

基于最优杂波抑制的外辐射源雷达参考信号可信重构

张勋 万显荣* 易建新 龚子平

(武汉大学电子信息学院 武汉 430072)

摘要: 参考信号重构是数字电视外辐射源雷达信号处理的关键技术之一, 重构信号质量直接影响监测信号中时域杂波抑制效果。针对工程应用中重构的参考信号与实际发射信号失配的问题, 该文以监测信号时域杂波抑制效果最优为指标, 提出一种基于“解调-重调制”的参考信号可信重构方法。首先介绍参考信号重调制方法并建立基于非理想发射信号的信号模型; 然后推导了重调制参考信号与监测信号时域杂波抑制效果间的理论关系, 基于杂波抑制效果最优的准则, 得到可信重构参考信号; 最后仿真和实测数据验证了该参考信号可信重构方法的有效性。

关键词: 外辐射源雷达; 参考信号重构; 杂波抑制; 可信重构; 调制误差比

中图分类号: TN958.57

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)11-3193-08

DOI: 10.11999/JEIT201020

Reference Signal Trusted Reconstruction for Passive Radar Based on Optimal Clutter Rejection

ZHANG Xun WAN Xianrong YI Jianxin GONG Ziping

(School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: Reference signal reconstruction is one of the key technologies for signal processing of passive radar based on digital TV signals. The quality of the reconstructed signal affects directly the time-domain clutter suppression effect of the surveillance signal. To solve the problem that the reconstructed reference signal can not match the actual transmitted signal, this paper proposes a reference signal trusted reconstruction method based on “Demodulation-Remodulation” with the indicator that the optimal time-domain clutter suppression effect of the surveillance signal. First, the reference signal remodulation method is introduced and a signal model is established based on the non-ideal transmitted signal. Then, the theoretical relationship between the remodulation reference signal and the time-domain clutter suppression of the surveillance signal is derived. Based on the criterion of the optimal clutter suppression, the trusted reconstruction of the reference signal is obtained. Finally, simulation and field experiment verify the effectiveness of the reference signal trusted reconstruction method.

Key words: Passive radar; Reference signal reconstruction; Clutter suppression; Trusted reconstruction; Modulation Error Ratio(MER)

1 引言

外辐射源雷达是一种利用第三方非合作辐射源信号进行目标探测的雷达系统。因其具有节约频谱资源、隐蔽性好、造价相对低廉等诸多优点, 近年来得到广泛的研究^[1-6]。相较于模拟电视信号^[7]和调频信号^[8], 数字电视信号^[9-11]因采用正交频分复用

(Orthogonal Frequency Division Multiplex, OFDM) 调制技术, 具有带宽宽、信号功率稳定、抗多径能力强等优势, 是一种较为理想的雷达辐射源。

外辐射源雷达通过参考信号与目标回波信号的匹配滤波以获取目标的双基地距离和速度信息^[9], 此外, 参考信号也用于监测通道的时域杂波抑制^[5,12,13]。理想的参考信号为原始发射信号。因辐射源不可控, 参考信号获取是外辐射源雷达的关键技术之一。传统的外辐射源雷达参考信号获取可以采用具有较强方向性的天线直接指向发射站方向, 或利用天线阵列形成指向发射站的窄波束^[14]。但是这类方法对系统要求较高, 且接收信号中会不可避免地存在多径杂波和噪声干扰, 尤其是传播环境复

收稿日期: 2020-12-04; 改回日期: 2021-04-08; 网络出版: 2021-05-06

*通信作者: 万显荣 xrwan@whu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61931015, 62071335, 61831009), 湖北省科技创新项目(2019AAA061)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61931015, 62071335, 61831009), The Technological Innovation Project of Hubei Province (2019AAA061)

杂时,更是难以保证参考信号纯度。在数字电视外辐射源雷达中,可以利用数字电视信号的结构特征,通过重构的方式获取参考信号^[15-17]。在文献^[15-17]3种不同的数字电视信号重构中,均未涉及非理想因素的讨论,且未明确地提出衡量重构参考信号质量的指标。文献^[18,19]在参考信号建模时,虽然考虑了参考通道的噪声影响,但发射信号仍被假设为理想信号,未考虑工程应用中发射信号本身已包含发射端系统噪声的问题。此外,文献^[19]分析了参考信号调制误差比(Modulation Error Rate, MER)与监测信号时域杂波抑制后目标信噪比损失率之间的关系,并提出使用重新调制参考通道信号的方法以降低目标信噪比的损失,但并未给出参考信号纯度与监测信号时域杂波抑制效果间的直接关系。

基于此,本文建立基于非理想发射信号的信号模型,并推导重调制参考信号与监测信号时域杂波抑制效果间的理论关系,然后以监测信号时域杂波抑制效果最优为准则,得到可信重构参考信号。数字电视地面多媒体广播(Digital Television terrestrial Multimedia Broadcasting, DTMB)信号在我国的广泛分布为数字电视外辐射源雷达的研究提供了可能。不失一般性,本文以DTMB信号为例进行论述。

2 信号建模

2.1 重调制方法

DTMB信号中帧头为伪随机(Pseudo Noise, PN)序列,帧体为一个包含系统信息和数据的OFDM符号。因DTMB信号帧头和帧体均经过星座映射^[20],所以信号的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)可表示为^[21]

$$\text{SNR} = 10 \times \lg \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\sigma I_j^2 + \sigma Q_j^2)} \right) \quad (1)$$

其中, N 为数据点数, (I_j, Q_j) 表示理想的星座映射点, $(\sigma I_j, \sigma Q_j)$ 表示真实数据点与理想星座点之间的偏差向量。信号的MER可以表示为^[21]

$$\text{MER} = 10 \times \lg \left(\frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N (\sigma I_j^2 + \sigma Q_j^2)} \right) \quad (2)$$

