

# 恒增益旁瓣对消技术

廖锬<sup>1</sup>, 刘颜回<sup>1</sup>, 王育强<sup>2</sup>

1 厦门大学 电子科学系, 福建 厦门 361005

2 电子信息控制重点实验室, 四川 成都 610036

**摘要:** 在旁瓣对消系统中, 当辅助天线数目大于干扰源数目时, 期望信号也被当成一个干扰源而被系统对消掉。一般采用在辅助通道添加阻塞矩阵的方法来解决此问题。然而当期望信号方向与干扰信号方向接近时, 采用阻塞矩阵方法会导致合成方向图有较大旁瓣抬升。提出一种新方法, 对辅助天线的输出进行线性约束, 使辅助天线在期望信号方向形成零陷, 从而有效消除辅助通道的期望信号成分, 并且具有较好的旁瓣保形能力。通过仿真可以看出, 该方法能在保持期望信号方向最大增益的同时, 在干扰方向形成非常理想的零陷。

**关键词:** 恒增益约束; 旁瓣对消; 阻塞矩阵

中图分类号: U665.22

文献标志码: A

文章编号: 1673-3185(2014)02-101-05

## A Sidelobe Cancellation Method with Constant Gain

LIAO Kun<sup>1</sup>, LIU Yanhui<sup>1</sup>, WANG Yuqiang<sup>2</sup>

1 Department of Electronic Science, Xiamen University, Xiamen 361005, China

2 Science and Technology on Electronic Information Control Laboratory, Chengdu 610036, China

**Abstract:** In a sidelobe cancellation system, the desired signal can also be eliminated when the number of auxiliary antennas is larger than the number of interference sources. Generally, this problem can be solved by adding a blocking matrix on the auxiliary channel. However, the sidelobe shows great uplift when the direction of the desired signal is closing on the that of the interference signal. To address the issue, a novel method is proposed in this paper, which eliminates the desired signal from the auxiliary antenna by adding a linear constraint on its output. It is observed through simulation that the new method maintains the max gain in the direction of the desired signal while forming an optimal null in the direction of interference.

**Key words:** constant gain constraint; sidelobe cancellation; blocking matrix

## 0 引言

随着信息技术的发展, 舰艇雷达所处的电磁环境越来越复杂<sup>[1-2]</sup>。在雷达系统中, 敌方干扰机向我方发射干扰信号时, 由于雷达天线主瓣很窄, 干扰信号一般从天线旁瓣进入雷达系统。雷达天线旁瓣的存在对雷达抗干扰、角度跟踪都很不利, 目前, 可以通过采取超低旁瓣、旁瓣对消、旁瓣消

隐等技术措施来降低天线旁瓣<sup>[3-4]</sup>。由于阵列单元电磁耦合以及加工误差等的影响, 在工程上实现超低旁瓣天线困难较大; 并且, 一般而言, 干扰来自若干个离散的方向, 因此只要在这些干扰方向上对雷达接收天线方向图调零就能实现有效的空间滤波。采用这种方式通常比实现超低旁瓣天线容易得多。

自适应旁瓣对消技术是当存在有源干扰时,

收稿日期: 2013-10-18

网络出版时间: 2014-3-31 16:33

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目(61301009); 中央高校基本科研业务费专项资助项目(2012121036); 高等学校博士学科点专项科研基金资助项目(20120121120027); 福建省自然科学基金计划资助项目(2013J01252)

**作者简介:** 廖锬(1986-), 男, 硕士生。研究方向: 阵列信号处理。E-mail: liaokun0077@163.com

刘颜回(1983-), 男, 博士, 副教授。研究方向: 天线及阵列设计, 阵列信号处理, 雷达探测与成像

**通信作者:** 刘颜回

自适应地调整辅助天线的权值,使天线的方向图在干扰方向上形成零点,从而抑制有源干扰。最初形式的旁瓣相消器由 Howells 提出<sup>[5]</sup>,其是由一个高增益的主天线和一个低增益的辅助天线组成的二元阵,具有一个自由度,可以抑制一个干扰。在干扰强度远大于期望信号时,可以在合成方向图的任意旁瓣区域形成深的零陷。Applebaum<sup>[6-7]</sup>对 Howells 的研究成果进行了推广,提出主通道可以采用一个高增益天线,也可采用多个阵元构成的天线阵,以得到所需的主通道方向图;采用多个辅助天线和通道,可在多个方向形成旁瓣零陷。之后,研究人员分别提出了不同准则下的最优波束形成算法<sup>[8]</sup>。Griffiths 等<sup>[9]</sup>提出的广义旁瓣相消器结构,是直接将天线接收的信号分成主、辅两个通道,并在辅助通道中加入阻塞矩阵。该方法能有效防止对消期望信号,但当辅助天线数目大于干扰源数目时,期望信号也会被当成一个干扰源而被系统对消掉。为了消除这种现象,通常在辅助通道中引入信号阻塞矩阵,该矩阵可以将辅助通

