

# 基于两步空域滤波的 GSM 辐射源雷达干扰抑制

王海涛, 王 俊, 刘玉春

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘要:** 在基于全球移动通信(global system for mobile communication, GSM)信号的外辐射源雷达中, 不仅有能量很强的基站直达波和强多径干扰, 同时还存在大量的弱干扰, 单独利用自适应波束形成和低副瓣技术很难完全有效抑制所有的干扰信号。提出一种基于两步空域滤波的 GSM 辐射源雷达干扰抑制方法, 首先利用低副瓣技术对弱干扰进行抑制, 然后利用一种稳健的自适应波束形成方法对残留的强干扰信号作进一步抑制, 计算机仿真结果验证了本文方法的有效性。

**关键词:** 无源雷达; 全球移动通信信号; 干扰抑制; 空域滤波

**中图分类号:** TN 958. 97

**文献标志码:** A

**DOI:**10. 3969/j. issn. 1001-506X. 2013. 04. 11

## Interference suppression for GSM based PBR using two-step spatial filtering

WANG Hai-tao, WANG Jun, LIU Yu-chun

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** In the global system for mobile communication (GSM) based passive bistatic radar (PBR), there are not only strong interferences, which consist of direct signals from several base stations and strong multipath, but also a lot of weak interferences. So it is difficult to effectively suppress all interferences in GSM based PBR using only adaptive beamformer or low sidelobe technique. This paper proposes a method using two-step spatial filtering to suppress the interferences in GSM based PBR. First, the low sidelobe technique is used to suppress the weak interferences, and then the remained strong interferences are further suppressed by a robust adaptive beamformer. Finally, the performance of the proposed method is verified by simulation.

**Keywords:** passive bistatic radar (PBR); global system for mobile communication (GSM) signal; interference suppression; spatial filtering

## 0 引 言

利用外部辐射源对目标进行探测、定位与跟踪是无源雷达中的一种<sup>[1-2]</sup>。由于其本身不发射信号, 是以完全隐蔽的方式进行工作, 很难被敌方电子设备侦测到, 可以免受辐射导弹的攻击, 具有很强的抗干扰能力和系统生存能力。同时由于无源雷达使用的外部照射源信号一般位于低频段, 工作于这个频段的雷达对探测隐身飞机与巡航导弹更为有利。目前国内外研究的可以作为无源雷达外部照射源的信号包括: 调频广播信号<sup>[3-4]</sup>、模拟/数字电视信号<sup>[5-6]</sup>以及无线通信信号<sup>[7]</sup>等。

全球移动通信(global system for mobile communication, GSM)信号作为一种广泛分布的通信信号, 也已经被文献<sup>[8-9]</sup>证明可以作为无源雷达的外部照射源。但相对

于以调频广播或模拟电视作为外部照射源的无源雷达而言, GSM 辐射源雷达接收机不仅能够接收到主基站的信号, 而且还能够接收到附近小区其他同频基站发射的信号。工程上, 在一个小区内 GSM 主基站的信号能量要比其他同频干扰基站的信号能量至少大 12 dB, 也就是同频干扰保护比为 12 dB<sup>[10]</sup>。这种同频干扰保护比对通信来说抑制同频干扰是没有问题的, 但是对于以 GSM 作为外部照射源的无源雷达来说, 由于目标回波能量很低, 一般比主基站直达波信号低 60 dB 以上, 也就是比某些其他同频基站的直达波信号也有可能低 40 dB 多。因此, 在 GSM 辐射源雷达中, 同频干扰也是不得不考虑的一个问题。这就导致在 GSM 辐射源雷达中, 不仅会存在有较多的强干扰信号(包括主基站直达波和强多径, 以及某些较强同频干扰基站的直达波信号), 同时还会有数量众多的弱干扰信号(来自于主基站

