

文章编号: 2095-2163(2022)08-0097-05

中图分类号: TN958.92

文献标志码: A

基于最小二乘法的有源相控阵幅相校准方法

黄斌¹, 尹光², 张昊²

(1 解放军 92941 部队, 辽宁 葫芦岛 125000; 2 南京长峰航天电子科技有限公司, 南京 210018)

摘要: 为了降低收发通道幅相误差对天线阵面性能的影响, 必须对有源相控阵面通道的幅相误差进行校准。本文提出了基于时域信号的幅相误差校准方法, 利用包络相关法确定各通道的幅度差异和传输延时, 并通过插值处理获得高精度延时信息, 完成延时补偿后, 利用最小二乘法, 计算各通道的精确相位差, 对各通道的幅相误差进行校准, 从而使得各信号通道的幅相特性保持一致。该方法对应模块计算复杂度低, 非常适合于硬件实现, 并通过仿真分析验证了该方法的有效性。

关键词: 幅相误差; 信号包络; 相关系数; 最小二乘法

Correction of active phased-array antenna's amplitude and phase based on LSM algorithm

HUANG Bin¹, YIN Guang², ZHANG Hao²

(1 Unit 92941 of PLA, Huludao Liaoning 125000, China; 2 Nanjing Changfeng Aerospace and Electronic Technology Co., Ltd., Nanjing 210018, China)

【Abstract】 The calibration of channel amplitude and phase errors is necessarily required in order to achieve the array performance of phased-array antenna. Based on time domain signal, a calibration method of improving amplitude-phase error of arrays is proposed. In this method, the amplitude error and the time delay can be calculated by the envelope correlation method, and high precision delay value is obtained by the interpolation. Thereafter, high precise phase difference between channels can be calculated by using the Least Square Method. The amplitude-phase error of each channel is calibrated so that the amplitude-phase characteristics of each channel remains consistent. The proposed method is easy to be implemented by the hardware, and has low computational complexity. The effectiveness of the method is verified by computer simulation.

【Key words】 the amplitude and phase errors of arrays; signal envelope; correlation coefficient; Least Square Method

0 引言

随着雷达系统和数字信号处理技术的发展, 雷达系统的功能更加复杂, 系统集成度越来越高。模拟器件固有的幅相误差, 不可避免地会带来相控阵雷达各收发通道间的幅相特性不一致, 从而导致相控阵雷达性能下降等问题^[1]。为此, 相关人员对雷达收发通道幅相一致性校准问题进行了研究。如: 文献[2]中通过构造以阵列幅相误差为未知量的代价函数, 利用迭代的方法求取未知量的估计值, 但该方法初始迭代值的选择会对迭代收敛速度和结果造成了一定影响。文献[3-5]采用最大似然原理构建非线性的代价函数, 得到了一种幅相误差的自校正算法。虽然该方法估计精度高, 但计算量较大。文献[6-8]中提出根据通道幅相数据的希望权值, 对通道幅相误差进行估计, 按照不同的频点进行通道校准。文献中采用频域校准方法, 需要将一定带宽的接收通道划分成带宽较窄的多个子通道, 同时对各个子通道接收到的数据进行 FFT 变换, 在频域提

取对应的幅度信息和相位信息。针对具有一定带宽的信号(接收通道), 该方法仍无法精确计算其通道之间的幅度差和相位差, 计算时间明显加长。由此可以看出, 目前阵列幅相误差的物理测量或自校正算法仍存在不足, 亟待后续改进。

本文研究从时域信号出发, 在时域完成延时和初相误差的估计; 采用过门限检测技术, 完成信号幅度校准计算。相位提取时, 利用宽带信号的瞬时窄带特性, 构造初相和观测信号模型, 采用最小二乘法实现相位特征参数的提取, 并对其进行优化、转化为二位矩阵计算; 利用 FFT 计算包络自相关。因此, 该方法不仅适用于任意样式的雷达发射信号, 而且由于所采用的方法均对噪声有一定的适应性, 能够对信噪比低于 10 dB 以下的系统进行校准, 适用于大多数的雷达发射系统。此外, 算法还具有易于硬件实现、计算复杂度低、计算速度快等优势。

