

• 电子科学与技术 •



## 数字阵列宽带多波束发射设计与验证

朱元江<sup>1,2</sup>, 杨康<sup>2</sup>, 鲍秋香<sup>2</sup>, 徐宇<sup>2</sup>, 蒋卫祥<sup>1\*</sup>, 宋世千<sup>2</sup>

(1. 东南大学信息科学与工程学院 南京 210000; 2. 中国船舶集团有限公司第七二三研究所 江苏扬州 225001)

**【摘要】** 现有相控阵干扰设备通常采用分孔径或者分时隙方式实现多目标干扰, 但前者无法利用全孔径增益, 后者在目标数较多时存在干扰资源时域分配紧张的问题。针对这些问题, 提出整数倍和分数倍延时分阶可调的方法, 整数倍延时通过采样间隔延时, 分数倍延时采用 Farrow 滤波器, 实现了大带宽数字发射的目的。此外还对关键延时特性进行了仿真, 并构建了小规模数字阵列样机。实验结果表明, 该样机瞬时带宽为 400 MHz, 能够同时发射 4 波束, 干扰方向和功率任意可调, 延时特性与仿真结果一致。

**关键词** 宽带数字阵列; 电子对抗; 分数倍时延; 同时发射多波束

**中图分类号** TN947 **文献标志码** A **doi**:10.12178/1001-0548.2023077

## Testbed for Digital Arrays Assisted Broadband Multi-Beam Transmission

ZHU Yuanjiang<sup>1,2</sup>, YANG Kang<sup>2</sup>, BAO Qiuxiang<sup>2</sup>, XU Yu<sup>2</sup>, JIANG Weixiang<sup>1\*</sup>, and SONG Shiqian<sup>2</sup>

(1. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210000;

2. China State Shipbuilding Corporation Limited No.723 Research Institute, Yangzhou Jiangsu 225001)

**Abstract** The existing phased array equipment usually adopts sub-aperture or sub-timeslot to realize multi-target jamming, but the former cannot take advantage of full aperture gain, and the latter cannot allocate the time-domain resource smoothly when the number of targets is large. In order to solve this problem, this paper proposes a method to adjust the integer and fractional delays in order to realize the purpose of large bandwidth digital transmission. The integer delay is realized by sampling interval delay, and the fractional delay is realized by Farrow filter. The key delay characteristics are simulated, and the minimum scale digital array prototype is constructed. The test results show that the simultaneous four beams with the instantaneous bandwidth of 400 MHz are realized, the direction and power of jamming beam can be adjusted arbitrarily, and the delay characteristics are also consistent with the simulation results.

**Key words** broadband digital array; electronic countermeasure; fractional delay; simultaneous transmission of multiple beams

现代战争是依赖高技术的战争, 战场形态正发生着重要变化, 主要体现为敌对双方在电磁频谱作战空间的争夺越来越激烈。失去了制电磁权, 也必将失去制空和制海权。电子战作为夺取制电磁权的重要手段, 面临着来自更先进作战对象、更复杂电磁环境带来的严峻挑战。为适应高强度的对抗环境, 电子对抗系统必须具备多功能、多目标对抗、宽带工作等能力<sup>[1]</sup>。

数字阵列技术<sup>[2-3]</sup>是数字技术与阵列技术相结合的产物, 与传统的阵列系统相比, 可以快速改变波束指向和形状, 容易形成多个波束, 很好地满足

了现代信息战争对电子对抗设备多功能、多模式以及多目标宽带对抗的应用需求。目前关于数字阵列技术的研究主要集中在数字阵列接收技术。如文献 [4] 提出一种基于可变分数时延滤波器的实时数字时延波束形成方法, 该方法采用多相结构和 Farrow 结构相结合的方法实现实时抽取和可变分数时延。文献 [5] 提出针对有载波宽带雷达信号的接收波束形成实现结构, 实现宽带数字阵列各阵元传输时延的精确补偿。文献 [6] 针对多级抽取结合可变分数时延滤波器的典型接收通道结构, 提出了一种新的接收通道优化设计方法。目前关于数字阵

收稿日期: 2023-03-21; 修回日期: 2023-07-15

作者简介: 朱元江 (1985-), 男, 博士生, 研究员, 主要从事数字发射多波束技术方面的研究。

\*通信作者: 蒋卫祥, E-mail: wxjiang81@seu.edu.cn

列发射技术的研究不足, 文献 [7] 研制开发了数字相控阵雷达发射同频多波束的测试系统, 并对发射多波束工作状态下天线的基本特性进行了研究和测试。此外, 文献 [8-10] 也进行了数字阵列发射多波束的研究, 但这些研究都是围绕雷达应用而开展的, 带宽较窄, 无法满足电子对抗系统宽带对抗的要求。针对宽带电子对抗需求, 文献 [11] 研究了频域和时域形成宽带发射波束的原理, 进行了理论仿真分析, 但并未集成样机和实测试验。

本文针对当前数字阵列发射多波束技术研究的不足, 阐述了在数字域实现宽带同时发射多波束的机理, 并针对数字延时中关键的分数延时滤波器进行了设计和仿真; 在此基础上, 构建了原型样机和测试系统, 对数字宽带同时发射多波束技术的可行性和有效性进行了评估和验证。

