一种提高全极化相控阵雷达极化测量精度的方法

王占领, 殷加鹏, 庞晨, 李永祯*, 王雪松

国防科技大学电子科学学院电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 长沙 410073

* 通信作者. E-mail: e0061@sina.com

收稿日期: 2020-04-13; 修回日期: 2020-06-03; 接受日期: 2020-08-01; 网络出版日期: 2021-06-23

国家自然科学基金重大项目 (批准号: 61490690, 61490694)、国家杰出青年科学基金 (批准号: 61625108)、国家自然科学基金面上项目 (批准号: 61971429) 和国家自然科学基金青年科学基金 (批准号: 61701512) 资助项目

摘要 天线交叉极化隔离度与全极化相控阵雷达极化信息精确获取密切相关. 为提高交叉极化隔离度, 基于三馈点微带贴片天线阵元提出了一种全极化相控阵极化状态配置方法. 不同于传统的固定极化状态, 如线极化和圆极化, 该方法可根据波束指向动态调整辐射信号的极化状态. 将交叉极化隔离度提高问题建模成一个多变量带约束非线性最优化问题, 从而实现全极化阵元激励幅度和相位的最佳配置. 同时, 为实现全极化相控阵在极化散射特性测量中的统一化表示, 推导了任意极化状态下标准散射体的固有和后向散射矩阵的通用表达式. 利用全极化相控阵天线验证了所提极化状态配置方法的有效性和可行性. 通过仿真分析, 结果表明该方法能够获得更高的交叉极化隔离度, 并且能够适应相控阵天线波束宽角扫描特性. 经过极化状态配置后的隔离度参数可以显著提高全极化相控阵雷达极化测量精度.

关键词 交叉极化隔离度, 全极化相控阵雷达, 极化测量, 极化状态配置, 三馈点微带贴片天线

1 引言

雷达极化信息获取是极化信息利用的前提和基础, 极化信息获取精度直接决定了极化信息利用的性能和效果^[1,2]. 雷达极化信息精确获取技术作为雷达极化基础理论与关键技术之一, 能够为目标极化散射特性建模与表征、极化抗干扰以及目标极化分类与识别等其他关键技术提供重要支撑^[3,4]. 极化相控阵雷达不仅具有灵活的波束扫描和波束捷变能力, 而且能够获取目标的丰富物理属性信息, 在气象观测、防空反导、预警探测、空中管制等领域得到了广泛的关注和应用^[5~9]. 面对智能化、多功能雷达的发展需求, 全极化相控阵雷达成为未来极化雷达发展的重要趋势. 随着全极化相控阵雷达技术在气象观测和防空反导等领域中的应用日益深化, 极化信息测量的精度已经成为制约全极化相控阵雷达应用的关键因素之一, 促使雷达极化测量向精密测量时代迈进. 尽管全极化相控阵雷达经过了多

引用格式: 王占领, 殷加鹏, 庞晨, 等. 一种提高全极化相控阵雷达极化测量精度的方法. 中国科学: 信息科学, 2021, 51: 1183–1198, doi: 10.1360/SSI-2020-0090
Wang Z L, Yin J P, Pang C, et al. An approach to improve the polarization measurement accuracy of fully polarimetric phased array radar (in Chinese). Sci Sin Inform, 2021, 51: 1183–1198, doi: 10.1360/SSI-2020-0090

年的发展, 但实际应用中暴露出的问题表明在极化测量精度方面仍需要突破^[5,8]. 主要制约因素来源于: 全极化相控阵雷达在进行空间波束扫描时不同极化通道间引入了交叉极化耦合, 而且交叉极化水平随着波束扫描角度的增大而提高. 该特性导致全极化相控阵天线的交叉极化隔离度性能的恶化, 严重影响了目标极化信息测量精度. 由此可见, 交叉极化隔离度已成为实现全极化相控阵雷达极化信息精确获取的决定性因素.

为解决此问题, 国内外在提高全极化相控阵交叉极化隔离度方面的工作可以分为以下几个方面: 一是天线设计方面, 其中, 美国俄克拉荷马大学 (The University of Oklahoma) Zhang 团队的工作颇具代表性. 目前, 可以提高交叉极化隔离度的全极化天线设计主要有 3 种方式^[10]: 利用正交的交叉偶极子或缝隙阵元实现^[11]; 设计具有两个正交模式的全极化贴片天线^[12]; 由两种不同辐射阵元组成的天线^[13]. 不过其缺点在于, 通过天线设计提升交叉极化隔离度的作用有限, 通常低于 40 dB, 且交叉极化产生的物理机理并没有发生变化, 因而隔离度依然会随着扫描角度增大而恶化. 二是极化波束形成方面, 可以利用先进的波束形成算法抑制交叉极化方向图^[14]. 文献 [15] 提出了一种空-时-极化域联合滤波方法实现共形阵的方向图综合, 利用交错投影法降低了交叉极化水平, 也可利用极化约束对矢量天线阵列进行方向图综合^[16]. 同时, 凸优化方法^[17]、粒子群优化重力搜索算法^[18]也在数字波束形成方面发挥了重要作用, 特别是在有效降低交叉极化水平和旁瓣方面. 无论是通过不同域联合滤波方法实现天线方向图综合, 还是以交叉极化为约束条件并利用智能优化算法优化各阵元幅度和相位的加权系数, 均可提高交叉极化隔离度. 缺点在于, 这些方法需要对每个波束指向下每个阵元的加权系数进行计算, 计算量大且难以满足实时性要求. 三是相位编码方面, 利用对脉冲间信号的相位编码技术可以有效消除一阶交叉极化项, 降低交叉极化耦合对极化信息测量的影响. 该方法由 Ivić 首次提出^[19], 方法经过性能评估^[20]和实验测试^[21], 显示出相位编码方法在降低交叉极化隔离度约束上的良好性能. 然而, 其缺点是无法消除二阶以上交叉极化项带来的影响.

现有文献在提高全极化天线交叉极化隔离度方面做了很多有价值的研究, 但是上述方法尚不能有效解决全极化相控阵的交叉极化水平随波束扫描角增大而提高的问题. 其根本原因在于, 全极化相控阵天线在辐射固定极化状态的电磁波时, 辐射电场矢量在线或圆极化基下始终有能量投影到交叉极化分量上, 且交叉极化水平随着波束扫描角增大而提高, 这也即是上述文献中所提方法的局限性. 如果采用天线辐射极化状态与波束指向角度相关的变极化波, 则能够将辐射能量尽可能地集中在主极化分量上, 从而大大地降低交叉极化方向上的能量分布. 在此背景下, 本文提出一种提高全极化相控阵天线交叉极化隔离度的极化状态配置方法. 在每一个波束扫描角度下配置一组最优的极化状态, 使得当前波束指向下的交叉极化水平最低, 从而在宽角扫描范围内都能获得较低水平的交叉极化. 该方法的实现思路是配置三馈点天线中三个极化端口的幅度和相位, 使辐射的电场在矢量叠加后不再是线极化或圆极化等固定极化波, 而是具有随波束扫描角度变化而变化的配置椭圆极化状态, 包括右旋椭圆极化 (right-hand elliptically polarized, RHEP) 或左旋椭圆极化 (left-hand elliptically polarized, LHEP).

