

基于约束多目标优化算法的高功率脉冲阵列 天线辐射特性重构

蒋欣宇^{1,2}, 燕有杰^{2*}, 王彬文², 张凯悦², 毕亮杰¹, 李海龙¹, 蒙 林¹

(1. 电子科技大学, 四川成都 610054; 2. 中国人民解放军 63660 部队, 河南洛阳 471000)

摘 要: 本文基于时域方向图卷积方法与约束多目标优化算法, 对高功率脉冲阵列天线的辐射特性重构问题展开系统研究. 在满足辐射场幅值大于 12 kV/m、脉冲宽度变化率小于 20% 的约束条件下, 重点实现了天线波束方向图与辐射脉冲波形的可重构控制. 为提升计算模型的可靠性, 本文采用“小阵外推大阵”的策略, 通过较小规模阵列的仿真结果合理推断大规模阵列的辐射行为, 从而兼顾计算效率与模型精度. 在此基础上, 将计及互耦效应的严格数值分析工具与非支配排序遗传算法(Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II, NSGA-II)相结合, 构建了一套针对阵列天线延时布局的多目标优化流程, 以实现辐射脉冲特性的灵活重构. 在实际工程应用中, 设计者可根据具体任务需求, 从优化所得的 Pareto 最优解集中选取最适宜的延时配置方案. 高功率脉冲阵列天线在超宽带雷达、电磁对抗及生物电磁学等领域具有重要应用价值, 其核心目标是在特定空间区域内形成满足特定时域与空域特性的辐射场分布. 传统设计方法多侧重于频域或稳态性能, 对瞬态脉冲波形的控制能力有限. 本文提出的时域方向图卷积方法, 能够直观反映激励延时对合成脉冲波形的影响机理, 为时域辐射特性的精确调控提供了理论框架. 通过引入脉冲宽度变化率作为关键约束条件, 有效保障了辐射脉冲波形在目标区域内的时域一致性, 避免因波形畸变导致的系统性能下降. 在优化方法上, 本文采用的 NSGA-II 算法具有良好的全局搜索能力与收敛性能, 特别适合处理包含复杂非线性约束的多目标工程优化问题. 通过将互耦影响嵌入个体适应度评估流程, 确保了优化结果在实际物理系统中的可实现性. 数值实验部分, 本文重点考察了三种典型场景: 辐射场幅值最大化; 波束宽度最大化; 在半功率波束宽度内, 脉冲宽度变化率最小化. 测试数据与仿真结果的高度一致性, 验证了所建优化模型在同时处理时-空域约束方面的有效性与鲁棒性.

关键词: 可重构; NSGA-II 算法; 时域方向图; 脉冲阵列天线; 脉冲宽度变化率; 互耦

中图分类号: TN82

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2025)12-4656-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20250981

Title in English Reconfiguration of Radiation Characteristics of High-Power Pulsed Array Antenna based on Constrained Multi-Objective Optimization Algorithm

JIANG Xin-yu^{1,2}, YAN You-jie^{2*}, WANG Bin-wen², ZHANG Kai-yue², BI Liang-jie¹,

LI Hai-long¹, MENG Lin¹

(1. University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 610054, China;

2. People's Liberation Army Unit 63660, Luoyang, Henan 471000, China)

Abstract: In this paper, a systematic investigation into the reconstruction of radiation characteristics for high-power pulsed array antennas, based on the time domain pattern convolution method and constrained multi-objective optimization algorithms is conducted. Under constraints of a radiation field amplitude exceeding 12 kV/m and a pulse width variation rate below 20%, the study achieves reconfigurable control of both the antenna pattern and the radiated pulse waveform. To enhance computational model reliability, a “small-array extrapolation to large-array” strategy is adopted. Simulation results from a smaller-scale array are used to reasonably infer the radiation behavior of a large-scale array, thereby balancing computational efficiency and model accuracy. Building upon this foundation, a rigorous numerical analysis tool accounting for mutual coupling effects is integrated with the non-dominated sorting genetic algorithm II (NSGA-II) to establish a multi-ob-

jective optimization workflow for array antenna delay layout. This workflow enables flexible reconfiguration of radiation pulse characteristics. In practical engineering applications, designers can select the most suitable delay configuration scheme from the Pareto optimal solution set derived through optimization, tailored to specific mission requirements. High-power pulsed array antennas hold significant application value in ultra-wideband radar, electromagnetic countermeasures, and bioelectromagnetics. The core objective is to generate radiation field distributions with specific temporal and spatial characteristics within designated spatial regions. Traditional design methods predominantly focus on frequency-domain or steady-state performance, exhibiting limited control over transient pulse waveforms. The proposed time-domain pattern convolution method provides an intuitive representation of how excitation delays influence synthesized pulse waveforms, establishing a theoretical framework for precise control of time-domain radiation characteristics. By introducing the pulse width variation rate as a key constraint, it effectively ensures temporal consistency of the radiated pulse waveform within the target region, preventing system performance degradation caused by waveform distortion. Regarding the optimization approach, the NSGA-II algorithm used in this paper exhibits strong global search capabilities and convergence performance, making it particularly suitable for multi-objective engineering optimization problems involving complex nonlinear constraints. By embedding mutual coupling effects into the individual fitness evaluation process, the feasibility of optimization results in actual physical systems is ensured. In the numerical experiments, three typical scenarios are examined: maximizing radiation field amplitude; maximizing beam width; minimizing pulse width variation rate within the half-power beam width. The high consistency between test data and calculation results validates the effectiveness and robustness of the developed optimization model in simultaneously handling spatiotemporal constraints.

