

文章编号: 2095-4980(2018)06-0976-08

基于参数估计的分布式外源雷达接收站位选择

孟琦, 万显荣*, 谢锐, 徐凯文

(武汉大学 电子信息学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 分布式外源雷达(DPR)利用分置的多部接收站系统实施联合探测, 可实现雷达系统性能的有效提升。如何高效配置系统接收站几何架构是分布式外源雷达研究的重要课题。推导了基于数字电视地面多媒体广播(DTMB)信号的分布式外源雷达系统目标位置和速度联合估计的克拉美罗界(CRB), 以此为优化指标建立了接收站位选择模型, 并给出与之匹配的接收站子集选择算法。与枚举法相比, 本方法具有较低的计算复杂度, 可实现接收站的最优子集选择。仿真验证了算法的有效性。

关键词: 接收站选择; 克拉美罗界; 数字电视地面多媒体广播; 分布式外源雷达

中图分类号: TN958.97

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA201806.0976

Receiver selection in distributed passive radar system based on joint parameter estimation

MENG Qi, WAN Xianrong*, XIE Rui, XU Kaiwen

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

Abstract: Distributed Passive Radar(DPR) using multiple radar systems to detect jointly, achieves an effective improvement on detection performance. Geometry optimization is one of the most important parts in distributed passive radar research. The Cramer-Rao Bound(CRB) of the joint estimation for target location and velocity in distributed passive radar is investigated, employing the Digital Television Terrestrial Multimedia Broadcasting(DTMB) signals as signals of opportunity. The CRB is used as performance metric to establish the receiver selection model, accordingly a precise receiver selection method is proposed, offering polynomial approximation strategies. The simulation results show the effectiveness of the proposed method.

Keywords: receiver selection; Cramer-Rao Bound; Digital Television Terrestrial Multimedia Broadcasting; Distributed Passive Radar

分布式外源雷达(DPR)系统利用分置的多部被动雷达实施联合探测, 较单部被动雷达而言, 其对低、慢、小目标探测能力强, 覆盖范围广, 能有效提升雷达系统性能^[1-2], 在城市低空目标监视、通用航空管制、打击恐怖犯罪等领域具有重要应用价值。

接收站的合理优化布置是 DPR 探测性能的“倍增器”, 如何高效配置 DPR 接收站网络几何架构, 是研究的重要课题^[3]。站位优化问题的实质是选取合适的指标对雷达系统性能进行评估, 并通过最优化该指标进行雷达系统站位优化布局。目前 DPR 站位优化大致可归纳为两方面^[4]: a) 威力覆盖最大化; b) 对于一定感兴趣区域, 最优化漏检概率、信噪比、定位精确度等。实际应用中, 不同场景对雷达系统优化指标有不同要求。文献[5]根据定位精确度构建了优化模型, 将传感器子集选择问题转换为背包问题进行求解; 文献[6-7]以目标跟踪性能为指标, 分别对雷达系统收发对选择及工作频段选择进行优化; 文献[8]以检测概率为优化指标指导接收站布局。

克拉美罗界(CRB)为无偏估计的方差确定下界, 是衡量雷达系统参数估计性能的重要指标。文献[9-11]均指

收稿日期: 2018-02-06; 修回日期: 2018-04-02

基金项目: 国家重点研发计划资助项目(2016YFB0502403); 国家自然科学基金资助项目(61701350,61331012); 湖北省支撑项目(2015BCE075, 2016CFA061); 博士后创新人才支持计划(BX201600117)

*通信作者: 万显荣 email: xrwan@whu.edu.cn

出, 目标位置和速度联合参数估计的 CRB 强烈依赖于收发站的相对几何位置及传输信号参数, 可用于指导发射站功率分配、接收站布局等问题。目前已有文献^[12]利用该 CRB 对被动雷达网络的发射机进行选择, 本文将以此 CRB 建立优化模型, 对 DPR 接收站位优化问题展开研究。

对于目标位置和速度联合参数估计的 CRB, 国内外已有多家研究机构基于不同信号源开展研究。文献[13-14]分别以高斯脉冲信号、全球移动通信系统信号为照射源, 推导了 MIMO 雷达联合参数估计的期望 CRB 与广义克拉美罗界(Generalized CRB, GCRB), 在此基础上, 基于通用移动通信系统^[9-15]、L 频段数字航空通信系统^[10]、调频广播^[11]、WiFi^[16]等信号的外源雷达系统参数 CRB 得到进一步研究。数字电视地面多媒体广播(DTMB)是具有中国自主知识产权的数字电视信号传输标准, 文献[17]从实验上证实了利用 DTMB 信号作照射源, 用于目标探测的技术可行性。基于此, 本文研究了以 DTMB 信号为照射源的外源雷达系统接收站位选择问题, 需要说明的是, 目前尚无基于 DTMB 信号接收站位优化问题研究的公开报道。