具体来讲, 通过配置 3 个馈点的激励幅度和相位, 调制出一对旋向相反的极化状态. 激励其中两个极化端口, 使其在空间中合成一种椭圆极化波. 在接收散射回波时, 3 个极化端口同时接收电磁波. 由被激励的两个馈点接收信号并合成椭圆极化波, 即回波信号的主极化分量; 通过复用通道的极化信息, 再加上另外一个未被激励的极化通道, 利用这两路接收信号来合成旋向相反的椭圆极化波, 即回波信号的交叉极化分量. 分别对发射和接收信号进行极化合成, 即可将主极化分量和交叉极化分量尽可能地区分开, 从而大大地提高全极化相控阵天线的交叉极化隔离度, 进而提高全极化相控阵雷达极化测量精度. 通过分析三馈点微带贴片天线的空域极化特性, 并对三个馈点的激励幅度和相位进行配置. 结果表明, 极化状态配置后的交叉极化隔离度得到明显提高. 同时, 基于全极化相控阵雷达天线

架构, 分别从阵列天线方向图综合、极化散射矩阵测量以及极化变量误差等方面验证了极化状态配置方法在提高全极化相控阵雷达极化测量精度上的优势和得益.

2 全极化阵元极化测量精度建模

2.1 极化测量的误差模型

极化测量的误差来源可分为雷达系统内部的非理想性因素和外部环境因素^[22, 23]. 其中, 雷达系统内部的非理想性因素包括天线的交叉极化、极化通道幅度和相位的不一致性以及功放的非线性等. 外部环境因素包括背景杂波、噪声等. 极化散射矩阵 (polarization scattering matrix, PSM) 能够提供全面的目标特性散射信息, 通常用来表征极化测量结果. 令目标真实的极化散射矩阵为 $\mathbf{S}^{(b)}$, 而测量得到的极化散射矩阵为 $\mathbf{S}^{(p)}$. 考虑到多种误差来源对极化测量结果的影响, 可将雷达极化测量过程建模成一个包含加性误差矩阵和乘性误差矩阵的误差模型^[24]:

$$\mathbf{S}^{(p)} = \frac{e^{-2jkr}}{r^2} \mathbf{G} \circ \mathbf{R}^T (\mathbf{S}^{(b)} + \mathbf{B}) \mathbf{T} + \mathbf{N}, \quad (1)$$

其中 r 表示雷达到目标的距离; k 表示波数; $\mathbf{G}$ 表示各个通道的增益; 运算符号 $\circ$ 表示矩阵间的 Hadamard 积; $\mathbf{T}$ 和 $\mathbf{R}$ 分别表示发射链路和接收链路中的交叉极化耦合矩阵; $\mathbf{B}$ 表示背景杂波; $\mathbf{N}$ 表示噪声; 上标 T 表示矩阵转置运算. 这里的 $\mathbf{T}$ 和 $\mathbf{R}$ 被建模成乘性误差矩阵, $\mathbf{B}$ 和 $\mathbf{N}$ 被建模成加性误差矩阵.

由背景杂波带来的极化测量误差, 可以通过改进工作环境降低; 由噪声带来的极化测量误差, 可以通过提高目标信噪比降低; 通道幅度和相位的不一致性对极化测量的影响可以通过补偿算法缓解^[25]. 因此, 由式 (1) 可知, 此时误差模型中的极化测量误差主要来自于发射链路和接收链路中的交叉极化耦合. 不同于机械扫描雷达, 相控阵雷达中交叉极化隔离度的影响更加复杂. 本文主要分析全极化相控阵雷达中交叉极化隔离度对极化测量精度的影响. 通过合理的假设, 忽略增益、杂波、噪声等因素对极化测量结果的作用. 因此, 式 (1) 可简化为

$$\mathbf{S}^{(p)} = \mathbf{R}^T \mathbf{S}^{(b)} \mathbf{T}. \quad (2)$$

由此可见, 要降低目标的真实散射矩阵 $\mathbf{S}^{(b)}$ 和测量散射矩阵 $\mathbf{S}^{(p)}$ 之间的误差, 直接的方法是尽可能降低发射以及接收链路中的交叉极化耦合. 为此, 提出一种可以降低交叉极化耦合影响的极化状态配置方法, 下面将详细阐述.

2.2 基于三馈点微带贴片阵元的极化状态配置方法

微带贴片天线具有低剖面、体积小、重量轻和易于系统集成等优点, 比较适合作为相控阵天线阵元使用. 因此, 本文采用一种三馈点矩形微带贴片作为全极化相控阵天线单元, 其结构如图 1 所示. 天线平面位于 YOZ 面内, 天线为双层微带结构, 采用同轴馈电方式, 有端口 1~3 三个馈点, 谐振频率为 10 GHz.

下面结合图 1(a) 对该全极化天线阵元作进一步详细说明. 图 1(a) 中三个馈点分别用 1, 2, 3 表示. 在发射信号时, 激励 1 号和 2 号馈点. 通过配置两个馈点的激励幅度和相位, 假设辐射的电磁波经过空间干涉叠加从而辐射出右旋椭圆极化波. 在接收信号时, 1~3 号馈点同时接收回波. 由 1 和 2 号极化通道信息合成右旋椭圆极化波. 通过配置 3 号馈点的幅度和相位, 由 2 和 3 号极化通道信息合成左

图 1 (网络版彩图) 三馈点微带贴片天线. (a) 俯视图; (b) 侧视图

Figure 1 (Color online) The triple feed microstrip patch antenna. (a) Top view; (b) side view

旋椭圆极化波. 复用了 2 号馈点, 实现主极化分量和交叉极化分量的同时接收. 需要说明的是, 2 号馈点的幅度和相位保持不变, 只需配置 1 和 3 号馈点相对于 2 号馈点的幅度比和相位差, 降低了极化状态配置方法的复杂度.

当分别对 3 个极化端口进行馈电时, 其辐射电场可以表示为

$$\mathbf{E}_q = E_{q\theta} \mathbf{a}_\theta + E_{q\phi} \mathbf{a}_\phi, \quad (3)$$

其中 $\mathbf{a}_\theta$ 和 $\mathbf{a}_\phi$ 分别表示 θ 和 ϕ 方向上的单位向量, $q = 1, 2, 3$.

为了产生一对旋向相反的极化波, 假设由端口 1 和 2 联合产生右旋椭圆极化波, 由端口 2 和 3 联合产生左旋椭圆极化波. 端口 1~3 的激励电压幅度分别用 A_1, A_2, A_3 表示, 相对激励幅度可以表示为 $p_r = |A_1|/|A_2|, p_l = |A_3|/|A_2|$. 根据天线辐射理论, 激励幅度和辐射电场成正比, 即有 $p_r = |E_1|/|E_2|, p_l = |E_3|/|E_2|$. 端口 1~3 的激励相位分别用 $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3$ 表示, 相对激励相位可以表示为 $\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_r, \varphi_3 - \varphi_2 = \varphi_l$. 由 $\{p_r, \varphi_r, p_l, \varphi_l\}$ 构成了一组极化参数.