## 1 宽带发射同时多波束原理

考虑均匀线阵构型下单波束发射情形 (如图 1 所示), 假设阵元数目为  $N$ , 各阵元间的距离为  $d$ , 干扰信号发射方向等波位线与法线方向的夹角为  $\theta$ , 输入到各通道的干扰激励信号为  $s(t)$ 。根据相控阵波束形成原理, 若要使发射波束指向特定的角度  $\theta$ , 对于窄带信号, 就必须使“空间相位差”和“阵内相位差”相等; 对于宽带信号, 就必须使“空间延时差”和“阵内延时差”相等。记波束发射方向为  $\theta$ , 那么阵元  $n$  ( $n$  取值范围为  $[1, N]$ ) 与阵元 1 的空间波程差为  $\Delta L_{n-1} = (n-1)d \sin \theta$ , 对应的传输延时差为  $\Delta \tau_{n-1} = \Delta L_{n-1}/c$ , 即来自阵元  $n$  的信号在空间传输时比来自阵元 1 的信号要滞后  $\Delta \tau_{n-1}$ 。在这种情况下, 要保证发射信号等相位面对准角度  $\theta$ , 在阵列内部来自通道  $n$  的干扰激励信号就需要比通道 1 的干扰信号超前  $\Delta \tau_{n-1}$ 。

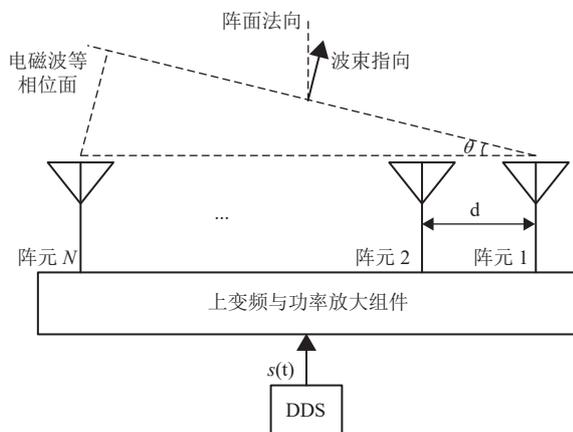


图1 均匀线阵结构模型

假定馈入通道 1 的中频信号为  $s(t)$ , 经上变频后形成发射信号:

$$s'(t) = s(t)e^{j2\pi f_0 t} \quad (1)$$

式中,  $f_0$  为本振频率; 按照延时差相等原则, 那么阵元  $n$  的发射信号为:

$$s'(t + \Delta \tau_{n-1}) = s(t + \Delta \tau_{n-1})e^{j2\pi f_0 (t + \Delta \tau_{n-1})} \quad (2)$$

当发射信号为窄带信号, 信号带宽  $B$  远小于  $f_0$ , 复包络  $s(t)$  缓慢变化。因此, 可以忽略信号包络在各阵元上的差异, 即  $s(t + \Delta \tau_{n-1}) \approx s(t)$ , 式 (2) 可以简化为:

$$s'(t + \Delta \tau_{n-1}) \approx s(t)e^{j2\pi f_0 t} e^{j2\pi f_0 \Delta \tau_{n-1}} = s'(t)e^{j2\pi f_0 \Delta \tau_{n-1}} \quad (3)$$

比较式 (1) 和式 (3) 可以发现, 阵元 1 和  $n$  之间存在相位差:

$$\Delta \varphi_{n-1} = 2\pi f_0 \Delta \tau_{n-1} = 2\pi \Delta L_{n-1} / \lambda_0 \quad (4)$$

通过式 (1) 可知, 窄带情况下改变各阵元辐射信号的相位差值 (一般通过功率放大组件中的移相器进行), 可实现波束的定向辐射; 而这正是当前窄带相控阵的基本原理: 通过天线阵元后的移相器的改变, 实现波束的电扫。在这种情况下, 由于移相器的取值瞬时只能有一个状态, 因此每一个瞬时波束只能指向固定的方向, 而不能实现同时发射多波束。另外这种通过移相器实现波束扫描的阵列天线, 由于存在“孔径渡越”, 导致在宽带宽角扫描情况下会出现波束指向偏斜。

从式 (4) 可以看出, 移相器的取值只能取为中心频点对应的相移值  $2\pi f_0 \Delta \tau_{n-1}$ ; 当信号具有大宽带时, 信号频率  $f_0 + B/2$  处所需移相值为  $2\pi (f_0 + B/2) \times \Delta \tau_{n-1}$ , 进而导致“阵内相位差”与“空间相位差”不等, 出现色散现象<sup>[12]</sup>。以  $f_0$  为基准, 窄带移相方式的波束指向为:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{f_0}{f} \sin \theta_{\text{main}}\right) \quad (5)$$

式中,  $\theta_{\text{main}}$  表示主波束方向。可以发现, 当  $f$  逐渐增大, 波束指向会逐渐偏移预定指向, 即色散现象逐渐严重。

鉴于此, 在发射信号为宽带的情况下, 复包络  $s(t)$  在各阵元上的差异不可忽略。根据式 (2), 对于  $n$  通道首先要对输入信号  $s(t)$  进行延时控制, 超前时间值为  $\Delta \tau_{n-1}$ ; 再进行移相补偿, 相位补偿值为  $e^{j2\pi f_0 \Delta \tau_{n-1}}$ 。理想情况下, 超前时间  $\Delta \tau_{n-1}$  可采用线性相位的全通滤波器  $H(e^{j\omega}) = e^{j\omega \Delta \tau_{n-1}}$  实现, 对应的时

