

超大阵面分布式相控阵雷达的自-交叉相位定标方法

闫州杰^{*①②} 王华兵^{①②} 陈远征^① 赵艳丽^①

^①(洛阳电子装备试验中心 洛阳 471003)

^②(电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室 洛阳 471003)

摘要: 针对传统的相控阵雷达定标算法无法适用于超大阵面分布式相控阵雷达的问题, 该文提出了自定标、交叉定标相结合的相位定标算法。分析了超大阵面分布式相控阵雷达的误差来源; 建立了超大阵面分布式天线阵列在工程约束下的误差模型, 详细阐述了自定标和交叉定标的原理和方法, 并将该方法从相位单元推广到雷达阵列。最后, 对自-相交相位定标算法进行了仿真实验和工程应用。结果表明该算法能大幅提高超大阵面分布式相控阵雷达的主旁瓣电平比。

关键词: 超大阵面分布式雷达; 自定标; 交叉定标; 误差模型

中图分类号: TN958.92

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2013)04-0439-06

DOI: 10.3724/SP.J.1300.2013.13054

Self-cross Phase Calibration Method of Oversized Front Distributed Phased Array Radar

Yan Zhou-jie^{①②} Wang Hua-bing^{①②} Chen Yuan-zheng^① Zhao Yan-li^①

^①(Luoyang Electronic Equipment Test Center, Luoyang 471003, China)

^②(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics & Information System, Luoyang 471003, China)

Abstract: For an oversized front distributed phased-array radar, the conventional phased-array radar calibration algorithm cannot be applied. Hence, this paper presents a combination of self- and cross-calibration algorithms. For the oversized front distributed phased-array radar, the error sources are analyzed, and the error model is established. Then, the self- and cross-calibration techniques and their principles are presented. In addition, this method is extended to the phased-array radar from units. Finally, we conducted self-intersecting phase calibration simulation experiments, and the results show that the algorithm can significantly improve the sidelobe level of the oversized front distributed phased-array radar.

Key words: Oversized front distributed phased array radar; Self-calibration; Cross-calibration; Error model

1 引言

超大阵面分布式相控阵雷达是相控阵雷达中的一个重要分支, 其特点是阵面大, 阵列单元数量多, 载频频率较低(如: VHF)。超大阵面分布式相控阵雷达可以有效地探测大气的电离层, 因此对气候环境研究、灾害预测、航空航天等具有重要的作用。同时, 超大阵面分布式相控阵雷达信号的反隐身潜力也使其在军事领域的价值日渐增长。

超大阵面分布式相控阵雷达需要各个收发单元信号波束精确合成, 因此减小阵面各单元相位误差

控制成了需要解决的关键问题。为了获得分布式雷达系统的精确波束指向和超低副瓣性能, 雷达天线单元的相位定标是其研制过程中一个重要环节。在实际的工程项目研究中发现, 由于大阵面和分布式的影响, 一些传统的相控阵雷达定标技术, 包括典型的外定标法和内定标法, 单通道校准^[1,2]和多通道校准^[3-5], 都无法有效实施。这些障碍使得实际超大阵面分布式相控阵雷达系统难以依靠进一步扩大天线阵面积和增加单元数量来提高性能指标。

本文分析了超大阵面相控阵雷达相位误差的来源, 提出自-交叉定标方法, 并给出了雷达阵面定标方法模型。最后, 本文通过仿真分析, 对波束形成和主旁瓣电平比进行了比较, 并根据实际测试数据, 给出该算法在工程实际中的应用和取得的效果。

2013-07-01 收到, 2013-09-25 改回; 2013-10-09 网络优先出版

国家部委基金资助课题

*通信作者: 闫州杰 yanzj20032007@163.com

2 相位误差分析

在场地建设符合规定标准的情况下,影响超大大阵面分布式相控阵雷达相位误差主要包括时钟和同步信号的传输误差、单元个体差异等。

超大大阵面分布式相控阵雷达的各个收发单元需要在统一的时钟和同步信号推动下相参工作^[3]。时钟同步信号需要从一个固定的分发设备以点对点的形式分发到各个收发单元。由于阵面面积大,因此时钟和同步信号需要经过很长的传输线。信号在这些传输线上的延迟误差直接导致各个单元的相位误差。由于传输线长度很长,每条传输线的布线路径也不同,因而时钟和同步信号的传输误差很难消除。