Key words: reconfiguration; non-dominated sorting genetic algorithm II (NSGA-II); time-domain pattern; pulse array antenna; pulse width variation rate; mutual coupling

1 引言

高功率电磁(High-Power ElectroMagnetic, HPEM)辐射环境的产生及其对电子设备的影响一直是一个热门领域。随着高功率微波(High Power Microwave, HPM)、宽带(WideBand, WB)和超宽带(Ultra-WB, UWB)技术取得显著进展,以前难以或不可能建造的高功率发生器系统现在正被广泛应用^[1,2]。超宽带天线是高功率发生器系统的重要组成部分^[3-5]。与单个阵元相比,天线阵列可提供更强的辐射场和更大的灵活性^[6,7]。

IEC 61000-4-35^[8] (International Electrotechnical Commission)将高功率电磁辐射环境定义为峰值功率密度超过 663 W/m^2 或峰峰值场强超过 500 V/m 的环境。辐射场强度、电磁脉冲覆盖范围和脉冲宽度是影响高功率电磁效应的重要参数。(1)辐射场强越大,单位体积内的电磁能量越高,与物质发生相互作用时,能更轻易地使物质中的电子获得足够的能量发生跃迁,从而产生电离效应,对电子设备的干扰和破坏能力更强;(2)波束宽度越宽,则覆盖范围越大,可以实现对大面积范围内电子设备的检测和干扰;(3)脉冲宽度越窄,单位时间内释放的能量更集中,产生瞬时高电压、大电流的可能性更大,对电子设备破坏作用更强,频谱也更宽,高频分量更丰富。在高功率电磁效应中,频谱特性直接关联到目标系统的频率响应。若脉冲宽度变化导致频谱覆盖系统的共振频带,将显著降低效应阈值。不同的辐射特性参数会通过对能量和频谱密度的影响从而影响效应阈值^[9-11]。因此,本文对影响高功率辐射环

境的参数,波束宽度和脉冲波形进行重构,并保证辐射能量不过度损失,以构成复杂多变的辐射环境,从而达到对指定被辐射体干扰或损坏的效果。

本文中,采用考虑互耦的时域方向图卷积方法结合非支配排序遗传算法(Non-dominated Sorting Genetic Algorithm II, NSGA-II)来优化阵元的延时布局。优化目标如下:(1)最大化辐射场强;(2)最大化半功率波束宽度;(3)在半功率波束宽度范围内,脉冲宽度的变化较小(最小化脉冲宽度变化率)。其约束条件为辐射场强超过固定值,脉冲宽度的变化率小于20%,并将优化后的延时布局添加到 4×5 的 Vivaldi 面阵中。测试结果与计算结果基本一致,可以实现波束宽度和脉冲宽度的重构,同时还保证了辐射场强水平的最大化。该方法为超宽带脉冲阵列天线辐射特性的重构提供了新思路。

2 波束可重构数值计算方法和多目标优化算法

2.1 考虑互耦的时域方向图卷积法

时域场方向图是基于特定频点的场方向图在全部时间和工作频段内相应的集合,它描述了天线辐射特性随时间、角度变化的信息。因此关于时域场方向图的研究具有重要意义。

频域方向图相乘原理已形成完整的理论体系^[12]。经过傅里叶变换,时域方向图的相乘原理可以表示为阵元方向图和阵因子的卷积。对于规模为 $M \times N$ 的阵列,时域方向图计算公式如下:

$$F(\theta, \varphi, t) = AF(\theta, \varphi, t) * f(\theta, \varphi, t)$$

$$= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M A_{ij} \delta \left(t - \tau_{ij} - \frac{r_{ij} \sin(\theta - \theta_{ij}) \sin \varphi}{c} \right) * f(\theta, \varphi, t) \quad (1)$$

其中, $AF(\theta, \varphi, t)$ 和 $f(\theta, \varphi, t)$ 分别是时域中的阵因子和阵元方向图; θ 和 φ 分别为天线 H 面和 E 面的观察角; A_{ij} 和 r_{ij} 是各阵元激励幅值和各阵元到坐标原点的距离; θ_{ij} 是阵元在 θ 方向的角度; τ_{ij} 是每个阵元的时间延时. 阵元归一化时域方向图的物理本质是不同观察角下降元远场的归一化脉冲响应. 为了获得不同阵元在特殊位置的时域脉冲响应 $f(\theta, \varphi, t)$, 我们使用了 CST (CST STUDIO SUITE) 中的时域求解器.

从天线和传播学的角度来看, 阵元之间的互耦会对数值计算结果的准确性造成较大影响, 尤其是当阵元密集分布在小的集群中时. 因此我们采用 $M \times N$ 用小阵外推大阵阵元的方法降低阵元之间的互耦对数值计算结果的影响^[13,14]. 在本文中, 采用规模为 3×3 的小阵外推规模为大阵阵元的时域方向图. 示意图如图 1 所示. 将阵列中特殊位置阵元的方向图提取出来, 如阵列边缘 (位置 2,3)、角向 (位置 4) 和中心 (位置 1) 的阵元时域方向图. 将特殊位置的阵元方向图与阵因子卷积. 这样, 数值计算结果中就包含了阵元之间互耦的信息和间距的信息. 修正后的面阵时域方向图计算公式如下:

$$E = \sum_{i=2}^{N-1} \sum_{j=2}^{M-1} E_1 * \delta \left(t - \tau_{ij} - \frac{r_{ij} \cos(\theta - \theta_{ij}) \sin \varphi}{c} \right)$$

$$+ \sum_{j=2}^{M-1} E_2 * \delta \left(t - \tau_{ij} \pm \frac{r_{N-1} \cos(\theta - \theta_{N-1}) \sin \varphi}{c} \right)$$

$$+ \sum_{i=2}^{N-1} E_3 * \delta \left(t - \tau_{ij} \pm \frac{r_{M-1} \cos(\theta - \theta_{M-1}) \sin \varphi}{c} \right)$$

$$+ 4E_4 * \delta \left(t - \tau_{ij} \pm \frac{r_{N-1, M-1} \cos(\theta - \theta_{N-1, M-1}) \sin \varphi}{c} \right) \quad (2)$$

其中, “ \pm ” 表示的是特殊阵元向相反方向的平移. 更准确的计算结果也为后续阵列辐射特性的重构奠定了基础.