本文以目标位置和速度联合参数估计的 CRB 为优化指标建立优化模型, 研究对于一定的感兴趣区域, 以最优化参数估计精确度来确定站位。首先介绍了 DTMB 的信号帧结构及 DPR 系统模型, 在此基础上对目标位置和速度联合参数估计的 CRB 进行推导, 以此为优化指标建立了接收站位选择模型, 并给出确定的接收机站位配置方法, 最后通过仿真验证了该方法的有效性。

1 信号与系统模型

1.1 DTMB 信号结构

DTMB 信号具有带宽大、发射功率稳定、分布广泛等优点, 是一种较为理想的雷达辐射源。其信号标准采用时域同步正交频分复用(Time Domain Synchronous-Orthogonal Frequency Division Multiplexing, TDS-OFDM), 使用伪噪声(Pseudo Noise, PN)序列在单载波和多载波块传输中作为保护间隔和训练符号。DTMB 系统的基本单元是信号帧, 由帧头和帧体两部分组成, 其信号帧结构如图 1 所示。帧体部分采用 OFDM 调制, 第 l 个 OFDM 符号的基带表达式为:

$$s_l(t) = \frac{1}{N_u} \sum_{k=0}^{N_u-1} c_{k,l} e^{j2\pi k \Delta f (t-T_h)}, \quad 0 \leq t < T_d \quad (1)$$

式中: N_u 为子载波数; $c_{k,l}$ 为串行发送的数据流; Δf 为子载波间隔; $T_b = T_d - T_h$ 为帧体持续时间。

基带后处理采用平方根升余弦滤波器进行基带脉冲成形, 其频率响应表达式如式(2)所示:

$$H(f) = \begin{cases} 1, & |f| \leq f_N(1-\alpha) \\ \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \frac{\pi}{2f_N} \left(\frac{|f| - f_N(1-\alpha)}{2} \right) \right\}^{\frac{1}{2}}, & f_N(1-\alpha) < |f| \leq f_N(1+\alpha) \\ 0, & |f| > f_N(1+\alpha) \end{cases} \quad (2)$$

式中: $f_N = 1/2T_s$ 为奈奎斯特频率, T_s 为信号的符号周期; α 为滤波器的滚降系数。

可得到 DTMB 信号的频域表达式为:

$$S(f) = F\{s_l(t)\} \cdot H(f) = \frac{1}{N_u} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N_u-1} c_{k,l} e^{-j2\pi k \Delta f (T_h + lT_d)} H(f - k \Delta f) \quad (3)$$

式中 L 为传输的 OFDM 符号总数。假定各子载波数据符号不相关, 即有:

$$E\{c_{k,l} c_{k',l'}^*\} = \begin{cases} \xi, & k = k', l = l' \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (4)$$

将信号归一化, 即保证 $\int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df = 1$, 可得到:

$$\xi = \frac{N_u}{2L f_N \left[1 + \frac{2}{\pi} \sin\left(\frac{\pi\alpha}{2}\right) \right]} \quad (5)$$

1.2 系统量测模型

假设空间中分布着 M 个发射站, N 个接收站, 其坐标均已知, 发射站 m ($m=1,2,\dots,M$), 接收站 n ($n=1,2,\dots,N$)

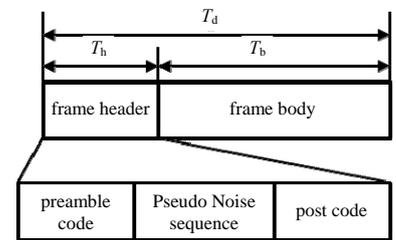


Fig.1 Frame structure of DTMB signal
图 1 DTMB 信号帧结构

坐标分别表示为 $(x_m^t, y_m^t), (x_n^r, y_n^r)$ 。从接收站 n 接收, 来自发射站 m (路径 nm) 的信号可表示为:

$$r_{nm}(t) = \sqrt{E} \zeta_{nm} s_m(t - \tau_{nm}) e^{j2\pi f_{nm} t} + \omega_{nm}(t) \quad (6)$$