域时延滤波器响应函数为  $h(t) = \delta(t + \Delta\tau_{N-1})$ 。

将发射阵列信号写成向量形式进行统一处理，表达式为：

$$\mathbf{x}'(t) = \begin{bmatrix} x'_{0}(t) \\ x'_{1}(t) \\ \vdots \\ x'_{N-1}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \delta(t) \\ \delta(t + \Delta\tau) e^{j2\pi f_0 \Delta\tau} \\ \vdots \\ \delta(t + (N-1)\Delta\tau) e^{j2\pi f_0 (N-1)\Delta\tau} \end{bmatrix} \times \begin{matrix} \\ \\ \\ \end{matrix} \quad (6)$$

$$s'(t) = \mathbf{B}_s(\theta) s(t) e^{j2\pi f_0 t}$$

其中  $\mathbf{B}_s(\theta) = [\delta(t), \delta(t + \Delta\tau) e^{j2\pi f_0 \Delta\tau}, \dots, \delta(t + (N-1)\Delta\tau) e^{j2\pi f_0 (N-1)\Delta\tau}]^T$  为信号  $s'(t)$  的导向矢量，与发射角度、阵元数目、中心频率等参数有关。

根据叠加原理，可以推出宽带同时发射数字多波束的表达式。设  $K$  个信号分别向  $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_K$  方向发射，那么发射信号为各个信号之和。记和信号为  $x'_{\text{sum}}(t)$ ，具体表达为：

$$x'_{\text{sum}}(t) = \sum_{i=1}^K \mathbf{B}_s(\theta_i) s'_i(t) =$$

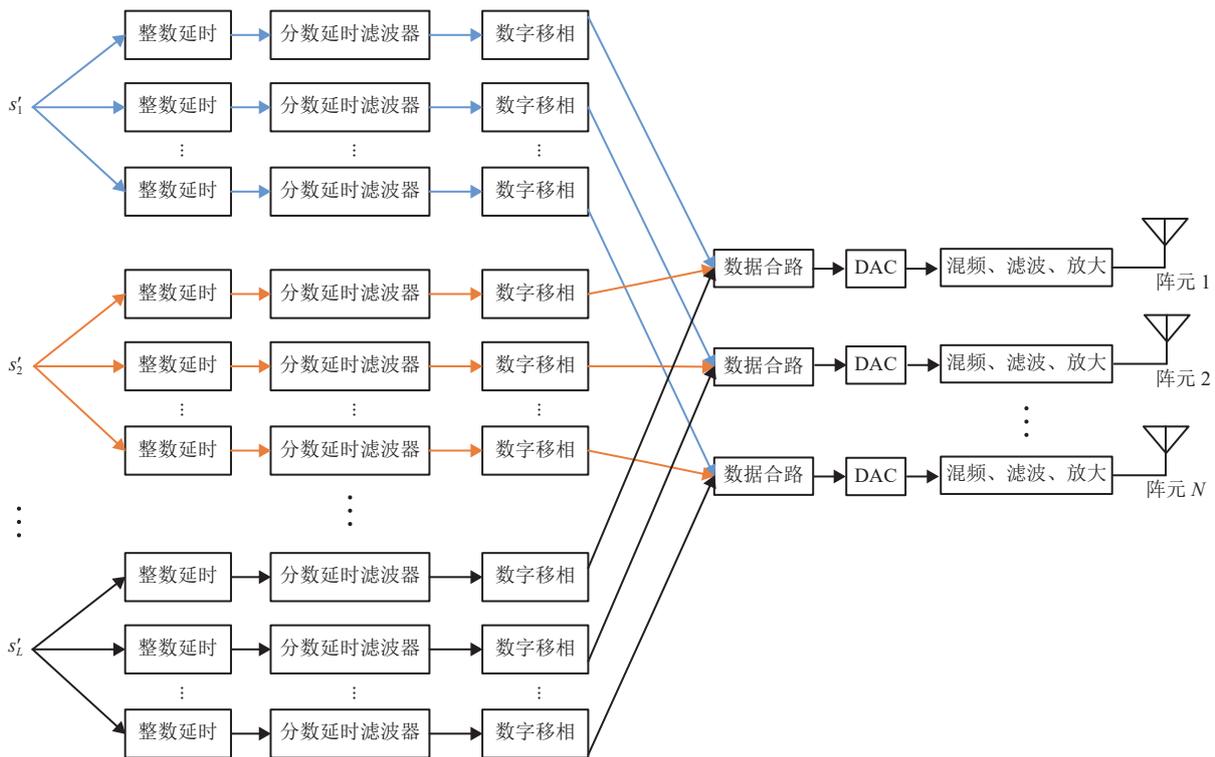


图 2 基于时延的宽带同时发射多波束形成网络模型

宽带同时发射多波束技术的优点是各波束都能够获得全孔径增益。相控阵列等效辐射功率计算公式为：

$$P_t = P_e N N G_e \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^K \delta(t) s_i(t) \\ \sum_{i=1}^K \delta(t + \Delta\tau_i) s_i(t) e^{j2\pi f_0 \Delta\tau} \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^K \delta(t + (N-1)\Delta\tau_i) s_i(t) e^{j2\pi f_0 (N-1)\Delta\tau} \end{bmatrix} e^{j2\pi f_0 t} \quad (7)$$

式中，延时值  $\Delta\tau_i$  可表示为：

$$\Delta\tau_i = (L + \Delta) T \quad (8)$$

式中， $T$  表示采样周期； $L$  表示整数倍采样周期延时，且  $L = \text{ceil}(\Delta L_{n-1}/T)$ ； $\text{ceil}(\cdot)$  表示向下取整； $\Delta$  表示分数倍采样周期延时，且  $\Delta = \Delta\tau_{N-1}/T - L$ 。

