

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2211164

海上风电机雷达回波及其微多普勒特征^{*}

尚智宇 唐波 张龙斌 谢黄海 李逸峰

(三峡大学电气与新能源学院 宜昌 443002)

摘要: 精确模拟海上风电机雷达回波并提取其微多普勒特征,是解决海上风电场对邻近雷达台站无源干扰的关键问题。由于现有算法将风电机所处的海面背景直接以平面良导体等效而过于简单,且传统的等间距散射点模型无法表征风电机叶片的三维异形曲面特征。为此,在回波求解时引入粗糙海面前向复反射系数,同时结合风电机的三维散射点等效模型,提出了基于时域回波电场的海上风电机雷达回波数值模拟算法。根据矩量法中 RWG 函数离散电场方程的思想,建立风电机三维散射点等效模型。考虑到电磁波作用在海面时的畸变效应,利用粗糙海面前向复反射系数推导出了时域回波电场求解公式,并获取了海上风电机雷达回波的模拟结果。最后,将风电机海面背景下的回波微多普勒特征与自由空间下的进行对比,证明海面背景不可忽略。进一步采用控制单一变量的方法分析了微多普勒频移的海况响应特性,即浪高的均方根与多普勒频移呈负相关。这也为后续海上风电机回波的识别与滤除提供理论参考。

关键词: 无源干扰;海上风电机;三维散射点;粗糙海面前向复反射系数;回波模拟;微多普勒特征

中图分类号: TM2 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4047

Radar echoes simulation and micro-Doppler characterization of offshore wind turbine

Shang Zhiyu Tang Bo Zhang Longbin Xie Huanghai Li Yifeng

(College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China)

Abstract: It is key issue to accurately simulate the radar echoes of offshore wind turbine and extract micro-Doppler features, and they can solve the reradiation interference of offshore wind farms to neighboring radar stations. Aiming at the problem that the existing algorithms treat directly the sea surface background of wind turbine as a planar good conductor and are too simple. In the meanwhile, the traditional equally spaced scattering point model cannot characterize the complex surface features of the wind turbine blade. Therefore, we introduce a multipath model with a forward complex reflecting coefficient model of rough sea surfaces in radar echoes simulation, also build 3-D scattering point equivalent model of wind turbines. So, a numerical simulation algorithm for radar echoes of offshore wind turbine based on time domain echo electric field is proposed. According to the thought of discrete electric field equation of RWG function in the method of MOM, we establish a 3-D scattering point equivalent model of wind turbine. Considering the distortion effect when the electromagnetic wave acts on the sea surface, the time domain return electric field solution equation under a forward complex reflecting coefficient model of rough sea surfaces is derived. We perform vector superposition short-time Fourier variation about radar echoes, and obtain the simulation results of the radar echoes of the offshore wind turbine. By comparing simulation results and experimental results of the scaled-down model, it verifies the correctness of our algorithm. Finally, the micro-Doppler characteristics of the wind turbine echoes under the sea surface background are analyzed in comparison with those under free space, and it prove that the sea surface background cannot be neglected. The influence of sea state about micro-Doppler shift are further analyzed by controlling a single variable. It is, the root mean square of the wave height is negatively correlated with the Doppler shift. These results also provide theoretical reference for the subsequent identification and filtering of offshore wind turbine echoes.

Keywords: reradiation interference; offshore wind turbine; three-dimensional scattering point; a multipath model with a forward complex reflecting coefficient model; radar echoes simulation; micro-Doppler characteristic

0 引言

近年来,随着风电能源的快速发展,不仅内陆地区的风

电场得到了大力开发与应用,近海区域也陆续开始兴建大量海上风电场^[1]。但与此同时,近海区域还建设有大量用于国防安全、海空导航等各类型雷达台站,导致海上风电场

收稿日期:2022-08-24

* 基金项目:国家自然科学基金(51977121)、清华大学国家重点实验室开放基金(SKLD21KZ03)项目资助

对邻近雷达台站造成的无源干扰问题日益凸显^[2]。现有研究表明,获取风电机的雷达回波及其微多普勒特征,进而在雷达侧滤波是解决海上风电场无源干扰问题的关键步骤。

当前,获取风电机雷达回波及其微多普勒特征的主要方法有真型实验、缩比模型实验和数值模拟 3 种。其中,真型实验易受地形条件与空间能量衰减的影响^[3],导致所获取的回波普适性不够。为此,研究者陆续在电波暗室内开展缩比模型实验以获取回波。但缩比模型实验的方法存在频率与风电机模型无法精确缩放、实验重复性较差等问题,仅适合对数值模拟算法进行验证^[4]。相比较而言,数值模拟算法具有模型易改变、可快速求解等优势,因而被越来越多的研究者用于风电机雷达回波模拟研究中^[4-6]。

目前的数值模拟算法有等间距散射点积分算法^[5]、高频电磁散射建模法^[6]、电磁散射中心求解法^[7]等。然而,上述数值模拟算法在求解计算时均未考虑风电机所处的自然空间环境,导致所模拟的风电机雷达回波实际上是自由空间下的回波,其微多普勒特征过于理想化,仅能用于定性分析。为此,研究者开始尝试获取半空间下的风电机雷达回波及其微多普勒特征。文献[8]以无限大良导体平面模型等效大地,并将高频电磁散射建模法与多径散射理论相结合,获取了大地背景下的风电机雷达回波及其微多普勒特征。文献[9]将上述简单地面的模拟方法直接应用于海面背景,并与风电机的等间距散射点模型相结合,通过叠加定理获取了海上风电机的前向散射信号。然而,上述研究将风电机模型等效为二维平面上的线性离散点的集合,而忽略风电机的三维曲面特征;此外,海面作为一种复杂的电磁散射环境,其起伏特征受风速等因素影响较大,仅用平面模拟海面显然不符合实际。为此,亟需提出一种新的算法以精确获取海上风电机雷达回波及其微多普勒特征。