超大大阵面分布式相控阵雷达的收发单元需要用到千瓦级功率放大器和低噪声放大器^[5-7]。放大器工作在较低的频率且带宽不大的情况下,放大器的相位特性和幅度特性是一条非平坦的、起伏比较大的曲线。当发射机和接收机采用了诸多存在个体差异的放大器单元时,发射机和接收机的相位难以保证严格的一致性^[8-13]。

因此,时钟和同步信号的传输误差、单元个体差异导致了超大大阵面分布式相控阵雷达各阵元的相位差异,造成波束指向性差和主瓣增益小。

3 自-交叉定标法原理

根据超大大阵面分布式相控阵雷达误差分析原因,本文提出了一种自-交叉相位定标方法,通过计算时延来补偿相位误差,进而对相位进行校正。该方法在实现上分为两步:自定标和交叉定标。

首先通过自定标测算出各收发单元内部发射机、接收机产生的时间延迟,然后通过公式换算得到相位差;再通过交叉定标测算出同步时钟延迟。最后,在雷达工作之前将该延迟预先加到时钟源上即可实现数字单元的同步相参工作。

3.1 自定标

通过自定标模式可以测算出1个单元的发射机校准量和接收机校准量。具体实现过程如下:连通A/D和D/A通道,测出时钟延迟 δ_s ,A/D通道产生的时延 δ_{AD} ,D/A通道产生的时延 δ_{DA} 3种延迟的总延迟 δ ;通过射频单元发射信号经D/A通道,再经发射通道直接传递给A/D通道采样,测算出发射通道总延迟 δ_T ;最后采用相同方法测算出接收通道总延迟 δ_R 。自定标模式的实现框图如图1所示。

由雷达发送、接收信号的工作原理可知,导致每个天线单元相位不一致的因素主要有:时钟源传递时钟信号时产生的时延,即同步时钟传输延迟 δ_s ,D/A通道产生的时延 δ_{DA} ,发射通道中功率放大器

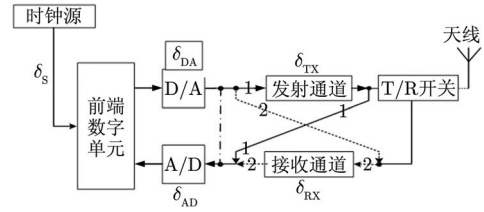


图1 VHF有源相控阵雷达自定标实现框图

Fig. 1 The diagram of VHF active phased array radar achieving self-calibration

产生的时延,即发射机校准量 δ_{TX} ,A/D通道产生的时延 δ_{AD} 以及接收通道中低噪声放大器等产生的时延,即接收机校准量 δ_{RX} 。

3.1.1 发射机定标 发射机定标时,信号传递流程如图1中线路1所示,前端数字单元将发射的射频信号送入D/A通道,经发射通道直接传递给A/D通道采样,进而由前端数字单元进行相应的信号处理。可见,此过程产生的时延为:

$$\delta_T = \delta_s + \delta_{DA} + \delta_{TX} + \delta_{AD} \quad (1)$$

3.1.2 接收机定标 接收机定标时,信号传递流程如图中线路2所示,前端数字单元将发射的射频信号传递给D/A,不经发射通道,而是利用耦合器直接耦合至接收通道,并进行A/D采样,最后由前端数字单元进行相应的信号处理。可见,此过程产生的时延为:

$$\delta_R = \delta_s + \delta_{DA} + \delta_{RX} + \delta_{AD} \quad (2)$$

其中, δ_{RX} 即为接收机校准量。

为了求出 δ_{TX} 和 δ_{RX} ,需要事先将D/A和A/D之间连通,测量并记录此时的时延值 δ ,则有

$$\delta = \delta_s + \delta_{DA} + \delta_{AD} \quad (3)$$

在测量得到 δ_R , δ_T 和 δ 后,即可计算出发射机校准量 $\delta_{TX} = \delta_T - \delta$,接收机校准量 $\delta_{RX} = \delta_R - \delta$ 。