MER通常用来表示数字电视信号的星座聚集程度,从而衡量信号的质量。比较式(1)与式(2),

也可发现MER与SNR其实等价。得益于数字电视信号的调制方式,可利用重新调制偏差向量 $(\sigma I_j, \sigma Q_j)$ 的方法改变信号质量,重新调制后的信号MER_m如式(3)所示,其中 α 为重调制系数。当 $\alpha < 1$ 时,重新调制的信号SNR提高,当 $\alpha > 1$ 时,重新调制的信号SNR下降

$$\text{MER}_m = 10 \times \lg \left\{ \frac{\sum_{j=1}^N (I_j^2 + Q_j^2)}{\sum_{j=1}^N [(\alpha \times \sigma I_j)^2 + (\alpha \times \sigma Q_j)^2]} \right\}, \quad \alpha > 0 \quad (3)$$

2.2 信号模型

数字电视外辐射源雷达通常包括参考通道和监测通道两个通道,其中参考通道接收参考信号,监测通道用于接收目标回波信号^[1]。参考通道接收信号通过信道估计与均衡后^[17],得到只包含原始发射信号和噪声的参考信号,如式(4)所示

$$\mathbf{s}_{\text{ref}} = \mathbf{s} + \mathbf{n}_{\text{ref}} \quad (4)$$

其中, \mathbf{n}_{ref} 为信号传播和接收端引入的高斯白噪声,均值为0,方差为 σ_{ref}^2 ; \mathbf{s} 为发射端实际发射信号,如式(5)所示

$$\mathbf{s} = \mathbf{s}_o + \mathbf{n}_o \quad (5)$$

\mathbf{s}_o 为理想的原始发射信号, \mathbf{n}_o 为发射端引入的高斯白噪声,均值为0,方差为 σ_o^2 。参考信号 \mathbf{s}_{ref} 经过式(3)所示方法重新调制后为

$$\mathbf{s}_{\text{rref}} = \mathbf{s}_o + \alpha(\mathbf{n}_o + \mathbf{n}_{\text{ref}}) \quad (6)$$

监测通道接收信号除了包括目标信号外,还包括直达波、多径杂波以及噪声,将直达波和多径杂波均视为杂波,监测信号可表示为

$$\mathbf{s}_{\text{sur}} = \mathbf{S}_{\text{tar}} \delta + \mathbf{S}_c \boldsymbol{\beta} + \mathbf{n}_{\text{sur}} \quad (7)$$

其中, $\mathbf{S}_{\text{tar}} \in \mathbb{C}^{N \times N_{\text{tar}}}$ 表示 N_{tar} 个目标回波, $\delta \in \mathbb{C}^{N_{\text{tar}} \times 1}$ 表示目标信号的幅度, $\mathbf{S}_c = [\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_1, \dots, \mathbf{s}_{M-1}] \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 表示杂波,其中 $\mathbf{s}_0 = \mathbf{s}$ 表示直达波, $\mathbf{s}_m, m = 1, 2, \dots, M-1$ 为 \mathbf{s} 的时延信号,表示多径杂波, $\boldsymbol{\beta} = [\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{M-1}]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 表示杂波的幅度, \mathbf{n}_{sur} 为传播环境和接收端引入的高斯白噪声,均值为0,方差为 σ_{sur}^2 。

3 可信重构

在数字电视外辐射源雷达信号处理中,参考信号用于匹配滤波和监测信号时域杂波抑制,参考信号纯度对外辐射源雷达性能的影响也体现在这两个方面。参考信号纯度对监测信号时域杂波抑制效果的影响十分显著^[22]。然而,当参考信号信噪比低于

10 dB时, 参考信号纯度对匹配滤波的影响较小, 相关峰值幅度变化在2 dB内; 当参考信号信噪比高于10 dB时, 参考信号纯度几乎不影响匹配滤波^[22,23]。因工程应用中, 基于DTMB信号的外辐射源雷达参考通道信号一般高于10 dB, 所以本文所提可信重构方法以监测信号时域杂波抑制效果最优为指标, 确定重调制参考信号的MER。

在监测信号时域杂波抑制算法中, 常用的有扩展相消批处理(Extensive Cancellation Algorithm Batches, ECA-B)算法^[12]和广义子带消除(Generalized Subband Cancellation, GSC)算法^[13]。由于两种算法的原理均是基于最小二乘(Least Squares, LS)准则, 为了简化推导过程, 本文以LS算法为例分析重调制参考信号纯度与监测信号时域杂波抑制效果之间的关系。为了便于理论推导, 首先分析监测信号中杂波只包含直达波情形, 然后分析杂波中同时包含直达波和多径杂波的情形。

3.1 只包含直达波情形

当监测信号中杂波只包含直达波时, 式(7)可以表示为

$$\mathbf{s}_{\text{sur}} = \mathbf{S}_{\text{tar}}\delta + \mathbf{s}\beta_0 + \mathbf{n}_{\text{sur}} \quad (8)$$

其中, β_0 表示监测信号中直达波的幅度。使用重调制的参考信号进行杂波抑制, 则监测信号时域杂波抑制在LS准则下可以表示为

$$\min_{\gamma_1} \left\{ \|\mathbf{s}_{\text{sur}} - \mathbf{s}_{\text{rref}}\gamma_1\|^2 \right\} \quad (9)$$

其解为

$$\gamma_1 = (\mathbf{s}_{\text{rref}}^H \mathbf{s}_{\text{rref}})^{-1} \mathbf{s}_{\text{rref}}^H \mathbf{s}_{\text{sur}} \quad (10)$$