为使右旋和左旋两种椭圆极化波保持固定旋向, 令 $0 \leq \varphi_r \leq \pi, 0 \leq \varphi_l \leq \pi$. 则右旋椭圆极化和左旋椭圆极化可以写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{E}_R \\ \mathbf{E}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_r} & 1 & 0 \\ 0 & 1 & e^{j\varphi_l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{E}_2 \\ \mathbf{E}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_r} E_{1\phi} + E_{2\phi} & e^{j\varphi_r} E_{1\theta} + E_{2\theta} \\ E_{2\phi} + e^{j\varphi_l} E_{3\phi} & E_{2\theta} + e^{j\varphi_l} E_{3\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_\phi \\ \mathbf{a}_\theta \end{bmatrix}, \quad (4)$$

其中 $\mathbf{E}_R$ 和 $\mathbf{E}_L$ 分别表示右旋和左旋椭圆极化. 令 $\mathbf{e}_R$ 和 $\mathbf{e}_L$ 分别表示沿 $\mathbf{E}_R$ 和 $\mathbf{E}_L$ 的单位矢量.

当由端口 1 和 2 联合辐射右旋椭圆极化波时, 在单位矢量对 $\{\mathbf{e}_R, \mathbf{e}_L\}$ 下辐射电场中右旋和左旋椭圆极化分量可表示成

$$\begin{cases} E_{RR} = \langle \mathbf{e}_R, \mathbf{E}_R \rangle = \mathbf{e}_R^H \mathbf{E}_R, \\ E_{LR} = \langle \mathbf{e}_L, \mathbf{E}_R \rangle = \mathbf{e}_L^H \mathbf{E}_R. \end{cases} \quad (5)$$

同理, 当辐射左旋椭圆极化波时, 可以推导出辐射电场中左旋椭圆极化分量 E_{LL} 和右旋椭圆极化分量 E_{RL} . 接下来我们假设由端口 1 和 2 产生右旋椭圆极化波, 由端口 2 和 3 产生左旋椭圆极化波. 那么, 辐射的右旋椭圆极化 E_{RR} 为主极化分量, 辐射的左旋椭圆极化 E_{LR} 为交叉极化分量. E_{RR} 和

图 2 (网络版彩图) 全极化相控阵天线. (a) 16×16 阵元组成的全极化相控阵天线; (b) 采用极化状态配置方法的数字相控阵架构

Figure 2 (Color online) The fully polarimetric phased array antenna. (a) The fully polarimetric phased array with 16×16 elements; (b) the digital phased array architecture using the PSC method

E_{LR} 均为极化参数 $\{p_r, \varphi_r, p_l, \varphi_l\}$ 的函数. 若采用交叉极化隔离度 (cross-polarization isolation, CPI) 的概念, 当三馈点微带贴片天线辐射右旋椭圆极化波时, 则有

$$CPI_R = 20 \log \left(\frac{E_{RR}}{E_{LR}} \right). \quad (6)$$

下文以 CPI_R 为例进行建模, 并简写为 CPI. 为了降低极化测量误差, 期望 CPI 数值尽可能地高. e_R 和 e_L 的正交性越好, E_{LR} 越低, CPI 就越高. 令 $\rho = E_{LR}/E_{RR}$, $CPI \propto (1/\rho)$, 则问题转化成使 ρ 尽可能地小. 该问题变成一个优化问题, 且是一个多变量有约束非线性规划问题, 其中目标函数为

$$\rho(p_r, \varphi_r, p_l, \varphi_l) = \frac{E_{LR}(p_r, \varphi_r, p_l, \varphi_l)}{E_{RR}(p_r, \varphi_r, p_l, \varphi_l)}. \quad (7)$$

除了上述的约束条件, $0 \leq \varphi_r \leq \pi$, $0 \leq \varphi_l \leq \pi$. 这里假设幅度比变化范围不大于 $|p_{\text{bound}}|$ dB. 那么, 优化问题可写成带约束的非线性多变量函数,

$$\begin{aligned} & \min_{p_r, \varphi_r, p_l, \varphi_l} |\rho(p_r, \varphi_r, p_l, \varphi_l)| \\ & \text{s.t.} \begin{cases} 10 \lg p_r \leq |p_{\text{bound}}|, \\ 10 \lg p_l \leq |p_{\text{bound}}|, \\ 0 \leq \varphi_r \leq \pi, \\ 0 \leq \varphi_l \leq \pi. \end{cases} \end{aligned} \quad (8)$$

3 极化状态配置方法在全极化相控阵极化测量中的应用

3.1 阵列方向图综合

利用上述的三馈点微带贴片天线作为阵元组成全极化相控阵天线, 如图 2(a) 所示, 阵元间距为半

波长. 阵列中各个阵元同一极化端口叠加的方向图矢量如下:

$$\mathbf{F}_q(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{qmn} \mathbf{E}_{qmn}(\theta, \phi), \quad (9)$$

其中 M 和 N 分别表示相控阵所有阵元的行数和列数, w_{qmn} 表示第 m 行第 n 列阵元第 q 个极化端口的复加权系数, $\mathbf{E}_{qmn}(\theta, \phi)$ 表示第 m 行第 n 列阵元第 q 个极化端口辐射的电场矢量, 这里的 q 是指端口编号, $q = 1, 2, 3$. 为了便于表示, 下面将 $\mathbf{F}_q(\theta, \phi)$, $\mathbf{E}_q(\theta, \phi)$ 分别简写成 $\mathbf{F}_q$, $\mathbf{E}_q$.

根据第 2 节对单个阵元的推导, 如果使全极化相控阵产生右旋椭圆极化波, 则总的阵列方向图为

$$\mathbf{F}_R = \mathbf{F}_R \mathbf{e}'_R = e^{j\varphi_r} \mathbf{F}_1 + \mathbf{F}_2 = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N (w_{1mn} e^{j\varphi_r} \mathbf{E}_{1mn} + w_{2mn} \mathbf{E}_{2mn}). \quad (10)$$

一般情况下, 对于给定的波束指向, 端口 1 和 2 的加权系数相同, 即 $w_{1mn} = w_{2mn} = w_{mn}$, 此时上式可重写为

$$\mathbf{F}_R = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{mn} (e^{j\varphi_r} \mathbf{E}_{1mn} + \mathbf{E}_{2mn}) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{mn} \mathbf{E}_{Rmn}. \quad (11)$$

此时, 阵列辐射电场的主极化分量和交叉极化分量分别为

$$\begin{cases} F_{RR} = \langle \mathbf{e}'_R, \mathbf{F}_R \rangle = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{mn} \mathbf{E}_{RRmn}, \\ F_{LR} = \langle \mathbf{e}'_L, \mathbf{F}_R \rangle = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N w_{mn} \mathbf{E}_{LRmn}. \end{cases} \quad (12)$$

需要指出的是, 由于阵元间互耦效应的存在, 各个阵元辐射的有源单元方向图 (active element pattern, AEP) 并不完全相同. 同理, 可以推导出在调制成左旋椭圆极化波时, 其主极化分量 F_{LL} 和交叉极化分量 F_{RL} .

