

# 基于二阶统计量盲源分离算法的无源雷达同频干扰抑制研究

吕晓德<sup>①②</sup> 孙正豪<sup>\*①②③</sup> 刘忠胜<sup>①②</sup> 张汉良<sup>①②③</sup> 刘平羽<sup>①②③</sup>

<sup>①</sup>(中国科学院空天信息创新研究院 北京 100094)

<sup>②</sup>(微波成像技术国家级重点实验室 北京 100190)

<sup>③</sup>(中国科学院大学 北京 100049)

**摘要:** 针对基于长期演进(LTE)信号的无源雷达存在同频基站干扰的问题, 该文提出一种基于2阶统计量的盲源分离算法, 该算法是在卷积混合模型下, 通过多通道最小均方(LMS)算法实现分离信号之间的相关性最小。由于各发射基站信号之间统计不相关, 当分离信号之间的相关性达到最小时, 完成观测信号的分离。在此基础上, 改进了传统无源雷达信号处理的流程, 增加了分离同频干扰基站直达波和多径杂波的步骤, 实现了对同频干扰基站杂波的抑制。通过仿真分析, 验证了算法的有效性, 为基于LTE信号的无源雷达数据处理提供了参考。

**关键词:** 无源雷达; 长期演进信号; 同频干扰抑制; 盲源分离; 2阶统计量

中图分类号: TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)05-1288-09

DOI: [10.11999/JEIT190178](https://doi.org/10.11999/JEIT190178)

## Research on Suppressing Co-channel Interference of Passive Radar Based on Blind Source Separation Using Second Order Statistics

LÜ Xiaode<sup>①②</sup> SUN Zhenghao<sup>①②③</sup> LIU Zhongsheng<sup>①②</sup>

ZHANG Hanliang<sup>①②③</sup> LIU Pingyu<sup>①②③</sup>

<sup>①</sup>(Aerospace Information Research Institute, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100094, China)

<sup>②</sup>(National Key Lab of Microwave Imaging Technology, Beijing 100190, China)

<sup>③</sup>(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** For the problem of co-frequency base station interference in passive radar based on Long Term Evolution (LTE) signal, an algorithm based on blind source separation using second order statistics is proposed. The presented algorithm is based on convolution mixed model, and achieves the minimum correlation among separated signals through multi-channel Least-Mean-Square (LMS) algorithm. Without statistical correlation among the signals of each transmitting base station, the separation of the observed signals is completed when the separated signals achieve the minimum correlation. On this basis, the traditional signal processing for passive radar is improved. The steps of separating co-frequency interference clutter consisting of both direct-path and multipath clutter are added, which can suppress the clutter interference of co-channel base station. Simulation and analysis verify the effectiveness of the algorithm. The algorithm provides a reference for data processing of passive radar based on LTE signal.

**Key words:** Passive radar; Long Term Evolution (LTE) signal; Co-channel interference suppression; Blind source separation; Second order statistics

### 1 引言

无源雷达一般利用FM广播、数字电视广播、WiFi信号等第三方辐射源进行目标探测<sup>[1]</sup>。相比于有源雷达, 无源雷达具有无辐射、不占用频谱资

源、反隐身、抗干扰、成本低等优点, 近年来已成为国内外研究的热点<sup>[2]</sup>。长期演进(Long Term Evolution, LTE)信号作为目前第4代移动通信技术所使用的无线通信信号, 是由3GPP(The 3rd Generation Partnership Project)组织制定<sup>[3]</sup>, 在全世界范围内广泛分布。相比于其他辐射源信号, LTE信号的优势在于: (1) LTE信号发射基站多,

收稿日期: 2019-03-25; 改回日期: 2019-11-25; 网络出版: 2019-12-14

\*通信作者: 孙正豪 sunzhenghao17@mails.ucas.ac.cn

更容易组成多发射基站的无源雷达组网系统；(2) LTE信号的最大频谱带宽为20 MHz，能够获得更高的距离分辨率。由于LTE信号作为外辐射源的优势，目前国内外已对该体制无源雷达进行了一些研究<sup>[4,9]</sup>。但是LTE信号采用蜂窝式布站，且不同发射基站的信号频段相同，雷达接收通道不可避免地接收到同频干扰基站的信号，导致对消性能下降，底噪升高，淹没弱目标，造成漏警。为保证基于LTE信号的无源雷达的检测性能，必须抑制同频基站干扰，对消回波信号中的同频干扰基站信号的直达波和多径杂波。

由于同频干扰信号的存在，直接采用无源雷达传统的杂波对消方法不能很好地对消同频干扰杂波的能量，文献<sup>[10]</sup>提出了一种级联相消的方法抑制同频干扰，该方法通过导频搜索寻找各发射基站直达波的来波方向，以此来获取同频干扰基站的直达波信号，然后对回波信号进行同频干扰杂波对消。但在实际系统中，获取各基站的纯净的直达波很难实现。而且相对于传统方法该方法需要更多的天线，增加了系统设计难度。文献<sup>[11,12]</sup>采用在空域形成零陷的自适应波束形成方法抑制同频干扰，空域方法已经较为成熟，有一定的同频干扰抑制能力。但是该方法形成的零陷个数和雷达系统的天线个数有关，抑制效果受限。另外，当目标回波的来波方向接近所产生的零陷方向时，目标回波信号会受到抑制，造成漏警。文献<sup>[13-16]</sup>提出了利用独立分量分析的方法抑制同频干扰，该类方法利用信号的高阶统计量为代价函数对回波信号进行分离，要求源信号之间独立且至多有一个高斯信号，而LTE信号在物理层呈高斯分布的特征，因此该类方法不适用于LTE信号的同频干扰抑制；且文献<sup>[13-15]</sup>所提方法为基于瞬时混合模型的算法，虽然该类算法较为成熟且效果较好，但是其将各发射基站的每个多径信号看作是一个独立的源信号，需要满足接收天线数量大于等于源信号数量的前提条件，而多径数量往往很大，导致天线需求量巨大。2阶统计量已被证明可作为盲源分离算法的分离准则<sup>[17]</sup>，不要求源信号具有非高斯性，是针对LTE信号这类多高斯分布信号同频干扰抑制的重要基础。

