

基于射频采样宽带数字阵列雷达波束形成

刘明鑫¹, 尹亮², 汪学刚¹, 邹林¹

(1. 电子科技大学信息与通信工程学院, 四川成都 611731;

2. 空军装备部驻武汉地区第三军事代表室, 湖北武汉 430000)

摘要: 宽带数字波束形成技术是宽带数字阵列雷达系统的核心关键技术。然而目前的宽带数字波束形成方法大都存在计算量大、针对特定信号、工程实现复杂等缺点。结合宽带数字阵列雷达的特点与当前先进数字信号处理器件的特性, 研究了一种基于射频直接采样的宽带数字波束形成方法。该方法具有计算量小、适用性好、具有较高工程可实现性等特点。计算仿真结果验证了该方法的有效性, 并分析了信号带宽、ADC 采样速率、采样率带宽比等参数对该方法性能的影响。

关键词: 宽带数字阵列雷达; 宽带数字波束形成; 高速 ADC; 射频直接采样; 整数延时

中图分类号: TN957.51 文献标志码: A 文章编号: 1672-2337(2020)04-0394-05

Wideband Digital Array Radar Beamforming Based on RF Direct Sampling

LIU Mingxin¹, YING Liang², WANG Xuegang¹, ZOU Lin¹

(1. School of Information and Communication Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China;

2. Third Military Representative Office of Air Force Equipment Department in Wuhan, Wuhan 430000, China)

Abstract: Wideband digital beamforming (WDBF) technology is a key technology of wideband digital array radar (WDAR) system. However, the existing WDBF methods almost have the defects of large computation costs, fitting to special signal, and complex engineering implementation. Combing the characteristics of WDAR and the performance of the current state-of-the-art digital signal processing devices, the article researches a WDBF method based on radio frequency (RF) direct sampling. The method has the advantages of less calculation, wide applicability, high engineering feasibility, and etc. The computer simulation results verify the effectiveness of the proposed method. The influences of various parameters such as signal bandwidth, ADC sampling rate, sampling rate to bandwidth ratio, are also analyzed.

Key words: wideband digital array radar; wideband digital beamforming; high speed ADC; RF direct sampling; integer delay

0 引言

宽带数字阵列雷达是在相控阵雷达基础上提高了信号带宽与数字化水平的阵列雷达, 由于其突出的潜在性能和功能, 成为阵列雷达的发展方向之一, 是最近一二十年雷达领域的研究热点^[1-4]。通常情况下采用增加阵列单元数的方法形成波束, 以提高阵列雷达的角度分辨率。因此研究多通道情况下计算量较小、工程上易于实现的宽带数字波束形成方法有利于减小宽带数字阵列雷达的开发成本与风险。

宽带数字阵列波束形成方法可分为时域方法和频域方法。目前时域方法主要包括基于拉伸处理的宽带波束形成^[1,5]、基于分数延时的波束形成等方法^[6-9]。基于拉伸处理只适用于线性调频信号, 基于分数延时的波束形成方法一般在基带实现, 虽然理论上可以实现很高的延时精度和良好的波束形成性能, 但需要计算各个通道的延时滤波器系数并通过硬件资源实现数字滤波器, 因此计算量与资源消耗量仍较大。频域方法则是通过分析滤波器组或离散傅里叶变换(DFT)将宽带信号转成为多个近似窄带信号, 再对各个近似窄带信号分别进行处理^[10], 因此这种方法一般运算量

大、资源消耗高,在多通道条件下难以实时实现。另外,基于时域多抽头延时的 Frost 阵方法虽发展较早,此方法在大宽带信号条件下,所有通道都需要使用大阶数滤波器,各滤波器系数计算运算量巨大。

近些年数字处理器件,尤其是高性能模数转换器(ADC)与大规模现场可编程门阵列(FPGA)发展迅速。例如 ADI 公司 AD 转换器 AD9625 能实现 12 bit、2.5 GSPS 模数转换,其即将正式发布的 ADC 芯片 AD9213 最高转换速率更是达到 10.25 GSPS;Xilinx 公司的 Virtex7 系列 FPGA 芯片除拥有丰富的逻辑资源与强大的运算能力外,每个型号均包含数十个最高速率从 12.5 Gbit/s 至 28.05 Gbit/s 的 GHz 收发器,能够与外部高速 ADC/DAC 芯片实现高速数据传输。随着宽带数字阵列雷达的高度数字化,射频或高中频数模/模数转换的实现是其发展的必然趋势。