极化状态配置方法的实现和传统的极化相控阵架构类似, 如图 2(b) 所示. 这里以先进的全极化数字相控阵为例, 各阵元在空间中辐射形成期望的方向图之前, 需要经 T/R 组件进行幅度和相位调制, 使电磁波在空间中发生干涉叠加, 从而形成一个特定扫描角度、特定波束形状的天线方向图. 提出的极化状态配置方法的输出也是幅度和相位调制结果. 这两类幅相调制结果可以叠加在一起, 且不影响功率方向图的综合.

当相控阵天线处于发射状态时, 通过配置所有全极化阵元 1 和 2 号馈点的激励幅度和相位, 经过空间矢量叠加形成右旋椭圆极化波. 当相控阵天线处于接收状态时, 所有全极化阵元的 1~3 号馈点同时工作. 由 1 和 2 号极化通道信息合成右旋椭圆极化波. 通过配置 3 号馈点的幅度和相位, 由 2 和 3 号极化通道信息合成左旋椭圆极化波, 实现主极化分量和交叉极化分量的同时接收. 由于 2 号馈点被复用, 可以令 2 号馈点的幅度和相位保持不变, 此时只需配置 1 和 3 号馈点相对于 2 号馈点的幅度比和相位差. 对多阵元相控阵天线来说, 复用 2 号馈点明显地降低了极化状态配置复杂度. 由图 2(b) 可知, 提出的极化状态配置方法并不改变相控阵基本架构, 而是充分利用三个极化通道信号资源, 配置出理想极化状态, 从而降低交叉极化分量. 只需对原有架构进行简单升级, 即可实现该方法的应用.

3.2 极化散射矩阵

下面考察利用不同极化波照射目标时, 如线极化 (linear polarization, LP)、圆极化 (circular polarization, CP) 和任意椭圆极化 (elliptical polarization, EP), 对应雷达目标的极化散射矩阵, 对比分析不同极化状态对目标散射特性的影响.

线极化波下的极化散射方程可写成

$$\mathbf{S}_{\text{LP}}^{(p)} = \mathbf{P}_{\text{LP}}^T \mathbf{S}_{\text{LP}}^{(b)} \mathbf{P}_{\text{LP}}, \quad (13)$$

其中 $\mathbf{S}_{\text{LP}}^{(p)}$ 是利用线极化波测得的散射体后向散射矩阵, $\mathbf{S}_{\text{LP}}^{(b)}$ 是散射体固有的后向散射矩阵, $\mathbf{P}_{\text{LP}}$ 是辐射电场矢量在线极化基 $\{\mathbf{a}_\phi, \mathbf{a}_\theta\}$ 下的投影矩阵, 体现了不同极化通道之间的交叉极化耦合效应. 这里忽略了传播路径所引起的衰减和相位延迟, 并且假设 3 个馈点对应的 3 个极化通道的幅度和相位特性是理想的. 这里采用金属球作为参考散射体, 其固有极化散射矩阵为单位矩阵, 因此有

$$\mathbf{S}_{\text{LP}}^{(p)} = \begin{bmatrix} f_{\phi\phi} & f_{\phi\theta} \\ f_{\theta\phi} & f_{\theta\theta} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{\phi\phi} & f_{\phi\theta} \\ f_{\theta\phi} & f_{\theta\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{\phi\phi}^2 + f_{\theta\phi}^2 & f_{\phi\phi}f_{\phi\theta} + f_{\theta\phi}f_{\theta\theta} \\ f_{\phi\phi}f_{\phi\theta} + f_{\theta\phi}f_{\theta\theta} & f_{\theta\theta}^2 + f_{\phi\theta}^2 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

利用圆极化波照射参考散射体时, 散射方程可写成

$$\mathbf{S}_{\text{CP}}^{(p)} = \mathbf{P}_{\text{CP}}^T \mathbf{S}_{\text{CP}}^{(b)} \mathbf{P}_{\text{CP}}, \quad (15)$$

其中 $\mathbf{S}_{\text{CP}}^{(p)}$ 和 $\mathbf{S}_{\text{CP}}^{(b)}$ 分别表示测得的和固有的目标后向散射矩阵. $\mathbf{P}_{\text{CP}}$ 是辐射电场矢量在圆极化基 $\{\mathbf{e}_r, \mathbf{e}_l\}$ 下的投影矩阵, 这里的 $\mathbf{e}_r = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{a}_\phi + \mathbf{j}\mathbf{a}_\theta)$, $\mathbf{e}_l = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{a}_\phi - \mathbf{j}\mathbf{a}_\theta)$.

根据从圆极化到线极化的极化变换理论, 定义变换矩阵 $\mathbf{U}(\text{rl} \rightarrow \phi\theta)$, 通过推导上述线极化基和圆极化基之间的关系, 可得

$$\mathbf{U}(\text{rl} \rightarrow \phi\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -\mathbf{j} & \mathbf{j} \\ -1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

故有

$$\mathbf{S}_{\text{CP}}^{(b)} = [\mathbf{U}(\text{rl} \rightarrow \phi\theta)]^T \mathbf{S}_{\text{LP}}^{(b)} \mathbf{U}(\text{rl} \rightarrow \phi\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

由此可见, 当右旋圆极化波 (right-hand elliptically polarized, RHCP) 作为入射波照射到金属球上时 (右旋圆极化 $E_r = 1$, 左旋圆极化 $E_l = 0$), 其后向散射波为左旋圆极化波 (left-hand elliptically polarized, LHCP), 即散射波的极化旋转方向与入射波的极化旋转方向正好相反. 因此, 散射矩阵为

$$\mathbf{S}_{\text{CP}}^{(p)} = \begin{bmatrix} f_{rr} & f_{rl} \\ f_{lr} & f_{ll} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{rr} & f_{rl} \\ f_{lr} & f_{ll} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2f_{rr}f_{lr} & f_{rr}f_{ll} + f_{lr}f_{rl} \\ f_{rr}f_{ll} + f_{lr}f_{rl} & 2f_{ll}f_{rl} \end{bmatrix}. \quad (18)$$

利用经过配置的椭圆极化波照射参考散射体时, 散射方程可写成

$$\mathbf{S}_{\text{EP}}^{(p)} = \mathbf{P}_{\text{EP}}^T \mathbf{S}_{\text{EP}}^{(b)} \mathbf{P}_{\text{EP}}. \quad (19)$$