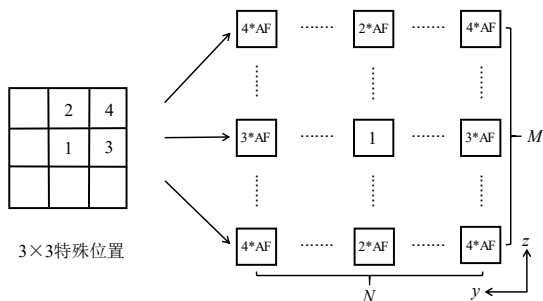
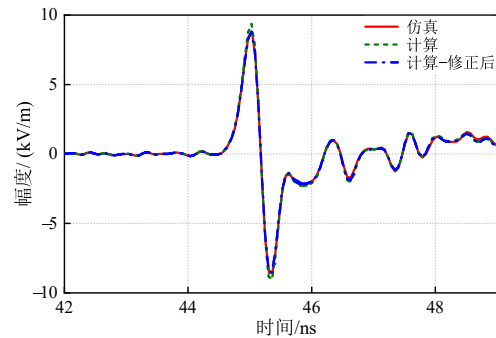


图 1 小阵外推大阵阵示意图

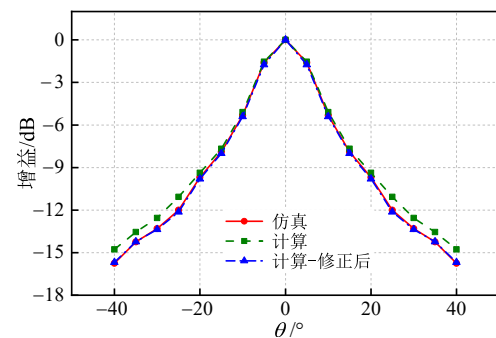
以一个 4×5 的 Vivaldi 面阵为例, 修正前后的远区辐射场波形和阵列时域方向图如图 2 所示. 在相同条件下, CST 时域求解器仿真得到的 Vivaldi 面阵的辐射场和时域方向图如图 2 中红线所示. 仿真结果对应的时域方向图计算公式如下:

$$F(\theta, \varphi) = 20 \lg \frac{E_{pp}(\theta, \varphi)}{\max(E_{pp})} \quad (3)$$

其中, $E_{pp}(\theta, \varphi)$ 表示 H 面和 E 面不同观测角对应的辐射场峰峰值; $\max E_{pp}$ 是主辐射方向 ($\theta = 0^\circ$) 的辐射场峰峰值. 本文则聚焦于 H 面的时域辐射特性重构. 采用修正后的式 (2) 计算得到的主轴辐射场峰峰值的相对误差由 6.2% 降低至 0.06%, 半功率波束宽度 (Half-Power Beam-Width, HPBW) 的修正前后的相对误差由 7.6% 降低至 1.5%, 具体数值见表 1. 该 4×5 的 Vivaldi 阵列在 CST 中进行全波仿真需要 5 h 以上, 在 Matlab 中采用该数值计算方法获取其时域辐射特性只需要 0.5 s. 该方法大大提高了计算效率, 同时也保证了计算结果的准确性.



(a) 远区 10 m 处修正前后的辐射场计算结果与 CST 仿真结果对比



(b) 时域方向图修正前后计算结果与 CST 仿真结果对比

图 2 4×5 Vivaldi 面阵修正前后辐射场和时域方向图的结果与仿真结果对比

表 1 计算公式修正前后时域辐射特性与 CST 仿真结果比较

	$rE_{pp}(0)/\text{kV}$	HPBW/($^\circ$)
4×5 仿真	173.4	13.6
4×5 计算	184.2	14.1
4×5 计算(修正后)	173.5	13.4

2.2 约束多目标优化算法 NSGA-II

Goldberg 提议用小生境理论和非支配排序的方法去解决多目标优化算法解集的多样性和收敛性问题. 基于 Goldberg 的提议, 科学家提出了基于 Pareto 等级和适应度共享机制的多目标遗传算法 (Multi-Objective Genetic Algorithm, MOGA)、NSGA、基于小生境的帕累托遗传算法 (Niche-Pareto Genetic Algorithm, NPGA) 等. 20 世纪末开始, Zitzler 等人提出引入外部存档集, 将算法产生的占优解 (精英个体) 都归档保存. Deb 等人在 2002 年提出了 NSGA-II^[15,16]. NSGA-II 算法的流程如图 3 所示.

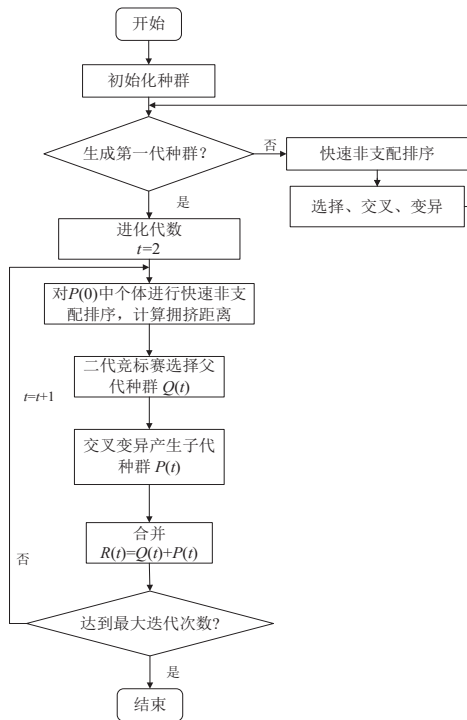


图3 NSGA-II算法流程

多目标优化算法通常是寻找多个目标的最大值或最小值的问题. 假设有 m 个目标函数, $f(x)$ 是由 m 个目标函数组成的向量, 对于最大化情况:

$$\max_{x \in X} f(x) = [f_1(x), f_2(x), \dots, f_m(x)]^T \quad (4)$$

其中, x 是决策变量; X 是决策变量的可行域; 符号 \max 表示要让所有目标函数尽可能大.