现有的同频干扰抑制方法存在各种不足：需要天线数量多、需要发射基站信号的先验信息、不适用于LTE信号这类多高斯分布的信号场景。针对以上不足，为对消同频干扰基站的直达波和多径杂波，本文提出了一种基于卷积混合模型的盲源分离算法来分离同频干扰基站信号，然后用分离信号对消回波通道中的同频干扰杂波。鉴于高阶统计量并不适合用于多个高斯信号进行分离，文中首次将2阶统计量用于对LTE这类多高斯分布信号的场

景，进而进行同频干扰抑制和信号分离，将各发射基站的信号作为一个信号源，当分离网络的输出信号之间相关性最小时，则得到发射基站的估计信号，即分离信号。在卷积模型下，基于2阶统计量的盲源分离算法可通过LMS类算法<sup>[17]</sup>和联合对角化算法<sup>[18]</sup>实现，由于不同发射基站的LTE信号具有相同的自相关函数，不满足联合对角化算法的可分离条件，本文通过多通道LMS算法求解最优分离滤波器实现信号分离。相比于现有方法，本文所算法只需要满足接收通道数量大于等于发射基站的数目即可，所需天线数目较少，解决了天线需求量大的不足；不需要提前搜索各发射基站的方向并提前获取纯净的直达波，解决了需要先验信息的不足；采用2阶统计量作为分离准则，不限制源信号具有非高斯性，可用于LTE这类多高斯分布信号场景，解决了不适用于多高斯信号的不足。

本文后续内容概括如下。第2节建立了存在同频干扰的雷达回波信号模型，并转换为卷积混合信号模型。第3节推导了基于2阶统计量的卷积混合盲源分离算法，并通过多通道LMS算法进行实现。第4节改进了传统无源雷达的信号处理流程。第5节仿真验证了所提方法的有效性。第6节进行了总结。

## 2 信号模型

对于基于LTE信号的无源雷达系统，由于其不同发射基站的信号具有相同频段，不能直接通过频域滤波的方法滤除同频干扰基站信号，因此无源雷达系统的接收信号包含主基站和其他同频干扰基站的直达波和多径杂波，则雷达接收通道的回波信号可表示为

$$x(t_s) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=0}^{L_n} A_{n,l} s_n(t_s - \tau_{n,l}) + \sum_{i=1}^{N_i} B_i s_i(t_s - \tau_i) \cdot \exp(j2\pi f_i t_s) + v(t_s) \quad (1)$$

式中， $t_s$ 为采样时间， $M$ 为接收天线数量， $N$ 为发射基站数量， $s_n(t_s - \tau_{n,l})$ 为回波信号中第 $n$ 个发射基站的直达波或多径杂波，其中 $n=1$ 表示主基站的信号， $L_n$ 为第 $n$ 个发射基站的多径数， $A_{n,l}$ 和 $\tau_{n,l}$ 分别表示第 $n$ 个基站的第 $l$ 条多径回波的幅度和时延， $N_i$ 为目标个数， $B_i$ 、 $\tau_i$ 和 $f_i$ 分别表示主基站收到的第 $i$ 个目标回波的幅度、时延和多普勒频率， $v(t_s)$ 为接收通道的噪声。

$s_n(t)$ ,  $n=1, 2, \dots, N$ 为源信号， $x_m(t)$ ,  $m=1, 2, \dots, M$ 为第 $m$ 个接收通道的观测信号，由于多径的存在，式(1)所表示的雷达回波信号可以看作是每个源信号进行卷积混合的结果，并对其进行离散化，即

$$\left. \begin{aligned} x_m(tT) &= \sum_{n=1}^N \sum_{k=0}^{K_{mn}} h_{mn}(kT) s_n(tT - kT) + v_m(tT), m = 1, 2, \dots, M \\ x_m(t) &= \sum_{n=1}^N \sum_{k=0}^{K_{mn}} h_{mn}(k) s_n(t - k) + v_m(t), m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中,  $t$ 为采样点数,  $T$ 为采样间隔,  $h_{mn}(kT)$ 为第  $n$ 个源信号经过第  $m$ 个接收天线的时延为  $kT$ 的通道响应,  $K_{mn}$ 为通道  $m$ 中第  $n$ 个发射信号的最远多径时延所对应的离散点数。一般选一个  $K_n \geq \max(K_{mn}), \forall m$ , 令  $\forall m, K_{mn} = K_n$ 。转换到  $z$ 域

$$X_m(z) = \sum_{n=1}^N H_{mn}(z) S_n(z) + V_m(z), m = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

式中,  $H_{mn}(z)$ 为第  $n$ 个源信号经过第  $m$ 个接收天线的通道响应, 即混合滤波器。

### 3 盲源分离和多通道LMS算法

盲源分离是在未知源信号和通道信息的情况下, 利用源信号之间相互统计独立或相互统计不相关的特性, 从多个观测信号中估计出所有的源信号, 其一般要求观测信号的数量大于等于源信号的数量。卷积混合模型的盲源分离的原理结构图如图1所示,  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)]^T$ 是  $N$ 个发射基站的源信号,  $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$ 是  $M$ 个接收通道的观测信号,  $\mathbf{v}(t) = [v_1(t), v_2(t), \dots, v_M(t)]^T$ 是接收通道的噪声, 一般假设  $N = M$ ,  $\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_N(t)]^T$ 为分离信号, 是对源信号  $\mathbf{s}(t)$  的估计<sup>[19]</sup>。由图1可知

$$\mathbf{Y}(z) = \mathbf{W}(z) \mathbf{X}(z) \quad (4)$$

基于2阶统计量的盲源分离算法, 是在源信号统计独立或统计不相关的前提下, 以分离信号  $y_i(t), i = 1, 2, \dots, N$ 之间的相关性最小作为分离判据进行优化求解<sup>[17]</sup>。由于源信号之间没有相关性, 所以当分离信号之间的相关性达到最小时, 完成观测信号的分离, 若信号能够完全分离, 则有<sup>[20]</sup>