式中: E 为路径 nm 的功率系数; $\omega_{nm}(t)$ 为方差为 σ_n^2 的零均值高斯白噪声; ζ_{nm} 为目标的反射系数。考虑目标 RCS 起伏统计特性为 Swerling1 模型, 则 ζ_{nm} 满足 $\zeta_{nm} \sim CN(0, \sigma_{nm}^2)$; 另外, 假定各收发路径上信号互不影响。

τ_{nm}, f_{nm} 分别表示路径 nm 对应的时延与频移, 其与目标的位置、速度密切相关, 可分别表示为:

$$\tau_{nm} = \frac{\sqrt{(x_m^t - x)^2 + (y_m^t - y)^2} + \sqrt{(x_n^r - x)^2 + (y_n^r - y)^2}}{c} = \frac{d_m^t + d_n^r}{c} \quad (7)$$

$$f_{nm} = \frac{v_x(x_m^t - x) + v_y(y_m^t - y)}{\lambda d_m^t} + \frac{v_x(x_n^r - x) + v_y(y_n^r - y)}{\lambda d_n^r} \quad (8)$$

式中: d_m^t, d_n^r 分别表示目标与发射站 m 及接收站 n 之间的距离; c 表示光速; λ 表示载波的波长。目标的位置信息 (x, y) 与速度信息 (v_x, v_y) 为本文待估参数, 表示为 $\theta = [x, y, v_x, v_y]^T$ 。

2 联合参数估计的 CRB

CRB 是比较无偏估计量性能的重要衡量标准。参数的 CRB 估计一般分两步: 首先获得目标参数的 Fisher 信息矩阵, 再对其求逆得到目标参数的 CRB。定义各收发对的信号为:

$$\tilde{r}(t) = [\tilde{r}_{11}(t), \tilde{r}_{12}(t), \dots, \tilde{r}_{NM}(t)]^T \quad (9)$$

参数的 Fisher 信息矩阵为对数似然函数的二阶导数^[18], 可表示为:

$$\mathbf{J}(\theta) = E_{r(t); \theta} \left\{ \nabla_{\theta} [\nabla_{\theta} \ln A_J(\tilde{r}(t); \theta)]^T \right\} = E_{r(t); \theta} \left\{ \nabla_{\theta} \left[\nabla_{\theta} \ln \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N A_{nm}(\tilde{r}_{nm}(t); \theta) \right]^T \right\} \quad (10)$$

式中 $A_{nm}(\tilde{r}_{nm}(t); \theta) = \frac{1}{\sigma_{nm}^2 E + 1} \exp \left\{ \frac{\sigma_{nm}^2 E}{\sigma_{nm}^2 E + 1} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{r}_{nm}(t) s_m^*(t - \tau_{nm}) e^{-j2\pi f_{nm} t} dt \right|^2 \right\}$ 。

Fisher 信息矩阵中参数分为两类, 一类参数与目标的位置、速度, 以及收发站点的位置相关, 其表达式如下:

$$a_{nm} \equiv \frac{\partial \tau_{nm}}{\partial x} = \frac{1}{c} \left(\frac{x - x_m^t}{d_m^t} + \frac{x - x_n^r}{d_n^r} \right) \quad (11)$$

$$b_{nm} \equiv \frac{\partial \tau_{nm}}{\partial y} = \frac{1}{c} \left(\frac{y - y_m^t}{d_m^t} + \frac{y - y_n^r}{d_n^r} \right) \quad (12)$$

$$\beta_{nm} \equiv \frac{\partial f_{nm}}{\partial v_x} = \frac{x_m^t - x}{\lambda d_m^t} + \frac{x_n^r - x}{\lambda d_n^r} \quad (13)$$

$$q_{nm} \equiv \frac{\partial f_{nm}}{\partial v_y} = \frac{y_m^t - y}{\lambda d_m^t} + \frac{y_n^r - y}{\lambda d_n^r} \quad (14)$$

$$e_{nm} \equiv \frac{\partial f_{nm}}{\partial x} = \frac{-v_x}{\lambda} \left(\frac{1}{d_m^t} + \frac{1}{d_n^r} \right) + \frac{(x_m^t - x)}{\lambda (d_m^t)^3} [v_x(x_m^t - x) + v_y(y_m^t - y)] + \frac{(x_n^r - x)}{\lambda (d_n^r)^3} [v_x(x_n^r - x) + v_y(y_n^r - y)] \quad (15)$$

$$g_{nm} \equiv \frac{\partial f_{nm}}{\partial y} = \frac{-v_y}{\lambda} \left(\frac{1}{d_m^t} + \frac{1}{d_n^r} \right) + \frac{(y_m^t - y)}{\lambda (d_m^t)^3} [v_x(x_m^t - x) + v_y(y_m^t - y)] + \frac{(y_n^r - y)}{\lambda (d_n^r)^3} [v_x(x_n^r - x) + v_y(y_n^r - y)] \quad (16)$$