基于分数延时滤波器的宽带发射波束形成结构如图 2 所示。其中数字移相的作用是补偿相移值，数字延时线表示整数倍采样周期延时，分数倍时延通过 Farrow 滤波器等实现。

式中， $P_t$  为等效辐射功率； $N$  为阵元数； $G_e$  为单元天线增益。若整个孔径划分为 4 个规模相同的子阵，那么子阵的单元数目为整个阵列的 1/4，那么等效辐射功率为  $P_t^1 = P_e (N/4)(N/4) G_e$ ，因此子阵发

射功率理论上仅为原来全孔径的1/16; 如果基于全孔径产生4个不同指向的干扰波束, 每个干扰波束都会利用全阵面进行发射, 理论上每个干扰波束的等效辐射功率将下降到原来的1/4。显然, 后者等效辐射功率是前者的4倍。推而广之, 相对于 $M$ 个子阵的情况, 采用全孔径 $M$ 个数字发射波束, 功率会提高 $M$ 倍。

## 2 数字延时设计

数字延时分为整数延时和分数延时两个模块。将干扰源的输出数据进行时钟级延时, 即可实现整数延时。分数延时模块采用数字滤波器实现, 用于产生分数个采样间隔的延时。早期分数延时滤波器的设计主要有窗函数法、拉格朗日插值法等, 后来又发展出以多项式为基础的Farrow结构分数延时滤波器<sup>[13]</sup>。

设分数延时滤波器的频率响应为:

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} C_n(D) e^{-j\omega n} \quad (10)$$

式中,  $D$ 表示分数延时参数;  $C_n(D)$ 为滤波器系数;  $\omega$ 表示数字频率上分数延时的带宽。在Farrow滤波器中 $C_n(D)$ 可表示为关于 $D$ 的多项式:  $C_n(D) = \sum_{m=0}^{M-1} C_{n,m} D^m$ , 代入到式(10)中即可得到Farrow滤波器的表达式:

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} C_{n,m} D^m e^{-j\omega n} = \sum_{l=0}^{NM-1} a_l \phi_l(D, \omega) \quad (11)$$

式中,  $l = n + Nm$ ;  $a_l = C_{n,m}$ 表示滤波器系数;  $\phi_l(D, \omega) = D^m e^{-j\omega n}$ 。记系统角频率范围为 $[\omega_0, \omega_1]$ , 分数时延的变化范围为 $[D_0, D_1]$ , 则与理想分数时延滤波器相比, 式(11)设计的滤波器频率响应误差为:

$$\chi = \sum_{l=0}^{NM-1} a_l \phi_l(D, \omega) - e^{-j\omega D} \quad (12)$$

Farrow滤波器多项式系数 $C_{n,m}$ 的设计准则为最小化设计延时与实际延时之差, 即:

$$\begin{aligned} & \min \int_{\omega_0}^{\omega_1} \int_{D_0}^{D_1} |\chi|^2 dD d\omega \Leftrightarrow \\ & \min \int_{\omega_0}^{\omega_1} \int_{D_0}^{D_1} \left| \sum_{l=0}^{NM-1} a_l \phi_l(D, \omega) - e^{-j\omega D} \right|^2 dD d\omega \Leftrightarrow \\ & \min \mathbf{a}^T \mathbf{\Omega} \mathbf{a} - 2\mathbf{b}^T \mathbf{a} + c \end{aligned} \quad (13)$$

式中,  $\mathbf{a}^T = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_{NM-1}]^T$ ,  $\mathbf{\Omega}_{i,j} = \int_{\omega_0}^{\omega_1} \int_{D_0}^{D_1} \phi_l(D, \omega) \overline{\phi_l(D, \omega)} dD d\omega$ ,  $b_l = \int_{\omega_0}^{\omega_1} \int_{D_0}^{D_1} \text{Re} \{ e^{-j\omega D} \overline{\phi_l(D, \omega)} \} dD d\omega$ ,  $c = (\omega_1 - \omega_0)(D_1 - D_0)$ 。求取式(13)关于 $\mathbf{a}$ 的偏导数, 可得:

$$\frac{\partial (\mathbf{a}^T \mathbf{\Omega} \mathbf{a} - 2\mathbf{b}^T \mathbf{a} + c)}{\partial \mathbf{a}} = 2\mathbf{\Omega} \mathbf{a} - 2\mathbf{b} \quad (14)$$

将式(14)置零, 利用最小二乘法即可得到式(13)的最优解, 即Farrow滤波器的最优设计系数为:

$$\mathbf{a}_{LS} = \mathbf{\Omega}^{-1} \mathbf{b} \quad (15)$$

由上述分析可知, Farrow结构是由 $M$ 组 $N$ 阶FIR滤波器构成(如图3所示), 拟合的组数 $M$ 决定了Farrow结构的拟合效果, 而相频特性和幅频特性由滤波器长度 $N$ 决定, 同时也决定了分辨率带宽和时延精度。在对资源的需求上, Farrow结构由 $M \times N$ 个乘法器构成, 其中 $M$ 表示拟合组数,  $N$ 表示滤波器长度。该结构实现了输出与滤波器系数的解耦和实时控制, 既能满足系统动态调整的需要, 又能简化系统架构设计, 但其代价是带来了更多乘法器资源的消耗。