$$E[y_i(t) y_j(t - \tau)] = 0, i \neq j \quad (5)$$

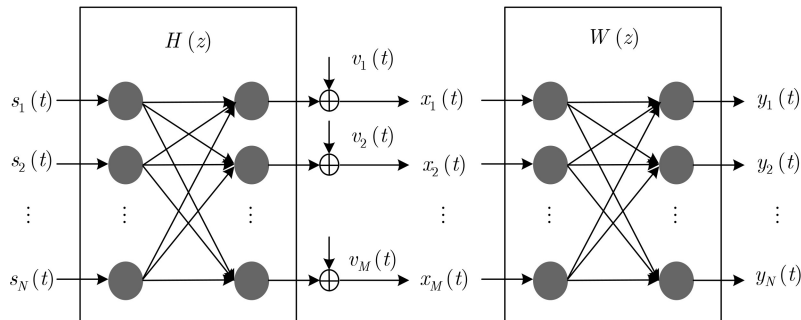


图1 盲源分离模型结构图

式中,  $\tau$ 为任意时延。不同发射基站的LTE信号经过伪随机码序列加扰后没有相关性, 满足源信号之间统计不相关的条件。为便于讨论, 令  $N = M = 2$ , 忽略噪声的影响, 则信号的卷积混合滤波器模型如图2所示, 由图容易得到

$$\left. \begin{aligned} X_1(z) &= H_{11}^0(z) S_1^0(z) + H_{12}^0(z) S_2^0(z) \\ X_2(z) &= H_{21}^0(z) S_1^0(z) + H_{22}^0(z) S_2^0(z) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

令  $S_1(z) = H_{11}^0(z) S_1^0(z)$ ,  $S_2(z) = H_{22}^0(z) S_2^0(z)$ ,  $S_1(z)$ 和  $S_2(z)$ 的能量都包含某个源信号的直达波和多径信号,  $H_{12}(z) = H_{12}^0(z)/H_{22}^0(z)$ ,  $H_{21}(z) = H_{21}^0(z)/H_{11}^0(z)$ , 将式(6)简化, 则有

$$\left. \begin{aligned} X_1(z) &= S_1(z) + H_{12}(z) S_2(z) \\ X_2(z) &= S_2(z) + H_{21}(z) S_1(z) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

分离滤波器由图3所示, 其中,  $y_1(t)$ 和  $y_2(t)$ 分别是对  $s_1(t)$ 和  $s_2(t)$ 的估计,  $\hat{H}_{12}(z)$ 和  $\hat{H}_{21}(z)$ 分别是对  $H_{12}(z)$ 和  $H_{21}(z)$ 的估计。

结合图2和图3得到

$$\left. \begin{aligned} Y_1(z) &= \left[ 1 - \hat{H}_{12}(z) H_{21}(z) \right] G(z) S_1(z) \\ &\quad + \left[ H_{12}(z) - \hat{H}_{12}(z) \right] G(z) S_2(z) \\ Y_2(z) &= \left[ H_{21}(z) - \hat{H}_{21}(z) \right] G(z) S_1(z) \\ &\quad + \left[ 1 - \hat{H}_{21}(z) H_{12}(z) \right] G(z) S_2(z) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中,  $G(z) = (1 - \hat{H}_{12}(z) \hat{H}_{21}(z))^{-1}$ 。当信号得到分离时, 则  $Y_1(z)$ 和  $Y_2(z)$ 分别只包含  $S_1(z)$ 或  $S_2(z)$ 中的一种。由于在雷达信号模型中, 滤波器  $H_{12}(z)$ ,  $H_{21}(z)$ ,  $\hat{H}_{12}(z)$ 和  $\hat{H}_{21}(z)$ 都是因果滤波器, 因此  $\hat{H}_{12}(z) H_{21}(z) = 1$ 和  $\hat{H}_{21}(z) H_{12}(z) = 1$ 不可能对于所有的  $z$ 都成立, 唯一的可能是  $H_{12}(z) - \hat{H}_{12}(z) = 0$ 和  $H_{21}(z) - \hat{H}_{21}(z) = 0$ 对于所有的  $z$ 都

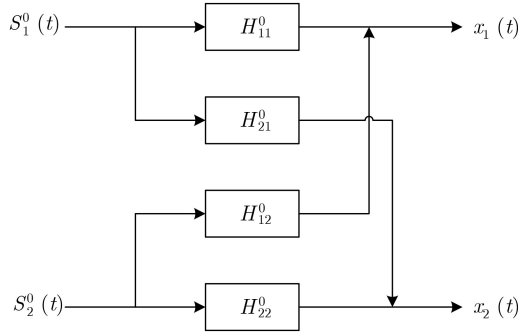


图2 信号卷积混合滤波器模型

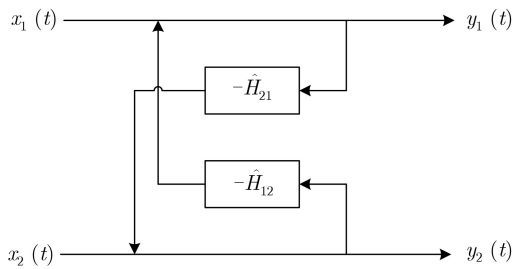


图3 信号后向分离滤波器模型

成立，此时有： $Y_1(z) = S_1(z)$ ,  $Y_2(z) = S_2(z)$ ，不难看出，分离信号包含各自对应源信号的直达波信号和多径信号。

根据对不同的源信号之间的统计独立性或统计不相关的假设，可得知当观测信号得到分离时， $Y_1(z)$ 和 $Y_2(z)$ 的相关性最小，即去相关。令 $w_{21}(k) = Z^{-1}(\hat{H}_{21}(z))$ ，阶数为 $K_1$ ， $w_{12}(k) = Z^{-1}(\hat{H}_{12}(z))$ ，阶数为 $K_2$ ，则从图3可得

