

# GSM 辐射源雷达干扰抑制技术

张良俊<sup>1</sup>, 杨 杰<sup>1</sup>, 卢开旺<sup>2</sup>

(1. 武汉理工大学光纤传感技术与信息处理教育部重点实验室, 湖北武汉 430070;

2. 空军军械通用装备军事代表局, 北京 100071)

**摘要:** 全球移动通信(Global System for Mobile communication, GSM)信号已经被很多文献证明可以作为外辐射源雷达的机会照射源信号,但是在以往的研究中主要考虑抑制主基站的直达波和多径干扰.而实际上, GSM 辐射源雷达不仅受到主基站的干扰,还受到其它同频基站的干扰.为了消除主基站干扰,同时抑制其它同频基站的干扰,本文提出首先利用扩展相消算法(Extensive Cancellation Algorithm, ECA)在时域上消除主基站的干扰,然后利用基于最差性能最优准则的稳健自适应波束形成在空域上对其它同频基站干扰进行抑制.最后仿真分析表明本文提出的杂波抑制方法的有效性.

**关键词:** 外辐射源雷达; 全球移动通信信号; 杂波抑制; 稳健的自适应波束形成

**中图分类号:** TN958.97      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2014)09-1852-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.09.029

## Clutter Suppression Technique in GSM Based Passive Bistatic Radar

ZHANG Liang-jun<sup>1</sup>, YANG Jie<sup>1</sup>, LU Kai-wang<sup>2</sup>

(1. Key Laboratory of Fiber Optic Sensing Technology and Information Processing, Ministry of Education, Wuhan University of Technology, Wuhan, Hubei 430070, China; 2. Military Representative Bureau of Air Force for Ordnance and General Equipment, Beijing 100071, China)

**Abstract:** The application of GSM(Global System for Mobile communication) signal as opportunity source of passive bistatic radar has been demonstrated in many references. However, in the early research, only the suppression of direct signal and multi-path from the host station is considered. In practice, GSM based passive bistatic radar receives interference not only from the host station but also from other station with the same frequency. In order to suppress the interference from the host station as well as the one from other stations, this paper proposes that the host station's interference is firstly cancelled using ECA(Extensive Cancellation Algorithm) algorithm, and then the other stations' interference is suppressed by a robust adaptive beamformer based worst-case optimization. In the end, simulations verify the availability of the proposed method.

**Key words:** passive bistatic radar; global system for mobile communication (GSM) signal; disturbance suppression; robust adaptive beamformer

## 1 引言

外辐射源雷达本身不需要发射电磁波信号,而是利用环境中已有的辐射源发射的电磁波信号实现对目标的探测、定位与跟踪.外辐射源雷达因其具有不可探测性、结构简单、造价低廉以及具有反隐身的潜力等优点,近年来在国内外引起了广泛关注<sup>[1,2]</sup>.目前国内外研究的可以作为外辐射源雷达机会照射源的信号包括:调频广播(Frequency Modulate, FM)<sup>[3]</sup>、模拟/数字电视信号<sup>[4,5]</sup>等.

全球移动通信(Global System for Mobile communica-

tion, GSM)信号作为一种广泛分布的通信信号,也已经被文献[6,7]证明可以作为外辐射源雷达的机会照射源.相对于FM或者模拟/数字电视信号而言, GSM发射站十分丰富,因此利用 GSM信号作为外辐射源雷达的机会照射源信号可以带来以下两个明显的优点:(1)这种机会照射源的发射站十分丰富;(2)可以利用多个发射站构成一个无源雷达组网系统以提高对目标的探测性能.但是由于 GSM是一种数字蜂窝通信系统,在一个小区内,接收机不仅能够接收到主基站的发射信号,而且能够接收到附近小区其它基站发射的同频干扰信号.工程上,在一个小区内 GSM主基站的信号能量要比其

它同频干扰基站的信号能量至少大 12dB, 也就是同频干扰保护比为 12dB<sup>[8]</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 作为机会照射源的外辐射源雷达来说, 同频干扰是不得不考虑的一个问题. 因为一般目标回波信号要比主基站直达波信号低 70dB 以上, 也就是目标回波信号比其它基站的同频干扰有可能还要低 50dB. 所以减少同频干扰对提高目标的检测性能至关重要.