本文通过研究宽带阵列雷达时域宽带数字波束形成阵列处理函数,提出了一种具有良好工程可行性的宽带数字阵列收发波束形成的方法与其工程实现架构,通过仿真验证了该方法的有效性,并讨论了信号带宽、ADC 采样速率、采样率带宽比等参数对该方法性能的影响。

1 宽带数字波束形成原理

由于带通采样定理将带通信号的最低采样速率由信号最高频率降为信号带宽的 2 倍,因此理论上采样速率为 GSPS 级的 ADC 已基本能实现大多数脉冲雷达信号的直接射频采样。对一直接射频采样的宽带数字阵列雷达,假设有 N 阵列通道,信号为宽带脉冲信号,并假设离远场点目标最远的参考阵元接收信号为

$$x_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) u(t) e^{j2\pi f_0 t} \quad (1)$$

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_p/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

式中, $\text{rect}(t/T_p)u(t)$ 为 $x_1(t)$ 的复包络, f_0 为载频。对应的第 i ($i=1, 2, \dots, N$) 阵元接收信号为

$$x_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t+\tau_i}{T_p}\right) u(t+\tau_i) e^{j2\pi f_0(t+\tau_i)} \quad (3)$$

式中, τ_i 为第 i 阵元信号与参考阵元信号间的相对

时延,如阵元间距为 d 的均匀线性阵, $\tau_i = (i-1) \cdot d \sin\theta/c$, θ 为远场点目标方位角。通过直接射频采样得到数字射频信号为

$$x_i(n) = \text{rect}\left(\frac{n+\alpha_i}{T_p}\right) u(n+\alpha_i) e^{j\omega_0 \alpha_i} e^{j\omega_0 n} \quad (4)$$

$$\alpha_i = \frac{\tau_i}{T_s} = L_i + l_i \quad (5)$$

式中, $T_s = 1/f_s$ 为 ADC 采样周期, $L_i = \text{round}(\tau_i/T_s)$, $\text{round}(a)$ 表示最接近 a 的整数, l_i 为一个绝对值不大于 0.5 的小数。对直接射频采样后的信号进行处理实现时域宽带和波束形成,需要将各阵列通道信号的复包络对齐,即各阵列通道信号 $x_i(n)$ 需处理成为

$$x(n) = \text{rect}\left(\frac{n}{T_p}\right) u(n) e^{j\omega_0 n} \quad (6)$$

由此可得各通道的宽带波束形成阵列处理函数为

$$H_i(\omega_s) = \frac{X(\omega_s)}{X_i(\omega_s)} = \frac{\sum_n \text{rect}\left(\frac{n}{T_p}\right) u(n) e^{-j\omega_s n}}{\sum_n \text{rect}\left(\frac{n+\alpha_i}{T_p}\right) u(n+\alpha_i) e^{j\omega_0 \alpha_i} e^{-j\omega_s n}} \quad (7)$$

式中: $\omega_s = 2\pi f/f_s$, f 为复包络信号 $\text{rect}(n/T_p) \cdot u(n)$ 带宽内的频率; $X(\omega_s)$, $X_i(\omega_s)$ 分别为信号 $\text{rect}(n/T_p)u(n)$ 与 $\text{rect}((n+\alpha_i)/T_p)u(n+\alpha_i) \cdot e^{j\omega_0 \alpha_i}$ 的离散时间傅里叶变换(DTFT)。若令 $n = n' - \alpha_i$, 则

$$H_i(\omega_s) = \frac{\sum_n \text{rect}\left(\frac{n}{T_p}\right) u(n) e^{-j\omega_s n}}{\sum_{n'} \text{rect}\left(\frac{n'}{T_p}\right) u(n') e^{-j\omega_s n'} e^{j\omega_0 \alpha_i} e^{j\omega_s \alpha_i}} = \frac{\sum_n \text{rect}\left(\frac{n}{T_p}\right) u(n) e^{-j\omega_s n}}{\sum_{n'} \text{rect}\left(\frac{n'}{T_p}\right) u(n') e^{-j\omega_s n'} e^{j\omega_0 \alpha_i} e^{j\omega_s \alpha_i}} \quad (8)$$