道内的期望信号滤除。但是当干扰在接近主瓣区域进入时,主通道和辅助通道的合成方向图虽然能在干扰方向形成零陷,但其旁瓣抬升比较大。

本文将采用恒增益旁瓣对消方法,对辅助天线的输出进行线性约束,使辅助天线在期望信号方向形成零陷,从而达到消除辅助通道期望信号成分的作用。并将通过仿真证明恒增益旁瓣对消方法在旁瓣抬升方面要明显优于阻塞矩阵方法。

## 1 基于阻塞矩阵的旁瓣对消基本原理

基于阻塞矩阵的自适应旁瓣对消器的结构如图 1 所示。其工作过程是:从主天线旁瓣进入的干扰信号和从辅助天线进入的干扰信号(经过阻塞矩阵后)同时送入自适应处理器,再根据相应的算法计算最优权值  $W$ ,得到的最优权值让各辅助通道加权后的输出刚好对消掉主通道接收到的干扰,从而让系统输出为目标回波信号。

假设  $d(t)$  为  $t$  时刻主天线接收到信号的采样

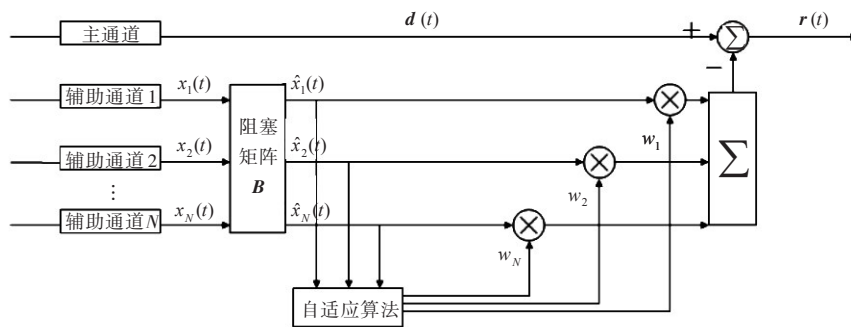


图1 自适应旁瓣对消结构示意图

Fig.1 The structural representation of the adaptive sidelobe cancellation

电压,且

$$\mathbf{X}(t)=[x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T \quad (1)$$

表示  $t$  时刻辅助通道上的采样电压向量,下标  $N$  表示辅助天线通道数目,  $T$  表示矩阵或者向量的转置。则有

$$\hat{\mathbf{X}}(t)=[\hat{x}_1(t), \hat{x}_2(t), \dots, \hat{x}_N(t)]^T \quad (2)$$

表示  $t$  时刻经过阻塞矩阵后辅助通道的采样电压向量。

$$\mathbf{W}=[w_1, w_2, \dots, w_N]^T \quad (3)$$

表示由自适应算法得到的最优权矢量。辅助通道上信号由最优权矢值加权求和后与主通道信号相减,得到系统的对消输出为

$$r(t)=d(t)-\mathbf{W}^H \hat{\mathbf{X}}(t) \quad (4)$$

式中:  $H$  表示共轭转置;

$$\hat{\mathbf{X}}(t)=\mathbf{B}\mathbf{X}(t) \quad (5)$$

式中,  $B$  为阻塞矩阵。选用不同的误差准则会得

到不同的最优权矢量。本文选用最小均方误差准则,得到的最优权矢量为<sup>[10-11]</sup>

$$\mathbf{W}=\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{X}}}^{-1} \mathbf{r}_{\hat{\mathbf{X}}d} \quad (6)$$

$$\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{X}}}=\mathbf{E}[\hat{\mathbf{X}}(t)\hat{\mathbf{X}}^H(t)] \quad (7)$$

$$\mathbf{r}_{\hat{\mathbf{X}}d}=\mathbf{E}[\hat{\mathbf{X}}(t)d^*(t)] \quad (8)$$