$$\left. \begin{aligned} y_1(t) &= x_1(t) - \sum_{k=0}^{K_2} w_{12}(k) y_2(t-k) \\ y_2(t) &= x_2(t) - \sum_{k=0}^{K_1} w_{21}(k) y_1(t-k) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中， $t$ 表示当前时刻的采样位置。在式(9)中，上式可以将 $y_1(t)$ 作为最优滤波器 $w_{12}(k)$ 的误差信号， $x_1(t)$ 作为期望信号， $y_2(t)$ 作为输入信号；类似地，下式 $y_2(t)$ 作为最优滤波器 $w_{21}(k)$ 的误差信号， $x_2(t)$ 作为期望信号， $y_1(t)$ 作为输入信号。根据正交性原理，当滤波器最优时有

$$\left. \begin{aligned} r_{y_1 y_2}(k) &= E[y_1(t) y_2(t-k)] = 0, k = 0, 1, \dots, K_2 \\ r_{y_2 y_1}(k) &= E[y_2(t) y_1(t-k)] = 0, k = 0, 1, \dots, K_1 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

根据互相关函数的性质，式(10)可以表示为

$$r_{y_1 y_2}(k) = E[y_1(t) y_2(t-k)] = 0, \forall k \quad (11)$$

对比式(5)和式(11)可得出结论：在对滤波器求最优的过程中已经实现了对 $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 的去相关，即完成信号的分离。

由式(9)可知，若 $w_{12}(0) \neq 0$ 和 $w_{21}(0) \neq 0$ ， $y_1(t)$ 和 $y_2(t)$ 的当前值有关， $y_2(t)$ 和 $y_1(t)$ 的当前值有关，这在实际离散系统中是不可能进行计算的；而若系统为严格因果滤波器，即 $w_{12}(0) = 0$ 和 $w_{21}(0) = 0$ ，则 $y_1(t)$ 只和 $y_2(t)$ 的过去值有关， $y_2(t)$ 只和 $y_1(t)$ 的过去值有关，可以进行计算，则令

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Y}_1(t) &= [y_1(t-1), y_1(t-2), \dots, y_1(t-K_1)]^T \\ \mathbf{Y}_2(t) &= [y_2(t-1), y_2(t-2), \dots, y_2(t-K_2)]^T \\ \mathbf{W}_{12} &= [w_{12}(1), w_{12}(2), \dots, w_{12}(K_2)]^T \\ \mathbf{W}_{21} &= [w_{21}(1), w_{21}(2), \dots, w_{21}(K_1)]^T \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

将式(9)转换为矩阵形式

$$\left. \begin{aligned} y_1(t) &= x_1(t) - \mathbf{W}_{12}^T \mathbf{Y}_2(t) \\ y_2(t) &= x_2(t) - \mathbf{W}_{21}^T \mathbf{Y}_1(t) \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

根据正交性原理，式(13)可以通过LMS类算法求解最优滤波器，并且在求解最优滤波器的过程中可以按照分离信号之间相关性最小的准则进行信号分离。滤波器的迭代公式为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{W}_{12}(t) &= \mathbf{W}_{12}(t-1) + \mu_{12} y_1(t) \mathbf{Y}_2(t) \\ \mathbf{W}_{21}(t) &= \mathbf{W}_{21}(t-1) + \mu_{21} y_2(t) \mathbf{Y}_1(t) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

将式(13)的 $\mathbf{W}_{12}$ ， $\mathbf{W}_{21}$ 分别替换为 $\mathbf{W}_{12}(t-1)$ ， $\mathbf{W}_{21}(t-1)$ ，结合式(14)即为双通道LMS的更新过程。将双通道LMS推广至多通道的情况，对于任意的 $N = M \geq 2$ ， $i, j = 1, 2, \dots, N$ 且 $i \neq j$ ，令

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Y}_i(t) &= [y_i(t-1), y_i(t-2), \dots, y_i(t-K_i)]^T \\ \mathbf{W}_{ij} &= [w_{ij}(1), w_{ij}(2), \dots, w_{ij}(K_j)]^T, i \neq j \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

类似地，将 $x_i(t)$ 作为期望信号， $y_i(t)$ 作为误差信号， $y_j(t)$ ， $j \neq i$ 作为输入信号，如图4所示，根据正交性原理，当滤波器最优时，得到的误差信号 $y_i(t)$ 和任一输入信号 $y_j(t)$ ， $j \neq i$ 相互正交。对于任一通道，都有 $y_i(t)$ 和 $y_j(t)$ ， $j \neq i$ 正交，则 $\forall i, \forall j, i \neq j$ ,

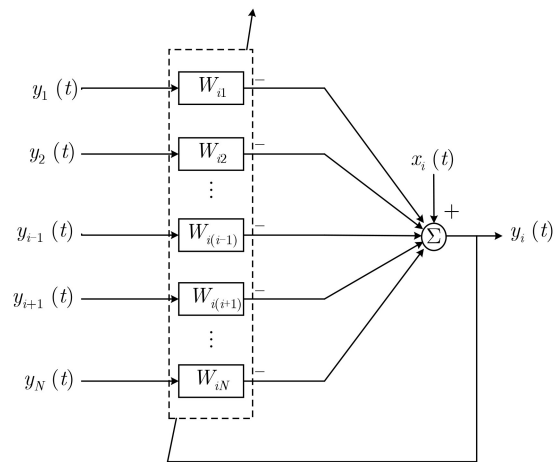


图4 第*i*个通道的分离系统示意图



$y_i(t)$ 和 $y_j(t)$ 的相关性最小。为便于操作,  $K_i$ 也可任取整数 $K \geq \max\{K_i, i = 1, 2, \dots, N\}$ , 多通道LMS算法的更新过程为

$$\left. \begin{aligned} y_i(t) &= x_i(t) - \sum_{j=1, j \neq i}^N \mathbf{W}_{ij}^T(t-1) \mathbf{Y}_j(t) \\ \mathbf{W}_{ij}(t) &= \mathbf{W}_{ij}(t-1) + \mu_{ij} y_i(t) \mathbf{Y}_j(t), i \neq j \end{aligned} \right\} (16)$$