3.2 交叉定标

在求得 δ_{TX} 和 δ_{RX} 后,采用交叉定标步骤即可测算出同步时钟延迟。具体实现过程如下:任意选取2个单元作为测试对象,其中的1个单元发射信号,另外1个单元接收,依靠天线发射电磁波的旁瓣,记录接收端的相位。再将发射、接收反过来,重复上述过程,并记录接收端的相位。其实现框图如图2所示。

首先,单元1发射信号,单元2进行接收,由时钟源下达时钟信号至两个数字单元,此过程产生的时钟同步传输延迟分别为 δ_s 和 δ'_s ,发射链路中,D/A和发射机产生的时延分别为 δ_{DA} 和 δ_{TX} ;接收链路中,A/D和接收机产生的时延分别为 δ_{AD} 和 δ_{RX} ,信号从天线单元1辐射出去到天线单元2接

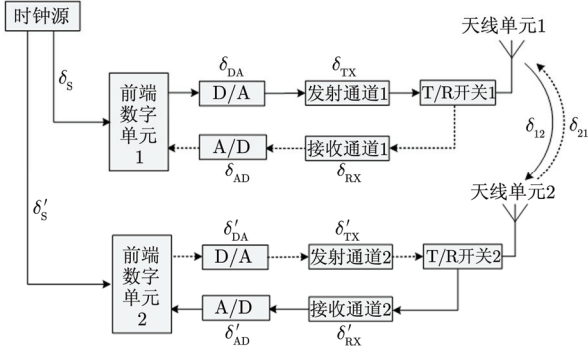


图2 VHF有源相控阵雷达交叉定标实现框图

Fig. 2 VHF active phased array radar to achieve cross-calibration diagram

收到辐射信号的时延为 δ_{12} 。因此,单元1发射信号,单元2接收信号,测得的总时延 d_{12} 为:

$$d_{12} = \delta_s + \delta_{DA} + \delta_{TX} + \delta_{12} + \delta'_{RX} + \delta'_{AD} - \delta'_s \quad (4)$$

反过来,单元2发射信号,单元1接收信号,此时测得的总时延 d_{21} 为:

$$d_{21} = \delta'_s + \delta'_{DA} + \delta'_{TX} + \delta_{21} + \delta_{RX} + \delta_{AD} - \delta_s \quad (5)$$

为了求出两个单元间的时钟差 $(\delta'_s - \delta_s)$,用式(4)减去式(5),可得

$$d_{12} - d_{21} = 2(\delta_s - \delta'_s) + (\delta_{12} - \delta_{21}) + (\delta_{DA} - \delta'_{DA}) + (\delta_{TX} - \delta'_{TX}) + (\delta_{RX} - \delta'_{RX}) \quad (6)$$

因为天线单元1和天线单元2之间的空间传播路径基本一致,所以 δ_{12} 和 δ_{21} 可认为是近似相等的。又每个单元的 δ_{AD} 与 δ_{DA} 可以预先测得,故可知 $(\delta_{DA} - \delta'_{DA}) + (\delta_{AD} - \delta'_{AD})$,记为常量 c_0 。因此,式(6)可简化为:

$$d_{12} - d_{21} = 2(\delta_s - \delta'_s) + (\delta_{TX} - \delta'_{TX}) + (\delta'_{RX} - \delta_{RX}) + c_0 \quad (7)$$

由前自定标步骤可知,每个单元的 δ_{TX} 和 δ_{RX} 均能通过测量计算得出,即 δ_{TX} , δ_{RX} , δ'_{TX} 和 δ'_{RX} 已知,故可求得两单元间的时钟差 $(\delta'_s - \delta_s)$,即

$$\delta_s - \delta'_s = \left[(d_{12} - d_{21}) - (\delta_{TX} - \delta'_{TX}) - (\delta'_{RX} - \delta_{RX}) - c_0 \right] / 2 \quad (8)$$