考虑到风电机与舰船均为海面背景下的电大尺寸目标^[10],故本文将舰船中常用的粗糙海面向复反射系数模型推广到风电机所处的海面背景模拟之中,同时根据矩量法中 RWG 基函数离散目标表面的电场积分方程的思想,构建风电机的三维散射点等效模型,并在此基础上提出了一种基于时域回波电场的海上风电机雷达回波的数值模拟算法。该算法所模拟的回波不仅可表征风电机叶片的三维异形曲面特征,还能够精确获取不同海况下的回波微多普勒特征,为解决海上风电场的无源干扰问题提供了理论依据。

1 海上风电机雷达回波及其微多普勒效应

1.1 回波产生机理及其微多普勒效应

以单基海上风电机为例,对其雷达回波机理进行分析。如图 1 所示,雷达台站发出的高频电磁波信号作用在海上风电机的塔架、叶片等电大尺寸金属部件上^[11];电大尺寸金属部件在高频电磁场激励作用下产生感应电流,从而被动地向空间外散射高频电磁波。一部分电磁波直接被雷达

台站接收,另一部分电磁波散射至海面。但由于海水具有高导电性^[12],致使海面发生二次散射,继续向空间外散射电磁波。随着散射次数的增加,其散射的能量越来越小,直至散射消失或散射的电磁波被雷达台站接收。最终,雷达台站接收到的海上风电机雷达回波由上述所有散射电磁波信号组成。

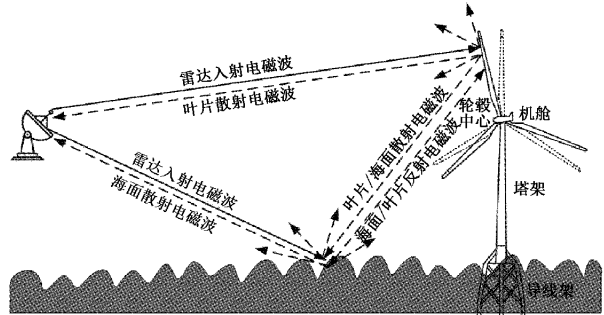


图 1 海上风电机雷达回波机理图

海上风电机雷达回波微多普勒效应指,叶片绕轮毂中心匀速旋转,致使其至雷达台站的距离发生周期性变化,而引起雷达回波频率调制效应^[13],在海上风电机多普勒频移后载频中心附近产生边带多普勒。微多普勒效应在海上风电机雷达回波图上,具体表现为一条具有闪烁性质的频带。又考虑到海上风电机静止的电大尺寸金属部件相对于雷达位置不发生改变,仅对电磁波起遮挡作用,因此,海上风电机雷达回波的微多普勒效应仅由旋转叶片产生。

1.2 回波产生机理及其微多普勒效应

现行海上风电机雷达回波模拟算法如图 2 所示,将海面等效为无限大良导体平面模型,同时将等间距散射点积分算法与多径理论相结合,在忽略 4 次及其以上散射的前提下,采用四路径方法^[9]的海上风电机雷达回波 $s(t)$ 为:

$$s(t) = \sum_{path=1}^4 s_b(t) + s_z(t) = \sum_{path=1}^4 \sum_{i=1}^M \sigma_i \cdot \exp\left\{-j\left[2\pi f_c t + \frac{4\pi R_i(t)}{\lambda_c}\right]\right\} + \sum_{k=1}^N \sigma_k \cdot \exp\left\{-j\left[2\pi f_c t + \frac{4\pi R_k(t)}{\lambda_c}\right]\right\} \quad (1)$$

式中: $s_b(t)$ 与 $s_z(t)$ 分别为风电机叶片与塔架的雷达回波, $R_i(t) = \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + z_i^2}$ 为叶片上第 i 个散射点到雷达的距离; $R_k(t) = \sqrt{x_k^2 + y_k^2 + z_k^2}$ 为塔架上第 k 个散射点到雷达的距离; $path = 1, 2, 3, 4$ 为雷达回波的 4 条散射路径; σ_i 为第 i 个散射点的散射强度; f_c 与 λ_c 分别为雷达电磁波的频率与波长; $i = 1, 2, 3, \dots, M$ 为叶片的散射点个数, $k = 1, 2, 3, \dots, N$ 为塔架的散射点个数。

图 2 中,风电机等间距散射点模型要求将具有三维曲面特征的叶片等效为圆柱体,同时将风电机整体切分为无数薄圆柱。这样,风电机等间距散射点模型由上述薄圆柱的几何中心^[14]构成。但这种模型构建时,要求等间距散射

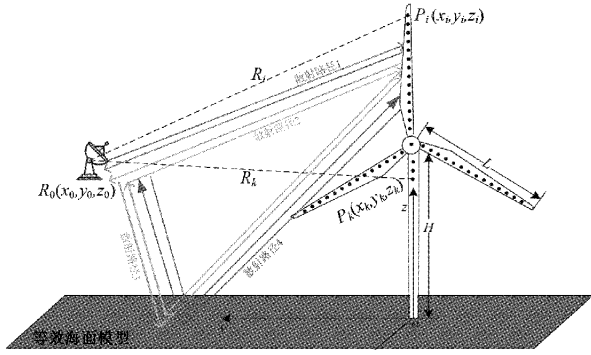


图 2 多径散射示意图

点 在 高 频 电 磁 波 作 用 下 ， 作 为 新 的 单 点 场 源 向 外 散 射 电 磁 波 ， 也 即 等 间 距 散 射 点 之 间 相 互 独 立 ， 从 而 破 坏 了 叶 片 表 面 感 应 电 流 的 连 续 分 布 ， 致 使 风 电 机 的 雷 达 回 波 与 实 际 误 差 较 大 。 为 此 ， 亟 需 一 种 更 精 确 的 风 电 机 电 磁 散 射 模 型 。

另 外 ， 图 2 中 采 用 平 面 模 型 等 效 海 面 的 方 法 过 于 简 单 ， 并 不 符 合 实 际 情 况 。 实 际 海 面 的 电 磁 散 射 模 型 在 风 速 、 海 水 温 度 、 含 盐 量^[15] 等 因 素 影 响 下 ， 是 一 种 具 有 起 伏 特 征 的 粗 糙 面 。 与 此 同 时 ， 具 有 起 伏 特 征 的 海 面 在 高 频 电 磁 波 的 作 用 下 ， 存 在 镜 面 反 射 、 漫 反 射 和 边 缘 绕 射 的 现 象^[16] ， 这 与 平 面 模 型 的 反 射 与 绕 射 情 况 大 不 相 同 。 因 此 ， 模 拟 具 有 起 伏 特 征 的 海 面 模 型 是 精 确 获 取 海 上 风 电 机 雷 达 回 波 的 另 一 问 题 。