式中,  $\mu_{ij}$ 是正数, 为步长参数。以上为基于2阶统计量的盲源分离的多通道LMS算法的推导过程, 算法的时间复杂度为 $O(KLN^2)$ , 其中 $K$ 为滤波器阶数,  $L$ 为数据长度,  $N$ 为接收通道数量, 多通道LMS算法的总结见表1。在传统处理流程中, LMS类算法用于杂波对消时, 仅有1个通道, 输入

表1 多通道LMS算法总结

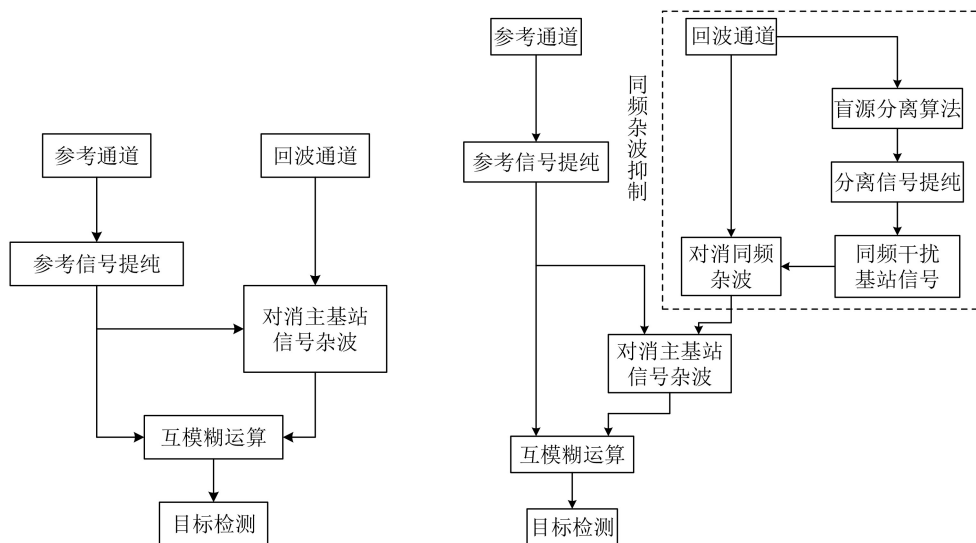
参数: $N =$ 源数目, $M =$ 观测信号数目 一般假设 $N = M$ $K_i =$ 分离滤波器阶数, $i = 1, 2, \dots, N$ $\mu_{ij} =$ 步长, $i, j = 1, 2, \dots, N$ , 且 $i \neq j$
输入: $x_i(t) =$ 观测信号, $i = 1, 2, \dots, N$
初始化: $\mathbf{W}_{ij}(0) = \mathbf{0}_{Kj}$ , $i, j = 1, 2, \dots, N$ , 且 $i \neq j$ $\mathbf{Y}_i(t) = \mathbf{0}_{K_i}$ , $i = 1, 2, \dots, N$ $K_i$ 选取 $K \geq \max\{K_i, i = 1, 2, \dots, N\}$ $\mu_{ij}$ 根据输入数据进行调整
计算: 对 $t = 1, 2, \dots$ , 迭代计算: $y_i(t) = x_i(t) - \sum_{j \neq i, j=1}^N \mathbf{W}_{ij}^T(t-1) \mathbf{Y}_j(t)$ $\mathbf{W}_{ij}(t) = \mathbf{W}_{ij}(t-1) + \mu_{ij} y_i(t) \mathbf{Y}_j(t)$ $\mathbf{Y}_i(t) = [y_i(t-1), y_i(t-2), \dots, y_i(t-K_i)]^T$ $i, j = 1, 2, \dots, N, i \neq j$
终止条件: 前后两次分离信号之间相关性系数的变化量小于所设的误差门限
输出: $y_i(t) =$ 分离信号, $i = 1, 2, \dots, N$

信号为参考信号, 期望信号为回波信号, 得到的误差信号为对消杂波后的回波信号; 本文利用多通道LMS算法实现基于2阶统计量的盲源分离算法, 如图4所示, 系统的输入信号为其他通道的分离信号, 期望信号为第 $i$ 个通道的回波信号, 得到的误差信号是第 $i$ 个通道的分离信号。需要注意的是, 实际情况中, 由于同一个发射源信号的直达波和多径杂波并不能通过该算法进行区分, 因此对于分离后的信号需要进行提纯处理。

### 4 改进的信号处理流程

根据式(1)可知, 相比于基于电视、FM信号的无源雷达的回波信号, 基于LTE信号的无源雷达的回波信号主要增加了同频干扰基站的直达波和多径杂波。如果采用传统的无源雷达信号处理流程(图5(a)), 使用参考通道的接收信号直接对消回波通道的接收信号, 由于同频干扰杂波的存在, 其杂波对消比低, 如图6所示, 效果很差, 在进行互模糊运算后, 会导致底噪太高, 影响无源雷达的检测性能。

改进后的基于盲源分离算法的无源雷达信号处理流程如图5(b)所示, 在传统处理流程上加入了抑制同频干扰杂波的步骤: 首先将多个回波通道的接收信号通过多通道LMS滤波器实现盲源分离算法, 得到各个同频发射基站的分离信号, 其中包含所对应发射基站的直达波信号和多径信号; 然后对各个分离信号进行提纯处理; 然后用提纯后的分离信号对消回波信号中的同频干扰基站的直达波和多径杂波, 得到抑制同频干扰后的回波信号; 最后利用提纯后的参考信号和抑制同频干扰后的回波信号进行传统的无源雷达信号处理, 即进行主基站杂波对消



(a) 传统无源雷达信号处理流程

(b) 基于盲源分离算法的无源雷达信号处理流程

图5 无源雷达信号处理流程图

和互模糊运算，得到目标的距离和速度信息，实现目标检测。因此在改进后的处理流程中，基于2阶统计量的盲源分离的多通道LMS算法是核心，也是本文的研究重点，通过多通道LMS算法分离出的同频基站信号的纯净度会直接影响到对消同频干扰杂波的效果以及对目标的检测性能。提纯算法<sup>[21,22]</sup>和杂波对消算法<sup>[23-26]</sup>在国内外已有大量文献对其进行讨论，不作为本文的重点进行论述。