式中:上标\*表示共轭;  $E$  表示求平均;  $\mathbf{R}_{\hat{\mathbf{X}}}$  表示辅助天线的自相关矩阵;  $\mathbf{r}_{\hat{\mathbf{X}}d}$  表示主天线与辅助天线的互相关矩阵。

## 2 恒增益旁瓣对消基本原理

由旁瓣对消基本原理可知,自适应权值的取值应该使得系统输出  $d(t)-\mathbf{X}(t)\mathbf{W}$  (其中  $d(t)$  为  $t$  时刻主天线接收到信号的采样电压,  $\mathbf{X}(t)$  为  $t$  时刻辅助通道上的采样电压向量)的功率最小化,即

$$\mathbf{W}=\arg \min (\mathbf{d}-\mathbf{X}\mathbf{W})^H(\mathbf{d}-\mathbf{X}\mathbf{W}) \quad (9)$$

为消除辅助通道中的期望信号,本文提出加入如下约束条件:

$$\mathbf{W}^T \mathbf{a}_2(\theta_0) = 0 \quad (10)$$

式中,  $\mathbf{a}_2(\theta_0)$  表示辅助通道在期望信号方向的导向矢量。

使用拉格朗日乘子法构造代价函数

$$\phi(\mathbf{W}) = (\mathbf{d} - \mathbf{X}\mathbf{W})^H (\mathbf{d} - \mathbf{X}\mathbf{W}) + \lambda \mathbf{W}^T \mathbf{a}_2(\theta_0) \quad (11)$$

展开得

$$\phi(\mathbf{W}) = \mathbf{d}^H \mathbf{d} - \mathbf{d}^H \mathbf{X}\mathbf{W} - \mathbf{W}^H \mathbf{X}^H \mathbf{d} + \mathbf{W}^H \mathbf{X}^H \mathbf{X}\mathbf{W} \quad (12)$$

对上式求导,得

$$\frac{\partial \phi(\mathbf{W})}{\partial \mathbf{W}} = 2\mathbf{X}^H \mathbf{X}\mathbf{W} - 2\mathbf{X}^H \mathbf{d} + \lambda \mathbf{a}_2(\theta_0) = 0 \quad (13)$$

令

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_X &= \mathbf{X}^H \mathbf{X} \\ \mathbf{r}_{Xd} &= \mathbf{X}^H \mathbf{d} \end{aligned} \quad (14)$$

可求得

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_X^{-1} (\mathbf{r}_{Xd} - \frac{1}{2} \lambda \mathbf{a}_2(\theta_0)) \quad (15)$$

将上式代入式(10),得

$$\mathbf{a}_2^T(\theta_0) \mathbf{R}_X^{-1} (\mathbf{r}_{Xd} - \frac{1}{2} \lambda \mathbf{a}_2(\theta_0)) = 0 \quad (16)$$

化简得

$$\lambda = \frac{2\mathbf{a}_2^T(\theta_0) \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{r}_{Xd}}{\mathbf{a}_2^T(\theta_0) \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}_2(\theta_0)} \quad (17)$$

将上式代入式(15),可得

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}_X^{-1} [\mathbf{r}_{Xd} - \frac{\mathbf{a}_2^T(\theta_0) \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{r}_{Xd} \mathbf{a}_2(\theta_0)}{\mathbf{a}_2^T(\theta_0) \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{a}_2(\theta_0)}] \quad (18)$$

### 3 仿真实验

采用平面阵列为主阵列,采用均匀切比雪夫

权值,阵元间距为半倍波长。为提高干扰噪声比,节省通道数目,用4个阵元构成子阵列,每个子阵列构成一个通道。左下角的4个阵元(阵元1,2,3,4)构成辅助通道1,左上角的4个阵元(阵元5,6,7,8)构成辅助通道2,右下角的4个阵元(阵元9,10,11,12)构成辅助通道3,右上角的4个阵元(阵元13,14,15,16)构成辅助通道4,通道1~通道4构成辅助阵列。具体如图2所示。

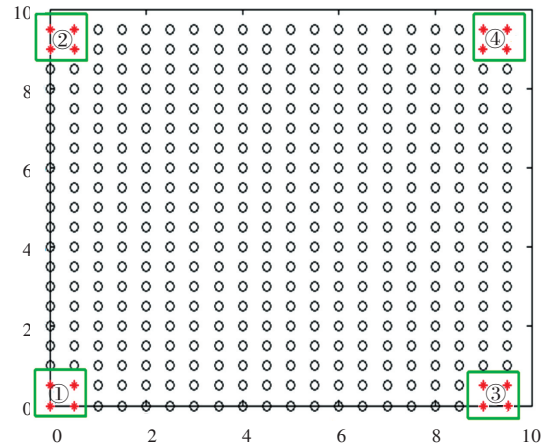


图2 旁瓣对消系统阵列布局(圆圈表示主阵列,星号表示辅助阵列)