2 基于时域回波电场的海上风电机电雷达回波模拟方法

2.1 风电机的三维散射点模型

从 有 研 究 来 看 ， 风 电 机 等 间 距 散 射 点 模 型 已 被 广 泛 应 用 于 风 电 机 的 雷 达 回 波 求 解 过 程 中 。 然 而 ， 等 间 距 散 射 点 模 型 中 仅 用 细 长 圆 柱 体 等 效 风 电 机 叶 片 ， 而 忽 略 了 叶 片 的 三 维 曲 面 特 征 ， 致 使 其 与 风 电 机 真 实 模 型 的 差 距 较 大 。

故 建 立 如 图 3 所 示 的 空 间 直 角 坐 标 系 ， 以 任 意 姿 态 下 风 电 机 三 维 模 型 的 塔 架 底 部 中 心 为 坐 标 原 点 o ， x 轴 垂 直 于 叶 片 的 旋 转 平 面 ， y 轴 平 行 于 叶 片 的 旋 转 平 面 ， z 轴 平 行 于 风 电 机 的 塔 架 。 其 中 ， 塔 架 高 度 为 H ， 叶 片 长 度 为 L ， 雷 达 坐 标 为 $R(x_0, y_0, z_0)$ 。 方 位 角 α 为 o 到 R 的 连 线 与 x 轴 的 夹 角 ， β 为 第 一 叶 片 的 轴 线 与 z 轴 的 夹 角 。

为 尽 量 不 破 坏 风 电 机 表 面 感 应 电 流 的 连 续 分 布 ， 同 时 构 建 能 够 表 征 三 维 异 形 曲 面 特 征 的 风 电 机 等 效 模 型 ， 本 文 引 入 矩 量 法 ， 采 用 RWG 函 数 离 散 目 标 表 面 的 电 场 积 分 方 程 的 过 程 ， 即 利 用 三 角 面 元 剖 分 风 电 机 整 个 表 面 ， 三 角 面 元 的 边 长 为 电 磁 波 波 长 的 $1/4$ ^[8] 。 若 将 布 满 整 个 风 电 机 三 维 模 型 表 面 的 大 量 三 角 面 元 作 为 矩 量 法 中 基 函 数 进 行 求 解 ， 这 种 计 算 量 极 为 庞 大 ， 因 此 采 用 散 射 点 回 波 方 程 ， 而 将 三 角 面 元 的 几 何 中 心 作 为 新 的 场 源 ， 这 样 将 风 电 机 三 维 表 面 采 用 布 满 其 表 面 的 大 量 散 射 点 代 替 。

通 过 这 种 方 式 即 可 将 风 电 机 的 表 面 散 射 分 解 为 大 量 散 射

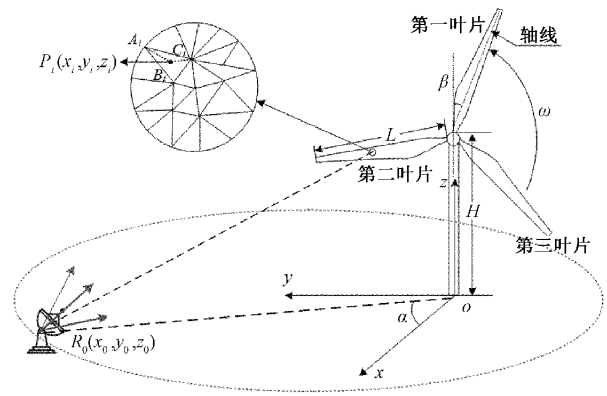


图 3 风电机的三维散射点模型

点 的 集 合 。 其 中 ， 第 i 个 三 维 散 射 点 的 坐 标 $P_i(x_i, y_i, z_i)$ 为 ：

$$\begin{cases} x_i = \frac{1}{3}(x_{ai} + x_{bi} + x_{ci}) \\ y_i = \frac{1}{3}(y_{ai} + y_{bi} + y_{ci}) \\ z_i = \frac{1}{3}(z_{ai} + z_{bi} + z_{ci}) \end{cases} \quad (2)$$

式 中 ： $A_i(x_{ai}, y_{ai}, z_{ai})$ 、 $B_i(x_{bi}, y_{bi}, z_{bi})$ 和 $C_i(x_{ci}, y_{ci}, z_{ci})$ 分 别 为 第 i 个 三 角 形 的 3 个 顶 点 坐 标 。

2.2 海上风电机电时域回波电场求解

为 精 确 获 取 海 上 风 电 机 雷 达 回 波 ， 最 好 是 建 立 具 有 起 伏 特 征 的 无 限 大 海 面 模 型 。 但 由 于 现 有 计 算 机 的 内 存 和 求 解 能 力 有 限 ， 这 种 无 限 大 海 面 建 模 实 际 无 法 完 成 。 但 若 建 立 有 边 界 的 海 面 模 型 ， 又 人 为 削 减 了 风 电 机 与 海 面 之 间 大 量 的 耦 合 散 射 ， 难 以 保 证 计 算 结 果 的 准 确 度 。 为 此 ， 本 文 直 接 避 开 海 面 建 模 方 法 的 缺 陷 ， 通 过 量 化 雷 达 、 风 电 机 与 海 面 之 间 的 散 射 路 径 ， 以 求 解 每 条 路 径 下 的 雷 达 回 波 ， 再 将 回 波 进 行 矢 量 叠 加 ， 最 终 获 得 更 为 精 确 的 模 拟 结 果 。

考 虑 到 电 磁 波 的 每 次 散 射 均 伴 随 能 量 损 耗 ， 随 着 散 射 次 数 的 增 加 ， 雷 达 接 收 到 的 回 波 强 度 越 弱 ， 进 而 对 雷 达 工 作 影 响 越 小 ， 因 此 现 有 研 究 表 明 ， 一 般 可 以 忽 略 4 次 及 其 以 上 的 散 射 影 响^[17] 。 由 此 ， 本 文 确 定 以 下 4 种 散 射 路 径 ， 具 体 路 径 如 图 4 所 示 。