Fisher 信息矩阵中另一类参数与传输信号的参数相关, 其表达式如下:

$$\varepsilon_m = \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |S_m(f)|^2 df - \left| \int_{-\infty}^{\infty} f |S_m(f)|^2 df \right|^2 \quad (17)$$

$$\eta_{nm} = \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |s_m(t - \tau_{nm})|^2 dt - \left| \int_{-\infty}^{\infty} t |s_m(t - \tau_{nm})|^2 dt \right|^2 \quad (18)$$

$$\gamma_{nm} = \frac{1}{2\pi} \Im \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} t s_m^*(t - \tau_{nm}) \frac{\partial s_m(t - \tau_{nm})}{\partial \tau_{nm}} dt \right\} - \int_{-\infty}^{\infty} f |S_m(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} t |s_m(t - \tau_{nm})|^2 dt \quad (19)$$

将式(3)中 $S(f)$ 代入式(17-19), 可得到参数 $\varepsilon_m, \eta_{nm}, \gamma_{nm}$ 的闭式表达, 如式(20-22)所示。

$$\varepsilon_m = \frac{\xi L}{N_u} \left\{ X_2 + \Delta f(1 + N_u)X_1 + \frac{1}{6} \Delta f^2(N_u + 1)(2N_u + 1)X_0 \right\} - \frac{\xi^2 L^2}{N_u^2} \left\{ X_1 + \frac{1}{2} \Delta f(1 + N_u)X_0 \right\}^2 \quad (20)$$

$$\eta_{nm} = \eta_{nm1} - |\eta_{nm2}|^2 = \frac{\xi L}{128 f_N N_u} \left(\alpha - \frac{2}{\pi} \sin \frac{\pi \alpha}{2} \right) \quad (21)$$

$$\gamma_{nm} = 0 \quad (22)$$

文献[13]推导了非相干 MIMO 雷达位置、速度联合估计的 Fisher 信息矩阵, 如式(23)所示。

$$\mathbf{J}(\theta) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \frac{8\pi^2 \sigma_{nm}^4 E^2}{\sigma_{nm}^2 E + 1} \times \begin{bmatrix} \varepsilon_m a_{nm}^2 + 2\gamma_{nm} a_{nm} e_{nm} + \eta_{nm} e_{nm}^2 & (\varepsilon_m a_{nm} + \gamma_{nm} e_{nm}) b_{nm} + (\gamma_{nm} a_{nm} + \eta_{nm} e_{nm}) g_{nm} & (\gamma_{nm} a_{nm} + \eta_{nm} e_{nm}) \beta_{nm} & (\gamma_{nm} a_{nm} + \eta_{nm} e_{nm}) q_{nm} \\ (\varepsilon_m a_{nm} + \gamma_{nm} e_{nm}) b_{nm} + (\gamma_{nm} a_{nm} + \eta_{nm} e_{nm}) g_{nm} & \varepsilon_m b_{nm}^2 + 2\gamma_{nm} b_{nm} g_{nm} + \eta_{nm} g_{nm}^2 & (\gamma_{nm} b_{nm} + \eta_{nm} g_{nm}) \beta_{nm} & (\gamma_{nm} b_{nm} + \eta_{nm} g_{nm}) q_{nm} \\ (\gamma_{nm} a_{nm} + \eta_{nm} e_{nm}) \beta_{nm} & (\gamma_{nm} b_{nm} + \eta_{nm} g_{nm}) \beta_{nm} & \eta_{nm} \beta_{nm}^2 & \eta_{nm} \beta_{nm} q_{nm} \\ (\gamma_{nm} a_{nm} + \eta_{nm} e_{nm}) q_{nm} & (\gamma_{nm} b_{nm} + \eta_{nm} g_{nm}) q_{nm} & \eta_{nm} \beta_{nm} q_{nm} & \eta_{nm} q_{nm}^2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