1 通道幅相校准

基于最小二乘法的有源相控阵幅相校准流程

中,首先选定参考通道,采用希尔伯特变换,将采集的信号变换为解析信号;采用包络检波模块提取信号包络,利用过门限检测电路计算幅度校准系数,完成信号幅度校准;对幅度校准后的信号,利用包络相关法计算各待校准通道相对于参考通道的传输延时,并通过抛物线插值计算精延时,根据得到的传输延时,进行待校准通道的信号延时校准;在完成各待校准通道的延时校准后,选取一定的信号样本,采用最小二乘法计算各待校准通道的初相,从而确定待校准通道与参考通道之间的相位差,根据计算得到的相位差进行各待校准通道的相位差异校准,使得各信号通道的幅相特性保持一致。

1.1 通道幅度校准

在选定参考通道后,对各待校准通道的幅度(增益)差异进行校准。将各通道模拟信号转变为数字信号,再利用 Hilbert 变换,将其转换成解析信号、即复信号。通过对各通道的解析信号进行包络检波,从而计算得到复信号的幅度值,即:

$$Amp = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (1)$$

其中, I 为复信号的实部; Q 为复信号的虚部; Amp 为复信号的幅度值。

利用 2 个通道过门限信号包络幅度样本点的平均值,计算幅度校准系数。门限值通常设定为当前接脉冲信号幅度最大值的 0.2 倍。假定参考通道过门限信号包络幅度的平均值为 Amp_{0_m} , 待校准通道过门限的信号包络幅度的平均值为 Amp_{1_m} , 则幅度校准系数为:

$$Amp_{1_coef} = Amp_{1_m} / Amp_{0_m}$$

根据求得的幅度校准系数 Amp_{1_coef} , 对待校准通道的信号包络幅度和信号幅度进行校准。使得待校准通道的信号包络幅度和信号幅度与参考通道保持一致。在 FPGA 中,采用一个复数乘法器即可完成校准。

1.2 通道延时校准

完成包络幅度校准后,待校准通道信号包络进行自相关粗延时计算。为了避免快速傅里叶变换计算卷积带来的叠加模糊问题,对计算输入的信号包络进行扩展延拓、即补零操作,使得 2 个序列的长度相同。参考通道延拓后的序列可直接进行快速傅里叶变换,而对于待校准通道,则先将延拓后的信号包络序列进行翻转后,再进行快速傅里叶变换。该算法实现过程可详述如下。

(1) 将参考通道的傅里叶变换结果与待校准通道的傅里叶变换结果依次相乘,并对相乘后的序列

进行傅里叶逆变换,得到变换后的序列 rx_y , 其幅度序列为 $amp_0 = abs(rxy)$ 。找到傅里叶逆变换后幅度序列 amp_0 幅度最大值对应的位置,并将其投影到下标投影序列 ind 上,从而可以计算得到待校准通道相对于参考通道的粗延时。最大值对应的位置为 k , 下标投影计算得到的位置 k 对应的投影序列值为 $H = ind(k)$, 则粗延时的值为:

$$t_0 = H / fs \quad (2)$$

其中, fs 为信号 AD 的采样率。

(2) 利用插值计算精延时计算方法如下:根据相关系列的幅度序列 amp_0 , 计算最大幅度值 $amp_0(k)$ 、最大幅度值左侧的幅度值 $amp_0(k-1)$ 以及右侧幅度值 $amp_0(k+1)$ 。精延时计算公式如下:

$$\begin{aligned} s_0 &= amp_0(k-1) \\ s_1 &= amp_0(k) \end{aligned} \quad (3)$$

$$s_2 = amp_0(k+1)$$

$$t_c = -\frac{s_2 - s_0}{2 \times (s_0 - 2 \times s_1 + s_2) \times fs} \quad (4)$$

其中, t_c 为计算得到的精延时。

将信号粗延时与精延时相加,就会得到待校准通道相对于参考通道的精确延时,即:

$$t_d = t_c + t_0 = -\frac{s_2 - s_0}{2 \times (s_0 - 2 \times s_1 + s_2) \times fs} + H / fs \quad (5)$$

(3) 延时校准。根据计算得到的精确延时,对待校准通道进行信号延时校准。校准实现如下。

计算待校准信号为:

$$S_1(f) = e^{-j2\pi f t_d} \quad (6)$$

进行延时校准后的信号为:

$$just_signal = ifft(fft(signal) \times S_1(f)) \quad (7)$$

其中, $signal$ 为待校准通道信号进行幅度校准后的数字信号。

1.3 相位差异校准

在完成待校准通道的信号延时校准后,采用最小二乘法计算参考通道与待校准通道的初相,从而得到待校准通道与参考通道之间的相位差。构建通道信号 S 与其相位的数学模型为:

$$Y = HX \quad (8)$$

$$Y = [s(1) \cdots s(n)]^T$$

$$H = \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_0 t_1) & \cdots & \cdots & \cos(2\pi f_0 t_n) \\ -\sin(2\pi f_0 t_1) & \cdots & \cdots & -\sin(2\pi f_0 t_n) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta} \\ \hat{\theta} \end{bmatrix}^T$$