- 1) 雷 达 — 风 电 机 — 雷 达 ；
- 2) 雷 达 — 风 电 机 — 海 面 — 雷 达 ；
- 3) 雷 达 — 海 面 — 风 电 机 — 雷 达 ；
- 4) 雷 达 — 海 面 — 风 电 机 — 海 面 — 雷 达 。

为 了 方 便 计 算 雷 达 与 风 电 机 到 海 面 的 散 射 路 径 长 度 ， 本 文 引 入 风 电 机 在 空 间 直 角 坐 标 系 下 对 海 面 的 镜 像 ， 即 如 图 5 所 示 将 风 电 机 以 xoy 平 面 为 基 准 面 垂 直 向 下 翻 折 得 到 镜 像 风 电 机 。 连 接 雷 达 坐 标 R_0 与 镜 像 风 电 机 任 一 散 射 点 的 坐 标 P_i' ， 其 中 连 线 R_0P_i' 经 过 xoy 平 面 的 点 为 T 。 这 样 就 将 雷 达 与 风 电 机 到 海 面 的 散 射 路 径 长 度 TR_0 与 TP_i' 直 接 转 化 为 雷 达 R_0 到 镜 像 风 电 机 任 一 散 射 点 P_i' 的 距 离 R_0P_i' 。

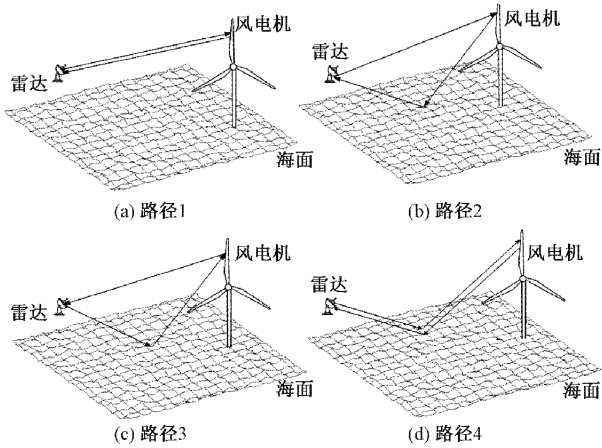


图 4 散射路径示意图

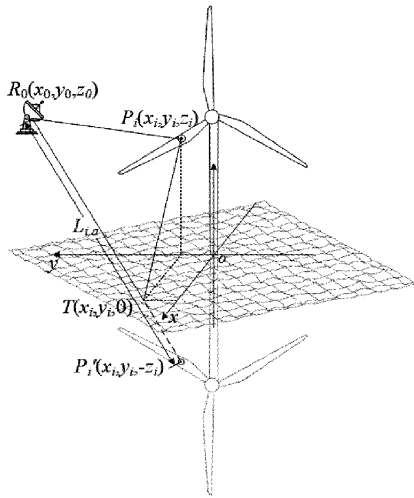


图 5 海上风电机的镜像几何关系

在此基础上,设风电机第 i 个等效散射点对应的第 n 条散射路径中电磁波的传播路程为 $L_{i,n}(t)$, $n=1, 2, 3, 4$; 根据图 4 的散射路径与图 5 的镜像几何关系,传播路程可分别表示为:

$$L_{i,1}(t) = 2\sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2 + (z_0 - z_i)^2} \quad (3)$$

$$L_{i,2}(t) = l_{i,1}(t) + l_{i,a}(t) \quad (4)$$

$$L_{i,3}(t) = l_{i,a}(t) + l_{i,1}(t) \quad (5)$$

$$L_{i,4}(t) = 2l_{i,a}(t) \quad (6)$$

式中: $R_0(x_0, y_0, z_0)$ 为雷达坐标; $P_i(x_i, y_i, z_i)$ 为风电机三维散射点模型中的任一等效散射点坐标;其中,雷达到风电机三维散射点模型中的任一等效散射点的镜像距离为:

$$L_{i,a}(t) = 2\sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2 + (z_0 + z_i)^2}$$

由于风电机的塔架、机舱等静止电大尺寸金属部件到雷达的距离不随叶片旋转而改变,致使这些电大尺寸部件产生的雷达回波始终为恒定波项^[6],而不会产生微多普勒效应。因此,在分析海上风电机雷达回波的微多普勒特征

时,仅研究动态旋转的叶片即可。

根据叶片的三维散射点模型及其电磁散射特性,叶片的总时域回波电场 $E_{total}(t)$ 可由 N 个散射点的响应相干叠加表示^[18],即:

$$E_{total}(t) = \sum_{i=1}^N E_0 e^{j\varphi_i(t)} = \sum_{i=1}^N E_0 e^{j[\omega_c t - 2kL_{i,n}(t)]} \quad (7)$$

式中: E_0 为初始电场, $\varphi_i(t)$ 为第 i 个散射点所激发的散射电场的相位因子; ω_c 为电磁波角频率;电磁波波束 $k=2\pi/\lambda_c$; L_i 为叶片第 i 个等效散射点的电磁波传播路程。

由于式(7)获取的风电机雷达回波仅为自由空间下的,并未考虑风电机所处的海面背景。然而求解海上风电机的雷达回波,另外一个关键是需要建立风电机所处的海面模型。参考现有研究成果^[19-21],当前模拟海面背景通常采用粗糙海面向复反射系数模型。

粗糙海面向复反射系数模型依据风电机散射在海面的真实情况,具体分为相干反射系数模型与漫反射系数模型。由于漫反射产生的回波在本质上为无数风电机散射电磁波的随机分量的矢量之和,加之风电机散射电磁波能量较小,从而造成漫反射产生的回波在幅值与相位均有较大的波动,最终导致漫反射的功率最大仅为相干反射的 30%^[20]。因此,本文在求解海上风电机雷达回波过程中忽略漫反射,将粗糙海面向复反射系数模型中的方程表示为^[20-21]:

$$\rho = \rho_0 D \rho_s \quad (8)$$

式中: ρ 粗糙海面向复反射系数; ρ_0 为海面 Fresnel 反射系数; D 为扩散因子,由于一般不考虑地球曲率影响, D 取值为 1; ρ_s 为相干散射因子。

