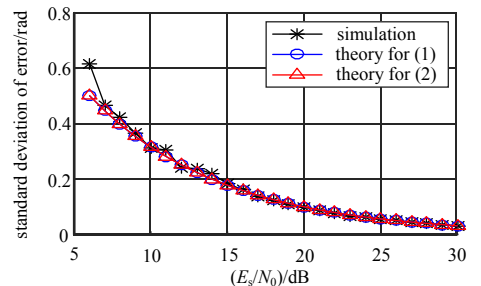


Fig.2 Standard deviation of phase difference for conventional single frequency signal
图 2 常规单频信号相位差测量误差的标准差

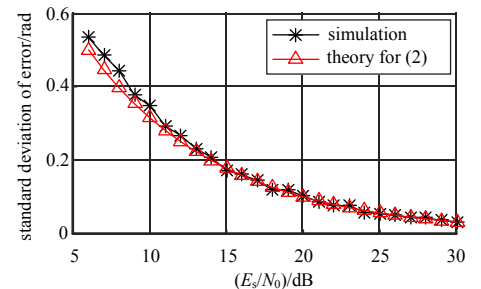


Fig.3 Standard deviation of phase difference for two-phase coded signal
图 3 二相编码信号相位差测量误差的标准差

由图 3 和图 4 可知,理论曲线与仿真曲线基本重合,说明了式(2)所示理论分析的正确性。

3) 幅相调制信号的相位差测量

分别以两种具有代表性的幅相调制信号为例进行仿真:第一种是 16QAM 信号,载波频率为 150 MHz,符号速率为 5 Msps,时长 10 μ s;第二种是 OFDM 信号,载波中心频率为 200 MHz,子载波个数为 101 个,子载波间隔为 100 kHz,单个 OFDM 符号时长 10 μ s,循环前缀时长 1.5 μ s,OFDM 符号个数为 2 个。上述两种信号在不同的信号能量信噪比条件下,双信号之间的相位差测量误差的标准差仿真值与理论值曲线如图 5 和图 6 所示,幅相调制信号的相位差测量值采用匹配滤波方法来仿真。

由图 5 和图 6 可知,理论曲线与仿真曲线基本重合,说明了式(2)所示理论分析的正确性。

4) 多脉冲积累的相位差测量

同样采用脉宽为 2 μ s、载波频率为 180 MHz 的常规单频脉冲,脉冲的重复周期为 100 μ s,连续截获 10 个脉冲,对这 10 个脉冲组成的脉冲串一起进行相位差测量。在不同的信号能量信噪比条件下,脉冲串信号之间的相位差测量误差的标准差仿真值与理论值曲线如图 7 所示,在图 7 的仿真中信号能量按照整个脉冲串的总能量来计算,这也体现了信号的积累效应。

由图 7 可知,理论曲线与仿真曲线基本重合,说明了式(2)所示理论分析对信号积累同样适用。

上述仿真过程均是在信号的能量信噪比 E_s/N_0 高于 6 dB 的条件下进行的对比。由图 2 至图 7 可知:如果 E_s/N_0 低于 6 dB,理论推导过程中由图 1 中所引入的 $\Delta\phi \approx \tan(\Delta\phi)$ 近似处理就会造成模型误差的增大,特别是在更低的 E_s/N_0 的情况下,理论模型就会失效,从而造成门限效应,这一现象在传统模型中同样存在,所以需要特别注意干涉仪通道间相位差测量精度计算式的应用边界条件,避免引起应用条件的不适性。另一方面,对于各种调相信号与幅相调制信号,如果采用传统的式(1)所示的信号带内功率信噪比来进行相位差测量精度的计算,并与图 3 至图 7 的结果进行对比,其理论结果与实际仿真结果是有较大差异的。这也说明了采用式(2)所示的能量信噪比来进行精度计算的必要性和正确性。

6 结论

干涉仪通道间的相位差测量精度的传统计算公式采用的是信号带内功率信噪比,只适用于单频信号。针对这一问题,本文从理论上分析了在引入信号的能量信噪比之后,所展现的新的干涉仪通道间的相位差测量精度计算公式具有更广的普适性,不仅适用于相位调制信号,而且适用于幅相调制信号,并通过多类信号的仿真,验证了理论分析的有效性与正确性。该结果准确反映了干涉仪通道间相位差测量误差的标准差与信号能量信噪比的平方根成反比。这一理论分析结果为干涉仪测向工程应用的测向精度指标计算、论证分析等提供了普适性的指导。

参考文献:

- [1] 魏俊杰. 基于双机协同的无源定位算法研究[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2019. (WEI Junjie. Research on passive location algorithm based on two-aircraft cooperation[D]. Harbin,China:Harbin Institute of Technology, 2019.)