其中, Y 表示通道信号的原始数据; f_0 为该通道信号的频率值; $X = [x(1) \ x(2)]$, 这里, $x(1)$ 为通道信号初相对应的余弦值, $x(2)$ 为通道信号

初相对应的正弦值,即 X 为该通道信号初相的正弦值和余弦值组成的二维向量。对此研究,拟展开研究论述如下。

(1) 计算通道信号 S 初相的正弦值和余弦值。根据通道信号 S 与其相位的数学模型公式(8),可以按照公式(9)计算该通道信号初相的正弦值和余弦值,即:

$$X = (H^T H)^{-1} H^T Y \quad (9)$$

(2) 计算通道信号 S 的初相。根据通道信号 S 的初相的正弦值和余弦值,可以计算得到通道信号 S 对应的初相,即:

$$\theta_0 = (\tan^{-1}(x(2)/x(1))) * 180/\pi \quad (10)$$

利用解模糊算法,计算得到对应时刻通道信号 S 的相位值。算法如下:

$$phase = \begin{cases} \theta_0 & x(1) > 0 \\ 90 & x(1) = 0 \ \& \ x(2) \geq 0 \\ -90 & x(1) = 0 \ \& \ x(2) < 0 \\ \theta_0 + 180 & x(1) < 0 \ \& \ x(2) \geq 0 \\ \theta_0 - 180 & x(1) < 0 \ \& \ x(2) < 0 \end{cases} \quad (11)$$

由于通道信号已经过翻转处理,因此需要对初相值进行校准。校准后的通道信号 S 的初相为 $\varphi = 360 - phase$ 。

根据上述流程,分别计算得到参考通道信号的初相值 φ_1 与待校准通道信号的初相值 φ_2 ,即计算待校准通道信号与参考通道信号的相位差为 $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$ 。

(3) 相位差异校准。在得到 2 个通道的相位差 $\Delta\varphi$ 后,利用公式来进行待校准通道信号相位差异校准。此处需用到的公式为:

$$signal_phase_just = just_signal * e^{j\Delta\varphi} \quad (12)$$

其中, $just_signal$ 为完成延时校准后的信号, $signal_phase_just$ 为完成幅度、延时和相位校准后的待校准通道输出信号。

2 仿真实现

为了验证本文校准方法的性能,对多通道射频信号的幅相延时特性差异校准进行仿真分析。由于多通道的校准与双通道类似,均以其中一个通道为参考,剩余通道以此为基准校准。因此,本文仅对选取其中 2 个信号通道的校准过程和结果进行详细讨论。

仿真实验中,相关参数设置如下:射频校准信号的中心频率为 2 GHz,脉宽为 5 us,脉冲重复周期为 100 us。采集数据板的中频频率为 250 MHz,A/D 采样频率为 1 GHz,校准信号样本点数为 8 192 点,采集起始距脉冲前沿 800 ns,发射信号信噪比 15 dB。

在系统通道校准过程中,由信号源提供中频测试信号,测试信号通过功分网络分成多路,分别注入到相控阵雷达系统的各个发射通道中,完成发射通道对应的变频、放大等发射处理。在射频输出端,采用多通道数采器对相控阵雷达发射输出端的多路射频信号进行采集,选取其中一路通道作为参考通道、即通道 1,其余通道作为待校准通道。数采器对经过各通道的信号进行采集,并将输入的射频信号进行下变频,得到 250 MHz 的中频信号,再通过 A/D 模块采集信号中频 I/Q 数据,数据采样率为 1 GHz。利用本文的幅相校准方法,对中频信号进行 Hilbert 变换后,采用相关法计算待校准通道信号相对于参考通道信号的幅度差异及延时差异,并进行校准;再利用最小二乘法,分别估计 2 个通道的相位差,并对待校准通道的信号进行相位补偿。对于多个射频通道,实现方式采用两两校准,完成整个系统差异性补偿。