杂波抑制后的监测信号可表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{\text{sur_after}} &= \mathbf{s}_{\text{sur}} - \mathbf{s}_{\text{rref}}(\mathbf{s}_{\text{rref}}^H \mathbf{s}_{\text{rref}})^{-1} \mathbf{s}_{\text{rref}}^H \mathbf{s}_{\text{sur}} \\ &= (\mathbf{I}_N - \mathbf{P}_{\text{rref}}) \mathbf{s}_{\text{sur}} \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $\mathbf{P}_{\text{rref}} = \mathbf{s}_{\text{rref}}(\mathbf{s}_{\text{rref}}^H \mathbf{s}_{\text{rref}})^{-1} \mathbf{s}_{\text{rref}}^H$ 为投影矩阵, 将式(6)所表示的重调制参考信号代入投影矩阵为

$$\mathbf{P}_{\text{rref}} = \frac{[\mathbf{s}_0 + \alpha(\mathbf{n}_0 + \mathbf{n}_{\text{ref}})][\mathbf{s}_0 + \alpha(\mathbf{n}_0 + \mathbf{n}_{\text{ref}})]^H}{[\mathbf{s}_0 + \alpha(\mathbf{n}_0 + \mathbf{n}_{\text{ref}})]^H [\mathbf{s}_0 + \alpha(\mathbf{n}_0 + \mathbf{n}_{\text{ref}})]} \quad (12)$$

因 $\mathbf{s}_0, \mathbf{n}_0$ 和 \mathbf{n}_{ref} 两两之间均是不相关的, 式(12)可以进一步表示为

$$\mathbf{P}_{\text{rref}} = \frac{[\mathbf{s}_0 + \alpha(\mathbf{n}_0 + \mathbf{n}_{\text{ref}})][\mathbf{s}_0 + \alpha(\mathbf{n}_0 + \mathbf{n}_{\text{ref}})]^H}{\|\mathbf{s}_0\|^2 + \alpha^2 N(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)} \quad (13)$$

将式(8)和式(13)代入式(11)中, 则有

$$\mathbf{s}_{\text{sur_after}} = c(\mathbf{S}_{\text{tar}}\delta + \mathbf{n}_{\text{sur}}) + \mathbf{s}_{\text{res}}\beta_0 \quad (14)$$

$$\mathbf{s}_{\text{res}} = (\mathbf{I}_N - \mathbf{P}_{\text{rref}})\mathbf{s} = c_1\mathbf{s}_0 + c_2\mathbf{n}_0 + c_3\mathbf{n}_{\text{ref}} \quad (15)$$

式(14)中 $c = \frac{\|\mathbf{s}_0\|^2 + \alpha^2(N-1)(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)}{\|\mathbf{s}_0\|^2 + \alpha^2 N(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)}$, 因

数据长度满足 $N \gg 1$, 所以 $c \approx 1$, 要使杂波抑制效果最佳, 只需使残余杂波 \mathbf{s}_{res} 功率最小即可。

式(15)中 $c_1 = \frac{\alpha^2 N(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2) - \alpha N \sigma_0^2}{\|\mathbf{s}_0\|^2 + \alpha^2 N(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)}$, $c_2 =$

$\frac{(1-\alpha)\|\mathbf{s}_0\|^2 + \alpha^2 N \sigma_{\text{ref}}^2}{\|\mathbf{s}_0\|^2 + \alpha^2 N(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)}$, $c_3 = -\frac{\alpha\|\mathbf{s}_0\|^2 + \alpha^2 N \sigma_0^2}{\|\mathbf{s}_0\|^2 + \alpha^2 N(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)}$ 。

因 $\text{MER}_m = 10 \times \lg \left[\frac{\|\mathbf{s}_0\|^2}{\alpha^2 N(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)} \right]$, 令

$x = 10^{\text{MER}_m/10}$, 则 $\alpha = \sqrt{\frac{\|\mathbf{s}_0\|^2}{xN(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)}}$,

$c_1 = \frac{1 - \sqrt{xN\sigma_0^4/\|\mathbf{s}_0\|^2(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)}}{x+1}$,

$c_2 = \frac{(1 - \sqrt{\|\mathbf{s}_0\|^2/xN(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)})x + \sigma_{\text{ref}}^2/(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)}{x+1}$,

$c_3 = \frac{\sqrt{x\|\mathbf{s}_0\|^2/N(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)} + \sigma_0^2/(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)}{x+1}$ 。因此

残余杂波 \mathbf{s}_{res} 功率可以表示为

$$\begin{aligned} P_{\text{res}} &= \frac{1}{N} \|\mathbf{s}_{\text{res}}\|^2 = \frac{1}{N} (c_1^2 \|\mathbf{s}_0\|^2 + c_2^2 N \sigma_0^2 + c_3^2 N \sigma_{\text{ref}}^2) \\ &= \frac{1}{N} f(x) \end{aligned} \quad (16)$$

因 $f(x)$ 在 $x \in (0, +\infty)$ 上存在极小值(证明过程见附录), 即残余杂波的功率 P_{res} 存在极小值, 所以可以通过重调制参考信号使得监测信号中直达波抑制效果最优。

3.2 同时包含直达波和多径杂波情形

当监测信号中杂波包含多径杂波时, 将重调制参考信号 \mathbf{s}_{rref} 按照相应的多径时延和幅度调制为

$$\mathbf{s}'_{\text{rref}} = \mathbf{S}_{\text{rref}}\beta \quad (17)$$

其中, $\mathbf{S}_{\text{rref}} = [\mathbf{s}_{\text{rref}}, \mathbf{s}_{\text{rref}_1}, \dots, \mathbf{s}_{\text{rref}_{M-1}}] \in \mathbb{C}^{N \times M}$, $\mathbf{s}_{\text{rref}_m}, m = 1, 2, \dots, M-1$ 是 \mathbf{s}_{rref} 的时延信号, 与监测信号中多径 \mathbf{s}_m 一一对应。投影矩阵则表示为 $\mathbf{P}'_{\text{rref}} = \mathbf{s}'_{\text{rref}}(\mathbf{s}'_{\text{rref}}{}^H \mathbf{s}'_{\text{rref}})^{-1} \mathbf{s}'_{\text{rref}}{}^H$, 因为OFDM调制信号的性质, 且时延点数一般远小于信号长度, 所以

$$\mathbf{s}'_{\text{rref}_i}{}^H \mathbf{s}_{\text{rref}_j} \simeq \begin{cases} 0, & i \neq j \\ \|\mathbf{s}_{\text{rref}}\|^2, & i, j = 1, 2, \dots, M-1 \end{cases} \quad (18)$$