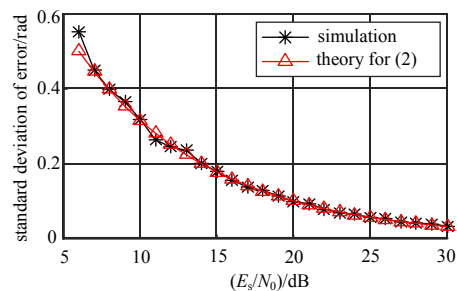


Fig.4 Standard deviation of phase difference for linear frequency modulated signal
图 4 线性调频信号相位差测量误差的标准差

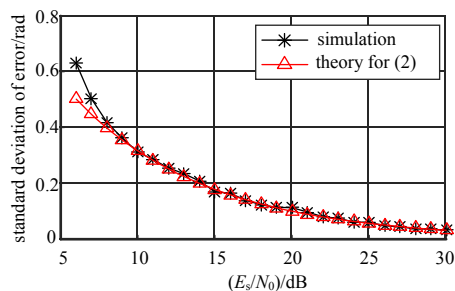


Fig.5 Standard deviation of phase difference for QAM signal
图 5 QAM 信号相位差测量误差的标准差

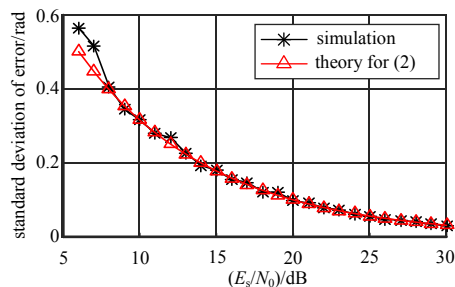


Fig.6 Standard deviation of phase difference for OFDM signal
图 6 OFDM 信号相位差测量误差的标准差

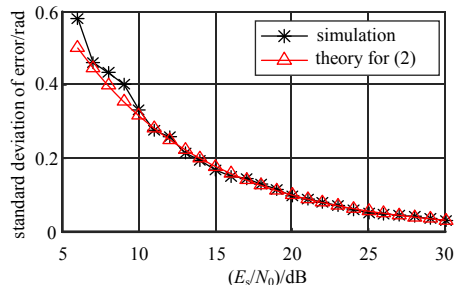


Fig.7 Standard deviation of phase difference for pulse train signal
图 7 脉冲串信号相位差测量误差的标准差

- [2] 刘满朝,刘乐. 二维干涉仪测向技术研究[J]. 现代雷达, 2018,40(2):44-48. (LIU Manchao,LIU Le. A study on 2D interferometer direction finding technology[J]. Modern Radar, 2018,40(2):44-48.)
- [3] 祝俊,李昀豪,王军,等. 被动雷达导引头旋转式相位干涉仪测向方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013,11(3):382-387. (ZHU Jun,LI Yunhao,WANG Jun,et al. A direction finding method for passive radar seeker using rolling phase interferometer[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013,11(3):382-387.)
- [4] MARTINO A D. Introduction to modern EW systems (2nd edition)[M]. Boston,MA,USA:Artech House, 2018.
- [5] DAVID L A. EW104: EW against a new generation of threats[M]. Boston,MA,USA:Artech House, 2015.
- [6] 石荣,阎剑,张聪. 干涉仪相位差测量精度及其影响因素分析[J]. 航天电子对抗, 2013,29(2):35-38. (SHI Rong,YAN Jian,ZHANG Cong. Analysis on precision and infection factors about phase difference measurement for interferometer[J]. Aerospace Electronic Warfare, 2013,29(2):35-38.)
- [7] 田德民. 影响干涉仪测向接收机测向精度的因素分析[J]. 舰船电子对抗, 2010,33(2):45-48. (TIAN Demin. Analysis on the factors influencing the direction finding precision of interferometer direction finding receiver[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2010,33(2):45-48.)
- [8] 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 Yinbo,CHEN Huajun. Analysis and application of phase detection method[J]. Telecommunication Engineering, 2008,48(6):78-81.)
- [9] 石荣,邓科,阎剑. 普遍意义下的干涉仪通道间相位差测量精度分析[J]. 现代电子技术, 2014,37(7):59-63. (SHI Rong, DENG Ke,YAN Jian. Analysis on measurement accuracy of phase difference between interferometer channels in generalized condition[J]. Modern Electronics Technique, 2014,37(7):59-63.)
- [10] VAN TREES Harry L,BELL Kristine L,TIAN Zhi. Detection, estimation and modulation theory: part I-detection, estimation and filtering theory (second edition)[M]. New Jersey:John Wiley & Sons, Inc., 2013.

作者简介:

石 荣(1974-), 男, 四川省岳池县人, 博士, 研究员, 主要研究方向为电子对抗、通信与雷达系统等.
email: wyx1719@sina.com.

邓 科(1990-), 男, 重庆市人, 硕士, 工程师, 主要研究方向为电子对抗.

(上接第 977 页)

- [24] YE Y Q,JIN Y,HE S L. Omnidirectional, polarization-insensitive and broadband thin absorber in the terahertz regime[J]. Journal of the Optical Society of America B, 2010,27(3):498-504.
- [25] LE K Q,BAI J. Enhanced absorption efficiency of ultrathin metamaterial solar absorbers by plasmonic Fano resonance[J]. Journal of the Optical Society of America B, 2015,32(4):595-600.
- [26] WANG B X,WANG L L,WANG G Z,et al. A simple design of a broadband, polarization-insensitive, and low-conductivity alloy metamaterial absorber[J]. Applied Physics Express, 2014,7(8):082601-1-4.
- [27] YE L,CHEN X E,ZHU C H,et al. Switchable broadband terahertz spatial modulators based on patterned graphene and vanadium dioxide[J]. Optics Express, 2020,28(23) :33948-33958.

作者简介:

胡 丹(1981-), 男, 安徽省宿州市人, 博士, 副教授, 主要研究方向为太赫兹光谱、超材料等.email: tylzhd@163.com.

付麦霞(1981-), 女, 河南省洛阳市人, 博士, 副教授, 主要研究方向为信号与信息处理、太赫兹调制器、太赫兹光谱应用.

朱巧芬(1980-), 女, 河北省保定市人, 博士, 副教授, 主要研究方向为计算光学成像、数字全息技术、微纳光学器件设计.