以及其他同频基站)。

空域滤波是最常用和最有效的抑制无源雷达中直达波和多径干扰的方法之一<sup>[11-12]</sup>。其中自适应波束形成和低副瓣技术则是两种主要的空域滤波方法。自适应波束形成可以自适应的在干扰方向上置零,但是会产生很高的副瓣。因此,在无源雷达中当干扰数超过阵列天线的空间自由度时,高副瓣会导致一些相对较弱的干扰(但相对目标来说,其能量可能还是很高)残留,从而会严重影响到目标的检测性能。低副瓣技术则可以对主瓣以外的所有方向上的信号进行一定程度的抑制,但是由于基站的直达波信号和某些强多径的能量很高,因此利用低副瓣技术并不能对这些强干扰进行有效抑制。针对 GSM 辐射源雷达不仅会受到主基站的直达波和多径干扰,还会受到其他同频基站的直达波和多径干扰,导致不仅有较多的强干扰信号同时还有众多的弱干扰信号,本文提出一种基于两步空域滤波的 GSM 辐射源雷达干扰抑制方法。该方法首先利用低副瓣技术对所有的干扰进行一定程度的抑制,以消除天线接收信号中弱干扰对目标检测的影响,然后利用一种稳健的自适应波束形成技术在残余的强干扰方向上置零,以实现强干扰的抑制。此时虽然也会形成较高的副瓣,但是由于弱干扰信号已经通过前一步的低副瓣技术进行抑制,因此高副瓣并不会如单独利用自适应波束一样导致弱干扰残留。最后计算机仿真结果表明本文方法的有效性。

### 1 低副瓣技术

本文中我们考虑以一个 Q 阵元的线阵(阵元间距为半波长)作为回波天线。首先将回波天线按照如图 1 所示的方式划分为 J 个子阵,每个子阵包含的阵元数为 L(L=Q-J+1),然后利用低副瓣技术对每个子阵都按照如下方式进行低副瓣加权:

$$x_s[j, n] = \sum_{l=1}^L x[l+j-1, n] w_s^*[L], \quad j = 1, \dots, J, n = 1, \dots, N \quad (1)$$

式中,  $x[l+j-1, n]$  表示回波天线第  $l+j-1$  个阵元第  $n$  个采样时刻接收到的信号;  $w_s = [\tau_{w_s}[1], \dots, \tau_{w_s}[L]]^T$  表示 L 维的低副瓣权值,低副瓣权值  $w_s$  可以利用方向图综合<sup>[13-14]</sup>事先求得, \* 和 T 表示取共轭和转置。根据文献[13-14],低副瓣权值  $w_s$  的具体求解步骤如下:

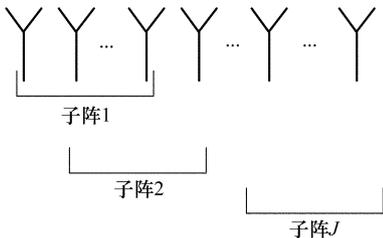


图 1 子阵的划分

**步骤 1** 首先设定主瓣区域(本文中我们设定的主瓣区域为两个第一副瓣之间的区域),然后给定主瓣以外的旁瓣区的人工干扰功率初值为  $f(\theta_i) = 1$ ,  $\theta_i$  以  $1^\circ$  为间隔均匀分布于旁瓣区,主瓣区人工干扰功率为零。

**步骤 2** 计算自相关矩阵:

$$\mathbf{R}_s = \mathbf{A} \text{diag} [f(\theta_1) \ f(\theta_2) \ \dots \ f(\theta_N)] \cdot \mathbf{A}^H + \sigma \mathbf{I} \quad (2)$$

式中,  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1) \ \mathbf{a}(\theta_2) \ \dots \ \mathbf{a}(\theta_N)]$ ,  $\mathbf{a}(\theta_i)$  是子阵在  $\theta_i$  方向上的导向矢量(本文中所有 J 个子阵的导向矢量都是一样,因此低副瓣权值也是一样);  $\sigma$  是一较小的常量(本文中取值为  $10^{-5}$ );  $\mathbf{I}$  是单位矩阵;  $\sigma \mathbf{I}$  项是防止自相关矩阵  $\mathbf{R}_s$  病态而加入的; H 表示共轭转置。求得自相关矩阵以后便可以求得当前步骤的低副瓣权值为

$$w_s = \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{a}(\theta_i) \quad (3)$$

式中,  $\theta_i$  表示可能存在目标的方向。

**步骤 3** 根据如下公式更新人工干扰信号的强度:

$$f(\theta_i) = \begin{cases} 0, & \theta_i \text{ 位于主瓣} \\ \max \left\{ f(\theta) + \frac{K f(\theta_i) [P(\theta_i) - Pr]}{Pr}, 0 \right\}, & \theta_i \text{ 位于旁瓣} \end{cases} \quad (4)$$