将 $\mathbf{s}'_{\text{rref}}$ 代入投影矩阵中, 则

$$\mathbf{P}'_{\text{rref}} = \frac{[\mathbf{S}_{\text{rref}}\beta][\mathbf{S}_{\text{rref}}\beta]^H}{\|\beta\|^2 [\|\mathbf{s}_0\|^2 + \alpha^2 N(\sigma_0^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)]} \quad (19)$$

杂波抑制后的监测信号可表示为

$$\mathbf{s}'_{\text{sur_after}} = c'(\mathbf{S}_{\text{tar}}\delta + \mathbf{n}_{\text{sur}}) + \mathbf{s}'_{\text{res}} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{s}'_{\text{res}} &= (\mathbf{I}_N - \mathbf{P}'_{\text{ref}})\mathbf{S}_c\beta \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} (c'_1\mathbf{s}_{o_m} + c'_2\mathbf{n}_{o_m} + c'_3\mathbf{n}_{\text{ref_}m})\beta_m \end{aligned} \quad (21)$$

式(20)中 $c' = c$, 因此只需使残余杂波 \mathbf{s}'_{res} 的功率最小即可得到最优的杂波抑制效果。式(21)中 $c'_1 = c_1, c'_2 = c_2, c'_3 = c_3$, 当 $m = 0$ 时, $\mathbf{s}_{o_0} = \mathbf{s}_o, \mathbf{n}_{o_0} = \mathbf{n}_o, \mathbf{n}_{\text{ref_}0} = \mathbf{n}_{\text{ref}}$; 当 $m = 1, 2, \dots, M-1$ 时, $\mathbf{s}_{o_m}, \mathbf{n}_{o_m}, \mathbf{n}_{\text{ref_}m}$ 分别表示 $\mathbf{s}_o, \mathbf{n}_o, \mathbf{n}_{\text{ref}}$ 的相应时延信号。因此残余杂波 \mathbf{s}'_{res} 功率可以表示为

$$\begin{aligned} P'_{\text{res}} &= \frac{1}{N} \|\mathbf{s}'_{\text{res}}\|^2 = \frac{M\|\beta\|^2}{N} (c_1^2\|\mathbf{s}_o\|^2 \\ &\quad + c_2^2N\sigma_o^2 + c_3^2N\sigma_{\text{ref}}^2) = \frac{M\|\beta\|^2}{N} f(x) \end{aligned} \quad (22)$$

因 $f(x)$ 与 P_{res} 中 $f(x)$ 相同, 所以残余杂波 \mathbf{s}'_{res} 的功率 P'_{res} 在同样的 x 上存在极小值, 因此可以通过重调制参考信号使得监测信号时域杂波抑制效果最优, 实现可信重构, 即可以通过重调制参考信号, 使其与实际发射信号尽可能匹配。

4 基于最优杂波抑制准则的MER求解方法

虽然存在一个调制误差比为 MER_{opt} 的重调制参考信号使得监测信号时域杂波抑制效果最优, 但是 σ_o^2 和 σ_{ref}^2 的值未知, 无法直接求得 $f(x)$ 取最小值的解, 也无法使用牛顿法、二项式法等^[24]需要利用导数的最优化方法进行求解。考虑到工程应用中参考信号MER在有限范围内变化, 本文采用黄金分割法(golden section search)^[24]原理进行求解。由于无法直接计算杂波残余, 本文采用监测信号杂波抑制度(Clutter Attenuation, CA)度量使用不同MER参考信号时监测信号时域杂波抑制效果^[13]。CA为杂波抑制前监测信号功率与杂波抑制后监测信号功率之比, 表示为

$$\text{CA} = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{sur}}}{P_{\text{sur_after}}} \right) = g(\text{MER}) \quad (23)$$

其中, P_{sur} 为杂波抑制前监测信号功率, $P_{\text{sur_after}}$ 为杂波抑制后监测信号功率, $g(\cdot)$ 表示CA随MER的变化而变化的函数, 且 $g(\text{MER})$ 有极大值。CA值越大表示杂波抑制效果越好。

求解 MER_{opt} 的具体步骤如下:

(1) 初始化, 确立的取值范围 $[L, U]$ 以及求取MER的精度 $\varepsilon > 0, L = L_0, U = U_0$, 迭代次数 $k = 1, L_k = U_{k-1} - 0.618(U_{k-1} - L_{k-1}), U_k = L_{k-1} + 0.618(U_{k-1} - L_{k-1})$, 获取相应MER的重调制参考信号, 并计算相应监测信号CA, $g(L_k), g(U_k)$;

(2) 若 $U_k - L_k < \varepsilon$, 则 $\text{MER}_{\text{opt}} = (L_k + U_k)/2$, 并停止计算; 否则若 $g(L_k) < g(U_k)$, 转至步骤(3), 若 $g(L_k) \geq g(U_k)$, 转至步骤(4);

(3) 新的取值区间为 $[L_k, U_{k-1}]$, $L_{k+1} = U_k, U_{k+1} = L_k + 0.618(U_{k-1} - L_k)$, 计算 $g(U_{k+1})$, 转至步骤(5);

(4) 新的取值区间为 $[L_{k-1}, U_k]$, $L_{k+1} = U_k - 0.618(U_k - L_{k-1}), U_{k+1} = L_k$, 计算 $g(L_{k+1})$, 转至步骤(5);

(5) $k = k + 1$, 转至步骤(2)。

参考信号使用可信重构时, 数字电视外辐射源雷达信号处理流程如图1所示, 可信重构亦相当于在传统重构基础上加入如式(3)所示的重调制步骤。首先使用传统重构获得参考信号, 然后求解基于最优杂波抑制准则的参考信号 MER_{opt} (此求解过程在稳定的收发环境中只需进行1次), 再使用值 MER_{opt} 对参考信号进行重调制得到可信重构参考信号, 最后再进行杂波抑制和匹配滤波。杂波抑制算法采用LS类算法GSC^[13]。匹配滤波即距离多普勒(Range-Doppler, RD)谱采用“距离相关+多普勒变换”的方式计算^[25]。