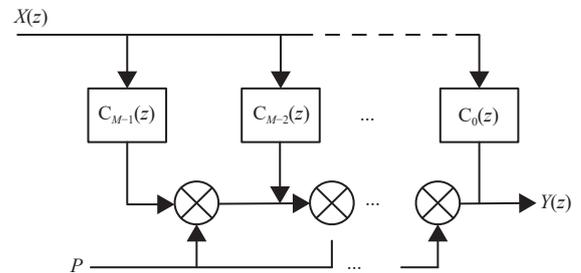


图3 Farrow滤波器结构示意图

为减小算法对资源的开销, 将输入信号两倍内插后通过分数延时滤波器, 如图4所示。此时分数延时滤波器的通带降为原来的一半, 从而大大降低了滤波器的阶数, 最后通过两倍抽取恢复信号的采样频率; 采用多相滤波的方式进行等效变换, 可将延时滤波与抽取的顺序互换, 从而内插与抽取相抵消, 得到基于多相滤波的Farrow滤波器。该滤波器每条支路均工作在初始采样频率, 第1条为奇数系数支路, 第2条为偶数系数支路。为减小运算量, 将插值滤波器设计为高阶的半带滤波器; 通过HBF增加十几阶为代价, 大大减少了运算时间和运算量。

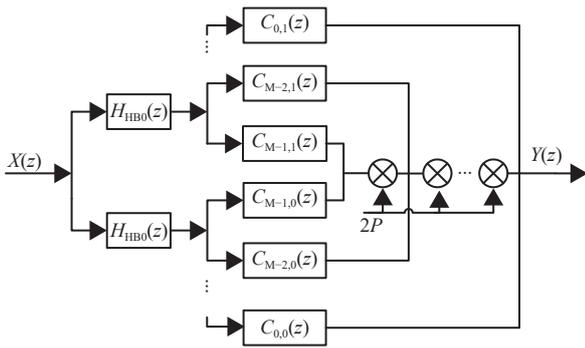
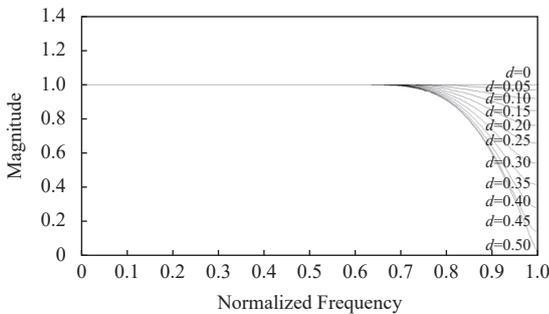
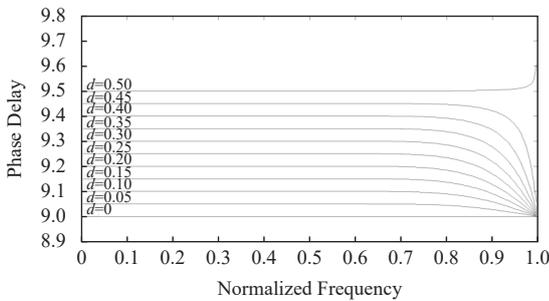


图 4 基于多相滤波的 Farrow 滤波器结构图

构建一个原型滤波器长度为 20、归一化带宽为 0.5 的 Farrow 滤波器，通过 MATLAB 仿真，该分数延时滤波器的幅频响应特性和相位响应特性如图 5 和图 6 所示。由图 5 可以看出，所设计的延时滤波器归一化频率  $\omega \in [0, 0.65\pi]$  时都有平坦的幅度响应，在  $\omega > 0.65\pi$  时幅度响应曲线急剧下降。同样图 6 显示在  $\omega \in [0, 0.65\pi]$  时，分别延时 0.05~0.5 个采样周期，所获得的延时值均较为稳定；在  $\omega > 0.65\pi$  时，延时出现急剧变化。在采样率为 2 GHz 情况下，滤波器能够获得的带宽为 650 MHz，远大于系统设计所需要的 400 MHz 带宽。因此，在 400 MHz 工作带宽内可确保各通道的幅度、延时一致性。