式中, K 取值为当前迭代的步数,被称为迭代系数;  $P(\theta)$  ( $P(\theta) = |\mathbf{W}_s^H \mathbf{a}(\theta)|$ ) 表示上一迭代步骤得到的综合方向图; Pr 表示最低峰值电平,有关如何具体求得最低峰值电平 Pr,可以参考文献[13]。

**步骤 4** 若相邻两次迭代  $f(\theta_i)$  基本保持不变,迭代结束获得最优低副瓣权值  $w_s$ ,否则转入步骤 2 继续运行。

### 2 稳健的自适应波束形成

经过低副瓣技术以后,能够对弱干扰信号进行有效抑制,但是在 GSM 辐射源雷达中,还存在能量很强的直达波和某些强多径干扰信号,因此还需要利用自适应波束形成算法对这些强干扰信号进行抑制。本文自适应波束形成算法使用的是基于最差性能最优的稳健自适应波束形成算法<sup>[15-16]</sup>。它的优点是存在导向矢量失配和波束形成训练数据中含有目标信号的情况下仍然可以在目标主瓣方向上获得较高的增益(也就是不会在目标方向上形成一个零陷),同时对干扰进行抑制。

根据文献[15-16],最差性能最优的稳健自适应波束形成算法的基本思想是假设估计的目标信号导向矢量和其准确值之间存在一定的失配(也即误差),但是误差  $e$  的模可以通过某些事先给定的常数  $\epsilon$  进行约束:

$$\|e\|_2 \leq \epsilon \quad (5)$$

式中,  $\|e\|_2$  表示向量  $e$  的 2 范数。本文中  $\epsilon$  的取值为

$$\epsilon = \|\mathbf{a}_s(3/180 \times \pi) - \mathbf{a}_s(0/180 \times \pi)\|_2 \quad (6)$$

也即对与估计导向矢量  $3^\circ$  误差以内的所有向量强加一个约束,  $\mathbf{a}_s(\theta)$  表示作稳健波束形成时阵列的导向矢量。

当误差  $e$  的模由式(5)和式(6)的条件进行约束时,实际的目标信号导向矢量则被认为属于下面的集合  $A(\epsilon)$ :

$$A(\epsilon) = \{c \mid c = u + e, \|e\| \leq \epsilon\} \quad (7)$$

式中,  $u$  表示估计的目标信号导向矢量(本文中为可能存在目标的方向上的导向矢量)。为了获得良好的稳健性,需要对所有属于  $A(\epsilon)$  的导向矢量强加一个约束,即使阵列响应的绝对值不小于 1,也即有:

$$|w_a^H c| \geq 1, c \in A(\epsilon) \quad (8)$$

式中,  $w_a$  为需要求解的最优加权矢量。

因此,基于最差性能最优的稳健波束形成算法可以表示为求解如下带约束的最小优化问题:

$$\begin{cases} \min_{w_a} w_a^H R_a w_a, \\ \text{s. t. } |w_a^H c| \geq 1, c \in A(\epsilon) \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $R_a$  为采样协方差矩阵,本文中为经过低副瓣技术以后数据的采样协方差矩阵:

$$R_a = \sum_{n=1}^N X_s[n] X_s[n]^H$$

$$X_s[n] = [x_s[1, n], \dots, x_s[J, n]]^T$$

根据文献[15],求解式(9),得到最优加权矢量  $w_a$  为

$$w_a = \frac{\lambda}{\lambda u^H (R_a + \lambda \epsilon^2 I_J)^{-1} u - 1} (R_a + \lambda \epsilon^2 I_J)^{-1} u \quad (10)$$

式中,  $I_J$  为  $J \times J$  的单位矩阵;  $\lambda$  为需要进一步求解的拉格朗日乘子,文献[15]提出可以利用凸的二阶锥规划进行近似求解,而文献[16]则给出了一种准确的求解方法,具体的求解步骤可参考文献[15-16]。

求得最优加权矢量以后,便可以对前面经过低副瓣以后的  $J$  个子阵的输出作波束形成:

$$x_a[n] = \sum_{j=1}^J x_s[j, n] w_a[j], \quad n = 1, \dots, N \quad (11)$$

式中,  $w_a = [w_a[1], \dots, w_a[J]]^T$  为前面求得最优加权矢量。

最后利用波束形成输出的数据与参考信号作距离-多普勒二维相关以检测目标:

$$x_{\text{mat}}(\tau, \rho) = \sum_{n=1}^N x_{\text{ref}}[n - \tau] x_a[n] e^{-j2\pi \rho n / N} \quad (12)$$