在求解式(8)时,风电机散射的电磁波作用在海面时发生畸变效应,因而建立了电磁波能量削减与海水介质参数之间的函数关系,即将麦克斯韦方程组中描述磁场强度与电场强度的关系式与 Snell 折射定律公式联立,推导出 ρ_0 的表达式为:

$$\rho_0 = \frac{\epsilon_c \sin \gamma - \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \gamma}}{\epsilon_c \sin \gamma + \sqrt{\epsilon_c - \cos^2 \gamma}} \quad (9)$$

式中: γ 为擦地角,即 $R_0(x_0, y_0, z_0)$ 到 o 的连线与 xoy 平面的夹角,其具体表达形式为 $\gamma = \arctan |z_0 / \sqrt{x_0^2 + y_0^2}|$; ϵ_c 为海水复介电常数。

为计算出风电机所处的海面背景的 Fresnel 反射系数,还需确定海水复介电常数 ϵ_c 。 ϵ_c 根据海水含盐量和温度参量决定海水的电离情况,即决定了属于良导体的海面模型的反射情况。此外,又考虑到海上风电机的雷达回波主要针对高频波段而言,因此求解 ϵ_c 时采用双德拜方程:

$$\epsilon_c(f_c, T, S) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_0 - \epsilon_1}{1 - j2\pi f_c \tau_1} + \frac{\epsilon_1 - \epsilon_\infty}{1 - j2\pi f_c \tau_2} + j \frac{\sigma}{2\pi f_c \epsilon^*} \quad (10)$$

式中: T 为海水温度; S 为海水含盐量;静态高频介电常数

ϵ_0 ; ϵ_1 为中间频率的介电常数; 无限高频介电常数 $\epsilon_\infty = 4.9$; τ 为张弛时间; σ 为离子电导率; $\epsilon^* = 8.854 \times 10^{-12}$ 为真空的电容率。

在计算出海面 Fresnel 反射系数 ρ_0 与扩散因子 D 之后, 为求解式(5)仍需计算相干散射因子 ρ_s , 又称粗糙度衰减因子^[22]。根据风电机电磁波的衰减理论可知, 风电机电磁波的电磁波能量衰减情况主要取决于当时的海面起伏情况, 而表示该情况通常采用海面高度起伏概率密度函数。为此, 学者 Bread 通过大量实验数据验证, 海面高度起伏概率密度函数在海面粗糙度 g 取值较小符合高斯分布, g 取值较大时满足数值回归模型。在此基础上, 推导出各种情况下散射因子 ρ_s 为^[22]:

$$\rho_s = \begin{cases} \exp[-2(2\pi\Gamma)^2], & 0 \leq g \leq 0.1 \\ 0.812537 \\ 1 + 2(2\pi\Gamma)^2, & g > 0.1 \end{cases} \quad (11)$$

式中: 粗糙度因子 g 可表示为式(12):

$$g = \frac{\sigma_h \sin\gamma}{\lambda_c} \quad (12)$$

式中: σ_h 为浪高的均方根。

将式(11)、(12)联立代入式(5)后即可确定粗糙海面面向复反射系数 ρ , 再将 ρ 代入式(7)以获取海上风电机的整体时域回波电场 $\mathbf{E}(t)$ ^[18, 20-21]:

$$\mathbf{E}(t) = \sum_{i=1}^N [\mathbf{E}_{i, \text{total1}}(t) + \rho \mathbf{E}_{i, \text{total2}}(t) + \rho \mathbf{E}_{i, \text{total3}}(t) + \rho^2 \mathbf{E}_{i, \text{total4}}(t)] \quad (13)$$

式中: $\mathbf{E}_{i, \text{total1}}$ 、 $\mathbf{E}_{i, \text{total2}}$ 、 $\mathbf{E}_{i, \text{total3}}$ 、 $\mathbf{E}_{i, \text{total4}}$ 分别表示第 i 个散射点所对应射路径 1、2、3、4 的时域回波电场; 需要指出的是, 路径 4 下的传播路程中电磁波两次作用在海面, 此路径下的时域回波电场为 $\rho^2 \mathbf{E}_{i, \text{total4}}$ 。

2.3 回波模拟流程

按照上述步骤获得任意姿态下海上风电机电雷达成时域回波电场后, 根据海上风电机的转速, 将叶片等效任一散射点的 P_i 进行旋转。

当 $z(t) > 0$, 可得动态坐标 P_{ti} 为:

$$\begin{cases} x_{ti} = x_i \\ y_{ti} = R \cos[\arccos(\frac{y_i}{R} + \omega_1 t)] \\ z_{ti} = R \sin[\arccos(\frac{y_i}{R} + \omega_1 t)] \end{cases} \quad (14)$$

当 $z(t) < 0$, 可得动态坐标 P_{ti} 为:

$$\begin{cases} x_{ti} = x_i \\ y_{ti} = R \cos[\arccos(\frac{y_i}{R} - \omega_1 t)] \\ z_{ti} = R \sin[\arccos(\frac{y_i}{R} - \omega_1 t)] \end{cases} \quad (15)$$

式中: ω_1 为风电机电叶片角速度, R 为点 P 到 o 的距离 $R = \sqrt{x_i^2 + y_i^2 + z_i^2}$ 。

利用准静态思想, 依据式(14)、(15)旋转并获取每个时刻的时域回波电场分布情况, 进而得到基于时域电场的海上风电机电雷达成回波。

在此基础上, 为获取海上风电机电雷达成回波的微多普勒特征, 需对时域回波电场进行短时傅里叶变化:

$$S_F(t, f) \Big|_{t=m\Delta t, f=\frac{n}{N\Delta t}} = S_F(m, n) = \sum_{\tau=1}^{Q-1} \mathbf{E}(q\Delta t) \omega^*(q\Delta t - m\Delta t) e^{j2\pi n\tau/N} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{E}(q\Delta t)$ 为时域回波电场数据; k 、 m 、 $n=0, 1, 2, 3, \dots, Q-1$; Δt 为时间变量的采样间隔; $\omega(t)$ 为窗函数, “*” 表示复共轭。