多目标优化算法 NSGA-II 采用非支配排序法对每个个体进行 Pareto 排序, 并采用拥挤距离分配法实现密度估计. 图 4 显示了一个采用 NSGA-II 实现两个目标最大化的例子. 在图 4 中, 根据优势程度将解决方案分为 1、2、3 和 4. NSGA-II 中的拥挤度定义为种群中给定个体周围的个体密度. 对于第 i 个个体来说, 拥挤程度是该个体所在的非优势层中两个相邻个体 $i+1$ 和 $i-1$ 在所

有目标函数维度上的距离之和. 对于目标函数 f_1 , $\Delta f_1 = f_1(0+1) - f_1(0-1)$; 对于目标函数 f_2 , $\Delta f_2 = f_2(i+1) - f_2(i-1)$. 那么, 个体 i 的拥挤程度为 $i_d = \Delta f_1 + \Delta f_2$.

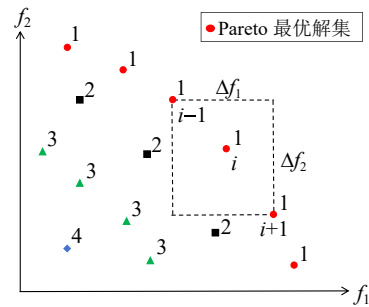


图4 个体优势水平和拥挤程度

二元锦标赛选择用于从群体中选择更好的解决方案. 在多目标优化的背景下, 我们定义了一个函数 cv 来确定一个解决方案是否满足约束条件. 针对方案 i 需要大于固定值 c 的约束, 其定义如下:

$$f_i(x) - c \geq 0 \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (5)$$

- (1) 方案 i 可行 (即 $f_i(x) \geq c$), $cv=0$;
- (2) 方案 i 不可行 (即 $f_i(x) < c$), $cv=c-f_i(x)$.

此外, 增加约束条件不会改变 NSGA-II 的计算复杂度. 根据非支配水平、拥挤距离和违反约束程度对方案进行排序, 即可获得 Pareto 最优解集.

3 辐射特性重构分析

本文中采用尺寸为 $300 \text{ mm} \times 266.7 \text{ mm} \times 2 \text{ mm}$ 的 Vivaldi 天线组成规模为 4×5 的阵列来验证所提出的多目标优化算法对辐射环境重构的效果. 阵列 E 面 (Δy) 和 H 面 (Δz) 之间的间距分别为 50 mm 和 180 mm , 用于装配 20 元阵列的背板大小为 $900 \text{ mm} \times 1400 \text{ mm}$, 阵列中心距地面 1800 mm , 如图 5 所示. 背板后的箱子中为每个 Vivaldi 天线配备了相同的基于雪崩晶体管 Marx 发生器的脉冲源, 并通过一根 50Ω 的半刚性同轴电缆连接到天线的输入端. 脉冲源输出的脉冲波形为一个上升时间为 220 ps 、持续时间为 1 ns 、峰值为 5.7 kV 的零阶短脉冲用于激励天线, 如图 6 所示. 激励脉冲的频谱范围为 $0 \sim 3 \text{ GHz}$. Vivaldi 天线工作在 $0.5 \sim 8 \text{ GHz}$, 保证了大部分激励脉冲能量辐射到自由空间^[17].

采用点聚焦的方式激励阵列, 即各阵元辐射的脉冲同时达到远区的某一观察点. 我们将观察点的位置设置在离阵列中心 10 m 的位置处. 点聚焦得到的阵列有效势 E_{pp} 为 173.5 kV , 半功率波束宽度为 13.4° , 脉冲宽度变化率为 30.87% . 阵列辐射的双极脉冲的脉冲宽度会随观察角 θ 的增大而逐渐增大, 直到在较大的方位角上分离成两个独立的脉冲. 由于时域信号具有很强

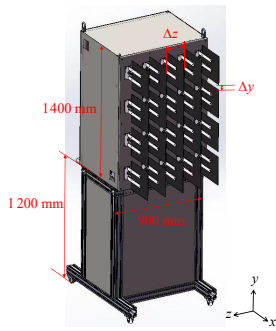


图5 4×5 Vivaldi阵列模型

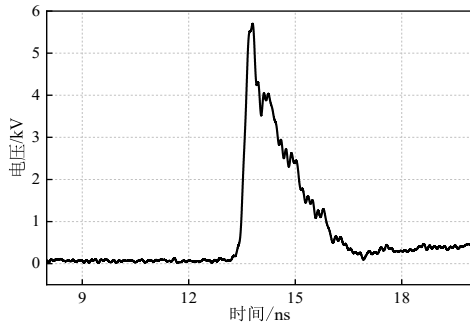


图6 输入脉冲波形

的缩放特性. 时域脉冲宽度的突然变化将导致频谱的变化^[15]. 因此, 我们用 t_{pp_var} 来描述辐射场脉冲宽度的变化率, t_{pp} 是辐射场的脉冲宽度.

$$t_{pp_var} = \frac{\max(t_{pp}) - \min(t_{pp})}{\min(t_{pp})} \times 100\% \quad (6)$$

本文将脉冲宽度变化率最小化作为优化目标, 主要基于以下优势:

(1) 提升频谱稳定性. 脉冲宽度变化率越低, 波形的时间抖动越小, 频谱分布可预测, 避免因脉冲展宽造成的高频分量丢失, 从而更准确地评估目标系统的频率响应.