式中,  $\tau$  表示时延单元;  $\rho$  表示多普勒频移单元;  $x_{\text{ref}}[n]$  表示参考信号。

### 3 仿真分析

本节对算法的性能进行仿真分析,设回波天线阵列由 16 个全向阵元的等距线阵组成(阵元间距为半波长),回波天线收到 3 个 GSM 同频基站(其中包括主基站)的直达波信号,干噪比分别为 53.2 dB, 36.5 dB 以及 36.3 dB,以回波天线阵列轴线的法线方向为参考方向,它们的来波方向分别为  $-40^\circ$ ,  $68^\circ$  以及  $-60^\circ$ ; 2 个主基站的强多径信号,干噪比分别为 36.8 dB 和 36.2 dB,来

波方向为  $-18^\circ$  和  $33^\circ$ ; 25 个干噪比为 17~20 dB 的弱干扰信号(这些弱干扰包括主基站的干扰和其他同频基站的干扰),它们的来波方向设定为  $-90^\circ \sim 90^\circ$  随机取值。同时假设在  $-22^\circ$  方向存在一个主基站的分布式干扰,干噪比为 17 dB。一个主基站的动目标回波信号的信噪比为  $-17$  dB,来波方向为  $0^\circ$ 。

图 2 为对天线的某个阵元接收的数据直接进行距离-多普勒相关处理得到的结果,从图中可以看出目标完全被掩盖在强干扰之下。为了抑制干扰检测到目标回波,我们利用本文提出的两步空域滤波方法进行处理。首先将回波天线阵列划分为 7 个子阵,也即每个子阵的阵元数为 10 个阵元。然后对每个子阵的数据进行低副瓣空域滤波,低副瓣空域滤波的波束方向图如图 3(a)所示。从图 3(a)可以看出,天线方向图的副瓣相对于主瓣低 25 dB 多,也即可以对来自于主瓣以外的所有干扰抑制大约 25 dB,因此能够对大部分的弱干扰信号进行有效抑制,但是由于某些强干扰能量很强(比如主基站直达波信号能量的干噪比为 53 dB,经过低副瓣空域滤波以后主基站直达波信号能量仍然比噪声能量大,并且比目标回波信号能量大 45 dB),利用低副瓣技术并不能对这些强干扰信号有效抑制。图 3(b)是第一个子阵的数据经过低副瓣空域滤波以后再进行距离-多普勒处理得到的结果图,从图 3(b)中可以看出相对于图 2 干扰信号强度虽然整体下降了 20 dB 多(图 2 中干扰基底为 60 dB 左右,图 3(b)中干扰基底为 40 dB 左右),但是由于某些强干扰的存在(如主基站的直达波)仍然检测不到目标回波。为了进一步抑制强干扰信号,这里对各个子阵经过低副瓣空域滤波以后输出的数据再进行稳健的自适应波束形成,其波束方向图如图 4(a)所示。从图 4(a)可以看出,在  $-40^\circ$ ,  $-18^\circ$  和  $33^\circ$  等强干扰的来波方向处形成了比较深的零陷,说明对残余的强干扰信号进行了抑制。图 4(b)是经过稳健自适应波束形成以后得到的距离-多普勒图,从图 4(b)中可以看出强干扰已经得到有效抑制,能够看到一个明显的由目标回波引起的峰值。

