

干扰环境中多波束阵列天线的指向优化

韦 文, 彭应宁

(清华大学电子工程系, 北京 100084)

摘 要: 通常多波束阵列天线的指向是固定的, 在干扰环境下对于接近其子波束方向的强干扰的抑制能力较差。多波束指向优化问题是指, 在子波束方位间隔保持不变的情况下, 使得多波束整体指向在小范围内可调整, 以尽量避开干扰进入子波束的情况, 从而抑制强干扰、提高多波束输出的信干噪比。以输出总功率之和最小化为准则, 推导了最优调向方法和次优的快速方法, 后者用“等效波束”的概念来解释多波束对干扰信号的总体响应。仿真表明, 基于自适应波束形成的快速调向方法既可接近最优调向方法的性能, 又能较大地减少运算量。

关键词: 数字阵列天线; 多波束; 指向优化; 干扰抑制

中图分类号: TN958.92 文献标识码: A 文章编号: 1672-2337(2011)01-0093-05

Pointing Optimization of Multi-Beam Array Antenna Under Interference

WEI Wen, PENG Ying-ning

(Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: The simultaneous multi-beam array antenna whose pointing is fixed has limited performance of interference suppression when the interference's direction of arrival (DOA) is close to the pointing of one of the sub-beams. The pointing optimization problem is to find an optimal slightly adjusted pointing which leads each sub-beam's pointing away from strong interference and gains high output SINR, while the spatial distributing of the sub-beams remains stable. A criterion of minimizing the array's output power is used by this paper to derive an exact optimization approach and an approximate optimization approach. The latter suggests a concept of equivalent-beam which can interpret the multi-beam's response to interference. Simulation shows that the approximate approach used in non-adaptive or adaptive digital beamforming (DBF) has similar performance to the exact approach, but much lowers computational complexity.

Key words: digital array antenna; multi-beam; pointing optimization; interference suppression

1 引言

数字阵列天线中的多波束天线技术始于 20 世纪 80 年代, 至今已出现不少方法。同时多波束技术利用多组权值向量同时形成多个固定分布的子波束, 具有连续时间照射和连续空间覆盖的特点, 可获得多任务、多目标、弱目标积累等优势, 已广泛应用于数字阵列雷达 (DAR)、泛探雷达、基站或星载通信系统等领域^[1-5]。

在多波束工作模式下, 雷达发射一个较宽的扇形波束覆盖探测区域, 接收则同时形成多个不

同指向的“针束状”窄波束覆盖该区域^[5]。该模式能同时接收多个不同来向的信号, 可实现多目标跟踪和微弱目标长时间跟踪。

在传统模拟波束形成中, 多波束形成网络常在射频或高中频上完成。其波束形状、指向等参数在形成网络方案确定之后难以改动, 特别是在波束数目较多的情况下。因此模拟多波束对于干扰环境变化的应对比较有限。相比之下, 数字多波束形成具有容易实现、波束分布可灵活重构和波束指向易于控制或大范围跳转等优点, 可为干扰抑制技术提供新的灵活度和解决方案。

目前文献主要采用自适应波束形成、自适应

零点形成等方法来形成多波束并抑制干扰。文献 [6-7] 分别提出了码相关方法和直接数据域方法形成自适应多波束。文献[8-9] 分别通过控制各个阵元的相位和基于参考信号的方法来自适应形成零点并抑制干扰。文献[10] 提出一种基于线性约束的自适应方向图控制方法。但以上文献仅考虑如何改变波束方向图的特性, 并没有考虑通过调整波束指向来进一步抑制干扰。

针对多波束干扰抑制的问题, 本文主要考虑如何在各个子波束方位间隔保持不变的情况下, 使得多波束整体指向在小范围内调整, 以尽量避免干扰进入子波束主瓣的情况, 从而抑制强干扰、提高多波束输出的信干噪比。

本文第 2 节说明阵列天线和多波束形成数学模型; 第 3 节分析波束指向优化的最优解; 第 4 节利用合理的近似提出非自适应波束指向的快速优化方法, 对比其运算量并用仿真来对比两种方法的效果; 第 5 节讨论自适应波束指向优化的快速方法及仿真结果; 最后是本文的结论。

2 阵列天线同时多波束模型

本文的阵列天线采用均匀线性阵模型, 如图 1 所示。 N 个阵元等距离排列成一条直线, 阵元间距取 $d = \lambda/2$, λ 为窄带接收信号的波长。接收信号矢量用 $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$ 表示。