(2) 增强效应阈值的一致性. 脉冲宽度直接影响能量沉积速率, 保持脉冲宽度稳定, 可确保每次辐射的脉冲能量与时间特性一致, 有效降低效应阈值的分散性, 使干扰、损伤、损毁等阈值的判定更可靠.

(3) 保障系统运行的可靠性. 较小的脉冲宽度变化率有助于维持高重复频率或长时间辐射下的波形稳定性, 避免因脉冲重叠或畸变导致效应结果不可重复, 提升实验与应用的鲁棒性.

辐射场强 (E_{pp}) 主导效应强度, HPBW 控制空间覆盖, 脉冲宽度变化率 (t_{pp_var}) 则通过频谱调制影响效应的频率选择性与阈值敏感性. 因此, 可基于被测对象的电场阈值、尺寸及敏感频谱, 精准调控这些参数以构建具有针对性的辐射环境. 多目标优化问题可以概括为下式:

$$\begin{cases} f_1 = \max E_{pp}(t) \\ f_2 = \max \text{HPBW}(\theta) \\ f_3 = \min t_{pp_var}(\theta) \end{cases} \quad |\theta| \leq \text{HPBW} \quad (7)$$

其中, f_3 优化的是半功率波束宽度范围内的脉冲宽度变化率. 自变量为各阵元的延时 τ_{ij} , 各阵元的延时布局如图7所示. 可以看到, 阵元延时布局沿 E 面和 H 面均对称, 这样可以保证优化后的时域方向图沿中心对称. 此外, 自变量由 20 个变为 6 个, 降低了算法的复杂度, 提高了计算效率. 本文采用的光控延时技术可以提供 10 ps 以内的高精度延时控制, 避免了复杂的物理结构调整, 从而更灵活、准确地重构多种辐射环境. 通过该多目标优化算法可以实现波束和脉冲波形的联合调控.

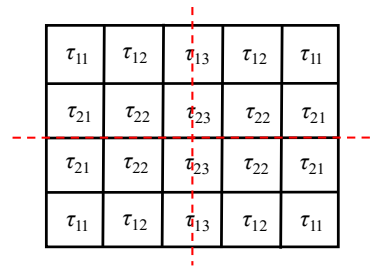


图7 阵列的延时布局设置

同时, 添加以下约束条件. 辐射场幅值大于设定的值 E_0 , 本文中设置 E_0 为 12 kV/m (辐射场幅值的降低不超过 3 dB). 脉冲宽度变化率小于 20%, 即

$$\begin{cases} E_{pp}(\theta) \geq E_0 \\ t_{pp_var}(\theta) < 20\% \end{cases} \quad |\theta| \leq \text{HPBW} \quad (8)$$

采用 NSGA-II 算法, 根据式 (7) 优化后的 Pareto 前沿面如图8所示. 在 t_{pp_var} 前面加了一个负号, 以保持整个最大化问题的统一性. 图8中的黑点是 HPBW 和 E_{pp} 在 XY 轴上的投影. 从图8的收敛结果可以看出, E_{pp} 和 HPBW 是一对相互冲突的目标. 可以根据实际需求选择延时布局. 以其中的三个延时布局为例, 情况1对应着较大的辐射场, 情况2对应着较宽的波束宽度, 情况3对应着较好的波形一致性. 不同情况下, 各阵元对应的延时设置如表2所示.

优化前后辐射特性参数的计算结果表3所示. 情况1对应的辐射场略有降低 (降低 5.2%), HPBW 从 13.4° 增大到 13.6°, 脉冲宽度变化率由 30.8% 降低至 17.9%; 情况2对应的 HPBW 较大, 在约束范围内辐射场降低 28.4%, HPBW 从 13.4° 增大到 25.6°, 脉冲宽度变化率由 30.8% 降低至 16.9%; 情况3对应的脉冲宽度变化率最小, 辐射场降低 27.6%, HPBW 从 13.4° 增大到 21.2°, 脉冲宽度变化率由 30.8% 降低至 2.5%. 可以实现波束的可重构和脉冲波形的可重构, 如图9所示. 波束覆盖范围的展宽和波形一致性的提高都需要牺牲部分幅

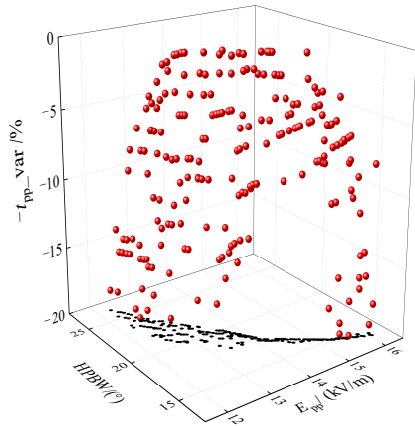


图8 多目标优化后的 Pareto 前沿面

表2 不同情况下的阵元延时分布 单位:ns

不同情况	τ_{11}	τ_{12}	τ_{13}	τ_{21}	τ_{22}	τ_{13}
情况 1	-290	-420	-340	-340	-320	-330
情况 2	-560	-560	-380	-360	-320	-330
情况 3	-590	-430	-380	-300	-330	-330

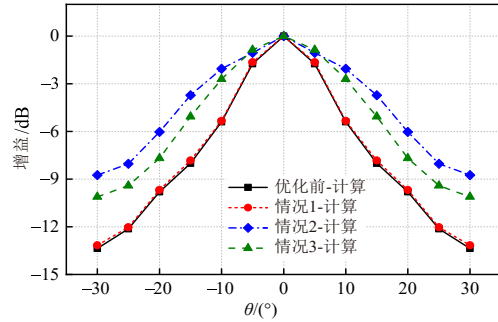
表3 优化前后时域辐射特性参数的计算结果

4×5	$rE_{pp}(0)/kV$	HPBW/(°)	$t_{pp_var}/\%$
优化前	173.5	13.4	30.8
优化后(情况 1)	164.5	13.6	17.9
优化后(情况 2)	124.2	25.6	16.9
优化后(情况 3)	126.2	21.2	2.5