### 5 仿真分析

接下来通过仿真分析验证多通道LMS算法的有效性，假设有两个发射基站，两个回波通道，实验参数如表2和表3所示，其中弱多径的时延和衰减都是随机产生，考虑较强的噪声，信噪比为15 dB。

两天线接收的观测信号与源信号的散点图如图7所示，对于每个观测信号都包含两个不同发射基站的信号，所以呈现出一定的椭圆状，表明一定的相

关性。图8是通过无源雷达传统处理流程的互模糊函数图，因为未能对消同频干扰杂波，底噪较高，为95.92 dB，只检测出11.39  $\mu\text{s}$ 处的强目标，目标峰值分别为116.02 dB，信噪比分别为20.10 dB，而并未检测出17.15  $\mu\text{s}$ 处的弱目标，造成漏警。

通过多通道LMS算法得到的分离信号与源信号的散点图如图9所示，可以看到分离信号1与源信号1的散点图为细长的椭圆，表明两者具有较高的拟合度，类似地，分离信号2与源信号2也具有较高

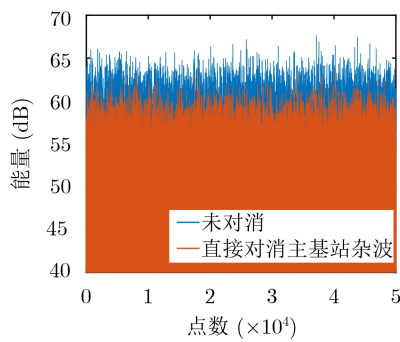


图6 传统无源雷达杂波对消能量对比图

表2 回波通道1仿真参数

	主基站信号		同频干扰基站信号	
	时延( $\mu\text{s}$ )	衰减(dB)	时延( $\mu\text{s}$ )	衰减(dB)
直达波	0	0	0.07	-1
多径1	0.13	-8	0.20	-9
多径2	0.29	-11	0.36	-12
多径3	0.42	-15	0.59	-15
弱多径	0.16~1.95	-20~>-30	0.16~1.95	-20~>-30
目标1	11.39	-30		
目标2	17.15	-37		

表3 回波通道2仿真参数

	主基站信号		同频干扰基站信号	
	时延( $\mu\text{s}$ )	衰减(dB)	时延( $\mu\text{s}$ )	衰减(dB)
直达波	0.03	-2	0	-1
多径1	0.19	-8	0.16	-9
多径2	0.35	-14	0.36	-13
多径3	0.46	-19	0.49	-14
弱多径	0.16~1.95	-20~>-30	0.16~1.95	-20~>-30

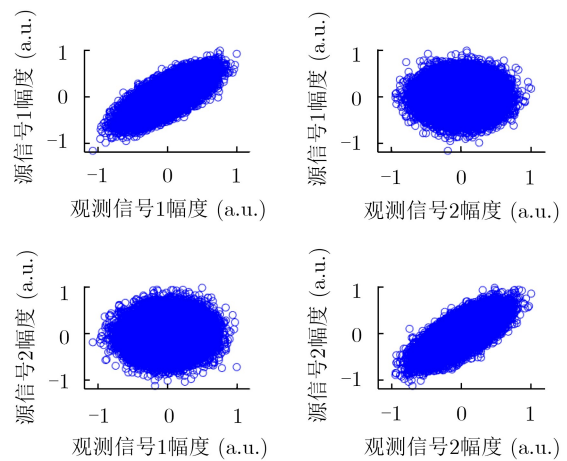


图7 观测信号与源信号的散点图

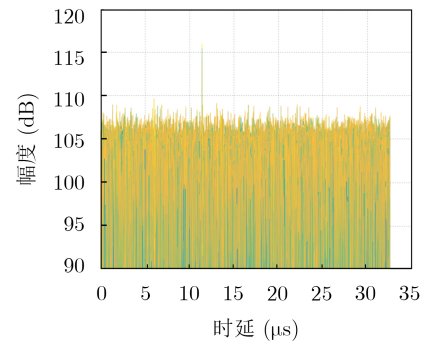


图8 传统处理流程后的互模糊距离剖面图

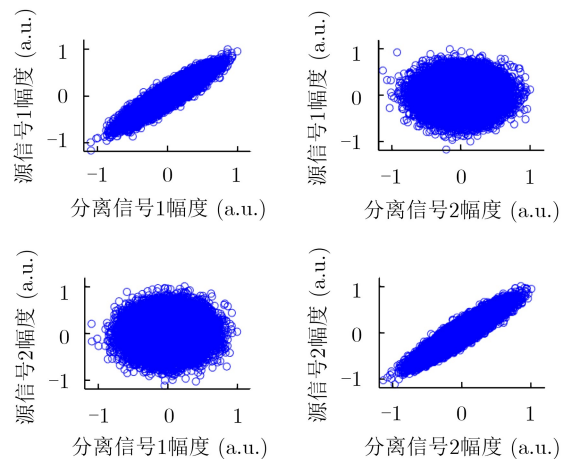


图9 分离信号与源信号散点图

拟合度,理想的分离状态下分离信号与源信号的散点图应为一条斜直线。图10为直接对消主基站杂波后的能量与对消同频干扰杂波和主基站杂波后的能量对比图,直接对消主基站杂波的对消比为3.58 dB,而通过分离信号对消同频干扰后再进行主基站杂波对消所得到的对消比为10.85 dB,对消比提高7.27 dB,表现在互模糊图像上为底噪下降,如图11所示,底噪为88.61 dB,下降7.31 dB,和杂波对消比改善量基本吻合。从图11中可以看出,强弱目标都被检测出来,目标峰值分别为116.36 dB和109.89 dB,信噪比分别为27.75 dB和21.28 dB。