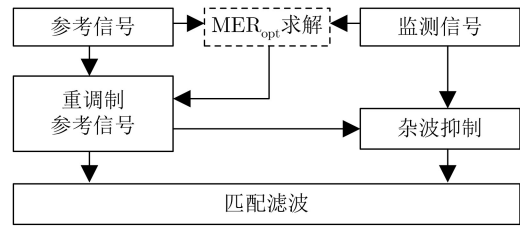


图1 信号处理流程图

5 仿真与实测数据结果

5.1 仿真分析

仿真实验中DTMB信号的帧头模式为PN420, 帧体星座映射模式为16正交振幅调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM), 积累时间约为71 ms。原始发射信号信噪比为25 dB, 参考信号假设为传统重构后的信号, 其信噪比为15 dB, 监测信号中直达波噪声比(Direct wave signal to Noise Ratio, DNR)为20 dB, 监测信号中其他的多径和目标参数如表1所示。

表1 监测信号杂波和目标参数

	直达波	多径1	多径2	多径3	目标1	目标2
距离元	0	11	45	100	70	40
多普勒元	0	0	0	0	-30	20
强度(dB)	0	-8.8	-16.2	-14.9	-58.0	-45.0

根据 MER_{opt} 求解方法，将 MER 取值范围设为 $[20, 40]$ dB，求解精度设为 $\varepsilon = 0.5$ dB。经过100次蒙特卡罗仿真，监测信号 CA 随不同 MER 重调制参考信号的变化曲线如图2所示，从图2可以看出监测信号 $CA = g(MER)$ 在 MER 上的确存在极大值，与理论分析结果一致。每次仿真均经过 $k = 7$ 次迭代计算后，得到 $MER_{opt} = 27.43$ dB。传统重构参考信号和可信重构参考信号星座图如图3所示，可信重构参考信号星座图各星座点更为聚集，信噪比提高。

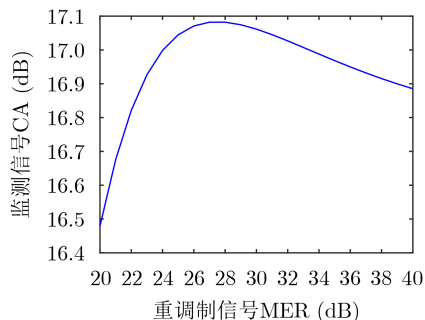


图 2 不同 MER 重调制参考信号对应的监测信号 CA

杂波抑制前RD谱如图4(a)所示，RD谱基底为53.56 dB，目标被掩盖。使用传统重构参考信号进行杂波抑制时，监测信号杂波抑制度为14.12 dB，RD谱如图4(b)所示，残余杂波掩盖了较弱的目标1。

使用可信重构参考信号进行杂波抑制时，监测信号杂波抑制度为17.08 dB，RD谱如图4(c)所示，目标均凸显出来。目标相关信息如表2所示，使用可信重构参考信号进行杂波抑制时RD谱基底下约3 dB，因此目标信噪比相应提高。仿真结果表明本文所提可信重构方法可以有效提高监测信号杂波抑制度，从而提高目标信噪比。

5.2 实测数据处理

为了进一步验证本文所提可信重构算法的有效性，本节给出了实测数据处理结果。武汉大学电波传播实验室利用自主研发的超高频(UltraHigh Frequency, UHF)外辐射源雷达系统展开了一系列实验^[10]。本文所用实测数据为2016年7月在南昌展开的外场实验采集，其中机会照射源为DTMB信号，帧头模式为PN420，帧体映射模式为4QAM。实测数据处理中积累时间约为284 ms，其他处理流程与仿真实验一致。利用黄金分割法求解重调制参考信号的 MER_{opt} ，将 MER 取值范围设为 $[20, 40]$ dB，求解精度设为 $\varepsilon = 0.5$ dB。监测信号 CA 随不同 MER 重调制参考信号的变化曲线如图5所示，从图5可以看出监测信号 $CA = g(MER)$ 在 MER 上存在极大值，与仿真和理论分析结果一致。经过 $k = 7$ 次迭代计算后，得到 $MER_{opt} = 30.34$ dB。传统重构参考信号 $MER = 10.47$ dB，其与可信重构参考信号星座