Fig.2 The layout of antenna arrays in the sidelobe cancellation system (the ring dots denote the main array, the asterisk dots denote the auxiliary array)

本文所采用的平面阵列旁瓣对消结构示意图如图3所示。其工作过程为:阵元接收信号,辅助阵元通过射频加权构成辅助通道输出,主阵列阵元通过射频加权构成主通道输出。从主通道旁瓣进入的干扰信号和从辅助通道进入的干扰信号同时送入自适应处理器,然后再根据相应的算法计算最优权值  $\mathbf{W}$ ,得到的最优权值让各辅助通道加

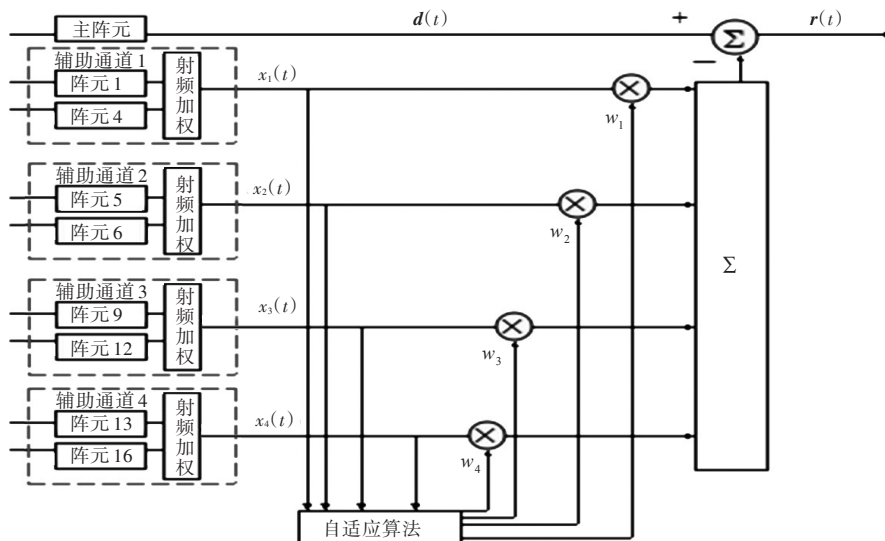


图3 旁瓣对消结构示意图

Fig.3 The structural representation of the sidelobe cancellation system

权后的输出刚好对消掉主通道接收到的干扰,从而让系统输出为目标信号。

### 3.1 仿真1

仿真条件:目标信号为线性调频信号,干扰采用高斯白噪声,干信比取为 40 dB。信号带宽为 2 MHz,信号脉宽为 5 ms,目标信号方向为(10°, 10°);假设有 3 个干扰,干扰信号方向分别为(2°, 10°),(-20°, 10°)和(-40°, 10°);计算权值的采样快拍数为 200。

分别采用旁瓣对消基本方法、阻塞矩阵方法和恒增益旁瓣对消方法进行仿真。

在阻塞矩阵方法中,构造阻塞的 4×16 维矩阵 **B** 如下:

$$B = \begin{pmatrix} B1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & B2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & B3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & B4 \end{pmatrix} \quad (19)$$

其中,

$$\begin{aligned} B1 &= (e^{j0\pi} e^{\zeta_1} & e^{j\frac{1}{2}\pi} e^{\zeta_2} & e^{j\pi} e^{\zeta_3} & e^{j\frac{3}{2}\pi} e^{\zeta_4}) \\ B2 &= (e^{j0\pi} e^{\zeta_5} & e^{j\frac{1}{2}\pi} e^{\zeta_6} & e^{j\pi} e^{\zeta_7} & e^{j\frac{3}{2}\pi} e^{\zeta_8}) \\ B3 &= (e^{j0\pi} e^{\zeta_9} & e^{j\frac{1}{2}\pi} e^{\zeta_{10}} & e^{j\pi} e^{\zeta_{11}} & e^{j\frac{3}{2}\pi} e^{\zeta_{12}}) \\ B4 &= (e^{j0\pi} e^{\zeta_{13}} & e^{j\frac{1}{2}\pi} e^{\zeta_{14}} & e^{j\pi} e^{\zeta_{15}} & e^{j\frac{3}{2}\pi} e^{\zeta_{16}}) \\ \zeta_n &= e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}(dx_n u_0 + dy_n v_0)}, \quad (n = 1, 2, \dots, 16) \\ u_0 &= \sin \theta_0 \cos \phi_0, \quad v_0 = \sin \theta_0 \sin \phi_0 \end{aligned} \quad (20)$$