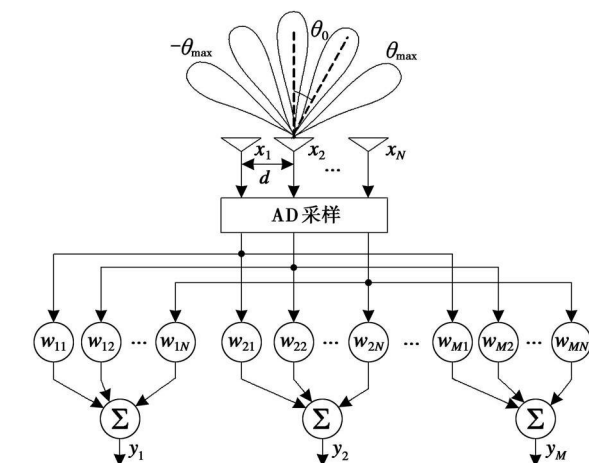


图 1 多波束均匀线性阵结构

通过并列的 M 路波束形成支路, 在平面内分别形成等方向间隔的 M 个子波束。它们共覆盖了 $[-\theta_{\max}, \theta_{\max}]$ 内的扇形区域, 因此各波束的方向

间隔均为 $\theta_0 = 2\theta_{\max}/(M-1)$, 第 m 个子波束的指向为

$$\theta_m = -\theta_{\max} + (m-1)\theta_0 \quad (1)$$

若以首阵元作为基准点, 对应的方向向量为

$$\mathbf{a}(\theta_m) = [1, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}d \sin \theta_m}, \dots, e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(N-1)d \sin \theta_m}]^T = [1, e^{-j\pi \sin \theta_m}, \dots, e^{-j\pi(N-1) \sin \theta_m}]^T \quad (2)$$

第 m 路波束形成的权值向量为

$$\mathbf{w}_m = [w_{m1}, w_{m2}, \dots, w_{mn}, \dots, w_{mN}]^T \quad m=1, 2, \dots, M; n=1, 2, \dots, N \quad (3)$$

式中, w_{mn} 表示第 m 个子波束对应第 n 个天线阵元的移相因子。则该路波束的输出为

$$y_m(t) = \mathbf{w}_m^H \mathbf{x}(t) \quad (4)$$

如果各个子波束均采用非自适应 (Non-Adaptive) 波束形成, 则取

$$\mathbf{w}_{m \text{ NA}} = \mathbf{a}(\theta_m) \quad (5)$$

此时各子波束输出功率为

$$P_{m \text{ NA}} = E\{ |y_{m \text{ NA}}(t)|^2 \} = \mathbf{w}_{m \text{ NA}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{m \text{ NA}} = \mathbf{a}^H(\theta_m) \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_m) \quad (6)$$

式中, $E\{\}$ 表示求随机变量的期望; \mathbf{R} 表示接收信号向量的相关矩阵, $\mathbf{R} = E\{ \mathbf{x}(t) \mathbf{x}(t)^H \}$ 。所有波束总输出功率为

$$P_{\text{NA}} = \sum_{m=1}^M P_{m \text{ NA}} = \sum_{m=1}^M \mathbf{a}^H(\theta_m) \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_m) \quad (7)$$

在干扰环境中, 各路窄带自适应 (Adaptive) 波束形成的最优权值 $\mathbf{w}_{m \text{ A}}$ 可由拉格朗日乘子法求得, 即求满足如下式子和约束条件的权值向量^[11]:

$$\begin{cases} \min_{\mathbf{w}_{m \text{ A}}} E\{ |y_{m \text{ A}}(t)|^2 \} = \min_{\mathbf{w}_{m \text{ A}}} \{ \mathbf{w}_{m \text{ A}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{m \text{ A}} \} \\ \mathbf{w}_{m \text{ A}}^H \mathbf{a}(\theta_m) = 1 \end{cases} \quad (8)$$

由该式求得

$$\begin{cases} \mathbf{w}_{m \text{ A, opt}} = \mu(\theta_m) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_m) \\ \mu(\theta_m) = 1 / \mathbf{a}^H(\theta_m) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_m) \end{cases} \quad (9)$$