4 雷达阵列定标

以上是针对某两个单元做的分析,下面将其推广至整个雷达阵列,以 $m \times n$ 个天线单元为例,记第 i 行第 j 列单元为 a_{ij} ,其中 $1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n$ 。

为了求出系统中每个收发单元的自身相位特性,即对各单元的发射机和接收机进行定标测算,首先按图1中线路1连接,测量延迟结果记为 Δ_T ,然后按线路2连接,同样测量延迟结果,记为 Δ_R ,

其中

$$\Delta_T = \begin{bmatrix} \delta_{T11} & \cdots & \delta_{T1j} & \cdots & \delta_{T1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \delta_{Ti1} & \cdots & \delta_{Tij} & \cdots & \delta_{Tin} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{Tm1} & \cdots & \delta_{Tmj} & \cdots & \delta_{Tmn} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\Delta_R = \begin{bmatrix} \delta_{R11} & \cdots & \delta_{R1j} & \cdots & \delta_{R1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \delta_{Ri1} & \cdots & \delta_{Rij} & \cdots & \delta_{Rin} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{Rm1} & \cdots & \delta_{Rmj} & \cdots & \delta_{Rmn} \end{bmatrix} \quad (10)$$

最后将各单元的A/D与D/A连通,测得时延记为 Δ ,

$$\Delta = \begin{bmatrix} \delta_{11} & \cdots & \delta_{1j} & \cdots & \delta_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \delta_{i1} & \cdots & \delta_{ij} & \cdots & \delta_{in} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{m1} & \cdots & \delta_{mj} & \cdots & \delta_{mn} \end{bmatrix} \quad (11)$$

通过矩阵计算可得,每个天线单元的发射通道的延迟为 $\Delta_{TX} = \Delta_T - \Delta$,接收通道延迟为 $\Delta_{RX} = \Delta_R - \Delta$ 。分别代入将式(9)、式(11)和式(10)、式(11)

$$\Delta_{TX} = \begin{bmatrix} \delta_{T11} - \delta_{11} & \cdots & \delta_{T1j} - \delta_{1j} & \cdots & \delta_{T1n} - \delta_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \delta_{Ti1} - \delta_{i1} & \cdots & \delta_{Tij} - \delta_{ij} & \cdots & \delta_{Tin} - \delta_{in} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{Tm1} - \delta_{m1} & \cdots & \delta_{Tmj} - \delta_{mj} & \cdots & \delta_{Tmn} - \delta_{mn} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\Delta_{RX} = \begin{bmatrix} \delta_{R11} - \delta_{11} & \cdots & \delta_{R1j} - \delta_{1j} & \cdots & \delta_{R1n} - \delta_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \delta_{Ri1} - \delta_{i1} & \cdots & \delta_{Rij} - \delta_{ij} & \cdots & \delta_{Rin} - \delta_{in} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{Rm1} - \delta_{m1} & \cdots & \delta_{Rmj} - \delta_{mj} & \cdots & \delta_{Rmn} - \delta_{mn} \end{bmatrix} \quad (13)$$

下面开始讨论雷达阵列中各单元间的同步时钟传输延迟,将单元 a_{ij} 作为基准进行测量,首先由 a_{ij} 发射信号,其它单元接收信号,测得的总延时为 D_{ij} ;接下来,其它单元发射信号,单元 a_{ij} 接收信号,测得的总延时为 D'_{ij} ,其中

$$D_{ij} = \begin{bmatrix} d_{11} & \cdots & d_{1j} & \cdots & d_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ d_{i1} & \cdots & 0 & \cdots & d_{in} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{m1} & \cdots & d_{mj} & \cdots & d_{mn} \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{D}'_{ij} = \begin{bmatrix} d'_{11} & \cdots & d'_{1j} & \cdots & d'_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ d'_{i1} & \cdots & 0 & \cdots & d'_{in} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ d'_{m1} & \cdots & d'_{mj} & \cdots & d'_{mn} \end{bmatrix} \quad (15)$$