3 接收站位选择模型及算法

3.1 站位选择问题模型

接下来引入二进制参数 w_n , 用来描述接收站点 n 是否被选中, 即 $w_n = \begin{cases} 1, & \text{接收机}n\text{被选择} \\ 0, & \text{接收机}n\text{未选择} \end{cases} (n=1, 2, \dots, N)$ 。将接收站点 n 表示为 $\{\overline{p}_n\}$, $A_r = \{\overline{p}_1, \overline{p}_2, \dots, \overline{p}_N\}$ 表示所有备选接收站点集合, $B_r = \{\overline{p}_n \in A_r | w_n = 1\}$ 表示选中接收站点集合。

根据第二节的推导, 将式(23)中 Fisher 信息矩阵重新表示为 $\mathbf{J}(\theta, \mathbf{w})$ 。目标参数的克拉美罗下界为 Fisher 信息矩阵的逆矩阵对角线上的元素, 即有: $\text{var}(\hat{x}) \geq [\mathbf{J}^{-1}(\theta, \mathbf{w})]_{1,1}$, $\text{var}(\hat{y}) \geq [\mathbf{J}^{-1}(\theta, \mathbf{w})]_{4,4}$, $\text{var}(\hat{v}_x) \geq [\mathbf{J}^{-1}(\theta, \mathbf{w})]_{3,3}$, $\text{var}(\hat{v}_y) \geq [\mathbf{J}^{-1}(\theta, \mathbf{w})]_{4,4}$ 。那么 CRB 矩阵的迹, 即其对角线上元素之和, 则为目标参数下界的直观表达。本文介绍的接收站位选择算法中, 以联合估计克拉美罗矩阵的迹为目标函数, 将其定义为:

$$f(B_r) \triangleq \text{tr}[\text{CRB}(\theta, \mathbf{w})] = \text{tr}[\mathbf{J}^{-1}(\theta, \mathbf{w})] \quad (24)$$

本文针对的情形为对于一定的感兴趣区域, 以最优化参数估计精确度为指标确定站位, 该问题可描述为:

$$\begin{cases} \min_w f(B_r) \\ \text{s.t.} \begin{cases} \|w\| = K \\ w \in \{0, 1\}^N \end{cases} \end{cases} \quad (25)$$

式(25)描述的是一个基本 0-1 背包问题, 背包容量为子集大小 K , 目标为系统参数估计精确度最高, 即 $f(B_r)$ 值最小。0-1 背包问题已被证明是 NP-困难问题, 常用启发式算法进行求解, 贪婪算法因其高计算效率成为经典的启发式算法。本文提出基于贪婪算法的接收站子集算法, 下一小节将详细介绍接收站选择配置方案。

3.2 基于贪婪算法的接收站子集选择算法

贪婪算法的基本思想分 3 步: a) 对问题建立精确的数学模型; b) 将问题分解为一系列子问题, 定义问题的最优解模型及结构; c) 引入相应的贪婪原则, 确定每个子问题的局部最优解, 并根据最优解的模型, 用子问题的局部最优解堆叠出全局最优解。

本文接收站子集选择问题的数学模型如式(25)所示, 接着将最优解划分为:

$$B_r^{(\alpha)} = B_r^{(\alpha-1)} \cup \{\overline{p}_j\}^{(\alpha)} \quad (26)$$

式(26)表示第 (α) 次迭代后结果为第 $(\alpha-1)$ 次迭代后结果与第 (α) 次迭代选中的局部最优解的组合, 其中, 第 (α) 次迭代选中的局部最优解为使当前目标函数值最小的接收站点, 即:

$$\overline{p}_j = \arg \min_{p_i \in A_r} f(B_r^{(\alpha-1)} \cup \overline{p}_j) \quad (27)$$