3 回波模拟及其微多普勒特征分析

3.1 回波模拟对比

考虑到海上风电机电塔架等静止部件均未产生微多普勒效应, 因此仅对旋转的叶片进行回波模拟。模拟的海上风电机电参数以常见的金风 154/6 700 为依据, 再结合平日的海况数据, 将仿真参数设置为: 海上风电机电叶片的旋转速度 $\omega_1 = 10$ r/min, 叶片长度 $L = 75$ m、塔架高度 $H = 84.5$ m。海面的温度为 $T = 17$ °C; 海水中含盐量为 $S = 15\%$; 根据海面上方风速 $v = 2.3$ m/s 可计算出浪高均方根 $\sigma_h = 0.2$ m。设置风电机电与雷达之间的距离 $d = 4000$ m, 雷达的方位角 $\alpha = 90^\circ$ 、风电机电的第一叶片与 z 轴的夹角 $\beta = 0^\circ$ 、雷达发射电磁波与水面的擦地角 $\gamma = 30^\circ$, 脉冲重复率 $f_{\text{PRF}} = 1000$ Hz, 时长 $t = 6$ s, 电磁波频率 $f_c = 1$ GHz; 选取对风电机电的时域回波电场影响最大的垂直极化波作为场源型号。为进一步本文算法的优势, 将 1.2 节的传统算法以及本文算法进行对比。又考虑到雷达回波信号内容的形式多样^[4, 6], 因此本文对雷达回波结果均进行归一化处理, 其结果如图 6 所示。

由于本文算法采用三维散射点模型等效风电机电叶片, 致使时域回波相较于传统算法会出现小范围波动, 但又考虑波动时间较长, 因此本文选取具有代表性的 3 个时间段进行波动分析, 具体如图 6(a)、(b) 所示。其波动的主要原因是, 散射点源的位置依据叶片的三维异形曲面形状而确定, 从而使得每个散射点源散射出的电磁波在幅值和相位均有部分差异, 因此导致了归一化幅值小范围波动。而传统算法的时域回波在这 3 个时间段内的归一化幅值却基本稳定在 0 值附近, 这是由于传统算法要求散射点源位置沿叶片轴线等间距分布, 再加之风电机电与雷达的距离远大于叶片长度, 导致每根叶片的等效散射点到雷达的距离基本相同, 从而造成归一化幅值稳定在 0 值附近。此外, 由于风电机电每根叶片的形状完全相同, 叶片每旋转 120° 就恢复至风电机电的初始姿态, 这也导致了时域回波出现了周期性波动。综上分析, 本文算法相较于传统算法而言, 其散射点源的分布更符合叶片真实散射特征, 因此在时域回波中, 周期性小范围波动证明了叶片三维曲面特征不可忽略。

目前模拟风电机电叶片旋转的方式为充分离散旋转时

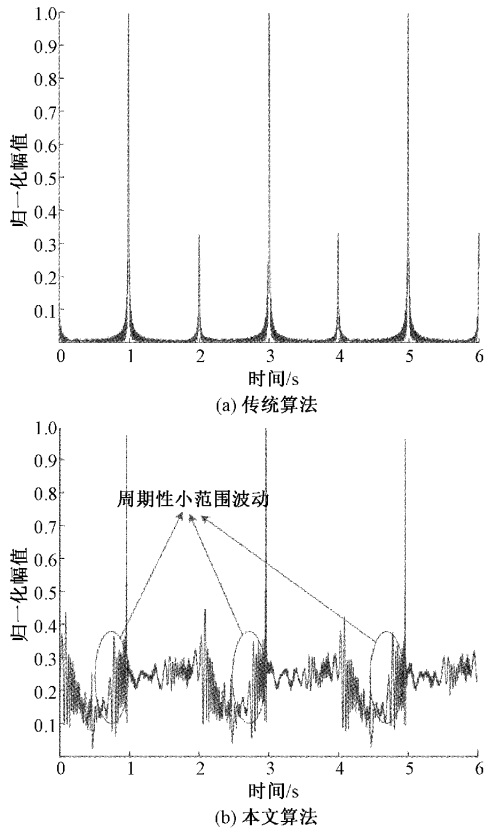


图 6 时域回波对比

间,再获取每个离散时刻下的雷达回波,而依据本文参数设置,共有 12 000 个时刻的回波数据。又考虑每个风电机组周围环境产生杂波致使回波内容更为复杂,因此本文仅选取出现 5 个峰值时刻进行对比分析,具体如表 1 所示。传统算法在第 4、8 s 的归一化幅值与本文算法的差值较大,而第 4、8 s 的归一化幅值由路径 2)、3)、4) 的散射电磁波组成,这些散射电磁波均多次作用于海面。而本文算法充分考虑海面背景的影响,引入粗糙海面前向复反射系数至时域回波电场方程中,但传统算法中电磁波作用海面时仅做镜像反射处理,从而致使本文计算雷达接收的散射电磁波能量和与传统算法的差异较大,也从另一角度证明传统算法并未考虑海水本身对雷达回波的影响。

表 1 峰值时刻的归一化幅值对比

峰值时刻/ s	传统算法 归一化幅值	本文算法 归一化幅值	差值/ %
2	1.000	0.982	1.83
4	0.344	0.431	25.30
6	1.000	1.000	0
8	0.344	0.422	22.60
10	1.000	0.976	2.40