使用该最优权值可在干扰方向自动形成零陷以及抑制随机噪声, 使波束输出干扰功率达到最小。注意到 $\mathbf{R} = \mathbf{R}^H$ 和 $\mu^H(\theta_m) = \mu(\theta_m)$, 则此时第 m 个子波束输出功率为

$$\begin{aligned} P_{m \text{ A}} &= \mathbf{w}_{m \text{ A, opt}}^H \mathbf{R} \mathbf{w}_{m \text{ A, opt}} = \\ &\mu^H(\theta_m) \mathbf{a}^H(\theta_m) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R} \mu(\theta_m) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_m) = \\ &\mu^H(\theta_m) \mu(\theta_m) \mathbf{a}^H(\theta_m) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_m) = \mu(\theta_m) \end{aligned} \quad (10)$$

M 个波束均采用自适应最优权值的情况下, 输出总干扰功率可达到最小。总输出功率为

$$P_{\text{A}} = \sum_{m=1}^M P_{m \text{ A}} = \sum_{m=1}^M \mu(\theta_m) \quad (11)$$

3 多波束最优指向问题

阵列天线的同时多波束技术提供了对照射覆盖空间进行时间连续和空间连续照射的优势,每个窄波束连续接收信号,等间隔的多个子波束覆盖宽广的空间方位。考虑照射空间内存在强干扰的情况,如果某个干扰来波方向恰好位于或者接近某个子波束指向上,则输出信号中会有较强的干扰,信干噪比下降比较明显,如果是自适应波束还可能造成波束分裂。

若设天线阵元数 N 为 16, 波束数目 M 为 8, 波束覆盖范围取 $[-60^\circ, 60^\circ]$, 则子波束间隔约为 17.14° 。设各阵元接收的高斯白噪声功率为 1, 单个强干扰的干噪比为 60dB。令该干扰的波达方向从 $m=2$ 号波束的指向依次变化到 $m=3$ 号波束的指向, 仿真分别画出非自适应波束阵列和自适应波束阵列的输出总功率, 如图 2 所示。可见非自适应情况下输出的干扰功率较大, 最大、最小输出只相差约 15dB。自适应情况下只有干扰方向逼近某个波束指向时, 输出功率才从 -3dB 迅速提高到 60dB。

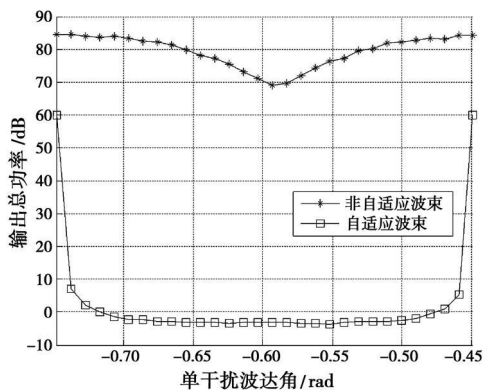


图 2 单干扰时多波束输出总功率

同时多波束阵列天线的指向优化问题,是指在波束方位间隔保持不变的情况下,调整天线法线方向即所有波束的整体指向,以最大程度实现减少输出干扰功率、提高信干噪比的目的。

设 M 个波束的整体指向调节角度为 $\Delta\theta$, 则 m 个子波束的指向分别变为

$$\theta_m = -\theta_{\max} + (m-1)\theta_0 + \Delta\theta \quad (12)$$

下面考虑使得所有波束输出总功率最小的 $\Delta\theta_{\text{opt}}$ 。在非自适应波束形成情况下:

$$\Delta\theta_{\text{NA, opt}} = \min_{\Delta\theta_{\text{NA}}} P_{\text{NA}} = \min_{\Delta\theta_{\text{NA}}} \{ \mathbf{a}^H(\theta_m) \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_m) \} \quad (13)$$

在自适应波束形成情况下:

$$\Delta\theta_{\text{A, opt}} = \min_{\Delta\theta_{\text{A}}} P_{\text{A}} = \min_{\Delta\theta_{\text{A}}} \left\{ \sum_{m=1}^M \mu(\theta_m) \right\} \quad (14)$$

为了保持阵列波束的整体覆盖范围大致稳定,限定 $\Delta\theta$ 的变化范围在正负半个波束间隔之间,即 $[-\theta_0/2, \theta_0/2]$ 之间。求 $\Delta\theta_{\text{opt}}$ 的过程就是按一定的精度对 $\Delta\theta$ 进行搜索的过程,因此运算量比较大。其主要运算量大概估计如下: 计算 $P_{m, \text{NA}}$ 或 $P_{m, \text{A}}$ 需要 $(N^2 + N)$ 次复数乘法,所以计算 P_{NA} 或 P_{A} 需要 $(N^2 + N)M$ 次复数乘法;若 $\Delta\theta$ 按一定步长变化共搜索 L 步,则总运算量约为 $(N^2 + N)ML$ 次复数乘法。下文考虑优化运算速度的次优方法。