文献[6,7]都是首先通过自适应波束形成在强干扰方向上置零以在空域上消除部分干扰, 然后再利用时域干扰相消算法进一步消除来自主基站的干扰. 由于天线接收的信号中主基站的直达波和多径是具有最强能量的干扰, 因此首先通过自适应波束形成在强干扰方向上空域置零会将很大一部分(甚至全部)自由度消耗在抑制主基站的直达和多径干扰上. 因而文献[6,7]的方法不管是空域滤波还是时域干扰相消都主要是抑制主基站的干扰, 对同频干扰并不能起到很好的抑制效果.

为了更好地抑制同频干扰, 提高对目标的检测性能, 本文提出首先利用时域相消算法消除阵列天线各个阵元中接收到的主基站的直达波和多径干扰, 然后再对天线各个阵元中的剩余信号进行稳健自适应波束形成. 由于主基站的直达波和多径干扰已经通过前面时域干扰相消算法消除, 此时利用自适应波束形成便会将天线的全部自由度应用在抑制同频基站的干扰上, 从而能够获得更好的在空域上抑制同频干扰的效果.

## 2 信号模型

本文中我们考虑以一个 8 阵元的线阵(阵元间距为半波长)作为接收天线. 数据被天线接收下来以后, 各个通道的数据分别经过模数装换、数字下变频、滤波等处理以后转换为数字基带信号, 于是每个阵元接收的信号可以表示为如下模型:

$$s_i[n] = \sum_{m=0}^{N_{k,c}} a_{1,m} d_1[n - \tau_{1,m}] e^{j\phi_{1,m,i}} + \sum_{k=2}^{N_b} \sum_{m=0}^{N_{k,c}} a_{k,m} d_k[n - \tau_{k,m}] e^{j\phi_{k,m,i}} + \sum_{t=1}^{N_T} b_t d_t[n - \tau_t] e^{j2\pi f_s t / f_s} e^{j\phi_{t,i}} + z_i[n], \quad i=1, \dots, 8 \quad n=0, \dots, N-1 \quad (1)$$

式(1)中  $N$  为总的采样数,  $f_s$  为采样频率,  $i$  为天线阵元数;  $N_b$  表示雷达接收机附近发射同频信号的 GSM 基站数,  $d_k[n]$  为第  $k$  个同频 GSM 基站的发射信号, 值得注意的是式(1)中我们设定基站 1 为主基站, 也即具有能量最强的基站;

$N_{k,c}$  分别表示为第  $k$  个 GSM 基站的干扰总数 ( $k=1, \dots, N_b$ );  $a_{k,m}, \tau_{k,m}$  分别表示为第  $k$  个 GSM 基站的第  $m$  个干扰的幅度和时延(相对于基站发射信号), 其中  $m=0$  看作是基站的直达波信号, 其它的为多径;

$N_T$  表示主基站的回波总数;  $b_t, \tau_t, f_t$  分别表示为主基站的第  $t$  个目标回波的幅度, 时延和多普勒频移, 在实际情况中天线可能还会接收到其它同频基站的回波, 但是由于其能量相对较小, 因此在本文中我们把它们看作是噪声;

$e^{j\phi_{k,m,i}}, e^{j\phi_{t,i}}$  分别表示对应的基站干扰和目标的方向相位信息,  $z_i[n]$  为第  $i$  个阵元中的噪声.

从式(1)中我们可以看出 GSM 辐射源雷达天线接收的信号可以看作是由四部分组成: 主基站干扰、其它同频基站干扰、目标回波信号、噪声. 因此我们可以首先通过时域相消算法去除各个天线阵元中主基站直达波和多径干扰, 而其它同频基站干扰则可以通过下一步的稳健自适应波束形成得到很大程度的抑制, 最后通过距离-多普勒处理提高目标回波的信噪比同时进一步减少主基站和其它同频基站干扰对检测目标回波的影响.