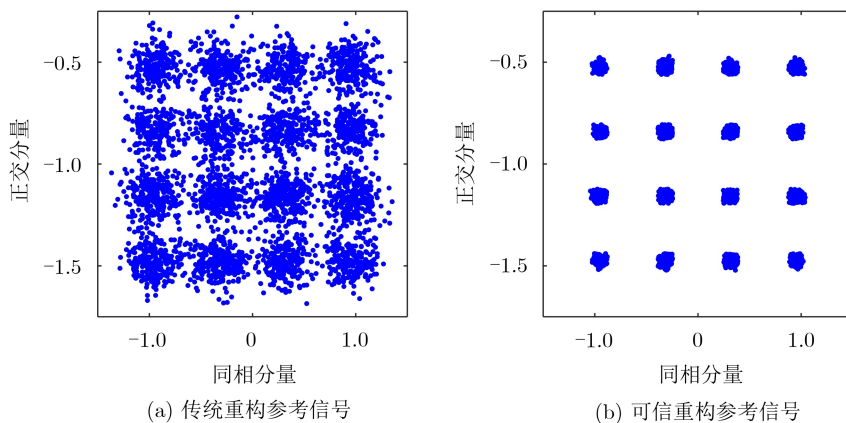


图 3 仿真数据星座图

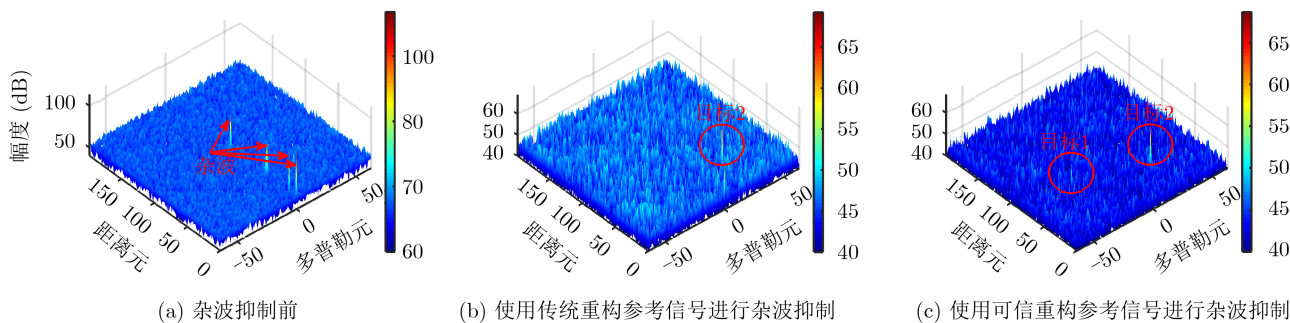


图 4 杂波抑制前后距离多普勒谱

表 2 RD谱基底和目标强度(dB)

	基底	目标1强度	目标2强度
使用传统重构参考信号进行杂波抑制	43.67	54.53	69.32
使用可信重构参考信号进行杂波抑制	40.94	54.81	68.68

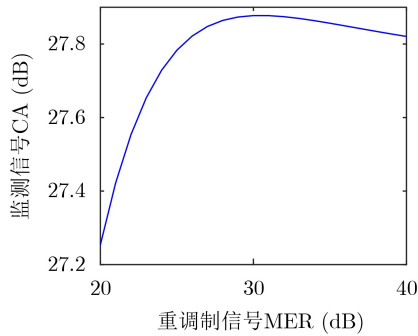


图 5 不同MER重调制参考信号对应的监测信号CA

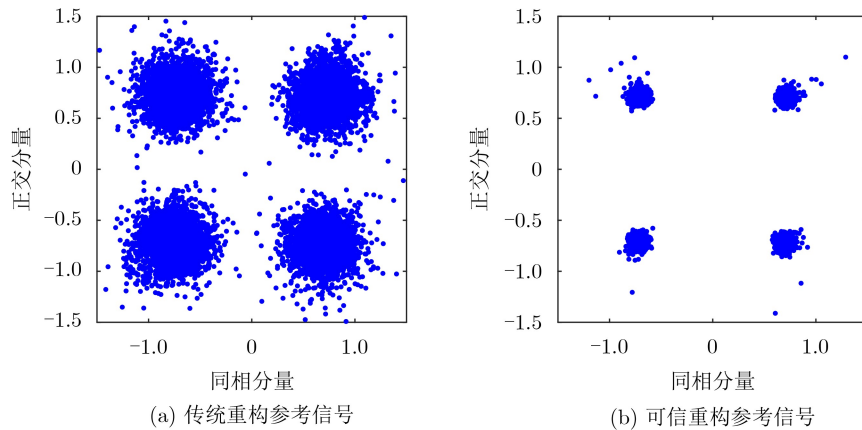


图 6 实测数据星座图

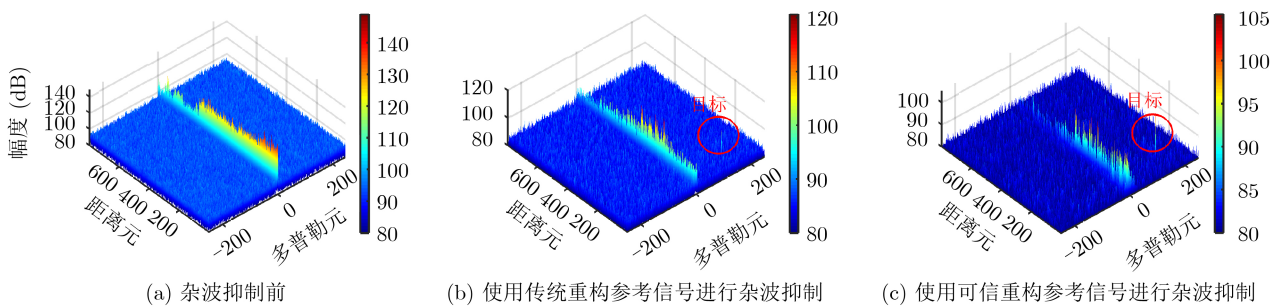


图 7 实测数据杂波抑制前后距离多普勒谱

表 3 实测数据RD谱基底和目标强度(dB)

	基底	目标强度
使用传统重构参考信号进行杂波抑制	82.04	103.9
使用可信重构参考信号进行杂波抑制	76.67	103.8

6 结束语

本文结合数字电视信号的结构特征，提出一种

如图6所示，可信重构参考信号星座图各星座点更为聚集，信噪比提高。

杂波抑制前RD谱如图7(a)所示，RD谱基底为90.28 dB，目标被掩盖。使用传统重构参考信号进行杂波抑制时，监测信号杂波抑制制度为22.65 dB，RD谱如图7(b)所示，使用可信重构参考信号进行杂波抑制时，监测信号杂波抑制制度为27.88 dB，RD谱如图7(c)所示。两种参考信号样本进行杂波抑制时，目标均凸显出来，但是相较于使用原参考信号，使用可信重构参考信号进行杂波抑制时杂波抑制制度提高约5 dB，从而目标信噪比提高约5 dB。目标相关信息如表3所示，使用可信重构参考信号进行杂波抑制时RD谱基底下降约5 dB，而目标强度几乎不变，因此目标信噪比相应提高。实测数据结果也验证了本文所提可信重构方法的有效性。

参考信号可信重构方法，以监测信号时域杂波抑制效果最优为指标对参考信号进行重调制。针对数字电视外辐射源雷达中第三方辐射源非理想导致参考信号无法与实际发射信号相匹配，从而降低监测信号时域杂波抑制效果的问题，本文结合工程应用建立了基于非理想发射信号的信号模型。然后结合LS时域杂波抑制原理，从理论上证明了存在一个调制误差比为 MER_{opt} 的重调制参考信号使得监测信号