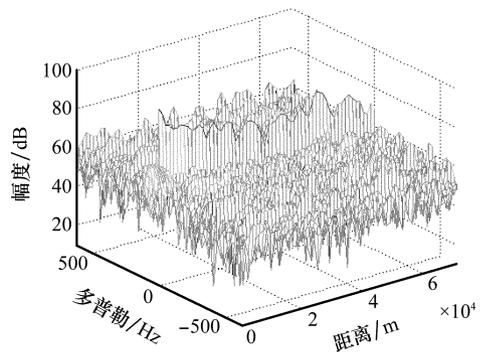


图 2 天线原始接收信号距离-多普勒图

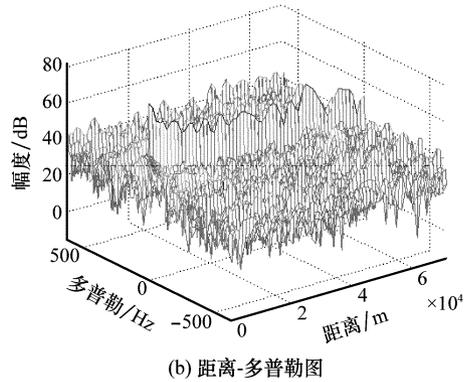
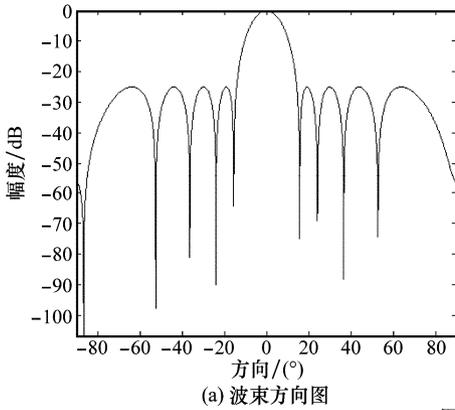


图 3 低副瓣空域滤波

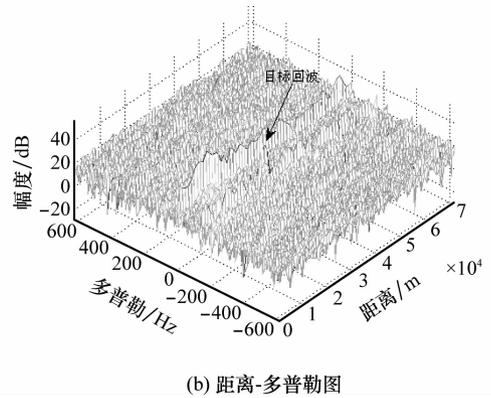
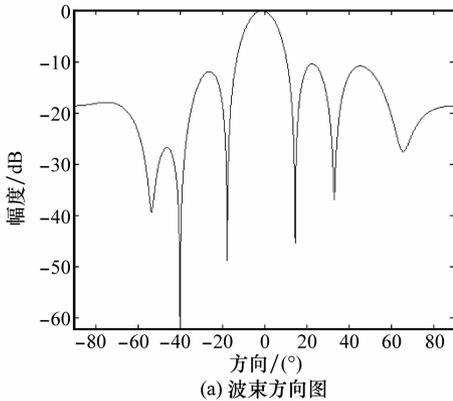


图 4 稳健的自适应波束形成

接下来比较分析本文提出的两步空域滤波方法与传统单独利用低副瓣和稳健波束形成方法的性能。首先将各个干扰的方向都设定为随机取值(但主基站的直达波来波方向保持不变,因为在实际过程中主基站的来波方向一般是已知的),然后在目标回波信号信噪比从小变大变化的情况下,对本文提出的方法与单独使用低副瓣和稳健波束形成时的性能进行比较分析(单独利用低副瓣和稳健自适应波束形成时,阵元数都设为 16),结果如图 5 所示。

回波的信干噪比。从图 5 中可以看出本文提出的方法要好于其他两种方法。需要指出的是图 5 的结果是分别进行 100 次试验得到的平均值。

### 4 结论

针对单独使用低副瓣空域滤波和自适应波束形成很难完全有效抑制 GSM 辐射源雷达中所有的干扰,本文提出了一种基于两步空域滤波的 GSM 辐射源雷达干扰抑制方法,首先利用低副瓣技术对主瓣以外所有方向上的干扰进行一定程度的抑制,然后利用一种稳健自适应波束形成方法对残余的干扰信号进行进一步抑制。计算机仿真结果表明本文方法的有效性。

### 参考文献:

[1] Wang J, Zhao H L, Zhang S H, et al. Detection of moving targets in commercial illuminator based radar system with strong direct signal and multipath clutters presented [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(3):419-422. (王俊, 赵洪立, 张守宏, 等. 非合作连续波雷达中存在强直达波和多径杂波的运动目标检测方法[J]. *电子学报*, 2005, 33(3):419-422.)