同理, 根据从椭圆极化到线极化的极化变换理论, 定义变换矩阵 $\mathbf{U}(\text{RL} \rightarrow \phi\theta)$. 在椭圆极化波照射下, 金属球的固有散射矩阵为

$$\mathbf{S}_{\text{EP}}^{(b)} = [\mathbf{U}(\text{RL} \rightarrow \phi\theta)]^T \mathbf{S}_{\text{LP}}^{(b)} \mathbf{U}(\text{RL} \rightarrow \phi\theta). \quad (20)$$

因此, 由式 (19) 可得后向散射矩阵为

$$\begin{cases} S_{RR}^{(p)} = S_{RR}^{(b)} f_{RR} f_{RR} + 2S_{RL}^{(b)} f_{RR} f_{LR} + S_{LL}^{(b)} f_{LR} f_{LR}, \\ S_{LR}^{(p)} = S_{RR}^{(b)} f_{RR} f_{RL} + S_{RL}^{(b)} (f_{RR} f_{LL} + f_{LR} f_{RL}) + S_{LL}^{(b)} f_{LR} f_{LL}, \\ S_{RL}^{(p)} = S_{RR}^{(b)} f_{RR} f_{RL} + S_{RL}^{(b)} (f_{RR} f_{LL} + f_{LR} f_{RL}) + S_{LL}^{(b)} f_{LR} f_{LL}, \\ S_{LL}^{(p)} = S_{RR}^{(b)} f_{RL} f_{RL} + 2S_{RL}^{(b)} f_{RL} f_{LL} + S_{LL}^{(b)} f_{LL} f_{LL}. \end{cases} \quad (21)$$

3.3 极化变量

为了评估极化状态配置方法在提高极化信息测量精度上的作用, 这里利用差分反射率 (Z_{DR}) 和线性去极化比 (linear depolarization ratio, LDR) 两个极化变量衡量不同极化状态下极化散射矩阵的测量误差. 其中, Z_{DR} 可以表示成

$$Z_{DR(LP/CP/EP)}^{(\eta)} = 10 \log \left(\frac{|S_{\phi\phi/lr/LR}^{(\eta)}|^2}{|S_{\theta\theta/r/RL}^{(\eta)}|^2} \right), \quad (22)$$

其中 $\eta = b, p$. 下标中由 ‘/’ 间隔的 LP, CP 和 EP 分别表示线极化、圆极化和配置椭圆极化状态.

利用 ΔZ_{DR} 表示散射体固有的 Z_{DR} 与测量得到的 Z_{DR} 之间的误差. 为了实现目标极化信息的精确获取, 一般要求 ΔZ_{DR} 低于 0.1 dB [8]. 假设散射体为一金属球, 对于线极化和圆极化来说, 因为 $Z_{DR(LP/CP)}^{(b)} = 0$ dB, 故有 $\Delta Z_{DR} = Z_{DR(LP/CP)}^{(p)}$. 对于配置椭圆极化来说, $\Delta Z_{DR} = Z_{DR(EP)}^{(p)} - Z_{DR(EP)}^{(b)}$. 另外, LDR 可以表示成

$$LDR_{LP_\phi/CP_r/EP_R}^{(\eta)} = 10 \log \left(\frac{|S_{\theta\phi/r/RR}^{(\eta)}|^2}{|S_{\phi\phi/lr/LR}^{(\eta)}|^2} \right). \quad (23)$$

利用线极化和圆极化波照射金属球时, 极化散射矩阵分别为单位矩阵和反向单位矩阵. 此时, $S_{\theta\phi}^{(b)} = S_{\phi\theta}^{(b)} = 0$, $S_{rr}^{(b)} = S_{ll}^{(b)} = 0$, 因此, $\Delta LDR = LDR_{LP_\phi/CP_r}^{(p)}$. 对于配置椭圆极化波, $\Delta LDR = LDR_{EP_R}^{(p)} - LDR_{EP_R}^{(b)}$.

4 阵元仿真结果分析

基于三馈点微带贴片天线分析其辐射特性, 对比辐射不同极化波时天线阵元的空域极化特性, 如未配置线极化状态 (nonconfigured linear polarization, NC-LP)、未配置圆极化状态 (nonconfigured circular polarization, NC-CP) 和配置椭圆极化状态 (configured elliptical polarization, C-EP), 并验证了极化状态配置方法在提高辐射电场交叉极化隔离度上的性能. 需要说明的是, 未配置线极化状态是指没有对辐射的线极化状态进行配置, 如采用传统的线极化天线; 而未配置圆极化状态是指没有对辐射的圆极化状态进行配置, 如采用传统的圆极化天线.

4.1 空域极化特性

当三馈点微带贴片天线阵元的端口 1 (即水平极化端口) 和端口 2 (即垂直极化端口) 被分别激励, 理论上讲, 两个端口将辐射线极化状态的电磁波, 辐射电场方向图如图 3 所示. 当 1 号馈点被激励, 2 和 3 号馈点接匹配负载时, 其远场辐射电场的主极化分量为水平线极化. 当 2 号馈点被激励, 其他两个馈点接匹配负载时, 其远场辐射电场的主极化分量则为垂直线极化. 当端口 1 被激励时, 图 3(a) 和

图 3 (网络版彩图) 端口 1 和 2 辐射线极化波时的电场方向图. (a) 端口 1 辐射的主极化方向图; (b) 端口 1 辐射的交叉极化方向图; (c) 端口 2 辐射的交叉极化方向图; (d) 端口 2 辐射的主极化方向图

Figure 3 (Color online) Patterns of the electric fields for the horizontally and vertically polarized ports when radiating the linear polarization state. (a) Co-polarization pattern of a horizontally polarized port; (b) cross-polarization pattern of a horizontally polarized port; (c) cross-polarization pattern of a vertically polarized port; (d) co-polarization pattern of a vertically polarized port

图 4 (网络版彩图) 三馈点贴片天线辐射圆极化波时的天线方向图. (a) 辐射右旋圆极化波时的主极化方向图; (b) 辐射右旋圆极化波时的交叉极化方向图; (c) 辐射左旋圆极化波时的交叉极化方向图; (d) 辐射左旋圆极化波时的主极化方向图

Figure 4 (Color online) Patterns of the electric fields for the triple feed patch antenna when radiating the circular polarization state. (a) Co-polarization pattern of RHCP; (b) cross-polarization pattern of RHCP; (c) cross-polarization pattern of LHCP; (d) co-polarization pattern of LHCP

(b) 分别展示了辐射电场的主极化分量和交叉极化分量. 由此可见, 在天线阵元法线 (x 轴) 方向上, 主极化分量最大且交叉极化分量最小, 归一化后的数值分别为 1 和 0.01. 当角度偏离天线阵元法线时, 主极化分量逐渐降低而交叉极化分量随之提高, 而且随着偏离角度增大, 主极化分量和交叉极化分量的变化更加显著. 值得注意的是, 对于线极化状态, 辐射电场在沿 y 轴和 z 轴上的交叉极化分量相对较低, 如图 3(b) 所示. 当端口 2 被激励时, 图 3(c) 和 (d) 分别展示了交叉极化分量和主极化分量. 两个极化分量的提高和下降趋势与端口 1 的辐射电场类似. 类似地, 辐射电场在沿 y 轴和 z 轴上的交叉极化分量相对较低, 如图 3(c) 所示.