2.1 采集校准参考信号

经过不同通道的信号时域图及信号包络图如图 1、图 2 所示。由图 1、图 2 可知,不同发射通道之间,由于器件特性存在差异,经过通道后输出的射频信号在幅度增益、链路延时和信号初相之间存在一定的差异。

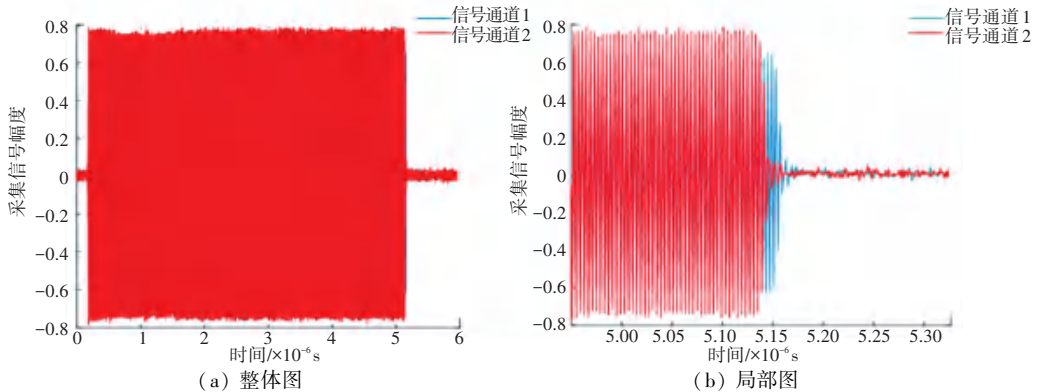


图 1 经过不同通道后的信号时域图
Fig. 1 Time-domain signals after different channels

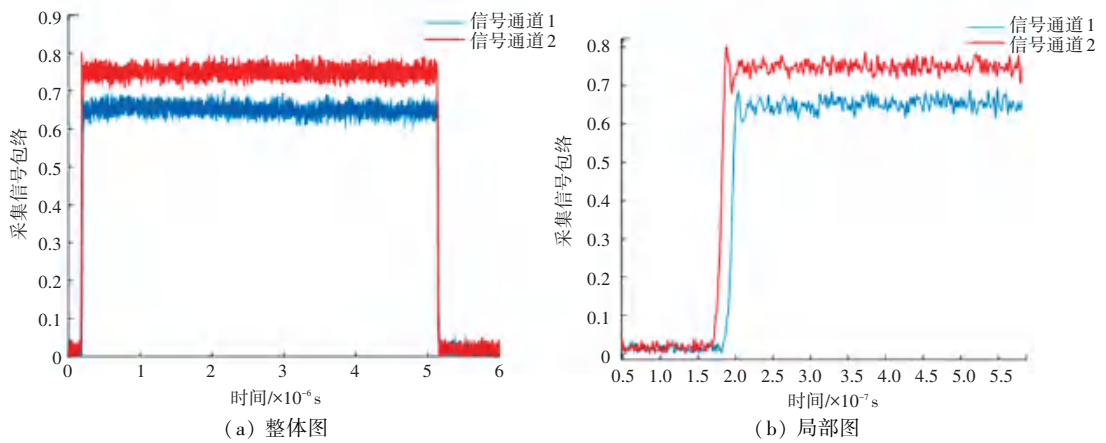


图2 经过不同通道后的信号包络图

Fig. 2 Envelope diagram of signals after different channels

2.2 幅度延时校准

计算参考通道信号与待校准通道信号的幅度差异和延时差异。其中,幅度差异由包络均值对比得到,而高精度延时差异值则采用包络相关和多项式插值法计算得到,并对幅度延时进行补偿。与传统相关法相比,采用包络相关法可以有效避免信号周期起伏带来的峰值稳定性差异,使该求解方法能够适用于较低的信噪比环境;采用抛物线插值可以提高延时求解

的精度。对于传统相关法,求解精度为 $1/f_s$ (f_s 为采样率)。本次仿真中,传统相关法求解精度只能达到1 ns,而采用插值后,求解精度能达到0.1 ns。对于上述校准信号,计算得到延时差异为 $1.416\ 428\ 077\ 101\ 513e-08$ s,即14.164 280 771 ns,其延时精度为0.1 ns。根据计算得到的延时差对通道2的信号进行补偿,结果如图3和图4所示。