时域杂波抑制效果最优, 最后仿真和实测数据均验证了本文所提参考信号可信重构方法的有效性。

附录

$f(x)$ 在 $x \in (0, +\infty)$ 上存在极小值的证明:

将 c_1, c_2, c_3 的值代入式(16)中, 则

$$\left. \begin{aligned} f(x) &= \frac{a_0 x^2 + a_1 x^{3/2} + a_2 x + a_3 x^{1/2} + a_4}{(x+1)^2} \\ a_0 &= N\sigma_o^2 \\ a_1 &= -2\sigma_o^2 \sqrt{N\|\mathbf{s}_o\|^2 / (\sigma_o^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)} \\ a_2 &= \|\mathbf{s}_o\|^2 + \frac{2N\sigma_o^2 \sigma_{\text{ref}}^2}{\sigma_o^2 + \sigma_{\text{ref}}^2} + \frac{N\sigma_o^4}{\sigma_o^2 + \sigma_{\text{ref}}^2} \\ a_3 &= a_1 \\ a_4 &= \|\mathbf{s}_o\|^2 + N\sigma_o^2 \left(\frac{\sigma_{\text{ref}}^2}{\sigma_o^2 + \sigma_{\text{ref}}^2} \right)^2 + N\sigma_{\text{ref}}^2 \left(\frac{\sigma_o^2}{\sigma_o^2 + \sigma_{\text{ref}}^2} \right)^2 \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

其1阶导数为

$$\begin{aligned} f'(x) &= \frac{-\frac{a_1}{2}x^2 + (2a_0 - a_2)x^{3/2} + (a_2 - 2a_4)x^{1/2} + \frac{a_3}{2}}{\sqrt{x}(x+1)^3} \\ &= \frac{g(\sqrt{x})}{\sqrt{x}(x+1)^3} \end{aligned} \quad (25)$$

令 $y = x^{1/2}$, 则

$$g(y) = -\frac{a_1}{2}y^4 + (2a_0 - a_2)y^3 + (a_2 - 2a_4)y + \frac{a_3}{2} \quad (26)$$

其1阶导数、2阶导数分别为

$$g'(y) = -2a_1y^3 + (6a_0 - 3a_2)y^2 + a_2 - 2a_4 \quad (27)$$

$$g''(y) = -6a_1y^2 + (12a_0 - 6a_2)y \quad (28)$$

当 $g(y)$ 的2阶导数为0时, 其根为 $y_1 = 0$, $y_2 = \frac{2a_0 - a_2}{a_1}$, $2a_0 - a_2 = \frac{N\sigma_o^4}{\sigma_o^2 + \sigma_{\text{ref}}^2} - \|\mathbf{s}_o\|^2$ 。因为参考通道接收信号一般大于0 dB, 即 $\frac{\|\mathbf{s}_o\|^2}{N(\sigma_o^2 + \sigma_{\text{ref}}^2)} > 1 > \left(\frac{\sigma_o^2}{\sigma_o^2 + \sigma_{\text{ref}}^2} \right)^2$, 所以 $2a_0 - a_2 < 0$, 又因 $a_1 < 0$, 所以 $y_2 > 0$ 。根据1元2次方程的性质, 当 $y \in (0, y_2)$ 时, $g''(y) < 0$, $g'(y)$ 单调递减, $g'(0) = a_2 - 2a_4 = a_0 - 2a_2 < 0$; 当 $y \in (y_2, +\infty)$ 时, $g''(y) > 0$, $g'(y)$ 单调递增。因此根据1元3次方程的性质, 存在 y_3 使得 $g'(y_3) = 0$, 且当 $y \in (0, y_3)$ 时, $g'(y) < 0$, $g(y)$ 单调递减, $g(0) = a_3/2 < 0$; 当 $y \in (y_3, +\infty)$ 时, $g'(y) > 0$, $g(y)$ 单调递增。同理存在 y_4 使得 $g(y_4) = 0$, 即存在 $x = y_4^2$ 使得 $f'(y_4^2) = 0$, 且当 $x \in (0, y_4^2)$ 时, $f'(x) < 0$, $f(x)$ 单调递减, $g(0) = a_3/2 < 0$; 当 $x \in (y_4^2, +\infty)$ 时, $f'(x) > 0$, $f(x)$ 单调递增。因此, $f(x)$ 在 $x \in (0, +\infty)$ 上存在极小值。

参考文献

- [1] 万显荣. 基于低频段数字广播电视信号的外辐射源雷达发展现状与趋势[J]. 雷达学报, 2012, 1(2): 109–123. doi: 10.3724/SP.J.1300.2012.20027.
WAN Xianrong. An overview on development of passive radar based on the low frequency band digital broadcasting and TV signals[J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(2): 109–123. doi: 10.3724/SP.J.1300.2012.20027.
- [2] KUSCHEL H, CRISTALLINI D, and OLSEN K E. Tutorial: Passive radar tutorial[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2019, 34(2): 2–19. doi: 10.1109/MAES.2018.160146.
- [3] MALANOWSKI M and KULPA K. Two methods for target localization in multistatic passive radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(1): 572–580. doi: 10.1109/TAES.2012.6129656.
- [4] FU Yan, WAN Xianrong, ZHANG Xun, et al. Parallel processing algorithm for multipath clutter cancellation in passive radar[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2018, 12(1): 121–129. doi: 10.1049/iet-rsn.2017.0106.
- [5] LIU Yuqi, YI Jianxin, WAN Xianrong, et al. Evaluation of clutter suppression in CP-OFDM-Based passive radar[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2019, 19(14): 5572–5586. doi: 10.1109/JSEN.2019.2907660.
- [6] AUBRY A, CAROTENUTO V, DE MAIO A, et al. Joint exploitation of TDOA and PCL techniques for two-dimensional target localization[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(1): 597–609. doi: 10.1109/TAES.2019.2917990.
- [7] ZAIMBASHI A. Target detection in analog terrestrial TV-based passive radar sensor: Joint delay-Doppler estimation[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2017, 17(17): 5569–5580. doi: 10.1109/JSEN.2017.2725822.
- [8] MALANOWSKI M, KULPA K, KULPA J, et al. Analysis of detection range of FM-based passive radar[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2014, 8(2): 153–159. doi: 10.1049/iet-rsn.2013.0185.
- [9] PALMER J E, HARMS H A, SEARLE S J, et al. DVB-T passive radar signal processing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(8): 2116–2126. doi: 10.1109/TSP.2012.2236324.
- [10] WAN Xianrong, YI Jianxin, ZHAO Zhixin, et al. Experimental research for CMDB-based passive radar under a multipath environment[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2014, 50(1): 70–85. doi: 10.1109/TAES.2013.120737.
- [11] 唐慧, 万显荣, 陈伟, 等. 数字地面多媒体广播外辐射源雷达目标探测实验研究[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(3): 575–580. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.00939.
TANG Hui, WAN Xianrong, CHEN Wei, et al. Experimentation on target detection with passive radar