如果三馈点微带贴片天线阵元辐射圆极化波, 由端口 1 和 2 的辐射电场合成右旋圆极化波, 由端口 2 和 3 辐射电场合成左旋圆极化波. 两种极化状态对应的天线方向图的主极化分量和交叉极化分量如图 4 所示. 辐射右旋圆极化波时的主极化和交叉极化方向图如图 4(a) 和 (b) 所示. 在天线阵元法线 (x 轴) 方向上, 主极化分量达到最大值而交叉极化分量达到最小值, 归一化后的数值分别为 1 和 0.01. 当角度偏离法线方向时, 主极化不断下降而交叉极化不断提高. 随着偏离角度的增大, 两种极化分量的变化趋势保持不变. 如果辐射左旋圆极化波, 电场中的交叉极化分量和主极化分量分别如图 4(c) 和 (d) 所示. 可见, 两个天线方向图的空间分布情况和辐射右旋圆极化波时情况类似. 因此, 天线辐射右旋圆极化波时的空间场分布结论同样适用于左旋圆极化波.

图 5 (网络版彩图) 三馈点贴片天线辐射配置椭圆极化波时的电场方向图. (a) 辐射配置右旋椭圆极化波时的主极化方向图; (b) 辐射配置右旋椭圆极化波时的交叉极化方向图; (c) 辐射配置左旋椭圆极化波时的交叉极化方向图; (d) 辐射配置左旋椭圆极化波时的主极化方向图

Figure 5 (Color online) Patterns of the electric fields for the triple feed patch antenna when radiating the configured elliptical polarization state. (a) Co-polarization pattern of configured RHEP; (b) cross-polarization pattern of configured RHEP; (c) cross-polarization pattern of configured LHEP; (d) co-polarization pattern of configured LHEP

图 6 (网络版彩图) 不同极化状态下的交叉极化隔离度. (a) 未配置线极化; (b) 未配置圆极化; (c) 配置椭圆极化

Figure 6 (Color online) CPI of different polarized waves. (a) NC-LP; (b) NC-CP; (c) C-EP

利用本文提出的极化状态配置方法后, 天线的主极化方向图和交叉极化方向图如图 5 所示. 当 1 和 2 号馈点同时被激励, 3 号馈点接匹配负载时, 此时天线辐射右旋椭圆极化波, 图 5(a) 和 (b) 展示了相应的主极化方向图和交叉极化方向图. 主极化分量在天线法线方向上取得最大值, 在其他方向图角度上随偏离法线角度增大而递减. 然而, 和图 3(a) 和图 4(a) 相比, 这种变化趋势相对更加缓慢. 同时, 交叉极化始终保持在较低水平, 不同角度下的取值低于 0.7×10^{-4} , 取对数后低于 -83.1 dB, 且并未随偏离角度增大而明显提高. 同理, 当 2 和 3 号馈点同时被激励, 1 号馈点接匹配负载时, 此时天线辐射左旋椭圆极化波, 图 5(c) 和 (d) 展示了相应的交叉极化方向图和主极化方向图. 可见, 辐射左旋椭圆极化波时两个方向图变化情况和辐射右旋椭圆极化波的情况类似.

4.2 基于全极化阵元的方法验证

由图 3 可知, 当方向图角度偏离法线方向时, 主极化方向图降低且交叉极化方向图增高. 这将导致交叉极化隔离度随方向图角度的偏离而下降, 从而使全极化相控阵的可用波束扫描范围更窄. 不同极化状态下的交叉极化隔离度如图 6 所示. 图中的坐标轴 U 和 V 是正弦空间坐标系中的两个变量. 对于线极化状态, 对应的交叉极化隔离度如图 6(a) 所示. 在 U 和 V 轴线附近隔离度数值更高, 即对应天线坐标中的俯仰方向和方位方向, 在电轴方向时取得最大值 41.64 dB. 显然, 线极化状态对应的角度范围和交叉极化隔离度取值均不能满足宽角度、高隔离度 (不低于 40 dB) 的指标要求. 对于圆极化状态, 对应的交叉极化隔离度如图 6(b) 所示. 在法线方向附近交叉极化隔离度取值较高 (最大值可

取到 51.83 dB), 可用角度范围相对线极化状态有所扩大且相对集中. 但是, 可用角度范围仅分布在天线法线及其附近处, 不能满足在宽角度下保持较高隔离度的指标要求. 如果辐射的是配置椭圆极化波, 其交叉极化将被显著地抑制, 对应的辐射空域内交叉极化隔离度如图 6(c) 所示. 可见, 隔离度得到大幅提高, 取值基本上都在 100 dB 以上, 而且明显拓宽了能够满足交叉极化隔离度指标的角度范围.

5 基于全极化相控阵的算法性能验证

在分析了全极化阵元空域极化特性并验证了极化状态配置方法性能的基础上, 从全极化相控阵角度进一步考察该方法的实际性能, 包括该方法在阵列方向图综合和极化散射矩阵测量等方面的有效性和可行性.

5.1 阵列方向图综合

采用的全极化相控阵天线是一个均匀矩形阵列, 由 16×16 个全极化三馈点微带贴片天线阵元组成. 若辐射经过配置的椭圆极化波, 且在阵列天线方向图综合中采用 40 dB 的 Taylor 加权, 仿真结果如图 7 所示. 图 7(a)~(d) 分别展示了不同波束扫描角下的主极化方向图综合结果, 图 7(e)~(h) 分别展示了对应的交叉极化方向图综合结果. 主极化方向图在波束中心指向处形成尖峰, 而交叉极化方向图在该指向及附近角度上形成零陷, 从而提高了全极化阵列天线的交叉极化隔离度.

将阵列天线方向图进行归一化处理, 并对比 3 种不同的极化状态在阵列天线方向图综合中的性能, 二维切片结果如图 8 所示. 主极化方向图分别用 NC-LP_{co} , NC-CP_{co} 和 C-EP_{co} 表示, 交叉极化方向图分别用 $\text{NC-LP}_{\text{cro}}$, $\text{NC-CP}_{\text{cro}}$ 和 C-EP_{cro} 表示. 如图 8(a) 所示, 3 个主极化方向图基本上一致. 如果只考虑波束中心指向处的方向图, 则圆极化状态时主极化方向图比线极化和配置椭圆极化高 3.08 dB. 而 3 个交叉极化方向图相差较大, 圆极化时为 -38.39 dB, 线极化时为 -43.01 dB, 配置椭圆极化时在波束中心指向上形成零陷, 最低为 -142.7 dB. 随着波束扫描的角度增大, 线极化和圆极化时的交叉极化方向图不断恶化, 在 $\phi \geq 40^\circ$ 时交叉极化方向图最大值甚至和主极化方向图相当. 然而, 配置椭圆极化时的交叉极化最小值一直低于 -150 dB, 从而验证了配置椭圆极化状态在全极化相控阵天线方向图综合方面的优势.