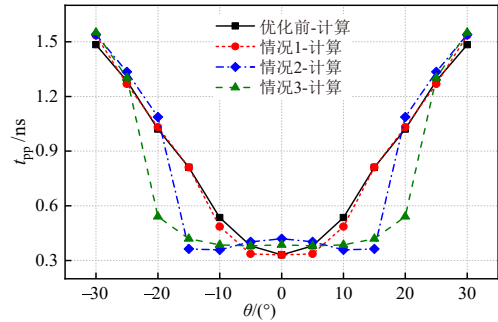
射能量. 在实际场景中可以根据需要,对这三个目标进行联合调控,在优化后的 Pareto 前沿面上选择合适的解.

4 实验结果

采用20单元阵列在室外开阔环境对以上三种情况进行测试,实验测试场景如图10所示. 测试得到的主轴有效势 rE_{pp} 为 164.1 kV, 比计算得到的 173.5 kV 降低了约 6%. 这是因为计算结果是严格按照点聚焦来进行计算的,所有脉冲均在同一时间到达指定位置. 但本文采用的脉冲源为基于雪崩晶体管的 Marx 发生器,在实际测量时,每次触发的波形在时间轴上均存在微小差异,因此测量结果为多次触发波形的平均. 这与单次确定性仿真和完美的点聚焦计算结果存在本质区别. 图11展示了不同抖动范围造成的辐射场强的相对误差. 由图11可知,若时间抖动被控制在 ± 70 ps 范围内均匀分布,其所引入的相对误差也已超过 6%. 此外,天线和脉冲源的加工公差也可能会导致测试结果偏小. 但测试结果与仿真计算之间的差异,主要来源于脉冲源波形在时域上的触发抖动. 测量系统包括单极子接收天线、光接收机和示波器等. 单极子天线同样架高 1.8 m,远场探测距离为 10 m.



(a) 优化前和优化后不同情况下的时域方向图



(b) 优化前和优化后不同情况下的脉冲宽度变化

图9 优化前后不同情况下的计算结果对比

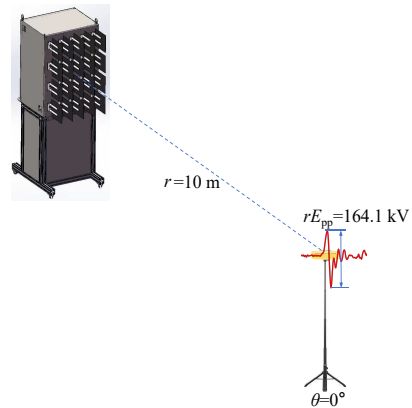


图10 20元阵列天线测试场景

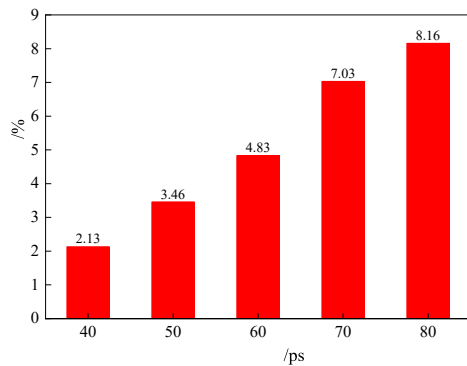


图11 时间抖动对相对误差的影响

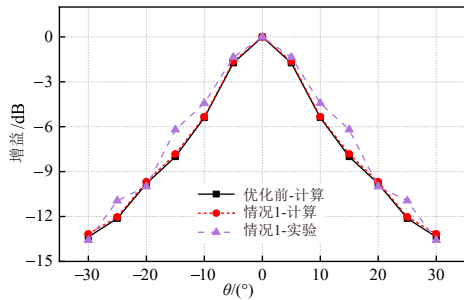
实验测得的三种情况下的主轴辐射因子、半功率波束宽度和脉冲宽度变化率如表 4 所示. 计算和实验的时域方向图和脉冲宽度情况对比如图 12 所示. 从图中可以看到, 测试得到的三种情况对应的时域方向图, 脉冲宽度的变化与计算结果比较吻合. 计算和测试结果的一致性也证明了我们所提出的多目标优化算法的可行性与准确性. 在对辐射场幅值、波束宽度和脉冲宽度变化率的联合优化过程也是实现波束可重构和脉冲波形可重构的过程. 具体的脉冲波形的重构测试结果见图 13, 优化后 H 面方位角为 15° 时对应的脉冲宽度为 0.44 ns , 与优化前的 0.8 ns 相比大幅降低, 波形一致性更好, 对应着更加稳定的频谱范围. 优化后 ($\theta=15^\circ$), 90% 的能量集中带宽提升至 2.04 GHz , 远超优化前的

1.14 GHz .

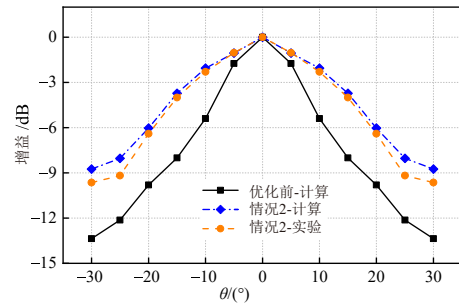
表 4 优化前后时域辐射特性参数的测试结果

4×5	$rE_{pp}(0)/\text{kV}$	HPBW/ $^\circ$	$t_{pp_var}/\%$
优化前	164.1	13.3	29.3
优化后(情况 1)	137.7	15.3	19.8
优化后(情况 2)	112.0	23.9	15.8
优化后(情况 3)	118.3	21.4	2.0