多通道LMS算法性能受到噪声的影响如图12所示,实际情况中无源雷达回波信号的信噪比一般大

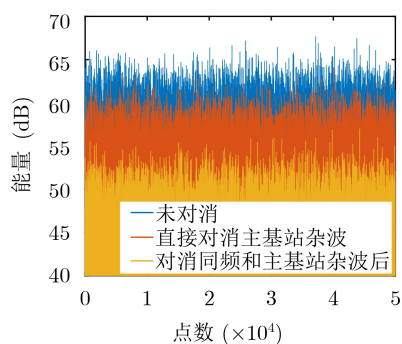


图10 对消能量比较图

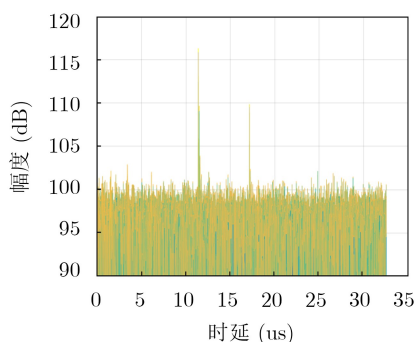


图11 改进的处理流程后的互模糊距离剖面图

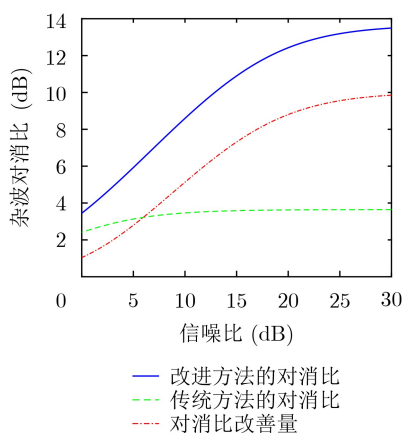


图12 噪声对杂波对消比的影响

于15 dB,从图12可以看出当信噪比大于15 dB时,改进的处理流程具有良好的对消效果;即使在比较极端的情况,即噪声和主基站信号能量相差不大时,该方法仍然有一定的改善效果。传统处理方法的对消比随信噪比变化不明显的原因是其主要受到同频干扰杂波的影响。综上,本文所提出的方法具有实用性。

## 6 结束语

本文针对基于LTE信号的无源雷达存在同频基站干扰的问题,考虑了实际LTE信号的高斯特性,建立了该体制雷达系统的回波信号模型,提出一种基于2阶统计量的盲源分离的多通道LMS算法,改进了传统无源雷达信号的处理流程,增加了分离同频干扰直达波和多径杂波的步骤,从而抑制同频干扰杂波。该算法将每个基站的发射信号看作一个信号源,通道数只需要大于等于基站数目,保证各个信号源在统计独立或统计不相关的前提下,对回波信号进行分离获得各个同频干扰基站信号,然后对回波信号进行同频干扰杂波对消和主基站信号杂波对消,解决了现有同频干扰抑制算法所存在的天线需求数目过多,抑制效果差等问题。通过仿真分析证明,本文所提算法能够有效增加杂波对消比,降低底噪,提高了目标信噪比,改善了基于LTE信号的无源雷达的检测性能。论文工作为后续基于LTE信号的无源雷达多通道数据处理提供了参考,为抑制同频干扰问题提供了一种有效的解决途径。

## 参考文献

- [1] GRIFFITHS H D and BAKER C J. Passive coherent location radar systems. Part 1: Performance prediction[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 153-159. doi: 10.1049/ip-rsn:20045082.
- [2] OLSEN K E and ASEN W. Bridging the gap between civilian and military passive radar[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2017, 32(2): 4-12. doi: 10.1109/MAES.2017.160030.
- [3] CUI Haixia, LEUNG V C M, LI Shaoqian, et al. LTE in the unlicensed band: Overview, challenges, and opportunities[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2017, 24(4): 99-105. doi: 10.1109/MWC.2016.1600031WC.
- [4] SALAH A A, ABDULLAH R S A R, ISMAIL A, et al. Feasibility study of LTE signal as a new illuminators of opportunity for passive radar applications[C]. 2013 IEEE International RF and Microwave Conference, Penang, Malaysia, 2013: 258-262.
- [5] SALAH A A, Abdullah R S A R, ISMAIL A, et al. Experimental study of LTE signals as illuminators of