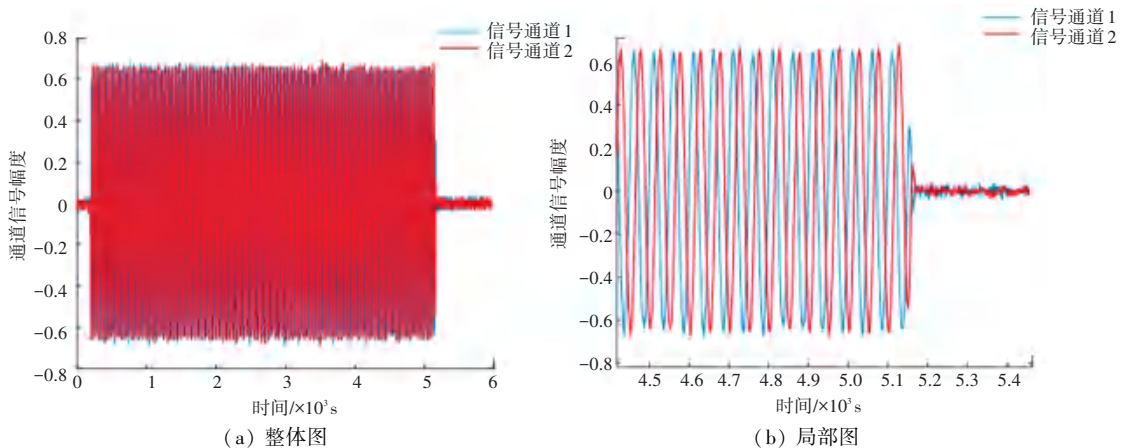


图3 经过幅度延时校准后的2个通道信号时域

Fig. 3 Time-domain signals of two channels after amplitude error and time delay calibration

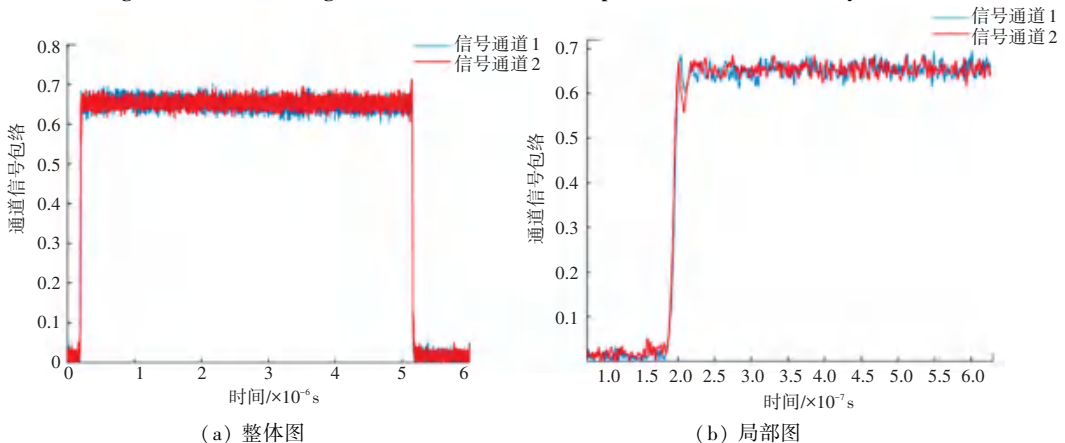


图4 经过幅度延时校准后的2个通道信号包络

Fig. 4 Envelope diagram of signals after amplitude error and time delay calibration

由图 3~图 4 中可见, 经过幅度和延时校准后, 两通道信号的延时已经完全消除, 不同发射通道的输出信号在时域上已经能够完全重合。

2.3 相位差异校准

经过延时幅度校准后, 通道 1 信号与通道 2 信号的包络完全重合, 幅度延时误差已经完全校准。由信号的时域图可以看出, 信号并不能够重合, 因为不同发射通道的链路对信号初相的影响存在一定的

差异, 需要求解不同信号通道差异带来的相位误差, 并对相位误差进行补偿。在本次校准实验中, 采用 200 个样本点计算一次相位差, 得到的相位差为: $-2.413\ 519\ 811\ 395\ 667\text{e}+02^\circ$, 即通道 2 信号与通道 1 信号由于发射链路带来的初相误差为 $-241.351\ 98^\circ$ 。得到相位误差后, 再对信号通道的相位差异性进行补偿, 最终的校准结果如图 5 所示。