a. 幅频延时响应图

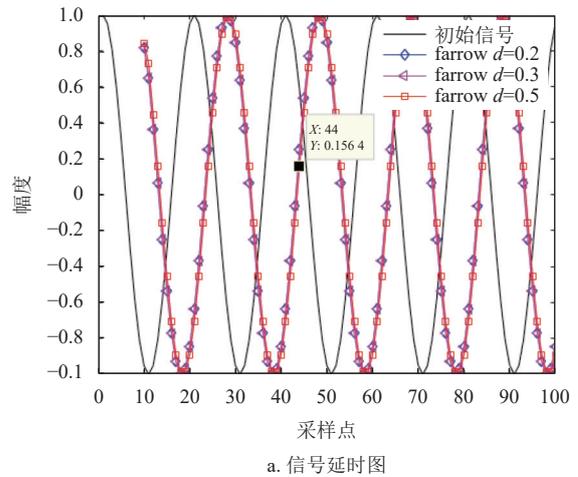


b. 相位延时响应图

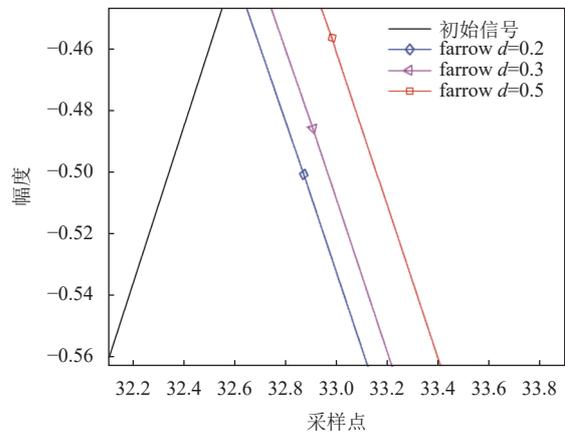
图 5 Farrow 滤波器性能仿真图

采用 MATLAB 软件对单路信号的数字延时进

行仿真，算法包括 1 个整数倍延时单元和 1 个分数倍延时单元。仿真时采样率设置为 2 GHz，输入测试信号为 100 MHz 载频的正弦波信号。在对初始信号进行整数倍采样点延时的基础上，另外再设置 Farrow 滤波器的延时值分别为 0.2、0.3 和 0.5 倍的采样间隔延时。延时后各信号局部放大曲线如图 6b 所示，在第 33 个采样点时，不同的延时曲线已明显发生偏移，相对于 0.2 倍采样间隔延时曲线，其他两路信号曲线相对延时约为 0.1 和 0.3 个采样间隔，说明分数延时滤波器能够产生精确延时。



a. 信号延时图



b. 延时局部放大图

图 6 Farrow 滤波器信号延时图

### 3 原型样机及测试平台构建

按照上述原理，搭建了一个实物验证平台进行测试验证。整个阵列发射系统由 4 部分组成：天线、微波模块、干扰源及波束形成板、电源板以及控制计算机，具体如图 7 所示。整个测试系统预留在在线校正接口，但实测时采用仪表事先校正并形成校正表存放于干扰源及波束形成板。

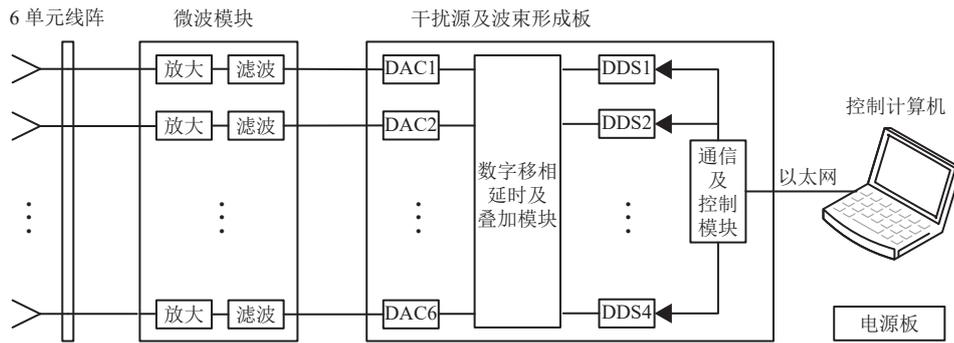
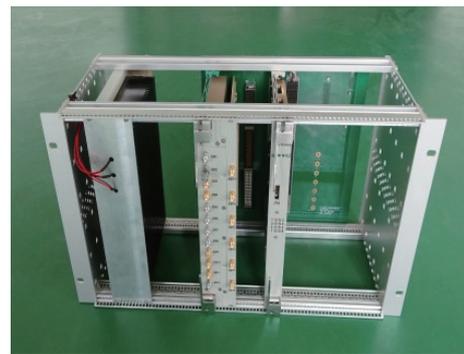


图 7 验证系统框图

天线采用  $2 \times 7$  规模的开口波导天线阵列（如图 8a 所示），取其中水平向 6 个单元构成一维线阵进行测试，天线阵元水平方向间距为 39 mm。微波模块主要为一个放大耦合组件（如图 8b 所示），主通道为 6 路，预留 1 路用于在线校正，工作频率为 2.7~3.5 GHz，增益为 19~21 dB，各通道间相位一致性  $\leq \pm 4^\circ$ ，耦合度为  $20 \pm 1$  dB。干扰源及波束合成板包括 3 个双通道数模转换器（digital to analog converter, DAC）、1 个大规模的现场可编程逻辑门阵列（field programmable gate array, FPGA）芯片以及一些对外接口芯片；在 FPGA 中主要实现 4 路直接数字频率合成（digital frequency synthesizer, DDS）干扰源数据，以及数据的移相、延时、叠加等运算。整个数字处理插箱如图 8c 所示。控制计算机作为上位机，完成参数设置、波束发控等操作。



c. 数字处理插箱照片

图 8 实验验证平台

按照图 7 所示构建测试样机，并在暗室环境下进行远场发射方向图的测试。测试所用仪表为罗德施瓦茨 FSW 频谱仪。记阵列法向为  $90^\circ$ ，在此角度下顺时针方向方位角依次增大到  $180^\circ$ ，逆时针方向方位角依次减小到  $0^\circ$ 。首先测试一个发射波束的形成能力，形成一个法向波束，2.7 GHz 和 3.1 GHz 频点下发射方向图如图 9 所示。



a. 天线阵列照片



b. 功率放大耦合组件照片

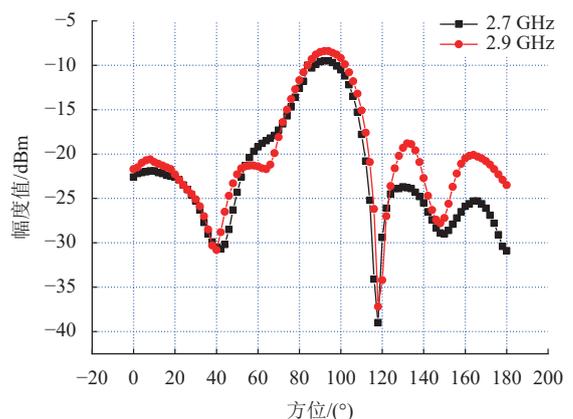


图 9 阵列法向波束方向图

在发射阵列扫描到  $+20^\circ$ （即方位角  $110^\circ$ ）的情况下，2.7、2.9、3.1 GHz 频点下的发射方向图如图 10a 所示。在发射阵列扫描到  $-45^\circ$ （即方位角  $45^\circ$ ）的情况下，各频点下的发射方向图如图 10b