式中, $e^{-j\omega_0 \alpha_i}$ 表示对信号移相 $-\omega_0 \alpha_i$ 弧度, $e^{-j\omega_s L_i}$ 表示对信号延时 L_i 个采样周期(数据间隔), $e^{-j\omega_s l_i}$ 表示延时 l_i 个采样周期。工程上,数字移相与整数倍数据间隔延时较容易实现,而分数间隔延时实现相对复杂,考虑到 $|l_i| \leq 0.5$,对于 GSPS 级的 ADC 采样数据,由于数据间隔不超过 1 ns,因此若忽略 $e^{-j\omega_s l_i}$ 产生的阵列波束形成处理延时误差为 ps 级,此时各通道的宽带波束形成阵列处理函数变为

$$H'_i(\omega_s) = e^{-j\omega_s a_i} e^{-j\omega_s L_i} \quad (9)$$

由此产生的宽带波束形成阵列处理误差为

$$E_i(\omega_s) = H_i(\omega_s) - H'_i(\omega_s) = e^{-j\omega_s a_i} e^{-j\omega_s L_i} (e^{-j\omega_s L_i} - 1) \quad (10)$$

其误差大小 $|E_i(\omega_s)| = \{[1 - \cos(\omega_s L_i)]^2 + \sin^2(\omega_s L_i)\}^{\frac{1}{2}}$ 与信号频率或带宽、采样频率、信号的阵列延时等有关。综合以上推导过程,基于射频采样的宽带数字阵列雷达宽带数字波束形成过程如图 1 所示。

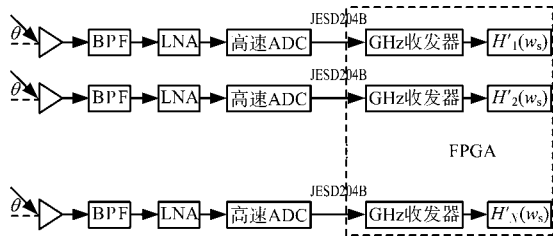


图 1 射频采样的宽带数字波束形成过程

当回波信号到达宽带数字阵列雷达各阵列单元后,经带通滤波(BPF)和低噪声放大器(LNA)后进入高速 ADC 采样,采样后的数据通过 JESD204B 接口输出到 FPGA 中。JESD204B 是一种连接数据转换器与处理器的高速通信协议,支持高达 12.5 Gbit/s 串行数据速率,可减少 ADC 与 FPGA 之间数据传输线的位数,有利于 PCB 布局以及器件本身的小型化,目前大多数高速 ADC 芯片均支持该协议。对于 ADC 输出的高速串行数据接收与处理,以 Xilinx 的 Virtex7 系列 FPGA 为例,利用其支持 JESD204B 协议的 GHz 收发器(GTX, GTH, GTZ)完成对高速数据的接收、串并转换、解码校验等处理,Virtex7 系列 FPGA 均拥有数十个 GHz 收发器,比如 XC7VX690T 包含 80 个支持最高传输速率为 13.1 Gbit/s 的 GTH 收发器,理论上可同时接收 40 片 12 bit、2 Gbit/s 的 ADC 芯片数据输入。最后 FPGA 对数据再进行数字移相与整数延时完成宽带数字波束形成处理。

2 仿真结果

均匀直线阵,阵元数 $N = 128$ 个,阵元间距 $d = \lambda_m / 2$, λ_m 为信号最高频率对应的波长,雷达信号采用正弦调频脉冲信号,脉冲宽度为 -40 dB,载频 $f_0 = 3.5$ GHz,阵列波束指向角 $\theta = -60^\circ$ 。

图 2 为信号带宽 $B = 400$ MHz、ADC 采样频率 $f_s = 2$ GHz 时本文宽带数字波束形成方法(移相+整数延时)所得归一化波束图与仅移相处理所得归一化波束图和理想阵列处理(移相+理想延时)所得归一化波束图对比。由图可见,仅移相处理所得波束图根本无法形成准确的波束指向,而本文方法可以形成准确的波束指向,且波束主瓣与理想波束主瓣非常接近,而其旁瓣相对于理想波束有一定升高。