[2] Song J, He Y, Cai F Q, et al. Overview of passive radar technology based on non-cooperative radar illuminator[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2009, 31(9):2151-2156. (宋杰, 何友, 蔡复青,

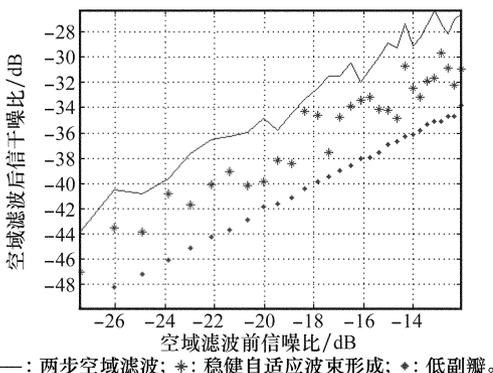


图 5 性能对比分析

图 5 中,横坐标表示天线单个阵元接收的信号中目标回波信号的信噪比,纵坐标表示分别经过 3 种方法的空域滤波之后的输出结果中(未作距离-多普勒二维相关)目标

- 等. 基于非合作雷达辐射源的无源雷达技术综述[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(9): 2151 - 2156.
- [3] Howland P E, Maksimuk D, Reitsma G. FM radio based bistatic radar[J]. *IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 107 - 115.
- [4] Wan H, Li S T, Wang Z G. Design of the data acquisition system for the passive radar based on FM signal [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2006, 28(2): 175 - 180. (万红, 李申堂, 王志刚. 基于 FM 信号的被动雷达数据采集系统设计[J]. 系统工程与电子技术, 2006, 28(2): 175 - 180.)
- [5] Wang H T, Wang J, Zhong L P. Mismatched filter for analogue TV-based passive bistatic radar[J]. *IET Proceedings on Radar Sonar and Navigation*, 2011, 5(5): 573 - 581.
- [6] Berger C R, Demissie B, Heckenbach J, et al. Signal processing for passive radar using OFDM waveforms[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(1): 226 - 238.
- [7] Colone F, Woodbridge K, Guo H, et al. Ambiguity function analysis of wireless LAN transmissions for passive radar [J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(1): 240 - 264.
- [8] Tan D K P, Sun H, Lu Y, et al. Passive radar using global system for mobile communication signal: theory, implementation and measurements[J]. *IEE Proceedings on Radar Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 116 - 123.
- [9] Krysik P, Kulpa K, Baczyk M, et al. Ground moving vehicles velocity monitoring using a GSM based passive bistatic radar[C]// *Proc. of the IEEE Radar Conference*, 2011: 781 - 784.
- [10] Zhao C K. *GSM digital mobile communication system*[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2001. (赵长奎. GSM 数字移动通信应用系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 2001.)
- [11] Fabrizio G, Lombardo C F, Farina P A. Adaptive beamforming for high frequency over-the-horizon passive radar[J]. *IET Proceedings on Radar Sonar and Navigation*, 2009, 3(4): 384 - 405.
- [12] Malanowski M, Kulpa K S. Digital beamforming for passive coherent location radar[C]// *Proc. of the IEEE Radar Conference*, 2008: 235 - 238.
- [13] Liu H Q. Research of robust adaptive beamformer and its application [D]. Xi'an: Xidian University, 2006. (刘宏清. 稳健的自适应波束形成及应用研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2006.)
- [14] Taylor T T. Design of line source antennas for narrow beamwidth and low sidelobes[J]. *IRE Trans. on AP - 3*, 1955: 16 - 28.
- [15] Vorobyov S A, Gershman A B, Luo Z Q. Robust adaptive beamforming using worst-case performance optimization: a solution to the signal mismatch problem[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2003, 51(2): 313 - 324.
- [16] Liu C F, Liao G S. Robust beamforming algorithm using worst-case performance optimization[J]. *Journal of Xidian University*, 2010, 37(1): 1 - 7. (刘聪锋, 廖桂生. 最差性能最优的稳健波束形成算法[J]. 西安电子科技大学学报, 2010, 37(1): 1 - 7.)

## 作者简介:

王海涛(1986 -), 男, 博士研究生, 主要研究方向为外辐射源雷达信号处理。

E-mail: haitao267@yahoo.com.cn

王俊(1969 -), 男, 教授, 博士研究生导师, 博士, 主要研究方向为无源多基地雷达探测系统技术、雷达信号处理和数据处理等。

E-mail: wangjun@xidian.edu.cn

刘玉春(1979 -), 男, 博士研究生, 主要研究方向为无源雷达成像。

E-mail: lyc@163.com