根据式(8)可得, 其它单元与 a_{ij} 的时钟差为:

$$\begin{aligned} \Delta_{ij} &= \left[(\mathbf{D}_{ij} - \mathbf{D}'_{ij}) - (\mathbf{T}_{ij} - \Delta_{TX}) - (\Delta_{RX} - \mathbf{R}_{ij}) - \mathbf{C} \right] / 2 \\ &= \left[(\mathbf{D}_{ij} - \mathbf{D}'_{ij}) - (\mathbf{R}_{ij} - \mathbf{T}_{ij}) - (\Delta_{TX} - \Delta_{RX}) - \mathbf{C} \right] / 2 \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\mathbf{T}_{ij} = \delta_{t_{ij}} \times \mathbf{E}_{m \times n}$, $\mathbf{R}_{ij} = \delta_{r_{ij}} \times \mathbf{E}_{m \times n}$, $\delta_{t_{ij}}$ 与 $\delta_{r_{ij}}$ 分别为单元 a_{ij} 发射通道和接收通道的延迟, $\mathbf{E}_{m \times n}$ 为 $m \times n$ 单位矩阵, \mathbf{C} 为两交叉单元的 A/D 和 D/A 的已知延迟差。

将式(12)、式(13)、式(14)、式(15)以及 \mathbf{T}_{ij} , \mathbf{R}_{ij} 分别代入式(16)可得所要求的时钟差为:

$$\Delta_{ij} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \cdots & \lambda_{1j} & \cdots & \lambda_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & & \vdots \\ \lambda_{i1} & \cdots & \lambda_{ij} & \cdots & \lambda_{in} \\ \vdots & & \vdots & \ddots & \vdots \\ \lambda_{m1} & \cdots & \lambda_{mj} & \cdots & \lambda_{mn} \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中 $\lambda_{ij} = (d_{ij} - d'_{ij}) + (\delta_{r_{ij}} - \delta_{t_{ij}}) + (\delta_{T_{ij}} - \delta_{ij}) - (\delta_{R_{ij}} - \delta_{ij}) + c_{ij}$ 。

5 仿真及工程应用分析

5.1 仿真分析

为了验证本文方法的效果, 分别在天线主波束

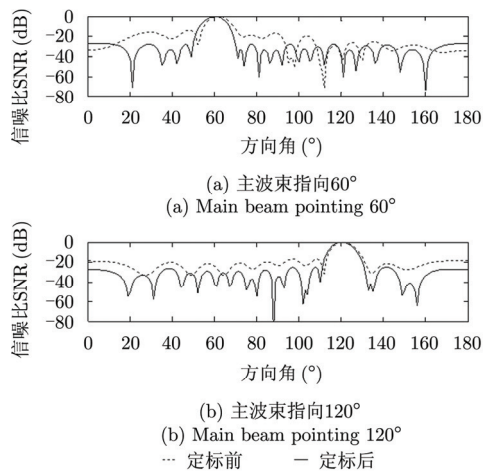


图3 主波束指向固定角度时定标前后雷达天线方向图

Fig. 3 The comparison of radar antenna pattern when main beam pointing fixed angle

指向固定角度 60° , 120° 和天线主波束指向随机角度进行仿真分析。

设天线为切比雪夫天线阵, 阵元数 $N = 18$, 旁瓣电平 $SLL = -30$ dB, 信噪比 $SNR = 30$ dB, 中心频率 $f_0 = 47$ MHz。根据上文中提到的自定标和交叉定标方法进行定标。图3给出了主波束指向固定角度 60° 和 120° 时定标前后雷达系统的天线方向图。图4给出了主波束指向随机角度时定标前后雷达系统的天线方向图。

由以上的仿真结果可以看出, 定标后雷达天线阵方向图在主瓣精确指向信号来波方向的同时, 能够使旁瓣电平抑制在 -30 dB 左右, 达到了有效地抑制旁瓣电平的效果。