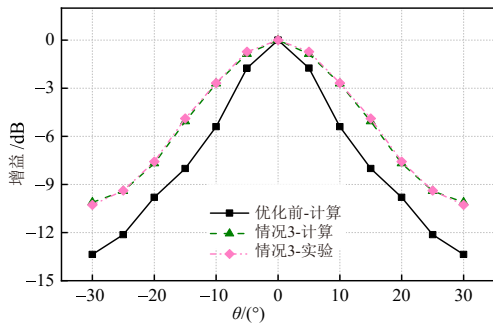
与以往聚焦频域参数(如旁瓣、方向性)的研究不同(表 5), 本研究直接对辐射场幅值、波束宽度及脉冲宽度变化率等时域波形参数进行优化. 该时域视角直接关乎系统性能, 为超宽带脉冲阵列天线系统提供了更直接的时域性能优化途径.



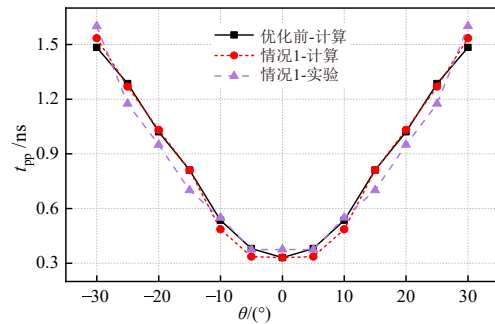
(a) 情况 1 对应的实验测得的时域方向图与计算结果的对比



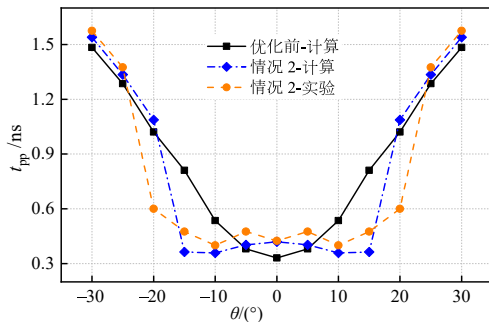
(b) 情况 2 对应的实验测得的时域方向图与计算结果的对比



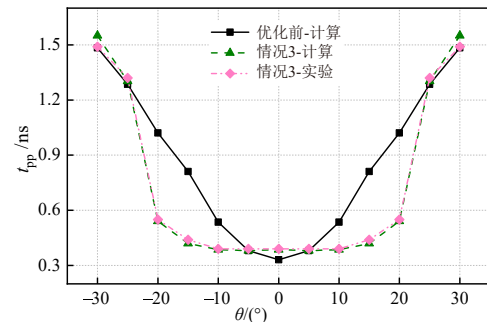
(c) 情况 3 对应的实验测得的时域方向图与计算结果的对比



(d) 情况 1 对应的实验测得的脉冲宽度变化情况与计算结果的对比



(e) 情况 2 对应的实验测得的脉冲宽度变化情况与计算结果的对比



(f) 情况 3 对应的实验测得的脉冲宽度变化情况与计算结果的对比

图 12 不同情况下时域方向图与脉冲宽度变化情况测试结果与计算结果对比

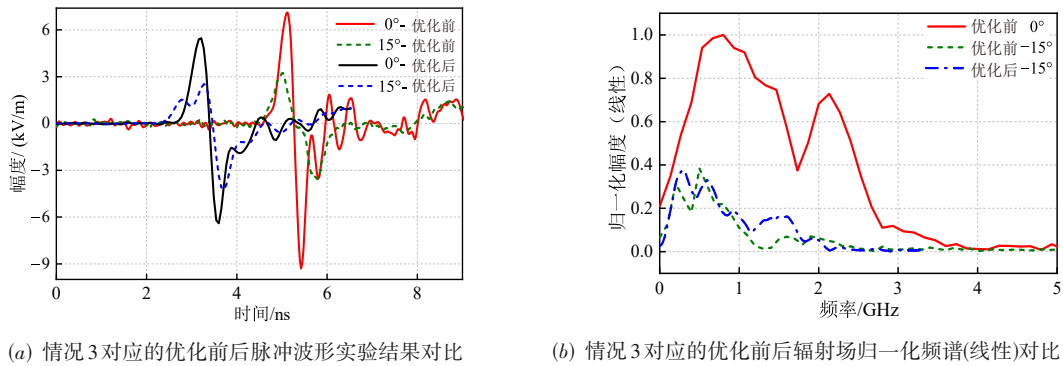


图 13 情况 3 对应的优化前后脉冲波形和辐射场归一化频谱(线性)对比

表 5 本文工作与其他工作的对比

引用	算法	变量	优化目标
文献[15]	引入选择性距离的非支配排序遗传算法 II (NSGA with Strengthened Dominance, NSGA-SD)	激励幅度、相位	低副瓣、最大化方向性
文献[18]	改进的基于分解的多目标进化算法 (Improved Multi-Objective Evolutionary Algorithm based on Decomposition, IMOEA/D)	阵元位置	低副瓣、零陷控制
文献[19]	蚱蜢优化算法 (Grasshopper Optimization Algorithm, GOA)	激励幅度、相位以及阵元位置	低副瓣、零陷控制、增益提升
本文	非支配排序遗传算法 II (NSGA-II)	阵元延时	辐射场幅值、波束宽度、脉冲宽度变化率

5 结论

本文基于考虑互耦的时域方向图数值计算方法和约束多目标优化算法 NSGA-II 来优化 20 单元 Vivaldi 阵列天线的延时布局. 在实现对波束宽度和脉冲宽度重构的同时保证辐射场强的最大化. 根据实际情况从优化后的 Pareto 前沿面上选择合适的解来实现复杂辐射环境的重构. 采用 4×5 的 Vivaldi 阵列天线进行测试, 针对辐射场较大、波束宽度较大和脉冲宽度变化率较小的三种特殊情况进行测试. 测试结果与计算结果十分吻合, 证明了该方法的有效性和准确性, 并能迅速为高功率脉冲阵列天线辐射特性重构提供有价值的信息.