- opportunity for passive bistatic radar applications[J]. *Electronics Letters*, 2014, 50(7): 545–547. doi: [10.1049/el.2014.0237](https://doi.org/10.1049/el.2014.0237).
- [6] ABDULLAH R S A R, AZIZ N H A, RASHID N E A, *et al.* Analysis on target detection and classification in LTE based passive forward scattering radar[J]. *Sensors*, 2016, 16(10): 1607. doi: [10.3390/s16101607](https://doi.org/10.3390/s16101607).
- [7] DAN Yangpeng, WAN Xianrong, YI Jianxin, *et al.* Ambiguity function analysis of Long Term Evolution transmission for passive radar[C]. The 12th International Symposium on Antennas, Propagation and EM theory, Hangzhou, China, 2018: 1–4.
- [8] 王本静, 易建新, 万显荣, 等. LTE外辐射源雷达帧间模糊带分析与抑制[J]. 雷达学报, 2018, 7(4): 514–522. doi: [10.12000/JR18025](https://doi.org/10.12000/JR18025).  
WANG Benjing, YI Jianxin, WAN Xianrong, *et al.* Inter-frame ambiguity analysis and suppression of LTE signal for passive radar[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(4): 514–522. doi: [10.12000/JR18025](https://doi.org/10.12000/JR18025).
- [9] 吕晓德, 张汉良, 杨璟茂, 等. 基于LTE信号的外辐射源雷达副峰特性及抑制方法研究[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(10): 2498–2505. doi: [10.11999/JEIT180019](https://doi.org/10.11999/JEIT180019).  
LÜ Xiaode, ZHANG Hanliang, YANG Jingmao, *et al.* Research on characteristics and suppression methods of side peaks of passive radar based on LTE signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(10): 2498–2505. doi: [10.11999/JEIT180019](https://doi.org/10.11999/JEIT180019).
- [10] 王海涛. 外辐射源雷达信号处理若干问题研究[D]. [博士学位论文], 西安电子科技大学, 2013.  
WANG Haitao. Study on some issues of signal processing for passive bistatic radar[D]. [Ph.D. dissertation], Xidian University, 2013.
- [11] 张良俊, 杨杰, 卢开旺. GSM辐射源雷达干扰抑制技术[J]. 电子学报, 2014, 42(9): 1852–1856.  
ZHANG Liangjun, YANG Jie, and LU Kaiwang. Clutter suppression technique in GSM based passive bistatic radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2014, 42(9): 1852–1856.
- [12] 陈刚, 王俊, 王珏, 等. GSM信号外辐射源雷达同频干扰抑制方法[J]. 西安电子科技大学学报: 自然科学版, 2017, 44(6): 37–42.  
CHEN Gang, WANG Jun, WANG Jue, *et al.* Method of co-channel interference cancellation for the GSM based PBR[J]. *Journal of Xidian University: Natural Science*, 2017, 44(6): 37–42.
- [13] WANG Shuzhao, JIN Guibin, JIN Guimei, *et al.* Method to remove the interference in reflected wave of passive radar based on the improved FastICA[C]. The 2009 9th International Conference on Electronic Measurement & Instruments, Beijing, China, 2009: 4-24–4-30.
- [14] YOU Hong, YU Wenzhen, and YOU Hong. Co-channel interference restraining for passive radar with illuminators of opportunity based on ICA[C]. 2011 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing, Xi'an, China, 2011: 1–3.
- [15] 陈希信, 王峰, 龙伟军. 基于独立成分分析的外辐射源雷达同频干扰抑制[J]. 中国电子科学研究院学报, 2015, 10(1): 75–77.  
CHEN Xixin, WANG Feng, and LONG Weijun. Co-channel interference suppression for passive radar based on independent component analysis[J]. *Journal of China Academy of Electronics and Information Technology*, 2015, 10(1): 75–77.
- [16] GUO Shuai, WANG Jun, CHEN Gang, *et al.* Mainlobe interference suppression based on independent component analysis in passive bistatic radar[J]. *IET Signal Processing*, 2018, 12(9): 1193–1201. doi: [10.1049/iet-spr.2018.5198](https://doi.org/10.1049/iet-spr.2018.5198).
- [17] 梅铁民. 盲源分离理论与算法[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2013: 105–116.  
MEI Tiemin. Theory and Algorithms of Blind Source Separation[M]. Beijing: Xidian University Press, 2013: 105–116.
- [18] CHENG Guanghui, WANG Leijie, and WANG Zhuande. A nonorthogonal joint block diagonalization algorithm avoiding degenerate solutions[J]. *Chinese Journal of Electronics*, 2017, 26(2): 331–335. doi: [10.1049/cje.2016.11.009](https://doi.org/10.1049/cje.2016.11.009).
- [19] YANG Liu, XIANG Yong, and PENG Dezhong. Precoding-based blind separation of MIMO FIR mixtures[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 12417–12427. doi: [10.1109/ACCESS.2017.2720578](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2720578).
- [20] JARBOUI L, DEVILLE Y, HOSSEINI S, *et al.* A second-order blind source separation method for bilinear mixtures[J]. *Multidimensional Systems and Signal Processing*, 2018, 29(3): 153–1172.
- [21] LI Jichuan, ZHAO Yaodong, ZHAO Yongke, *et al.* Direct path wave purification for passive radar with normalized least mean square algorithm[C]. 2013 IEEE International Conference on Signal Processing, Communication and Computing, Kunming, China, 2013: 1–4.
- [22] 陈刚, 王俊, 王珏, 等. 外辐射源雷达参考信号提纯方法[J]. 系统工程与电子技术, 2018, 40(1): 45–49. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2018.01.07](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2018.01.07).  
CHEN Gang, WANG Jun, WANG Jue, *et al.* Reference signal purifying method in passive bistatic radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2018, 40(1): 45–49. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2018.01.07](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2018.01.07).
- [23] 赵耀东, 吕晓德, 李纪传, 等. 基于插值理论的分数延迟杂波自适应对消算法[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(7): 1409–1414.



- ZHAO Yaodong, LÜ Xiaode, LI Jichuan, *et al.* Adaptive fractional-delay clutter cancellation algorithm based on interpolation theory[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2013, 35(7): 1409–1414.
- [24] 刘宇, 吕晓德, 杨鹏程. 一种无源雷达频域扩展相消批处理杂波对消算法[J]. *雷达学报*, 2016, 5(3): 293–301. doi: [10.12000/JR15098](https://doi.org/10.12000/JR15098).
- LIU Yu, LV Xiaode, and YANG Pengcheng. Batch version of extensive cancellation algorithm for clutter mitigation in frequency domain of passive radar[J]. *Journal of Radars*, 2016, 5(3): 293–301. doi: [10.12000/JR15098](https://doi.org/10.12000/JR15098).
- [25] 柴致海, 吕晓德, 杨鹏程, 等. 一种单频网模式下无源雷达时域杂波对消算法[J]. *雷达科学与技术*, 2018, 16(1): 6–13.
- CHAI Zhihai, LYU Xiaode, YANG Pengcheng, *et al.* A time-domain clutter cancellation algorithm for passive radar in SFN[J]. *Radar Science and Technology*, 2018, 16(1): 6–13.
- [26] YI Jianxin, WAN Xianrong, LI Deshi, *et al.* Robust clutter rejection in passive radar via generalized subband cancellation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2018, 54(4): 1931–1946. doi: [10.1109/TAES.2018.2805228](https://doi.org/10.1109/TAES.2018.2805228).
- 吕晓德: 男, 1969年生, 研究员, 研究方向为基于阵列技术的的新体制雷达系统及其应用.
- 孙正豪: 男, 1995年生, 硕士生, 研究方向为无源雷达信号处理.
- 刘忠胜: 男, 1977年生, 副研究员, 研究方向为干涉SAR信号处理.
- 张汉良: 男, 1993年生, 硕士生, 研究方向为基于LTE信号的无源雷达信号处理.
- 刘平羽: 男, 1994年生, 硕士生, 研究方向为无源雷达信号处理.