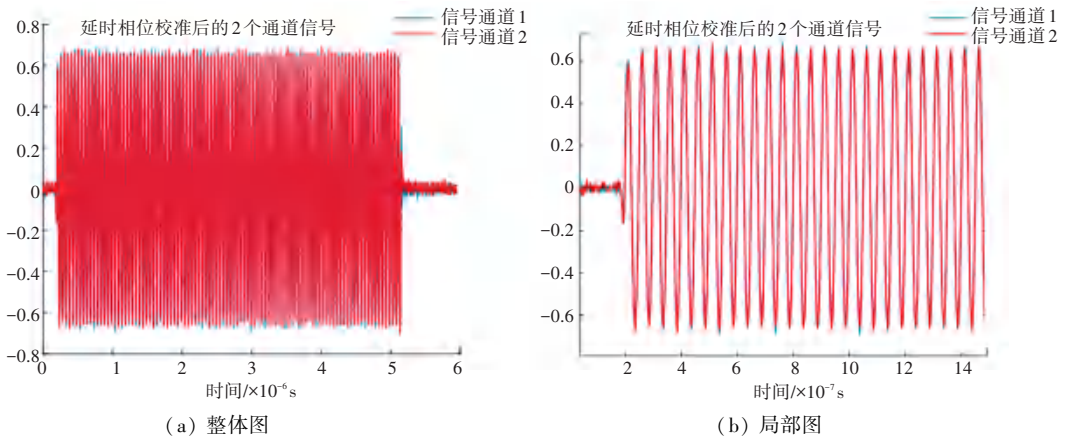


图 5 完成幅相一致性校准后的 2 个通道信号

Fig. 5 Two channel signals with completed amplitude-phase calibration

对 2 个通道完成幅相误差校准后, 又利用数采器对 2 个通道的信号进行采集, 不进行任何处理, 直接提取校准通道后的两通道信号的幅度、延时和相位差异, 并与未校准前对比, 对比结果见表 1。

表 1 通道校准前、后提取幅相差异对比

Tab. 1 Comparison of amplitude and phase differences before and after channels calibration

通道状态	幅度差异/dB	延时差异/ns	相位差异/ $^\circ$
未校准	1.242 958 135	14.164 28	-241.351 980
校准后	0.001 347 300	0.087 43	0.274 635

根据校准前、后提取的两通道幅相差异对比分析可知, 采用本文方法进行相控阵雷达发射通道信号校准后, 通道差异性大大降低, 具有较高的校准精度。

3 结束语

本文针对相控阵雷达多个发射通道的幅相特性差异, 以及 DBF (Digital Beam Forming) 接收整列多通道的幅相差异, 避免时域对宽带信号校准困难的问题, 提出了基于最小二乘法的幅相校准方法。在提取相位时, 利用宽带信号的瞬时窄带特性, 采用最小二乘法实现相位特征参数的提取, 由于相位提取时只需要少数采样点参与计算, 使其能够应用于任何形式的雷达信号。采用一块独立的校准单元, 配

置相关通道数, 即可完成对应通道数目的发射链路通道校准。在多个项目的阵列通道校准工作中, 已经验证本文的校准方法具有较高的信噪比容忍度, 在 10 dB 以下信噪比仍然具有较高的校准精度。因此, 该方法还可应用于接收通道的校准, 目前已在部分 DBF 项目中进行应用。

参考文献

- [1] 陈彦来, 王琦, 赵中兴. 一种相控阵雷达收发通道幅相一致性校准方法[J]. 舰船电子工程, 2018, 38(05):52-57.
- [2] FRIEDLANDER B, WEISS A J. Direction finding in the presence of mutual coupling [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1991, 39(3): 273-284.
- [3] 韩芳明, 张守宏, 潘复平. 阵列误差对 MUSIC 算法性能的影响与校正[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2003, 30(05):585-589.
- [4] 韩田田. 基于通道切换的阵列幅相误差校正方法[J]. 成都: 电子科技大学, 2017.
- [5] 陆小凯, 张磊, 吴俭. 一种改善相控阵雷达收发通道幅相误差的校准方法[J]. 舰船电子对抗, 2020, 43(03):22-25.
- [6] 唐晓雷, 张令坤, 陈飞. 通道幅相误差对数字阵列天线性能影响及校准[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2016, 8(04):562-566.
- [7] 左平. 有源相控阵雷达多通道幅相校准研究[J]. 现代雷达, 2009, 31(10):14-16.
- [8] 潘超, 张任, 李瑞, 等. 一种基于远场有源的数字相控阵通道校正方法[J]. 舰船电子工程, 2017, 37(05):123-126.