根据式(26)~(27)，采用贪婪算法逐步考察备选站点，具体流程如下：

- 1) 初始化设置迭代计数器 $\alpha=1$ ，第 α 次迭代后接收站集合 $B_r^{(\alpha)} = \phi$ ，待选接收站点集合 $A_r = \{\overline{p}_1, \overline{p}_2, \dots, \overline{p}_N\}$ ；
- 2) 遍历待选接收站点集合 A_r ，选出使目标函数最小的站点 $\overline{p}_j = \arg \min_{p_i \in A_r} f(B_r^{(\alpha)} \cup \overline{p}_j)$ ；
- 3) 判断选出的站点 \overline{p}_j 是否已被选中，若 $\overline{p}_j \in B_r^{(\alpha)}$ ，则跳过该站点，继续步骤 2) 遍历；
- 4) 若 $\overline{p}_j \notin B_r^{(\alpha)}$ ，则 \overline{p}_j 为选中的站点，将其加入到解集 $B_r^{(\alpha)}$ 中，计数器 $\alpha = \alpha + 1$ ，即 $B_r^{(\alpha+1)} = B_r^{(\alpha)} \cup \{\overline{p}_j\}$ ；
- 5) 比较计数器 α 与子集大小门限 K ，若 $\alpha \leq K$ ，跳至步骤 2) 继续遍历；否则，遍历结束，此时的解集 $B_r^{(\alpha)}$ 即为最优解集。

贪婪算法为短视的启发式算法，迭代过程中，每一步只增加一个站点到接收站解集 $B_r^{(\alpha)}$ ，使得当前的目标函数 CRB 为最小。当预设接收站点数量门限达到，则停止迭代，所得结果即为算法最优解。

3.3 算法性能分析

对比来看，本文接收站子集选择算法的计算复杂度为 $O(KN^2)$ ，枚举法的计算复杂度为 $O(2^N)$ ，可以看出本文算法计算量显著减少。以备选站点数量 $N=20$ ，子集中接收站点的数量 $K=5$ 为例，本文算法迭代需进行 $5 \times 20 \times 20 = 2\,000$ 次，枚举法需进行 $2^{20} = 1\,048\,576$ 次，对于更多的备选接收站点数量，算法计算量之间的差距将进一步变大。

由于站位选择问题的复杂性，该问题存在大量的局部最优解，贪婪算法这类启发式算法可能在达到局部最优解时停止搜索，此时得不到全局最优解，得到的局部最优解可能只是满意解。为了评估本文算法结果与全局最优解之间的偏差，引入归一化偏差^[5]系数：

$$\psi = \frac{f(B_r^*) - f(B_r^{\text{opt}})}{f(B_r^{\text{opt}})} \times 100\% \quad (28)$$

式中： $f(B_r)$ 为式(24)中定义的系统联合参数估计克拉美罗矩阵的迹； B_r^{opt} 为枚举法选出的接收站全局最优子集； B_r^* 为本文算法选出的接收站子集。系数 ψ 用来描述本文子集选择算法结果与枚举法最优子集之间的偏差，系数越小，表示本文子集选择算法结果越接近全局最优子集，两者相等时系数为 0。

4 仿真分析

针对一发多收的情形，对接收站子集选择算法进行仿真分析。以武汉地区为例，DTMB 发射站点位于武汉龟山电视塔，信号具体参数如表 1 所示。收发站分布如图 2 所示，实心三角形表示发射站，坐标设置为 $(-4\text{ km}, 3\text{ km})$ ，空心圆圈表示 40 个备选接收站，等角度分布在半径 $R=1\text{ km}$ 的圆周上，五角星表示目标，在位置 $(150.0\text{ m}, 127.5\text{ m})$ 以速度 $(50\text{ m/s}, 30\text{ m/s})$ 移动。

传输信道方面，假定各路径上目标反射系数 ζ_{nm} 方差均相同，并将其简化为 $\sigma_{11}^2 = \dots = \sigma_{NM}^2 = 1$ 。功率系数 E 包含发射功率、天线增益、传输损耗等因素，定义路径 nm 的功率系数^[19] E 为：

$$E = \frac{E_m p_0}{d_m^t d_n^r} \quad (29)$$

式中： E_m 表示发射功率； p_0 表示 $d_m^t = d_n^r = 1$ 时接收机信号能量与发射信号能量之比。本文只考虑传输距离的影响，为简化取 $E_m p_0 = 1$ 。

设置接收站子集大小 $K=5$ ，采用第 3 节中的接收站子集选择算法，最优化系统参数估计精确度，得到的接收站位如图 3 所示，图中实心圆圈表示被选中的接收站点。

为了评估算法解集与最优解的偏差，采用式(28)中的偏差系数对算法结果进行分析，如表 2 所示。从表中可以看出，除

表 1 DTMB 信号传输参数

Table 1 DTMB signal transmission parameters	
parameter	value
launching center frequency f_c (Wuhan)/MHz	754
bandwidth B /MHz	7.56
subcarrier number N_u	3 780
subcarrier spacing Δf /kHz	2
filter roll off coefficient α	0.05