5.2 工程应用

本文的定标方法已经应用到国家某重点项目 VHF 有源相控阵雷达。该雷达是我国自主研发的第1套专用于电离层不规则体探测的雷达设备, 共有 4×18 个阵元, 阵元间距 3.19 m。

根据文中方法分别对雷达 72 个阵元进行自定标和交叉定标。下面给出真实数据支撑下的应用结果。为便于观察, 选择有目标的情况下对天线增益和旁瓣抑制比进行比较, 图5和图6给出了某时刻定标前后整个雷达系统某波位的数据处理结果。

该时刻雷达系统的相应参数为: 观测起始高度为 80 km, 波门宽度为 530 km, 观测时间为 5 s, 发射波形为 13 位巴克码, 子脉冲宽度为 8 us, 脉冲重复频率为 200 Hz, 驻留脉冲数为 128。

由图5和图6比较可得, 定标前和定标后整个雷达系统都能在信号来波方向(高度约为 370 km)得到很高的天线增益, 提高了旁瓣抑制比。

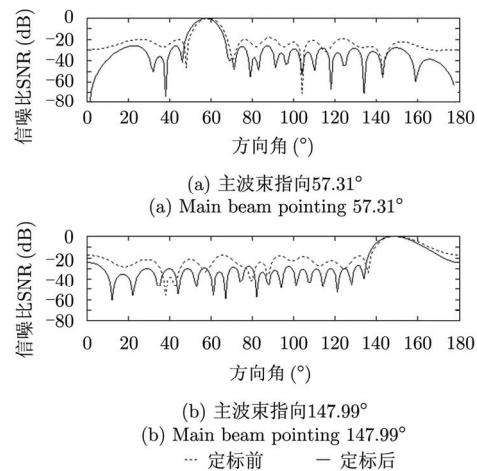


图4 主波束指向随机角度时定标前后雷达天线方向图

Fig. 4 The comparison of radar antenna pattern when main beam pointing random angle

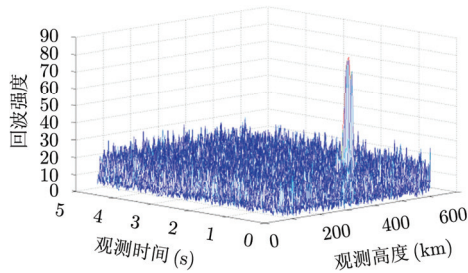


图5 定标前雷达系统某波位的高度-强度图

Fig. 5 The height and intensity map of the radar system before calibration

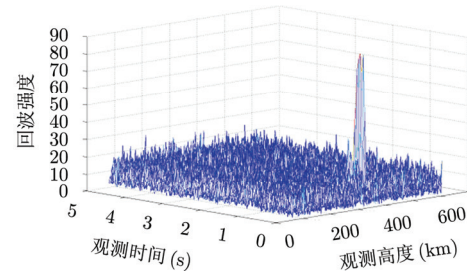


图6 定标后雷达系统某波位的高度-强度图

Fig. 6 The height and intensity map of the radar system after calibration

表1 定标前后雷达性能指标对比

Tab. 1 The comparison of radar performance indicators before and after calibration

指标	定标前	定标后
主瓣电平	85.74 mV	87.52 mV
旁瓣电平	10.02 mV	7.96 mV
主旁瓣电平比	8.56	11.0

由表1知,该定标算法能有效地抑制旁瓣电平,同时在来波方向上对信号主瓣的增益也有一定的提高,优化了整个系统的性能。

6 总结

本文针对超大阵面分布式相控阵雷达所具有的分布式系统结构、工作频率较低、前端数字单元直接实现射频收发、大阵面引起的安装和布线精度较低等特性,提出采用自-交叉定标法对其进行相位校准,并详细阐述了该方法的实现原理,仿真结果验证了该方法的有效性。同时,将该方法实际应用到超大阵面分布式相控阵雷达工程中,收到了很好的效果。本文提出的自-相交相位定标方法对大阵面雷达相位定标方法的研究具有一定的参考和借鉴意义。