所示。两种情况下,各频点下发射波束的等效辐射功率有差异,但波束指向较为精准,都准确指向了  $110^\circ$  和  $45^\circ$ 。两种扫描角度下,阵面未进行任何加权。文献 [14] 中判断宽带阵列的标准之一就是波束指向偏差需要小于波束宽度的四分之一,而本文测试结果远远超出这一标准,实现了宽带信号的发射能力。

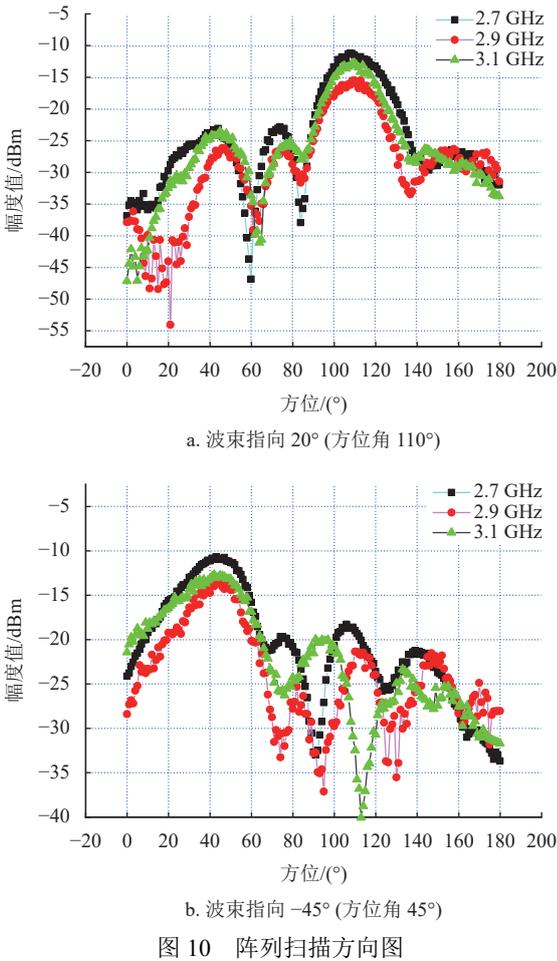


图 10 阵列扫描方向图

如图 11 所示,测试样机能够有效生成 4 个载频、指向不同的干扰波束,发射信号形式为连续波,信号频点分别为 2.7、2.8、2.9 和 3 GHz,波束指向分为  $90^\circ$ 、 $60^\circ$ 、 $10^\circ$ 、 $80^\circ$ 。为进一步验证该样机辐射功率重分配能力,调整各路干扰源的幅度调制系数,图 12a 所示为调整 2.7 GHz 和 3 GHz 干扰源通道幅度系数形成的方向图,从图中可直观看出 2.7 GHz 和 3 GHz 波束辐射功率明显下降,由于能量守恒,2.8 GHz 和 2.9 GHz 波束辐射功率上升。图 12b 所示为调整 2.9 GHz 干扰源通道幅度系数形成的方向图,从图中可看出 2.9 GHz 波束辐射功率明显上升。