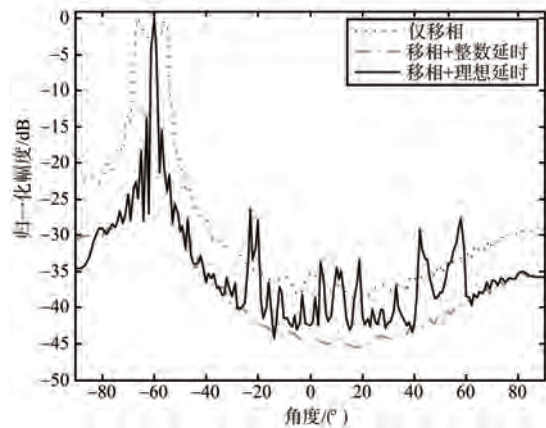
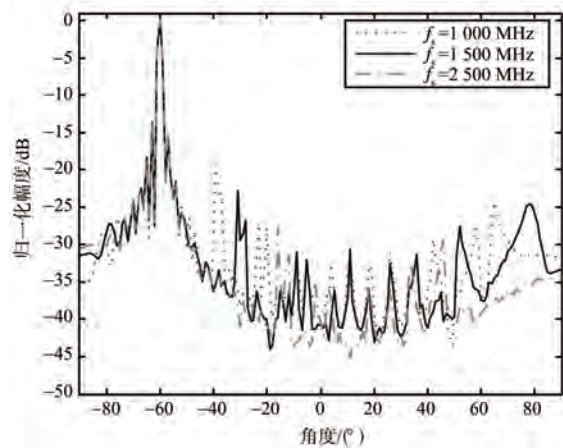
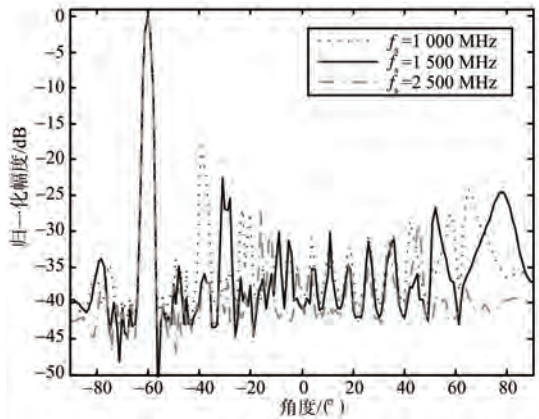


图 2 不同宽带数字波束形成阵列处理所得归一化波束图

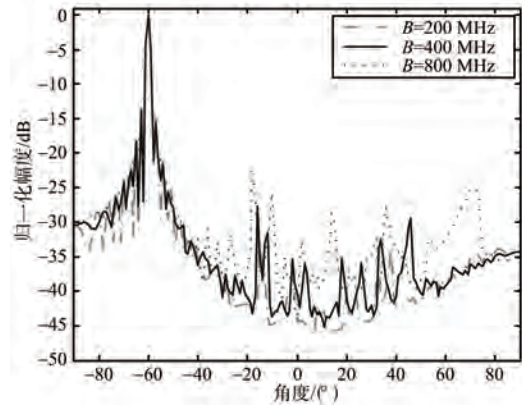
图 3 表示信号带宽 $B = 400$ MHz、阵列均匀加权和 -40 dB 切比雪夫加权时不同 ADC 采样频率下本文方法归一化波束。在图 3(a)中,阵列均匀加权时,ADC 采样频率为 2500 MHz 时的波束图旁瓣相对于理想波束升高均值(\overline{SL})明显比 ADC 采样频率为 1000 MHz 与 1500 MHz 时低;在图 3(b)中,阵列 -40 dB 切比雪夫加权时,ADC 采样频率为 1000 MHz 时的波束图旁瓣最大值(SL_{MAX})明显比 ADC 采样频率为 1500 MHz 与