参考文献

- [1] 王金元, 高铁. 基于 MCM 法的大型有源相控阵二维阵列校准[J]. 现代雷达, 2008, 30(8): 74-80.
Wang Jin-yuan and Gao Tie. MCM-Based calibration of large 2-D imentional active phased array[J]. *Modern Radar*, 2008, 30(8): 74-80.
- [2] 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.
Zuo Ping. A study on errors of multi-channel amplititude and phase calibration for active phased array antenna[J]. *Modern Radar*, 2009, 31(10): 14-16.
- [3] 闫敬业. 子午工程无线电分系统 VHF 相干散射雷达实施方案报告[R]. 中国科学院空间科学与应用研究中心, 2009: 12-15.
Yan Jing-ye. The radio subsystem of Meridian project-VHF coherent scattering radar plan report[R]. Center Forspace Science and Applied Research, Chineseacademy of Sciences, 2009: 12-15.
- [4] 吴琼之, 闫敬业, 南方, 等. VHF 有源相控阵雷达数字收发单元设计与实现[J]. 遥感技术与应用, 2012, 27(2): 310-314.
Wu Qiong-zhi, Yan Jing-ye, Nan fang, et al. With the implementation of VHF active phased array radar digital transceiver unit design[J]. *Remote Sensing Technology and Application*, 27(2): 310-314.
- [5] Gorgucci E, Bechini R, Baldini L, et al. The influence of antenna radome on weather radar calibration and its real-time assessment[J]. *Journal of Atmospheric and Oceanic Technology*, 2013, 30(4): 676-689.
- [6] Wu Qiongzhi, Long Teng, Li Dan, et al. Conical scan step-frequency radar signal processing[J]. *Acta Armamentarii*, 2003, 24(2): 57-61.
- [7] Fernandez J R O, Briso-Rodriguez C, Calvo-Gallego J, et al. Doppler radar calibration system[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2012, 27(7): 20-28.
- [8] Zhao Xian-bin, Kong Yi, Yan Wei, et al. Radiometric calibration accuracy of airborne synthetic aperture radar in ocean surface wind field sounding[J]. *Acta Physica Sinica*, 2012, 61(14): 14-19.
- [9] Heine J E and Devlin J N. A unique radar calibration target[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2012, 27(4): 8-15.
- [10] Xing Shi-qi, Dai Da-hai, Liu Jin, et al. Comment on "Orientation angle preserving a posteriori polarimetric SAR calibration"[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(6): 2417-2419.
- [11] Sun Wen-chao, Ishidaira H, and Bastola, S. Calibration of

hydrological models in ungauged basins based on satellite radar altimetry observations of river water level[J]. *Hydrological Processes*, 2011, 6(23): 3524-3537.

[12] Thorndahl S and Rasmussen M R. Marine X-band weather radar data calibration[J]. *Atmospheric Research*,

2012, 103(SI): 33-44.

[13] Gormally K H, McIntosh M S, and Mucciardi A N . Ground-penetrating radar detection and three-dimensional mapping of lateral macropores: I. calibration[J]. *Oil Science Society of America Journal*, 2011, 75(4): 1226-1235.

作者简介



闫州杰(1984-), 男, 河南平舆人, 北京理工大学获硕士学位, 现为中国洛阳电子装备试验中心工程师, 主要研究方向为信号处理。

E-mail: yanzj20032007@163.com

陈远征(1979-), 男, 河南新蔡人, 国防科技大学获博士学位, 现为中国洛阳电子装备试验中心工程师, 主要研究方向为雷达综合对抗。

赵艳丽(1977-), 女, 河南南阳人, 国防科技大学获博士学位, 现为中国洛阳电子装备试验中心高级工程师, 主要研究方向为数据融合和雷达对抗。

王华兵(1979-), 男, 云南陆良人, 电子科技大学获硕士学位, 现为电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室工程师, 主要研究方向为雷达对抗。