在求得 $\Delta\theta_{\text{opt}}$ 之后,由式(12)可得到调向后各波束的指向 θ_m , 代入式(5)或式(9)可得优化后的波束形成权值向量。

4 多波束指向优化的快速方法

本文提出的快速方法利用近似将同时多波束问题转化为等效的单波束问题,可以简化算法复杂度,同时保持性能接近于最优方法,是有效的次优快速方法。

在非自适应波束情况下,由式(6)和式(2)有第 m 个子波束的输出功率为

$$\begin{aligned} P_{m, \text{NA}} &= \mathbf{a}^H(\theta_m) \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_m) = \\ &= \sum_{s=1}^N \sum_{t=1}^N \mathbf{a}_s^*(\theta_m) \mathbf{a}_t(\theta_m) R_{st} = \\ &= \sum_{s=1}^N \sum_{t=1}^N e^{j\mathbf{r}(s-1)\sin\theta_m} e^{-j\mathbf{r}(t-1)\sin\theta_m} R_{st} = \\ &= \sum_{s=1}^N \sum_{t=1}^N e^{j\mathbf{r}(s-t)\sin\theta_m} R_{st} \end{aligned} \quad (15)$$

式中, $\mathbf{a}_s(\theta_m)$ 表示 $\mathbf{a}(\theta_m)$ 的第 s 个元素; R_{st} 表示接收信号矢量相关阵 \mathbf{R} 的第 s 行第 t 列个元素; $*$ 表示取共轭。由式(12)有

$$\begin{aligned} \sin(\theta_m) &= \sin[-\theta_{\max} + (m-1)\theta_0 + \Delta\theta] = \\ &= \sin\Delta\theta \cos(-\theta_{\max} + (m-1)\theta_0) + \\ &= \cos\Delta\theta \sin(-\theta_{\max} + (m-1)\theta_0) \approx \\ &= \sin\Delta\theta + \sin(-\theta_{\max} + (m-1)\theta_0) \end{aligned} \quad (16)$$

代入式(15)有

$$P_{m, \text{NA}} \approx \sum_{s=1}^N \sum_{t=1}^N e^{j\mathbf{r}(s-t)\sin\Delta\theta} e^{j\mathbf{r}(s-t)\sin(-\theta_{\max} + (m-1)\theta_0)} R_{st} \quad (17)$$

代入式(7)得总输出功率为

$$P_{NA} \approx \sum_{m=1}^M \sum_{s=1}^N \sum_{t=1}^N e^{j\pi(s-t)\sin\Delta\theta} e^{j\pi(s-t)\sin(-\theta_{\max}+(m-1)\theta_0)} R_{st} = \sum_{s=1}^N \sum_{t=1}^N e^{j\pi(s-t)\sin\Delta\theta} R_{st} \sum_{m=1}^M e^{j\pi(s-t)\sin(-\theta_{\max}+(m-1)\theta_0)} \quad (18)$$

定义等效相关阵 $\hat{R} = (\hat{R}_{st})_{N \times N}$ ，它的各元素为

$$\hat{R}_{st} \triangleq R_{st} \sum_{m=1}^M e^{j\pi(s-t)\sin(-\theta_{\max}+(m-1)\theta_0)} \triangleq R_{st} \eta_{st} \quad (19)$$

其中 N^2 个因子 η_{st} 可以在初始阵列波束参数确定后预先算出和存储以用于计算。上式代入式(18)，并对比式(15)得

$$P_{NA} \approx \sum_{s=1}^N \sum_{t=1}^N e^{j\pi(s-t)\sin\Delta\theta} \hat{R}_{st} = \mathbf{a}^H(\Delta\theta) \hat{\mathbf{R}} \mathbf{a}(\Delta\theta) \quad (20)$$

可见多波束输出总功率可视为单个“等效波束”的输出功率，该等效波束指向待优化调角 $\Delta\theta$ ，接收信号矢量“等效相关阵”为 \hat{R} 。选择 $\Delta\theta$ 使得 P_{NA} 最小，就是寻找等效波束方向图中 $[-\theta_0/2, \theta_0/2]$ 范围内的最低点，即让等效波束的指向尽量远离 \hat{R} 所表达的等效干扰的波达方位。