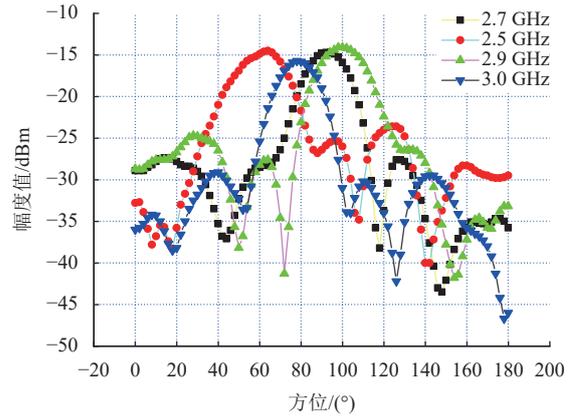


图 11 多波束同时发射方向图

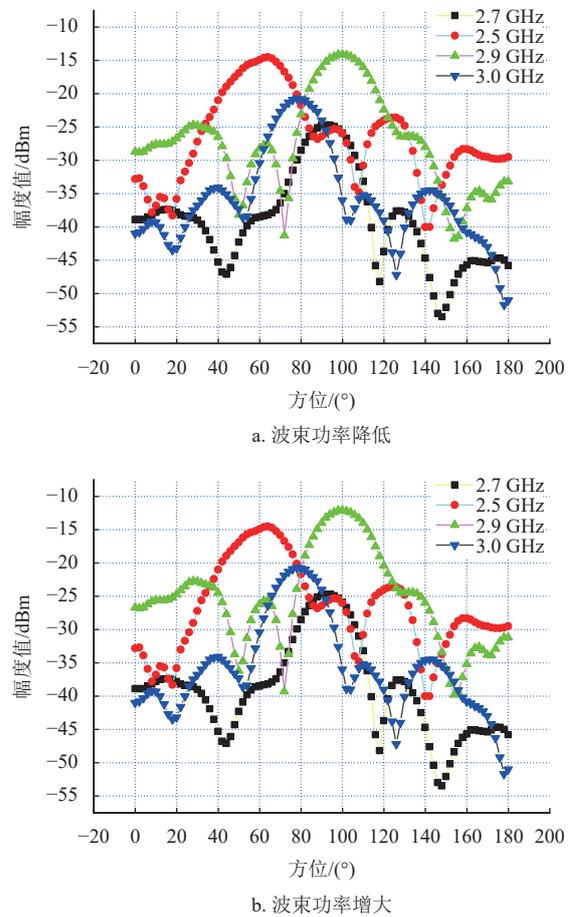


图 12 多波束增益控制下发射方向图

## 4 结束语

本文针对数字阵列干扰机同时多目标对抗的需求,利用小规模低频段阵列构建了原理样机,验证了宽带数字同时发射多波束技术的可行性。在仿真验证关键延时特性的基础上进行了暗室测试,获得了瞬时带宽 400 MHz 的单干扰波束天线方向图,也获得了同时 4 干扰波束的天线方向图,验证了数

字域实现不同指向、不同载频、不同功率的多个独立可控宽带干扰波束的技术途径。该技术可根据不同应用场景实时动态调整发射频率、波束指向和辐射功率,在雷达、通信和电子对抗领域有广阔的应用前景。

### 参 考 文 献

- [1] 丁国如,孙佳琛,王海超,等.复杂电磁环境下频谱智能管控技术探讨[J].航空学报,2021,42(4):200-212.  
DING G R, SUN J C, WANG H C, et al. Discussion on technologies for intelligent spectrum management and control under complex electromagnetic environments[J]. Acta Aeronautica ET Astronautica Sinica, 2021, 42(4): 200-212.
- [2] 吴曼青.数字阵列雷达及其进展[J].中国电子科学研究院学报,2006(1):11-16.  
WU M Q. The development of digital array radar[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2006(1): 11-16.
- [3] 朱庆明.数字阵列雷达述评[J].雷达科学与技术,2004,2(3):136-141.  
ZHU Q M. An overview of digital array radar development[J]. Radar Science and Technology, 2004, 2(3): 136-141.
- [4] 邹林,汪学刚.宽带数字阵列雷达波束形成的优化实现方法[J].电子科技大学学报,2012,41(3):368-372.  
ZOU L, WANG X G. Optimized beamforming method of wideband digital array radar based on time delay[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2012, 41(3): 368-372.
- [5] 范占春,李会勇,何子述.基于分数时延的宽带数字阵列波束形成[J].雷达科学与技术,2008,6(6):450-453.  
FAN Z C, LI H Y, HE Z S. Wideband digital array beamforming based on fractional delay[J]. Radar Science and Technology, 2008, 6(6): 450-453.
- [6] 钱璐,邹林,汪学刚.宽带数字阵列雷达接收通道的优化设计方法研究[J].电子科技大学学报,2022,51(1):52-56.  
QIAN L, ZOU L, WANG X G. Research on optimal design of receiving channel in wideband digital array radar[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2022, 51(1): 52-56.
- [7] 张德平,王超,袁乃昌.基于DDS阵列的发射数字波束形成系统设计[J].现代防御技术,2011,39(1):125-128.  
ZHANG D P, WANG C, YUAN N C. Design of transmit digital beam-forming system based on DDS array[J]. Modern Defence Technology, 2011, 39(1): 125-128.
- [8] 吴鸿超,万长宁,熊慎伟,等.数字相控阵雷达发射多波束特性研究[J].微波学报,2014,30(1):6-9.  
WU H C, WAN C N, XIONG S W, et al. Transmitting multi-beam characteristics research of digital phase array radar[J]. Journal of Microwaves, 2014, 30(1): 6-9.
- [9] 彭志清,姜兴,谢跃雷.球面共形阵数字波束发射阵列的实现研究[J].电视技术,2015,39(3):89-92.  
PENG Z Q, JIANG X, XIE Y L. Research and implementation of digital transmitting beamforming for spherical conformal array antenna[J]. Video Engineering, 2015, 39(3): 89-92.
- [10] 鲁加国.数字阵列雷达发射多波束的若干关键技术[J].雷达科学与技术,2021,19(3):233-240.  
LU J G. The development of digital array radar[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2021, 19(3): 233-240.
- [11] 张鸿伟.基于数字波束形成的同时多目标干扰发射技术研究[D].西安:西安电子科技大学,2018.  
ZHANG H W. Study on synchronous multi-target jamming technology based on digital beamforming[D]. Xi'an: Xidian University, 2018.
- [12] 韦文,李宁,汤俊,等.基于分数时延的宽带自适应波束形成[J].清华大学学报(自然科学版),2011,51(7):988-992.  
WEI W, LI N, TANG J, et al. Broadband adaptive digital beamforming based on fractional delay[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2011, 51(7): 988-992.
- [13] 范建俊,李强,李广军.分数倍延时数字滤波器设计[J].微电子学,2011,41(2):215-218.  
FAN J J, LI Q, LI G J. Design of fragment delay interpolation filter[J]. Microelectronics, 2011, 41(2): 215-218.
- [14] 张光义,赵玉洁.相控阵雷达技术[M].北京:电子工业出版社,2006.  
ZHANG G Y, ZHAO Y J. Phased array radar technology[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006.

编辑 叶芳