(a) 阵列均匀加权



(b) 阵列-40 dB切比雪夫加权



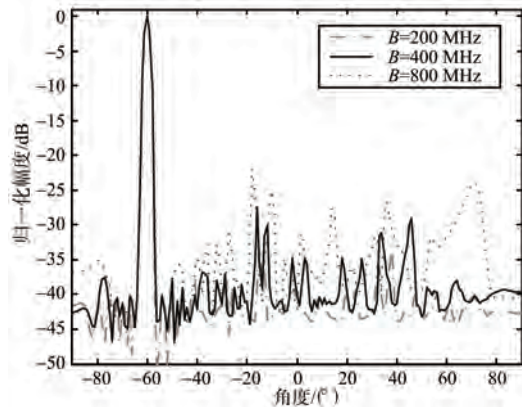
(a) 阵列均匀加权

图3 同一信号带宽不同ADC采样频率下归一化波束图
2 500 MHz时波束图旁瓣最大值大。表1给出了信号带宽 $B = 400$ MHz、不同ADC采样频率下,阵列均匀加权时旁瓣相对于理想波束升高均值 \overline{SL} 和阵列-40 dB切比雪夫加权时旁瓣最大值 SL_{MAX} ,由表可见,当信号带宽不变,随着采样频率增大,阵列均匀加权时旁瓣相对于理想波束升高均值 \overline{SL} 和-40 dB切比雪夫加权时旁瓣最大值 SL_{MAX} 均减小。

表1 $B = 400$ MHz 不同ADC采样频率下归一化波束图旁瓣值

f_s /MHz	1 000	1 500	2 000	2 500	3 000	4 000
\overline{SL} /dB	4.60	3.68	2.31	1.92	1.43	0.68
SL_{MAX} /dB	-18.33	-22.69	-25.64	-27.47	-29.83	-32.63

图4表示ADC采样频率 $f_s = 2 500$ MHz、阵列均匀加权和-40 dB切比雪夫加权时不同信号带宽下本文方法归一化波束。在图4(a)中,阵列均匀加权时,信号带宽 $B = 200$ MHz时的波束图旁瓣升高均值(\overline{SL})明显比信号带宽 $B = 400$ MHz与 $B = 800$ MHz时低;在图4(b)中,阵列-40 dB切比雪夫加权时,信号带宽 $B = 800$ MHz的波束图旁瓣最大值(SL_{MAX})明显比信号带宽 $B = 200$ MHz与 $B = 400$ MHz时波束图旁瓣最大值大。表2给出了ADC采样频率 $f_s = 2 500$ MHz、不同信号带宽下本文方法归一化波束图旁瓣值,由表可见,当信号采样频率不变,随着信号带宽增大,阵列均匀加权时旁瓣相对于理想波束升高均值 \overline{SL} 和阵列-40 dB切比雪夫加权时旁瓣最大值 SL_{MAX} 均呈现增大趋势。



(b) 阵列-40 dB切比雪夫加权

图4 同一ADC采样频率不同信号带宽下归一化波束图

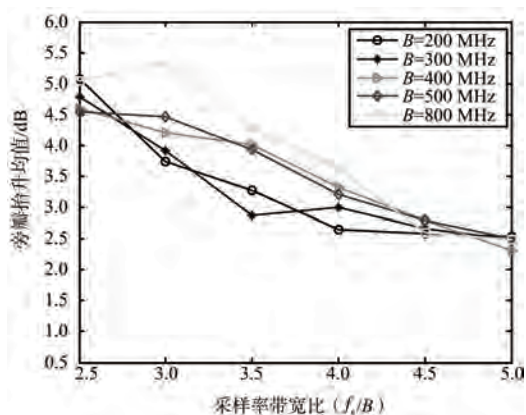
表2 $f_s = 2 500$ MHz 不同信号带宽下归一化波束图旁瓣值

B /MHz	200	300	400	500	800	1 000
\overline{SL} /dB	0.70	1.30	1.92	2.51	4.95	6.01
SL_{MAX} /dB	-33.09	-31.46	-27.47	-27.51	-21.90	-20.60

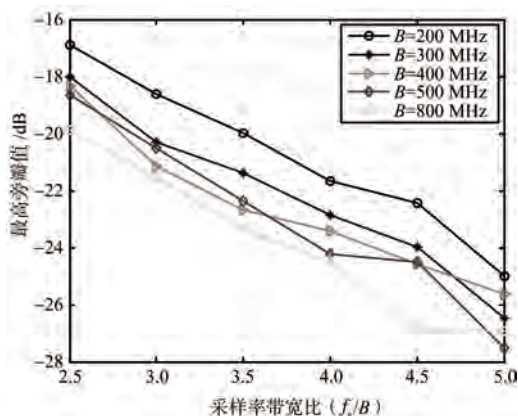
图5表示阵列均匀加权和-40 dB切比雪夫加权时,不同带宽信号的本文方法归一化波束旁瓣值随ADC采样频率 f_s 与信号带宽 B 的比值 f_s/B 变化的情况。如图5(a)所示阵列均匀加权时,随着 f_s/B 增大,波束图旁瓣升高均值(\overline{SL})虽然不是严格单调递减,但下降趋势非常明显,而且 f_s/B 增大到一定程度时,各信号带宽下波束图旁瓣升高均值(\overline{SL})差异很小;如图5(b)所示阵列-40 dB切比雪夫加权时,随着 f_s/B 增大,各信号带宽下波束图旁瓣最大值(SL_{MAX})单调递减,且不同带宽信号波束图旁瓣最大值(SL_{MAX})整体差异较大。