下面对非自适应多波束指向的最优方法和快速方法进行仿真。单个干扰的情况采用与图 2 相同的参数；两个干扰的情况令第一个干扰方向固定为 30° ，第二个干扰方向从 $m = 2$ 号波束的指向依次变化到 $m = 3$ 号波束的指向。将采用两种调角方法后输出功率相对于原多波束输出功率的比值(dB)用曲线画出，结果如图 3 所示。干扰多于两个的情况亦类似。

可见在干扰没有逼近任意子波束指向的情况下，快速方法可达到接近最优方法的性能；在干扰逼近某个子波束指向的情况下，快速方法相比最优方法在性能上有一定损失。两种方法可在一定程度上抑制干扰功率的输出。对于快速方法，若等效波束的 $\Delta\theta$ 按一定步长变化共搜索 L 步，总运算量约为 $(N^2 + (N^2 + N)L)$ 次复数乘法，其对最优方法的加速比约为 $1/M$ 。

5 自适应波束情况

在存在强干扰的环境中，非自适应波束方法的干扰抑制能力有限，同时方位分辨率受限，使得式(20)中 \hat{R} 所包含的多个等效干扰信息容易产生混叠，导致无法有效反映阵列输出功率随 $\Delta\theta$ 变化而改变的正确趋势，应当运用自适应波束方法来应对强干扰环境。

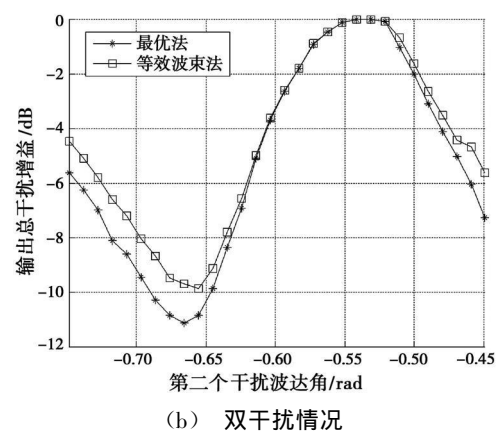
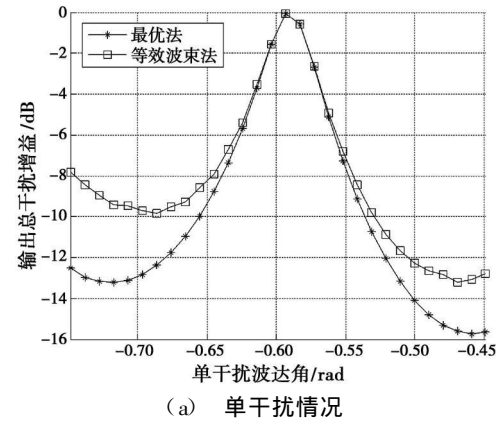


图 3 非自适应情况最优和快速方法输出功率对比

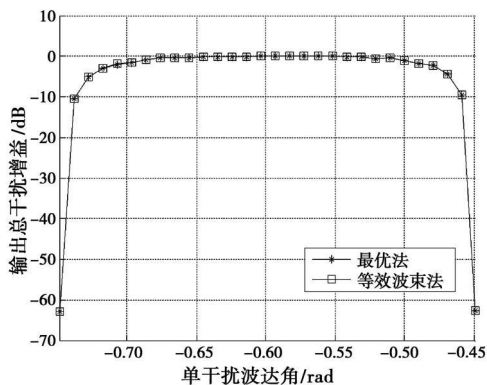
在阵列使用自适应波束形成技术的情况下，由式(9)和式(11)不易导出类似等效单波束的结果。考虑到非自适应情况下导出的式(20)中，等效相关阵 \hat{R} 已近似包含了各干扰的等效信息，可将 \hat{R} 也同时作为自适应方法下的等效相关阵。即令

$$P_A \triangleq \hat{\mu}(\Delta\theta) \approx 1/\mathbf{a}^H(\Delta\theta) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{a}(\Delta\theta) \quad (21)$$