5.2 极化变量分析

极化信息测量误差通常采用极化变量衡量, 如差分反射率 (ΔZ_{DR}) 和线性去极化比的误差 (ΔLDR), ΔZ_{DR} 和 ΔLDR 表示测得的极化散射矩阵元素之间的相对关系. 考察不同极化状态下这两个常用极化变量的误差, 结果如图 9 所示. 其中, 角度变化范围为 ϕ 以 10° 为间隔由 -60° 依次递增至 60° . 差分反射率误差随波束扫描角度的变化趋势如图 9(a) 所示. 当采用线极化波时, 波束中心轴线方向上的 ΔZ_{DR} (见图中 $\text{NC-LP}_{\text{axial}}$ 曲线) 从 -7.38 dB 递增至 0 dB, 然后又从 0 dB 递减到 -6.5 dB, 这表明天线波束扫描角度越大, 差分反射率误差越大. 同时, 3 dB 波束宽度处测得的 ΔZ_{DR} (见图中 $\text{NC-LP}_{3\text{ dB}}$ 曲线) 从 -8.12 dB 递增至 0 dB, 接着递减到 -4.62 dB. 显然, 线极化状态不能在宽角扫描时满足差分反射率低于 0.1 dB 的指标要求. 如果采用圆极化和配置椭圆极化状态, 差分反射率误差值大幅降低, 取值在 0 dB 附近且均小于 0.1 dB, 同时在 3 dB 波束宽度处测得的值也能满足指标要求. 线性去极化比的误差随波束扫描角度的变化趋势如图 9(b) 所示. 当采用线极化时, ΔLDR 由 -4.82 dB 下降到 -29.22 dB, 接着提高到 -4.47 dB, 且 3 dB 波束宽度处对应的 ΔLDR 具有类似的变化曲线. 采用圆极化时的性能和线极化基本吻合, 在法线方向上取得最小值为 -31.54 dB. 由此可见, 即便

图 7 (网络版彩图) 不同波束扫描角下综合的阵列方向图

Figure 7 (Color online) The array pattern synthesis results versus different beam direction. Co-polarization pattern when (a) $(\phi, \theta) = (0^\circ, 90^\circ)$, (b) $(\phi, \theta) = (20^\circ, 70^\circ)$, (c) $(\phi, \theta) = (40^\circ, 50^\circ)$, (d) $(\phi, \theta) = (60^\circ, 30^\circ)$; cross-polarization pattern when (e) $(\phi, \theta) = (0^\circ, 90^\circ)$, (f) $(\phi, \theta) = (20^\circ, 70^\circ)$, (g) $(\phi, \theta) = (40^\circ, 50^\circ)$, (h) $(\phi, \theta) = (60^\circ, 30^\circ)$

是在法线方向上, 线极化波和圆极化波均不能满足线性去极化比误差低于 -40 dB 的指标要求. 当采用配置椭圆极化时, 线性去极化比误差进一步降低, 不同扫描角度下的误差值小于 -80 dB, 且误差均值为 -104.43 dB. 在 3 dB 波束宽度处测得的误差值有所提高, 但是在整个扫描范围内最大值不高于 -40.97 dB, 误差均值为 -50.57 dB. 可见, 在 3 dB 波束宽度内线性去极化比误差能够在 $\pm 60^\circ$ 波束扫描范围内满足指标要求.

6 结束语

基于三馈点微带贴片天线提出了一种极化状态配置方法, 目的是使全极化相控阵雷达在宽波束扫描范围内均能获得较高的交叉极化隔离度, 从而提高雷达目标极化属性信息测量精度. 该方法针对每个波束指向动态调整各个极化端口的激励幅度和相位, 在降低交叉极化水平的同时使主极化保持在较高的范围内. 和传统的线极化和圆极化等固定极化状态相比, 本文根据波束指向动态调整极化状态. 通

图 8 (网络版彩图) 不同波束扫描角下阵列方向图的二维切片, 包括主极化和交叉极化方向图

Figure 8 (Color online) The 2D cut of synthesized pattern versus different beam direction including the co-polar and cross-polar patterns. (a) $(\phi, \theta) = (0^\circ, 90^\circ)$; (b) $(\phi, \theta) = (20^\circ, 90^\circ)$; (c) $(\phi, \theta) = (40^\circ, 90^\circ)$; (d) $(\phi, \theta) = (60^\circ, 90^\circ)$

图 9 (网络版彩图) 不同极化状态时的极化变量

Figure 9 (Color online) Polarimetric variables versus different polarization states. (a) ΔZ_{DR} ; (b) ΔLDR

过将提高交叉极化隔离度问题建模成一个多变量非线性有约束的最优化问题, 计算决定极化状态的极化参数集, 即 3 个极化端口间的幅度比和相位差. 在三馈点微带贴片天线阵元上对比不同极化状态下辐射电场的空域极化特性, 验证了配置椭圆极化状态相对于线极化和圆极化状态在提高主极化分量并

降低交叉极化分量上的优势, 并可在更宽扫描范围内将交叉极化隔离度提高到 100 dB 左右. 同时, 配置极化状态可以在全极化相控阵天线交叉极化方向图轴线方向上形成零陷, 降低了交叉极化水平. 最后利用差分反射率和线性去极化比验证了极化状态配置方法在目标极化信息获取中的有效性和可行性. 结果表明, 在 $\pm 60^\circ$ 的波束扫描范围内, 测量得到的差分反射率误差和线性去极化比误差分别低于 -80 dB 和 0.1 dB. 即使在 3 dB 波束宽度内, 测得的极化变量误差也能满足目标极化信息精确获取的性能指标. 在接下来的工作中我们将尝试考虑更多的误差因素, 通过联合分析从而进一步提升极化测量精度.