- based on digital terrestrial multimedia broadcasting[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(3): 575–580. doi: [10.3724/SP.J.1146.2012.00939](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2012.00939).
- [12] COLONE F, O'HAGAN D W, LOMBARDO P, *et al.* 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. doi: [10.1109/TAES.2009.5089551](https://doi.org/10.1109/TAES.2009.5089551).
- [13] 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).
- [14] MALANOWSKI M and KULPA K. Digital beamforming for Passive Coherent Location radar[C]. 2008 IEEE Radar Conference, Roma, Italy, 2008: 1–6. doi: [10.1109/RADAR.2008.4720988](https://doi.org/10.1109/RADAR.2008.4720988).
- [15] SEARLE S, HOWARD S, PALMER J, *et al.* Remodulation of DVB-T signals for use in passive bistatic radar[C]. 2010 Conference Record of the Forty Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, USA, 2010: 1112–1116. doi: [10.1109/ACSSC.2010.5757576](https://doi.org/10.1109/ACSSC.2010.5757576).
- [16] 万显荣, 岑博, 易建新, 等. 中国移动多媒体广播外辐射源雷达参考信号获取方法研究[J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(2): 338–343. doi: [10.3724/SP.J.1146.2011.00572](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2011.00572).
WAN Xianrong, CEN Bo, YI Jianxin, *et al.* Reference signal extraction methods for CMMB-based passive bistatic radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(2): 338–343. doi: [10.3724/SP.J.1146.2011.00572](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2011.00572).
- [17] WAN Xianrong, WANG Junfang, HONG Sheng, *et al.* Reconstruction of reference signal for DTMB-based passive radar systems[C]. 2011 IEEE CIE International Conference on Radar, Chengdu, China, 2011: 165–168. doi: [10.1109/CIE-Radar.2011.6159501](https://doi.org/10.1109/CIE-Radar.2011.6159501).
- [18] LIU Jun, LI Hongbin, and HIMED B. Analysis of cross-correlation detector for passive radar applications[C]. 2015 IEEE Radar Conference, Arlington, USA, 2015: 772–776. doi: [10.1109/RADAR.2015.7131100](https://doi.org/10.1109/RADAR.2015.7131100).
- [19] TANG Hui, WAN Xianrong, YI Jianxin, *et al.* Performance of the least squares filter for passive radar interference cancellation applications[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2017, 11(8): 1208–1215. doi: [10.1049/iet-rsn.2016.0410](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2016.0410).
- [20] 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局, 中国国家标准化管理委员会. GB 20600-2006 数字电视地面广播传输系统帧结构、信道编码和调制[S]. 北京: 中国标准出版社, 2007.
General Administration of Quality Supervision, Inspection and Quarantine of the People's Republic of China and China National Standardization Administration Committee. GB 20600-2006 Framing structure, channel coding and modulation for digital television terrestrial broadcasting system[S]. Beijing: China Standards Press, 2007.
- [21] European Telecommunications Standard Institute. Digital Video Broadcasting (DVB); Measurement guidelines for DVB systems[R]. ETSI Technical Report ETR 290, 1997.
- [22] 万显荣, 唐慧, 王俊芳, 等. DTMB外辐射源雷达参考信号纯度对探测性能的影响分析[J]. *系统工程与电子技术*, 2013, 35(4): 725–729. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2013.04.08](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2013.04.08).
WAN Xianrong, TANG Hui, WANG Junfang, *et al.* Influence of reference signal purity on target detection performance in DTMB-based passive radar[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2013, 35(4): 725–729. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2013.04.08](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2013.04.08).
- [23] MAHFOUDIA O, HORLIN F, and NEYT X. Performance analysis of the reference signal reconstruction for DVB-T passive radars[J]. *Signal Processing*, 2019, 158: 26–35. doi: [10.1016/j.sigpro.2018.12.016](https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2018.12.016).
- [24] CHONG E K P and ŽAK S H. An Introduction to Optimization[M]. 3rd ed. Hoboken, US: John Wiley & Sons Inc., 2008: 101–105.
- [25] MOSCARDINI C, PETRI D, CAPRIA A, *et al.* Batches algorithm for passive radar: A theoretical analysis[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2015, 51(2): 1475–1487. doi: [10.1109/TAES.2015.130407](https://doi.org/10.1109/TAES.2015.130407).
- 张 勋: 男, 1989年生, 博士生, 研究方向为雷达信号处理、实时信号处理.
- 万显荣: 男, 1975年生, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为新体制雷达设计, 如外辐射源雷达系统、高频天波雷达系统及阵列信号处理.
- 易建新: 男, 1989年生, 博士, 副研究员, 研究方向为雷达信号处理、目标跟踪和信息融合.
- 龚子平: 男, 1977年生, 博士, 讲师, 研究方向为电波传播与无线电海洋遥感.

责任编辑: 余 蓉