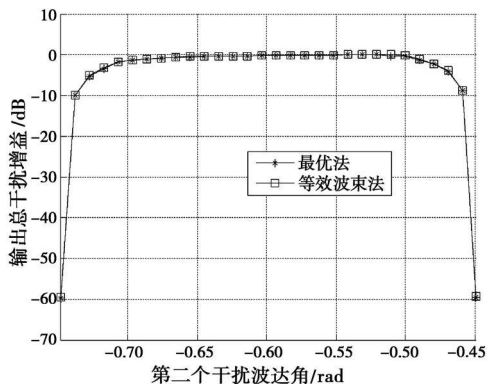
其物理意义仍是自适应多波束输出总功率可视为单个等效自适应波束的输出功率。选择等效波束指向 $\Delta\theta$ 使得 P_A 最小，即让等效波束的指向在 $[-\theta_0/2, \theta_0/2]$ 范围内尽量远离 \hat{R}^{-1} 所表达的多个等效干扰的波达方位。

采用与图 3 相同的仿真参数，对自适应波束情况进行仿真，结果如图 4 所示。

可见在自适应情况下，快速方法基本接近最优方法的性能，并可在某个干扰逼近某个子波束指向的情况下较好地抑制干扰功率的输出。在运算量方面自适应快速方法仍对最优方法具有约 $1/M$ 的加速比。



(a) 单干扰情况



(b) 双干扰情况

图 4 自适应情况最优和快速方法输出功率对比

6 结束语

本文在同时多波束阵列天线的应用中, 考虑了干扰环境下如何最大程度抑制干扰的问题。设多波束采用等方向间隔、固定数目的波束, 本文通过引入一个新的自由度即多波束整体指向可在小范围调节, 并推导了因此可得到的最优结果和次优的快速方法。仿真结果表明, 该方法针对干扰环境进行的多波束方向即多组权值的同时优化, 较好地增加了多波束天线的干扰抑制能力。

参考文献

- [1] Alter J J, White R M, Kretschmer F F, et al. Ubiquitous Radar: An Implementation Concept[C]//2004 IEEE International Conference on Radar. [s. l.]: [s. n.], 2004: 65-70.
- [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(1): 11-16.
- [3] 张光义. 多波束形成技术在相控阵雷达中的应用[J]. 现代雷达, 2007, 29(8): 1-6.

- [4] 吴曼青. 数字阵列雷达的发展与构想[J]. 雷达科学与技术, 2008, 6(6): 401-405.
WU Man-qing. Development and Future Design of Digital Array Radar[J]. Radar Science and Technology, 2008, 6(6): 401-405. (in Chinese)
- [5] Jaacomb Hood A, Lier E. Multibeam Active Phased Arrays for Communications Satellites[J]. IEEE Microwave Magazine, 2000, 1(4): 40-47.
- [6] 张骅, 党明杰. 基于码相关的自适应多波束形成算法[J]. 电子测量技术, 2008, 31(6): 27-29.
- [7] 邵尉, 钱祖平, 陶冶. 基于直接数据域方法的自适应多波束形成算法[J]. 微波学报, 2008, 24(2): 7-11.
- [8] Mouhamadou M, Vaudon P. Smart Antenna Array Patterns Synthesis: Null Steering and Multi-User Beamforming by Phase Control[J]. Progress in Electromagnetics Research, 2006, 60(3): 95-106.
- [9] 程安启, 王华力. 基于卫星平面阵列多波束天线波束空间的自适应调零和干扰源定位技术[J]. 电子学报, 2008, 36(7): 1279-1283.
CHENG An-qi, WANG Hua-li. The Adaptive Nulling and Interference Localization Based on Beam-Space of Satellite Planar Array Multi-Beam Antenna[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(7): 1279-1283. (in Chinese)
- [10] 李荣锋, 赵士锋, 丁前军. 一种基于线性约束的自适应方向图控制方法[J]. 雷达科学与技术, 2009, 7(2): 139-141.
LI Rong-feng, ZHAO Shi-feng, DING Qian-jun. An Adaptive Pattern Control Method Based on LCMV[J]. Radar Science and Technology, 2009, 7(2): 139-141. (in Chinese)
- [11] Van Trees H L. Optimum Array Processing: Detection, Estimation and Modulation Theory[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc, 2002: 441-443.

作者简介



韦文 男, 1984 年生, 广西宾阳人, 2006 年获清华大学电子工程学士, 现为清华大学电子工程系博士研究生, 研究方向为阵列信号处理、数字阵列雷达、软件化通用信号处理等。
E-mail: weiwen06@mails.thu.edu.cn

彭应宁 男, 1939 年生, 教授、博士生导师, 多年从事高速实时数字信号处理的研究, 曾获多项国家级和部委级科技进步奖, 研究方向为雷达信号处理、自适应阵列信号处理、空间谱估计等。