## 3 时域相消

文献[6,7]都是首先进行自适应波束形成, 然后再进行时域相消, 这种方法虽然能够很好地消除主基站的干扰, 但并不能有效地抑制其它同频基站的干扰. 本文则提出首先进行时域相消, 然后再进行波束形成. 因此在获得主基站直达波信号  $s_d[n]$  后, 便可以利用时域干扰相消算法消去主基站干扰. 本文使用的时域相消算法是 F. Colone 等人提出的扩展相消算法 (Extensive Cancellation Algorithm, ECA)<sup>[9]</sup>. ECA 算法的基本思想是将天线接收信号投影到一个由主基站直达波及其时延(多径)展开空间的正交空间中, 也就是求解如下优化问题:

$$\min_{a_i} \{ \| s_i - \mathbf{X} a_i \|^2 \}, \quad i=1, \dots, 8 \quad (2)$$

其中  $\mathbf{X}$  是由主基站的直达波信号矢量及其时延向量组成的一个矩阵, 有关  $\mathbf{X}$  的具体形式读者可以参考文献[9].  $s_i = [s_i(1), \dots, s_i(N)]$  是天线第  $i$  个阵元接收的信号矢量.  $a_i$  是需要求得的时域相消系数矢量. 根据文献[9], 式(2)的解为如式(3)所示:

$$a_i = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H s_i, \quad i=1, \dots, 8 \quad (3)$$

因此经过相消后, 天线各个阵元的剩余信号为如下形式:

$$s_{\text{ECA}_i} = s_i - \mathbf{X} (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H s_i, \quad i=1, \dots, 8 \quad (4)$$

由于动目标回波信号相对于主基站直达波和多径有多普勒频移, 所以动目标回波信号与主基站的直达

波和多径可以看作是正交的,也就是动目标回波信号落在它们展开空间的正交子空间中.同时由于 GSM 各个基站发射的信号不一样并且是经过数字调制的(也就是各个基站发射信号可以看作是一个伪随机信号),因此不同 GSM 基站发射信号也可以看作是正交的.从而我们得到其它同频基站的直达波和多径也是落在主基站的直达波和多径展开空间的正交子空间中.因此经过这一步的时域相消消去的是主基站的直达波和多径干扰,而对动目标回波信号和其它同频基站的干扰是没有影响的,因此各个阵元经过相消以后的剩余信号又可以写成如下式(5)的形式:

$$s_{\text{ECA}_i}[n] = \sum_{k=2}^{N_k} \sum_{m=0}^{N_{k,i}} a_{k,m} d_l[n - \tau_{k,m}] e^{j\phi_{k,m,i}} + \sum_{l=1}^{N_l} b_l d_l[n - \tau_l] e^{j2\pi f_l n / f_s} e^{j\phi_{l,i}} + z_{\text{ECA}_i}[n] \quad (5)$$

$i = 1, \dots, 8; n = 0, \dots, N - 1$

式中  $z_{\text{ECA}_i}[n]$  是时域相消后的其它干扰,它包括式(1)中的噪声和相消后残余的主基站干扰.

## 4 稳健的自适应波束形成

经过上一步的时域相消以后,主基站的直达波和多径干扰被消除,但是仍然存在较强的其它同频基站的干扰,因此接下来我们将利用稳健的自适应波束形成对这些同频干扰进行抑制.本文中我们采用的稳健自适应波束形成算法是基于最差性能最优的稳健自适应波束形成算法.最差性能最优的稳健自适应波束形成算法最早是由文献[10]提出,同时文献[11]又对其进行了改进.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期望信号的情况下仍然能够在主瓣方向上获得较大的增益(也就是不会在期望信号方向上形成一个零陷)同时对于干扰进行抑制.

根据文献[10,11],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信号导向矢量和其实际值之间存在一定的失配(误差),但是导向矢量误差  $\mathbf{e}$  的模可以通过某些人为给定的常数  $\epsilon$  进行约束:

$$\|\mathbf{e}\| \leq \epsilon \quad (6)$$

当导向矢量误差  $\mathbf{e}$  的模由上式的约束条件进行限制时,实际信号导向矢量  $\mathbf{c}$  将属于下面的集合:

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

其中  $\mathbf{u}$  为估计的信号导向矢量(在本文中为假设存在目标回波方向上的导向矢量).为了得到良好的稳健性能,应该对所有属于集合  $A(\epsilon)$  的导向矢量强加一个约束,即阵列响应的绝对值应该不小于 1,故有:

$$|\mathbf{w}^H \mathbf{c}| \geq 1, \mathbf{c} \in A(\epsilon) \quad (8)$$

因此基于最差性能最优的稳健波束形成算法可以表示为:

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

其中  $\mathbf{R}$  为样本协方差矩阵,本文中:

$$\mathbf{R} = \sum_{n=1}^N \mathbf{s}_{\text{ECA}}^H(n) \mathbf{s}_{\text{ECA}}(n) \quad (10)$$

$$\mathbf{s}_{\text{ECA}}(n) = [\mathbf{s}_{\text{ECA}_1}(n), \dots, \mathbf{s}_{\text{ECA}_8}(n)]$$

根据文献[10],最后求得式(9)中的最优加权矢量  $\mathbf{w}$  为:

$$\mathbf{w} = \frac{\lambda}{\lambda \mathbf{u}^H (\mathbf{R} + \lambda \epsilon^2 \mathbf{I}_8)^{-1} \mathbf{u} - 1} (\mathbf{R} + \lambda \epsilon^2 \mathbf{I}_8)^{-1} \mathbf{u} \quad (11)$$

其中  $\mathbf{I}_8$  为  $8 \times 8$  的单位矩阵,为需要进一步求解的拉格朗日乘子,文献[10]给出了一种利用凸的二阶锥规划近似求解的方法,而文献[11]则给出了一种准确求解的方法,具体求解读者可以参阅文献[10]或[11].

获得最优加权矢量  $\mathbf{w}$  后,我们便可以对时域相消后剩余信号进行加权求和,得到:

$$s_c(n) = \mathbf{w}^H \mathbf{s}_{\text{ECA}}(n), n = 1, \dots, N \quad (12)$$

最后我们通过距离-多普勒二维相干处理提高目标回波的信噪比同时进一步减少残余的主基站和其它同频基站干扰对目标检测的影响:

$$s_{\text{mat}}(l, p) = \sum_{n=1}^N s_d[n] s_c^*[n + l] e^{j2\pi p n / N} \quad (13)$$

其中  $*$  表示取共轭,  $l$  表示时延单元,  $p$  表示多普勒频移单元.

## 5 仿真分析

首先考虑如表 1 所示的仿真参数,从表 1 中可以看出我们假设天线各个阵元不仅接收到了主基站的直达波和多径干扰信号,同时还接收到了 3 个同频基站的干扰信号,并且同频基站的信号总能量相对于主基站直达波信号能量低 12dB.为了验证杂波抑制的效果,我们还假设雷达接收到了一个主基站的目标回波信号,信噪比为 -20dB,来波方向为  $90^\circ$ .噪声为加性高斯白噪声,噪声与目标回波或干扰互不相关,并且各阵元之间的噪声也不相关.信号采样频率为 200kHz,进行距离-多普勒二维相关的数据长度为 60000 点.

表 1 仿真参数

	主基站					
	直达波	多径 1	多径 2	多径 3	多径 4	多径 5
方向/ $^\circ$	120	20	102	60	42	6
干扰比/dB	50	35	30	25	17	15
	同频干扰基站 1		同频干扰基站 2		同频干扰基站 3	
	直达波	多径 1	直达波	多径 1	直达波	多径 1
方向/ $^\circ$	80	50	140	162	107	110
干扰比/dB	27.5	14.5	24.5	9.5	19.5	4.5

为了对比分析,我们首先利用文献[6,7]的方法,先

进行自适应波束形成(主瓣指向目标方向).利用第 4 节介绍的最差性能最优的稳健自适应波束形成算法求得最优加权矢量  $w$ ,得到的波束方向图如图 1(a)所示.从图 1(a)中我们可以看出,此时自适应形成零陷的方向主要是主基站的直达波和多径方向(比如  $120^\circ$ 、 $20^\circ$ 、 $102^\circ$  和  $60^\circ$ 等)和两个强同频干扰基站的直达波方向( $80^\circ$ 和  $140^\circ$ ).这说明首先进行波束形成最主要的是抑制主基站的干扰.