在比较仿真结果时,截取  $\varphi = 10^\circ$  这个平面。由图 4 可知,旁瓣对消基本方法虽然在干扰方向上形成了零陷,但在主瓣区域也同样存在一个零陷,不符合对消系统的需求。由图 5 可知,阻塞矩阵方法解决了在主瓣区域存在零陷的缺点,但其旁瓣抬升较大。由图 6 可知,综合各方面的性能,本文提出的恒增益旁瓣对消方法不仅解决了主瓣

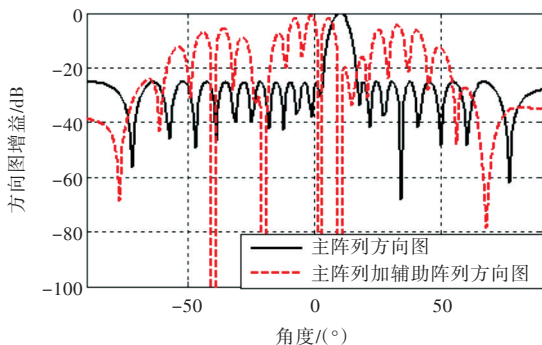


图4 旁瓣对消基本方法仿真结果  
Fig.4 Simulation results by the basic sidelobe cancellation method

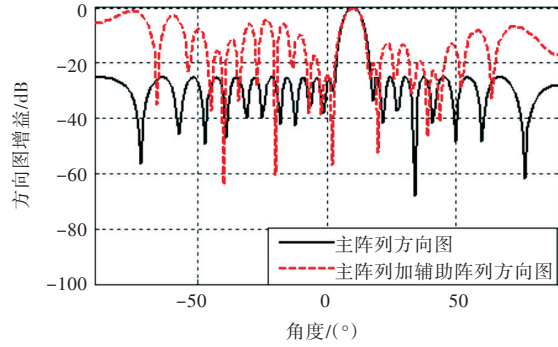


图5 阻塞矩阵方法仿真结果

Fig.5 Simulation results by the method of blocking matrix

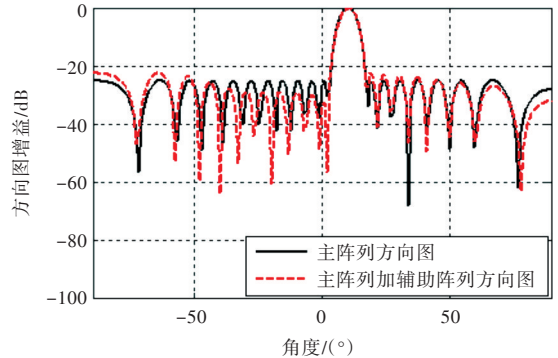


图6 恒增益旁瓣对消方法仿真结果  
Fig.6 Simulation results by the method of constant gain constraint

区域零陷的缺点,且其旁瓣抬升远低于阻塞矩阵方法。对其它入射角度,以及不同的干信比进行仿真,可以得到相同的结论。

在自适应旁瓣对消系统中,每个接收通道都是一个独立而且完整的通道,各个通道中包括高频放大器、混频器和中频放大器等模拟前端器件。在理想情况下,这些模拟前端器件不会对回波信号产生不良幅相调制,能完全保持信号的回波特性;而在实际情况下,这些模拟器件会对信道产生污染,从而导致接收信号的幅相不一致。

假设没有幅相误差的阵元增益为 1,则有幅相误差的阵元幅度为

$$(1 + \Delta a) \exp(j\Delta p * \pi / 180) \quad (21)$$

假定  $\Delta a$ ,  $\Delta p$  服从高斯分布,即  $\Delta a$  服从  $N(0, \sigma^2)$ ,  $\Delta p$  服从  $N(0, \beta^2)$ 。