3.2 微多普勒特征分析

由于回波微多普勒特征受风电机组所处的海面背景的影响较大,因此将文献[5]中自由空间下的等间距散射点积分算法和海面背景下的传统算法、本文算法的微多普勒特征进行对比分析,具体如图 7 所示。自由空间下的风电机组叶片长度主要依据陆上风电机组的参数将其设置为 26 m,而海上风电机组叶片长度为 75 m,通过计算可得,海上风电机组雷达回波微多普勒最大频移 $f_{dmax} = 2f_c \omega_1 / c = 523.23$ Hz,而文献[5]中自由空间下风电机组雷达回波微多普勒最大频移仅为 363.03 Hz,故图 7(a) 的闪烁高度较小于图 7(c) 的路径 1) 的闪烁高度。与此同时,图 7(b)、(c) 中的海上风电机组的雷达回波微多普勒特征相对于图 7(a) 中自由空间下多出两条闪烁,这是当考虑风电机组所处的海面背景时,电磁波的传播路径相较于自由空间多出了 2.1 节所述的 2)、3)、4) 的 3 种。此外,图 7(a)、(b)、(c) 中出现零频带主要是风电机组其他静止部件引起的,故其微多普勒频移为 0 Hz。对比发现,图 7(b) 的传统算法中路径 4) 闪烁的能量强度(闪烁颜色)与图 7(c) 有所差异,主要由于路径 2)、3) 中电磁波仅有一次作用在海面,能量损失相对较小。而路径 4) 中电磁波两次作用在海面,能量损失相较于路径 2)、3) 更多。而造成能量损失的主要原因是,电磁波作用在起伏海面时会发生大量的漫反射,致使雷达接收到散射的电磁波的概率显著降低。而传统算法仅以无限大平面良导体等效具有起伏特征的海面背景,并未考虑能量损耗,这显然不符合实际。

文献[8]在研究地面背景下的风电机组雷达回波模拟计算时,已经注意到风电机组的三维曲面特征,但其利用双站等效的思想,分别模拟了 4 条路径下的雷达回波,且每条路径计算时均以 $\lambda/4$ 的边长剖分三角面元,这样的 4 条路径总共需要计算约 601 203 个网格所产生的感应电流,进而再计算向外散射的电磁波。而本文算法同样以 $\lambda/4$ 剖分三角面元,则仅需计算 150 300 个网格所形成的散射源坐标即可。此外,文献[8]在计算感应电流时多次涉及到矩阵的运算,其计算量远远大于本文散射点源的坐标计算。而传统算法中,为简化计算过程直接将叶片等效为沿轴线分布的等间距散射点,并未考虑真实叶片的三维曲面形状,致使回波微多普勒特征中仅出现垂直闪烁。

在实际工程中,由于海洋天气情况多变,其海面上方的风速等因素也时常变换,导致了海况较为复杂,这也使得电磁波在海面、风电机组之间的传播路径情况多样。为此,本文针对海上风电机组与雷达的典型工况,就不同海况回波微多普勒特征展开分析。

3.3 微多普勒的海况响应特性

由于风电机组所处的海面背景受风速、海水含盐量与海水温度等众多因素影响,海况特征始终处于动态变化过程中。其中,因海面的起伏特征决定了电磁波作用在海面时的具体反射情况,进而对风电机组的雷达回波微多普勒特征

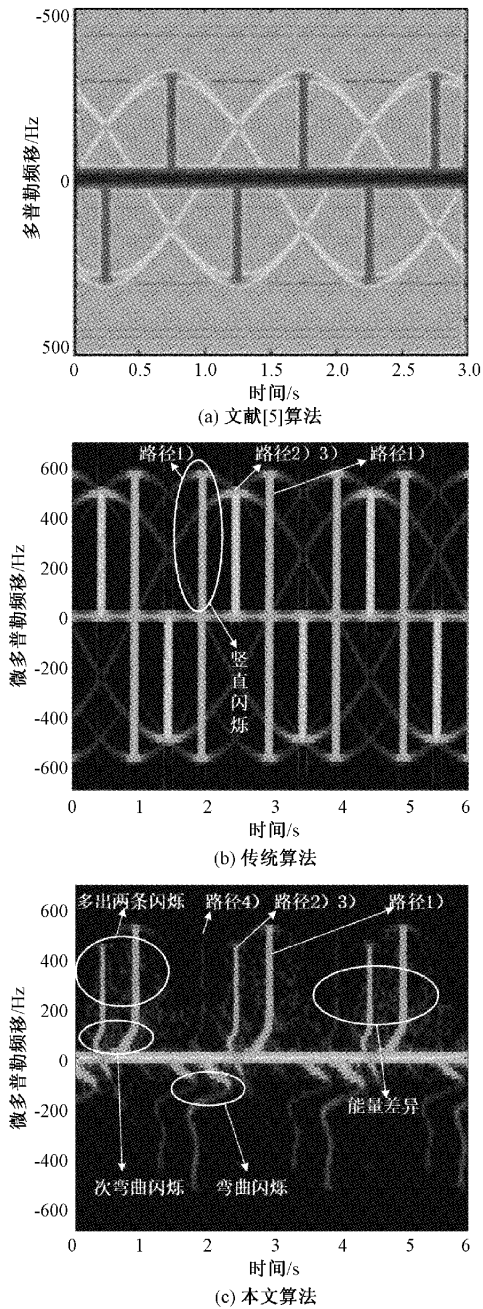


图 7 不同情况下风电机电雷达回波微多普勒特征对比

影响最大,而海面的起伏特征主要取决于浪高的均方根。为此,本文采用控制单一变量的方法,除浪高的均方根外,其他的参数设置与第 3.1 节保持一致。而浪高的均方根分别取 σ_h 为 0.02、0.2、2 m,即 1 级、2 级、4 级海况下时,运用本文的数值模拟算法可得到海上风电机电雷达回波的微多普勒特征如图 7(c)、图 8(a)、图 8(b)所示。

为分析回波微多普勒特征的海况响应特性,对比图 8(a)、图 7(c)、图 8(b)发现,随着浪的均方根以一个数量级的大小逐步增加,致使微多普勒特征中的闪烁次数逐步减小。结合第 3 节的参数设置,在其他条件不发生变化时,