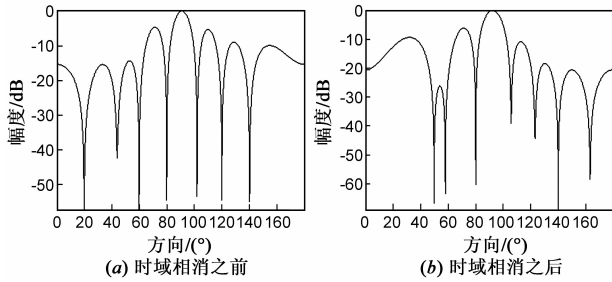


图1 自适应波束方向图

然后我们按照本文的方法首先利用 ECA 时域干扰相消算法消去主基站的直达波和多径干扰,然后再进行稳健自适应波束形成,得到波束方向图如图 1(b)所示.从图 1(b)中可以看出这时自适应形成零陷的方向主要为同频基站的干扰方向(比如  $80^\circ$ 、 $140^\circ$ 、 $107^\circ$ 和  $50^\circ$ 等).这说明相消后进行波束形成会对同频基站进行更大的抑制.

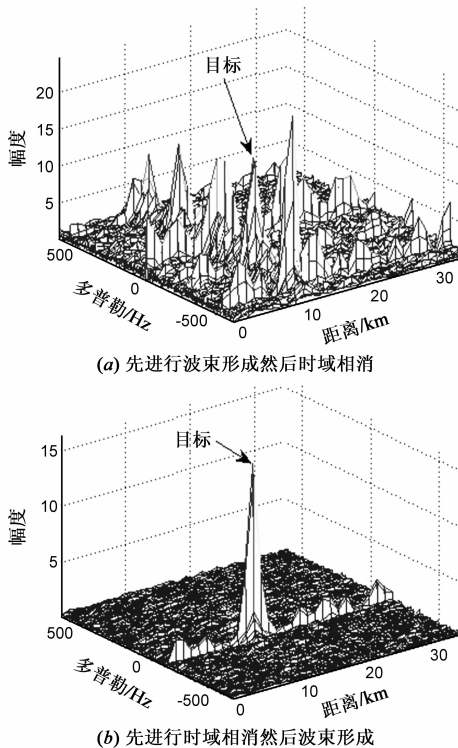


图2 距离-多普勒二维相干处理结果图

图 2 是我们分别按照文献[6,7]和本文的方法作距离-多普勒二维相干处理以后的结果图(波束形成主瓣都是指向目标方向).图 2(a)是先进行波束形成然后进行时域干扰相消得到结果图,从图中可以看到由于存在很强的同频干扰,噪声加干扰(主要为同频基站干扰)平台很高导致目标几乎被掩盖,这说明首先进行波束形成然后进行时域相消不能对 GSM 辐射源中的干扰进行有效抑制.图 2(b)是先进行主基站时域干扰相消然后作波束形成得到的结果图,从图中可以很明显的看到一个由目标回波引起的尖峰,说明利用本文的方法可以对 GSM 辐射源中的干扰进行有效抑制.

为了进一步验证本文提出的杂波抑制方法的有效性,我们考虑将表一中主基站的 5 个多径干扰以及其它 3 个同频基站的直达波和多径干扰的方向设定为随机取值.然后在同频干扰的总能量从大到小变化时,本文提出的杂波抑制方法与文献[6,7]的方法的性能进行对比.需要指出的是表 1 中的其它参数,如主基站的直达波方向和能量、主基站多径的能量以及目标回波的能量和方向不变.图 3 为我们进行 100 次蒙特卡洛实验所获得的平均结果,其中纵坐标表示进行杂波抑制后(未进行距离-多普勒二维相干处理)目标回波能量与总的干扰(包括主基站干扰和同频基站干扰)加噪声能量之比,横坐标表示为杂波抑制前天线各阵元接收到的目标回波能量与总的同频干扰能量之比.从图 3 中可以看出在存在同频干扰的情况下,相对于文献[6,7]中的方法,本文的方法能够更加有效地抑制 GSM 辐射源雷达中的干扰(也即可以获得更好的信干噪比,在外辐射源雷达中,信干噪比越高说明干扰抑制得越好),特别是在同频干扰比较大的情况下.