参考文献

- 1 Wang X S. Status and prospects of radar polarimetry techniques. *J Radars*, 2016, 5: 119–131 [王雪松. 雷达极化技术研究现状与展望. 雷达学报, 2016, 5: 119–131]
- 2 Wang X S, Li Y Z, Dai H Y, et al. Research on instantaneous polarization radar system and external experiment. *Chin Sci Bull*, 2010, 55: 937–944 [王雪松, 李永祯, 戴幻尧, 等. 瞬态极化雷达系统及实验研究. 科学通报, 2010, 55: 937–944]
- 3 Dai D H, Liao B, Xiao S P, et al. Advancements on radar polarization information acquisition and processing. *J Radars*, 2016, 5: 143–155 [代大海, 廖斌, 肖顺平, 等. 雷达极化信息获取与处理的研究进展. 雷达学报, 2016, 5: 143–155]
- 4 Shi L F, Ren B, Ma J Z, et al. Recent developments of radar anti-interference techniques with polarimetry. *Mod Radar*, 2016, 38: 1–7+29 [施龙飞, 任博, 马佳智, 等. 雷达极化抗干扰技术进展. 现代雷达, 2016, 38: 1–7+29]
- 5 Zhang G F, Doviak R J, Zrnić D S, et al. Phased array radar polarimetry for weather sensing: a theoretical formulation for bias corrections. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2009, 47: 3679–3689
- 6 Herd J S, Conway M D. The evolution to modern phased array architectures. *Proc IEEE*, 2016, 104: 519–529
- 7 Stailey J E, Hondl K D. Multifunction phased array radar for aircraft and weather surveillance. *Proc IEEE*, 2016, 104: 649–659
- 8 Fulton C, Salazar J, Zrnić D, et al. Polarimetric phased array calibration for large-scale multi-mission radar applications. In: *Proceedings of 2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18)*, Oklahoma, 2018. 1272–1277
- 9 Zhang G, Mahale V N, Putnam B J, et al. Current status and future challenges of weather radar polarimetry: bridging the gap between radar meteorology/hydrology/engineering and numerical weather prediction. *Adv Atmos Sci*, 2019, 36: 571–588
- 10 Mirmozafari M, Zhang G, Fulton C, et al. Dual-polarization antennas with high isolation and polarization purity: a review and comparison of cross-coupling mechanisms. *IEEE Antenn Propag Mag*, 2019, 61: 50–63
- 11 Mirmozafari M, Zhang G, Saeedi S, et al. A dual linear polarization highly isolated crossed dipole antenna for MPAR application. *Antenn Wirel Propag Lett*, 2017, 16: 1879–1882
- 12 Saeidi-Manesh H, Zhang G. High-isolation, low cross-polarization, dual-polarization, hybrid feed microstrip patch array antenna for MPAR application. *IEEE Trans Antenn Propag*, 2018, 66: 2326–2332
- 13 Quan X L, Li R L. A broadband dual-polarized omnidirectional antenna for base stations. *IEEE Trans Antenn Propag*, 2013, 61: 943–947
- 14 Sallam T, Abdel-Rahman A B, Alghoniemy M, et al. A neural-network-based beamformer for phased array weather radar. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2016, 54: 5095–5104
- 15 Wang B H, Guo Y C, Wang Y L, et al. Frequency-invariant pattern synthesis of conformal array antenna with low cross-polarisation. *IET Microw Antenn Propag*, 2008, 2: 442–450
- 16 Xiao J, Nehorai A. Optimal polarized beampattern synthesis using a vector antenna array. *IEEE Trans Signal Process*, 2009, 57: 576–587
- 17 Li M Q, Wang X S, Dong J, et al. Optimal difference pattern synthesis with polarization control for arbitrary arrays. *Antenn Wirel Propag Lett*, 2012, 11: 1358–1361
- 18 Sun B, Ren B, Liu C, et al. Experimental investigation on the synthesis of scanning beam pattern with antenna selection for conformal array. *IET Microw Antenn Propag*, 2016, 57: 969–975
- 19 Ivić I R, Zrnić D S. Statistical evaluation of pulse phase coding to suppress coupling in the polarimetric radar.

- In: Proceedings of the 36th Conference on Radar Meteorology, Breckenridge, 2013
- 20 Ivić I R. Phase code to mitigate the copolar correlation coefficient bias in PPAR weather radar. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2017, 55: 2144–2166
  - 21 Ivić I R. An experimental evaluation of phase coding to mitigate the cross-coupling biases in PPAR. In: Proceedings of the 38th International Conference on Radar Meteorology, Chicago, 2017
  - 22 Pang C, Hoozeboom P, Chevalier F L, et al. Polarimetric bias correction of practical planar scanned antennas for meteorological applications. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2016, 54: 1488–1504
  - 23 Pang C, Dong J, Wang T, et al. A polarimetric calibration error model for dual-polarized antenna element patterns. *Antenn Wirel Propag Lett*, 2016, 15: 782–785
  - 24 Xu X J. New Technique for Radar Scattering Signature Measurement and Processing. Beijing: National Defense Industry Press, 2018. 5–50 [许小剑. 雷达目标散射特性测量与处理新技术. 北京: 国防工业出版社, 2018. 5–50]
  - 25 Zhai J Q, Ma L, Yang W J. Polarization calibration technique of fully polarimetric radar. *Chin J Radio Sci*, 2019, 34: 806–813 [翟计全, 马林, 杨文军. 全极化雷达极化标校技术研究. 电波科学学报, 2019, 34: 806–813]

An approach to improve the polarization measurement accuracy of fully polarimetric phased array radar

Zhanling WANG, Jiapeng YIN, Chen PANG, Yongzhen LI* & Xuesong WANG

State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System, College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China

* Corresponding author. E-mail: e0061@sina.com

Abstract High cross-polarization isolation (CPI) is crucial to the accurate polarization measurement for the fully polarimetric phased array radar (PPAR). In this paper, we propose a polarization state configuration (PSC) method to improve the cross-polarization isolation based on the triple feed microstrip patch element. Compared with the conventional fixed polarization state of radiated wave whether it has linear, circular or elliptical polarization state, our PSC approach configures the polarization state on the basis of beam steering. The CPI improvement is formulated as an optimization problem, thereby achieving the optimum configuration of magnitude and phase for the fully polarimetric antenna. To facilitate the uniform representation for the polarization measurement application of PPAR, the universal expressions of intrinsic and measured backscatter matrices are derived for arbitrary polarization states. The dual-polarization dipole array is used to evaluate the priority of the proposed method. Simulation results reveal that our approach could obtain higher cross-polarization isolation while being available in a larger scanning range. The configured CPI could improve the polarization measurement accuracy for the fully PPAR.

Keywords cross-polarization isolation, fully polarimetric phased array radar, polarization measurement, polarization state configuration, triple feed microstrip patch antenna

Zhanling WANG was born in 1988. He received the B.S. degree in electronic engineering from Shenyang University of Technology, Shenyang, China, in 2007, and the M.S. degree in information and communication engineering from Air Force Engineering University, Xi'an, China, in 2011. Currently, he is pursuing a Ph.D. degree in information and communication engineering with National University of Defense Technology, Changsha, China. His research interests include array antenna, polarimetric phased array.

Jiapeng YIN was born in 1990. He received the B.S. degree in information engineering from National University of Defense Technology, Changsha, China, in 2012, and the Ph.D. degree in atmospheric remote sensing from Delft University of Technology, Delft, The Netherlands, in 2019. Currently, he is an assistant professor with College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology. His research interests include radar polarimetry, polarimetric weather radar, radar signal processing, and radar calibration.

Yongzhen LI was born in 1977. He received the B.S. and Ph.D. degrees in electronic engineering from National University of Defense Technology, Changsha, China, in 1999 and 2004, respectively. Currently, he is a professor with College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology. His research interests include radar signal processing, radar polarimetry, and target recognition.

Xuesong WANG was born in 1972. He received the B.S. and Ph.D. degrees in electronic science and engineering from National University of Defense Technology, Changsha, China, in 1994 and 1999, respectively. Currently, he is a professor with College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology. His research interests include polarimetric radar signal processing, radar polarimetry, and target recognition.