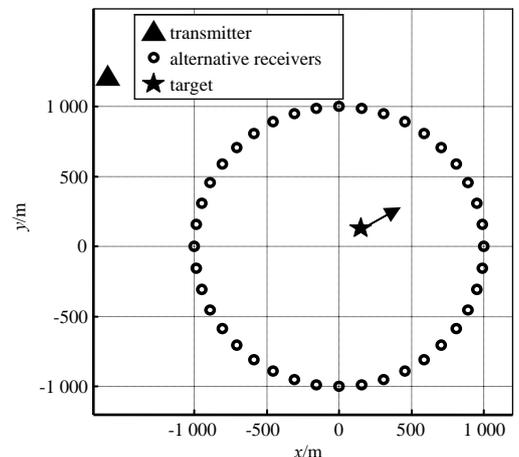


Fig.2 Target and distributed passive radar configuration
图 2 目标及 DPR 系统收发站点配置图

去 $K=3$, 接收站子集选择算法的结果与全局最优解的相似性高达 94%; 随着接收站数量的增多, 算法结果与全局最优解之间的偏差逐步减小。总体来说, 本算法结果与枚举法得到的全局最优解相似。

表 2 不同 K 值对应的归一化偏差系数

Table 2 Normalized approximation error for different K values ($K=3,4,\dots,7$)

K	$f(B_r^*)$	$f(B_r^{opt})$	error coefficient $\Psi/\%$
3	96.13	78.52	22.43
4	42.84	40.44	5.93
5	31.82	31.41	1.31
6	25.35	24.98	1.48
7	22.07	22.07	0

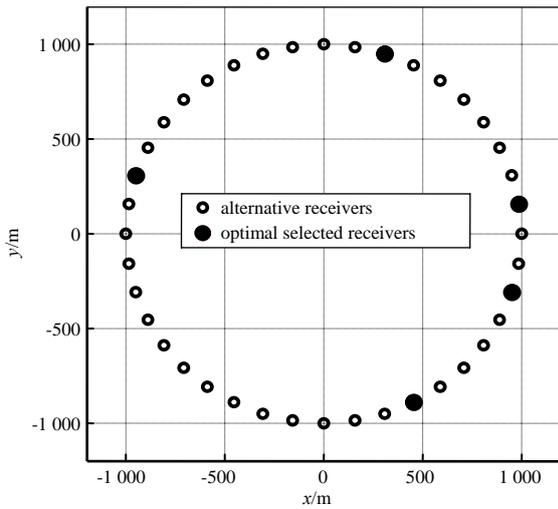


Fig.3 Receiver selection results for case 1
图 3 接收站位配置结果(情形 1)

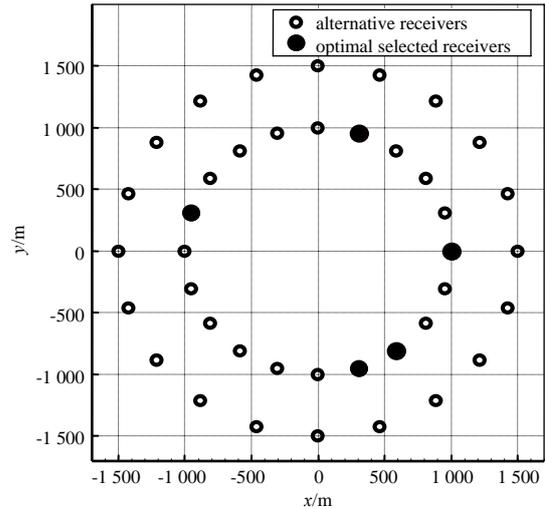


Fig.4 Receiver selection results for case 2
图 4 接收站位配置结果(情形 2)

为了比较与目标区域距离不同的接收站点的被选情况, 设置 40 个备选接收站点, 等角度分布在半径 $R_1=1$ km, $R_2=1.5$ km 的圆周上, 设置接收站子集大小 $K=5$, 采用第 3 节中的接收站子集选择算法, 最优化系统参数估计精确度, 该情形下得到的接收站位如图 4 所示。可以看出, 只有半径 $R_1=1$ km 的圆周上的站点被选中。因此, 当备选接收站点角度覆盖相同时, 与目标探测区域距离更近的站点被选中。