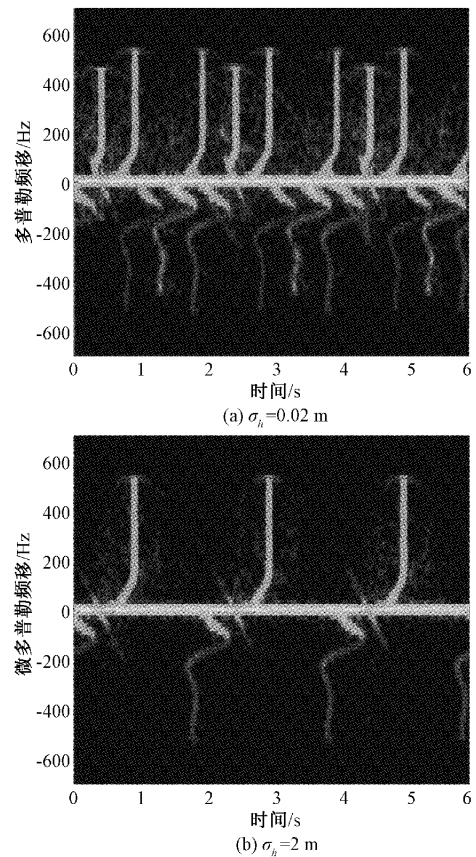


图 8 不同海况下风电机电雷达回波微多普勒特征

当浪的均方根越小,实际的海面起伏越平缓,散射越规律,回波到达雷达接收端的概率越大。而当浪的均方根越来越大时,海面中众多凸起部分造成大量电磁波无规律向四周散射,致使电磁波依照 2.1 节中路径 2)、3)、4)的传播的概率降低,微多普勒特征中的闪烁次数越来越少,且每次闪烁的能量越来越低。

综上所述,随着浪的均方根的增加,即海面的起伏程度越来越大,回波的微多普勒特征与其呈负相关,闪烁能量越来越弱。当浪的均方根大到一定程度时,其与自由空间下雷达回波微多普勒特征较为相似。

4 结 论

考虑风电机的异形曲面与其所处海面背景的起伏特征,提出了基于三维散射点的风电机等效模型,并结合粗糙海面前向复反射系数模型等效风电机电所处的海面背景,精确模拟了海上风电机电雷达回波,为雷达侧滤波提供了重要参考依据。

对比分析了自由空间下与海面背景下风电机电雷达回波的微多普勒特征,并获取了微多普勒特征随参量变化的规律,即微多普勒频率与浪高均方根呈负相关。也为后续精确获取海上风电机电雷达回波的微多普勒特征奠定基础。

海上风电场对雷达台站的影响属于电大尺寸金属散射

体大规模阵列条件下的电磁兼容问题,下一步还需开展海上阵列风电机的回波模拟研究。

参考文献

- [1] 伍双喜,林英明,杨银国,等. 基于改进单亲遗传算法的大型海上风电场可靠性评估[J]. 电子测量技术, 2020, 43(4):58-61.
- [2] LAITH, DANOON, WALEEDAL, et al. Modelling the impact of offshore wind farms on safety radars onboard oil and gas platforms[J]. IET Microwaves, Antennas & Propagation, 2017, 11(12):1714-1718.
- [3] 何炜琨,汲超迪,王晓亮,等. 风轮机叶片雷达散射特性计算与解析式拟合[J]. 仪器仪表学报, 2017, 38(11): 2626-2633.
- [4] 唐波,郝斌,张建功,等. 基于电磁散射点间距的风电机雷达回波仿真[J]. 高电压技术, 2019, 45(8): 2652-2661.
- [5] 何炜琨,石玉洛,王晓亮,等. 风轮机雷达回波的仿真与分析[J]. 系统仿真学报, 2015, 27(1):50-56.
- [6] 唐波,郝斌,张建功,等. 风电机叶片回波模拟及其多普勒特性分[J]. 高电压技术, 2019, 45(11):3674-3684.
- [7] 唐波,陈昊,黄力,等. 基于电磁散射中心的风电机叶片雷达回波仿真与分析[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(24):7375-7384,7510.
- [8] 黄力,代朝阳,唐波,等. 基于散射电场的地面背景下风电机叶片回波模拟[J]. 科学技术与工程, 2021, 21(33): 14193-14199.
- [9] RAZA M B, FICKENSCHER T. Impact of off-shore wind turbine on forward scattering of marine radar signals [C]. IEEE Mts International Microwave Symposium, IEEE, 2017.
- [10] 吴家珣,王友成,陈士举,等. 超电大目标与分形海面复合散射研究[J]. 微波学报, 2021, 37(5):39-45.
- [11] RAZA M B, FICKENSCHER T. 2D fresnel diffraction approach for wind turbine forward scattering[C]. Microwave Conference, IEEE, 2015: 225-228.
- [12] 刘宁,王韬,王海涛,等. 基于磁谐振测量海水电导率的模型分析[J]. 国外电子测量技术, 2022, 41(8):61-67.
- [13] 唐波,刘钢,谢黄海,等. 基于多视角属性散射中心的风电机动态叶片雷达回波模拟[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(18):6449-6461.
- [14] 何炜琨,石玉洛,郭双双,等. 风轮机雷达散射特性仿真及微多普勒特征分析[J]. 电波科学学报, 2017, 32(1): 103-111.
- [15] NIE D, LI N, ZHANG M, et al. Characterization of electromagnetic scattering from water-depth-changed nearshore sea surface[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2016:472-475.
- [16] BUBUKIN I T, STANKEVICH K S. Measurements of the reflectivity and permittivity of water in the film layer of the sea surface in the millimeter wave band[J]. Journal of Communications Technology & Electronics, 2013, DOI:10.1134/S106422691307005X.
- [17] 黄力,代朝阳,唐波,等. 基于双站散射的地面背景下风电机叶片回波模拟[J]. 电子测量技术, 2021, 44(19): 76-81.
- [18] 金亚秋,刘鹏,叶红霞. 随机粗糙面与目标复合散射数值模拟理论与方法[M]. 北京:科学出版社, 2008.
- [19] 海面及其上大尺寸目标时域复合近场电磁散射及成像研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2020.
- [20] 许小剑,姜丹,李晓飞. 时变海面舰船目标动态雷达特征信号模型[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(1): 42-47.
- [21] 李晓飞,许小剑. 时变海面复反射系数建模[J]. 北京航空航天大学学报, 2011, 37(2):197-201.
- [22] 吴溪. 粗糙海面上空对流层波导的 GPS 信号传播特性研究[D]. 西安:西安电子科技大学, 2019.

作者简介

尚智宇, 硕士研究生, 主要研究方向为风电场的动态目标电磁散射理论及其微多普勒特征。

E-mail:szyctgu@163.com

唐波, 博士, 教授, 主要研究方向为超特高压输电技术与输变电工程电磁环境。

E-mail:tangbomail@sina.com