### 3.2 仿真2

幅度均方根误差为 0.05,相位均方根误差为 3°,即取  $\sigma = 0.05$ ,  $\beta = 3$ 。其它仿真条件与仿真 1 一致。

仿真结果如图 7 所示。从仿真结果可以看出,当存在幅相误差时,对消效果变差,对消后,方向图在干扰信号方向零陷变浅。这主要是因为使

用本文方法在求自适应权值时,用到了  $\mathbf{a}_2(\theta_0)$  (辅助通道在期望信号方向的导向矢量),而由于幅相误差的影响,使得使用的  $\mathbf{a}_2(\theta_0)$  与实际的不一致,从而导致自适应权值的求取有误差。

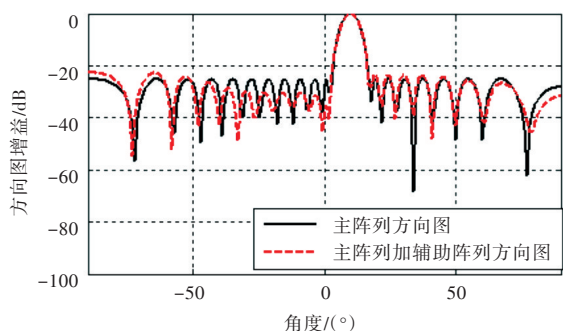


图7 存在幅相误差时方向图效果

Fig.7 The pattern when the amplitude-phase error exists

当然,本文是基于窄带的研究。若是考虑到宽带信号,幅相误差会导致主通道与辅助通道接收信号的去相关,从而进一步恶化对消效果。这就使得在实际应用中必须认真考虑幅相误差对系统的影响。在实际运用中,可以利用自适应通道均衡技术校正通道的不一致性。

## 4 结 语

在旁瓣对消系统中,当辅助天线数目大于干扰源数目时,期望信号也会被当成一个干扰源而被系统对消掉。虽然现有的阻塞矩阵方法能够解决该问题,但当期望信号方向与干扰信号方向接近时,采用阻塞矩阵方法会导致合成方向图有较大的旁瓣抬升。本文提出了一种恒增益的旁瓣对消方法,约束辅助通道的自适应权值在期望信号方向为0。本文对理论结果进行了仿真,从仿真结果可以看出,新方法不仅能够解决期望信号被对消的缺陷,并且相较于阻塞矩阵方法,其还具有更好的旁瓣保形能力。

### 参考文献:

- [1] 范昕. 舰船电力系统电磁兼容性研究现状综述[J]. 中国舰船研究, 2013, 8(3): 78-84.  
FAN Xin. A review of the research status on the EMC

of ship power systems[J]. Chinese Journal of Ship Research, 2013, 8(3): 78-84.

- [2] 宋东安, 张崎, 温定娥, 等. 舰载平面阵天线布置中的电磁兼容性问题及控制措施[J]. 中国舰船研究, 2012, 7(3): 15-18, 29.  
SONG Dongan, ZHANG Qi, WEN Ding, et al. Electromagnetic compatibility issues and control measures related to arrangement of shipboard plane array antennas [J]. Chinese Journal of Ship Research, 2012, 7(3): 15-18, 29.
- [3] ZARIFI K, AFFES S, GHEAYEB A. Collaborative null-steering beamforming for uniformly distributed wireless sensor networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(3): 1889-1903.
- [4] CHOI W, SARKAR T K. Minimum norm property for the sum of the adaptive weights for a direct data domain least squares algorithm[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2006, 54(3): 1045-1050.
- [5] HOWELSS P W. Intermediate frequency side-lobe canceller: U.S. Patent 3,202,990[P]. 1965-08-24.
- [6] APPLEBAUM S. Adaptive arrays [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1976, 24(5): 585-598.
- [7] APPLEBAUM S, CHAMPMAN D. Adaptive arrays with main beam constraints [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1976, 24(5): 650-662.
- [8] CAPON J. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis [J]. Proceedings of the IEEE, 1969, 57(8): 1408-1418.
- [9] GRIFFITHS L, JIM C W. An alternative approach to linearly constrained adaptive beamforming [J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1982, 30(1): 27-34.
- [10] REED I S, MALLETT J D, BRENNAN L E. Rapid convergence rate in adaptive arrays [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1974 (6): 853-863.
- [11] HOROWITZ L L, BLATT H, BRODSKY W G, et al. Controlling adaptive antenna arrays with the sample matrix inversion algorithm [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1979 (6): 840-848.

[责任编辑:喻 菁]