综上,本文方法对于非LFM宽带信号可以实现准确的宽带数字波束指向,而且波束图主瓣与理想波束主瓣非常接近,不过在阵列均匀加权

时波束图旁瓣均值与阵列低旁瓣加权时波束图最高旁瓣值相对于理想波束图有一定升高。减小信号带宽、增大 ADC 采样频率或增大采样频率与信号带宽比 f_s/B 均能得到更好的波束图旁瓣值。



(a) 阵列均匀加权时旁瓣升高均值 (SL)



(b) 阵列 -40 dB 切比雪夫加权时最高旁瓣值 (SL_{MAX})

图 5 波束图旁瓣值随 f_s/B 变化情况

3 结束语

本文结合宽带数字阵列雷达的特点和当今数字信号处理器件的最新发展水平,通过理论推导和计算机仿真,研究了一种基于射频直接采样的宽带数字波束形成方法。该方法可以实现准确的波束指向和近似理想的主瓣,同时计算量小、工程可实现性较高,通过控制信号带宽、ADC 采样频率以及采样频率与信号带宽比能够控制信号的旁瓣水平。

参考文献:

[1] LIU Yaqi, LIU Chengcheng, HU Dexiu, et al. Robust Adaptive Wideband Beamforming Based on Time Frequency Distribution[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2019, 67 (16): 4370-4382.

- [2] FENG Yang, LIAO Guisheng, XU Jingwei, et al. Robust Adaptive Beamforming Against Large Steering Vector Mismatch Using Multiple Uncertainty Sets [J]. Signal Process, 2018, 152: 320-330.
- [3] ARDAH K, FODOR G, SILVA Y C B, et al. A Unifying Design of Hybrid Beamforming Architectures Employing Phase-Shifters or Switches [J]. IEEE Trans on Vehicular Technology, 2018, 67(11): 11243-11247.
- [4] LI Zheda, HAN Shengqian, SANGODOYIN S, et al. Joint Optimization of Hybrid Beamforming for Multi-User Massive MIMO Downlink [J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2018, 17(6): 3600-3614.
- [5] 马永兵, 欧阳文军. 船舶通信系统中的数字阵列实时信号处理算法 [J]. 舰船科学技术, 2017, 39(4A): 79-81.
- [6] 陈新华, 郑恩明. 基于分组时延预处理的时域波束形成方法 [J]. 应用声学, 2019, 38(4): 545-552.
- [7] 王敏, 吴顺君, 杨淑媛. UWB 脉冲信号的时域波束形成方法 [J]. 电波科学学报, 2006, 21(2): 238-243.
- [8] 郑恩明, 陈新华, 宋春楠. 基于全相位预处理的低旁瓣波束形成方法 [J]. 兵工学报, 2018, 39(10): 1971-1978.
- [9] 毕杨, 王英民, 王奇. 双重优化的宽带聚焦波束形成算法研究 [J]. 兵工学报, 2017, 38(8): 1563-1571.
- [10] 高翔, 李勇, 包建荣. 修正的 ISM 频域宽带卫星波束成形 [J]. 哈尔滨工程大学学报, 2017, 38(12): 1957-1963.

作者简介:



刘明鑫 男, 1987 年生, 宁夏灵武人, 电子科技大学在读博士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理、宽带数字阵列雷达。
E-mail: 441876785@qq.com



尹亮 男, 1982 年生, 湖北咸宁人, 硕士, 空军装备部驻武汉地区第三军事代表室军事代表, 工程师, 主要研究方向为雷达系统。

汪学刚 男, 1962 年生, 湖南澧县人, 博士, 电子科技大学教授, 主要研究方向为雷达系统、目标识别和检测、雷达信号处理和雷达回波模拟器。

邹林 男, 1977 年生, 新疆伊犁人, 博士, 电子科技大学副教授, 主要研究方向为雷达信号处理、雷达系统和雷达回波模拟器。