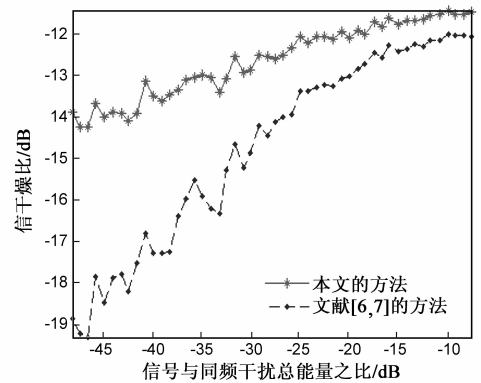


图3 性能对比分析

## 6 结论

对于 GSM 辐射源雷达来说,天线接收信号不仅包括主基站的直达波和多径干扰同时包括其它同频基站的直达波和多径干扰.因此不仅要消除主基站的干扰

同时还要消除其它同频基站的干扰. 本文提出首先利用时域相消算法消除主基站的干扰, 然后利用稳健的自适应波束形成在其它同频基站干扰方向上置零. 仿真分析表明本文的方法不仅能够有效消除主基站的干扰, 同时能够对其它同频基站的干扰也能进行最大限度的抑制.

### 参考文献

- [1] Howland P. Special issue on passive radar systems[J]. IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 106 – 223.
- [2] 王俊, 保铮, 张守宏. 无源探测与跟踪雷达系统技术及其发展[J]. 雷达科学与技术, 2004, 2(3): 129 – 135.  
WANG Jun, BAO Zheng, ZHANG Shou-hong. Passive detecting/tracking radar system technologies and its development[J]. Radar Science and Technology, 2004, 2(3): 129 – 135. (in Chinese)
- [3] Howland P, Maksimuk D, Reitsma G. FM radio based bistatic radar[J]. IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 107 – 115.
- [4] Wang Haitao, Wang Jun, Zhong Liping. Mismatched filter for analogue TV-based passive bistatic radar[J]. IEE Proceedings on Radar Sonar and Navigation, 2011, 5(5): 573 – 581.
- [5] Saini R, Cherniakov M. DTV signal ambiguity function analysis for radar application[J]. IEE Proceedings on Radar Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 33 – 142.
- [6] Reda zemhari, Ulrich Nickel. Range performance study of a GSM passive radar system[A]. 2009 International Radar Symposium[C]. Hamburg, Germany: IEEE, 2009. 1 – 5.
- [7] Hongbo Sun, Danny K P Tan, Yilong Lu. Sea and aircraft target measurements using a GSM-based passive radar [A]. 2008 IEEE Radar Conference[C]. Rome, Italy: IEEE, 2008. 1827 – 1832.
- [8] 赵长奎. GSM 数字移动通信应用系统[M]. 第一版. 北京: 国防工业出版社, 2001.
- [9] Colone F, O'hagan D W, Lombardo P, Baker C J. A multistage processing algorithm for disturbance removal and target detection in passive bistatic radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(2): 698 – 722.

- [10] Sergiy A Vorobyov, Alex B Gershman, Zhi-Quan Luo. Robust adaptive beamforming using worst-case performance optimization: A solution to the signal mismatch problem [J]. IEEE Transactions on signal processing, 2003, 51(2): 313 – 324.
- [11] 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.  
LIU Cong-feng, LIAO Gui-sheng. Robust beamforming algorithm using worse-case performance optimization [J]. Journal of Xidian University, 2010, 37(1): 1 – 7. (in Chinese)

### 作者简介



张良俊 男, 1987 年 2 月出生于江苏如皋. 武汉理工大学博士研究生. 研究方向为无源雷达信号处理, 盲源分离.  
E-mail: xminforever@163.com



杨杰 女, 1960 年 2 月出生于湖北武汉. 武汉理工大学教授、博士生导师. 主要研究方向为数字图像处理及模式识别、信息传输理论及应用.  
E-mail: jieyang@whut.edu.cn



卢开旺 男, 1967 年 9 月出生于湖北荆州. 武汉理工大学博士研究生. 研究方向为无源雷达信号处理.  
E-mail: lkW8@hotmail.com