参考文献

[1] IEC. Electromagnetic compatibility (EMC) - part 4-35: Testing and measurement techniques - HPEM simulator compendium: IEC TR 61000-4-35: 2009[S/OL]. [2025-12-01]. <https://std.samr.gov.cn/gj/search/gjDetailed?id=6820475130FE041C2D51D8C028618F3F>.

[2] IEC. Electromagnetic compatibility (EMC) - part 2-13: Environment - high-power electromagnetic (HPEM) environments - radiated and conducted: IEC 61000-2-13: 2005[S/OL]. [2025-12-02]. <https://std.samr.gov.cn/gj/search/gjDetailed?id=E7E627A62BF109357D9937E3AA1686E8>.

[3] MACH T K T, PHAM C T, LE M. UWB impulse radar for people counting with convolutional neural network on microcontrollers[J]. IEEE Sensors Journal, 2024, 24(9): 15643-15650.

[4] LI C X, ZHAO Y Y, DU J, et al. Simulation study of an impulse radiation antenna array[J]. IEEE Transactions on Plasma Science, 2018, 46(8): 2965-2971.

[5] LUIS GOMEZ-TORNERO J, POVEDA-GARCIA M, ROMERO-JUSTINIANO R, et al. Design of frequency-beam scanning antennas for ultra wide band impulse RADAR applications[C]//2023 17th European Conference on Antennas and Propagation. Piscataway: IEEE, 2023: 10133315.

[6] HAUPT R L. Antenna Arrays: A Computational Approach[M]. Piscataway: IEEE, 2010.

[7] YANG J H, YANG P, YANG F, et al. A hybrid approach for the synthesis of nonuniformly-spaced linear subarrays[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(1): 195-205.

[8] 周璧华, 石立华, 王建宝, 等. 电磁脉冲及其工程防护(第二版)[M]. 北京: 国防工业出版社, 2019.

ZHOU B H, SHI L H, WANG J B, et al. Electromagnetic Pulse and Its Engineering Protection (Second Edition)[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2019. (in Chinese)

[9] GIRI D V, SABATH F, HOAD R. High-Power Electro-

- magnetic Effects on Electronic Systems[M]. Norwood: Artech House, 2020.
- [10] AZADIFAR M, KARAMI H, RACHIDI F, et al. A compressive sensing framework for EMI source localization using a metalens structure: Localization beyond the diffraction limit[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2022, 64(1): 58-65.
- [11] ZHI K D, PAN C H, REN H, et al. Two-timescale design for reconfigurable intelligent surface-aided massive MIMO systems with imperfect CSI[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2023, 69(5): 3001-3033.
- [12] HAUPT R L. Array Factors and Element Patterns[M]// Antenna Arrays: A Computational Approach. Piscataway: IEEE, 2010: 216-286.
- [13] 张敏, 廖成, 叶志红, 等. 一种考虑互耦的脉冲天线阵列快速计算方法[J]. 电波科学学报, 2015, 30(5): 864-869. ZHANG M, LIAO C, YE Z H, et al. A rapid method for calculating the pulsed antenna arrays including mutual coupling effects[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2015, 30(5): 864-869. (in Chinese)
- [14] JIANG X Y, YAN Y J, ZHANG K Y, et al. A fast calculation for large scale impulsed radiating array antennas[J]. Journal of Electromagnetic Waves and Applications, 2025, 39(9): 988-1000.
- [15] JAYAPRAKASAM S, ABDUL RAHIM S K, LEOW C Y, et al. Multiobjective beampattern optimization in collaborative beamforming via NSGA-II with selective distance[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2017, 65(5): 2348-2357.
- [16] JIANG X Y, YAN Y J, ZHANG K Y, et al. Multiobjective synthesis of ultra-wideband array antennas in the time domain with high-power pulse[J]. Microwave and Optical Technology Letters, 2025, 67(5): e70228.
- [17] WANG S F, XIE Y Z, GAO M X, et al. Optimizing high-power ultra-wideband combined antennas for maximum radiation within finite aperture area[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2019, 67(2): 834-842.
- [18] LIANG S, FANG Z Y, LI G X, et al. An improved multi-objective evolutionary algorithm based on decomposition approach and its application in antenna array beam pattern synthesis[J]. International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields, 2022, 35(1): e2935.
- [19] WANG H F, LIU C, WU H N, et al. Optimal pattern synthesis of linear array and broadband design of whip antenna using grasshopper optimization algorithm[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2020, 2020(1): 5904018.

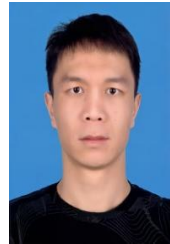
作者简介



蒋欣宇 女, 1998年12月出生于河南省信阳市. 现为电子科技大学电子科学与工程学院博士研究生. 主要研究方向为高功率脉冲阵列天线综合.
E-mail: jxy981106@163.com



燕有杰 男, 1982年12月出生于河南省安阳市. 现为中国人民解放军63660部队正高级工程师. 主要研究方向为时域电磁学与电磁兼容性.
E-mail: pine976@163.com



王彬文 男, 1993年1月出生于甘肃省民勤市. 现为中国人民解放军63660部队副高级工程师. 主要研究方向为时域电磁学与电磁兼容性.
E-mail: huahai_bingwen@zju.edu.cn



张凯悦 男, 1992年12月出生于安徽省怀远市. 现为中国人民解放军63660部队中尉. 主要研究方向为时域电磁学与电磁兼容性.
E-mail: kaiyo152@163.com