为了比较不同角度分布下的接收站点的被选情况, 设置 20 个备选接收站点, 等角度分布在半径 $R=1$ km 的圆弧上, 圆弧的角度覆盖范围分别为 $[0, \pi), [\pi, 2\pi), [\pi/2, 3\pi/2), [-\pi/2, \pi/2)$, 设置接收站子集大小 $K=5$, 采用第 3 节中的接收站子集选择算法, 最优化系统参数估计精确度, 4 种情形下算法分别得到的接收站最优子集见图 5。

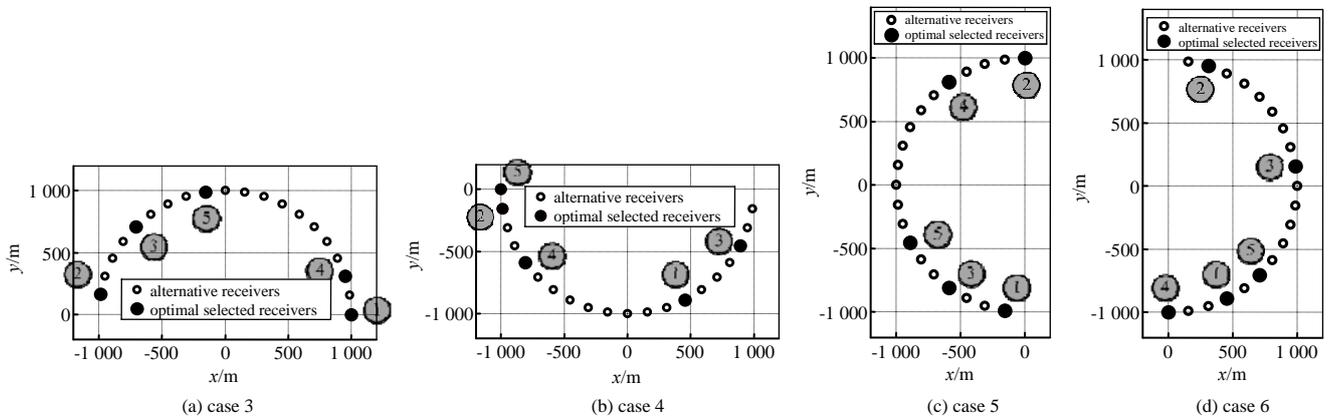


Fig.5 Receiver selection results for case 3-6
图 5 接收站位配置结果(情形 3~6)

图 5 中分别依次标出了接收站点被选中的顺序。考虑到发射站坐标为 $(-4$ km, 3 km), 对照图 2 可以看出, 第一个被选中的站点均位于发射站与原点连线的延长线附近。因此, 圆弧状分布的备选接收站点中, 接收站子集选择过程中逐步将最大化系统角度覆盖的接收站加入子集。

情形 1~6 下不同接收站数量 K 对应的归一化偏差系数 ψ 如图 6 所示。可以看出, 情形 1~2 下, 由于备选接收站点为 360° 全角度覆盖, 算法结果与全局最优解偏差较小, 除去 $K=3$, 算法结果与全局最优解相似性高达 94%; 情形 3~6 下, 由于备选接收站点角度覆盖范围为 180° , 算法结果偏差较情形 1~2 更大, 但随着接收站子集大小的增大, 算法结果的偏差随之减小, 当子集大小 $K \geq 5$ 时, 算法结果与全局最优解的相似性达到 80%。

5 结论

推导了基于 DTMB 的分布式外源雷达系统目标位置和速度联合估计的 CRB, 并以此为优化指标建立了接收站位选择模型, 根据模型提出基于贪婪算法的接收站位选择方法。与枚举法相比, 本算法在较低的计算复杂度下, 实现了接收站最优子集的选择。仿真结果验证了本算法的有效性, 并说明在与目标区域距离不同、角度分布不同的备选站点中, 算法优先选出距离更近、角度覆盖范围更大的接收站点。需要说明的是, 本文只针对单目标情形进行分析, 但该模型可以方便地拓展到多目标情形。未来工作将进一步针对分布式外源雷达系统中多目标情形下的接收站位选择问题进行展开。

参考文献:

- [1] GRIFFITHS H. Multistatic, MIMO and networked radar: the future of radar sensors?[C]// The 7th European Radar Conference. Paris, France: IEEE, 2010:81-84.
- [2] KULPA K, MALANOWSKI M. The concept of simple MIMO PCL radar[C]// 2008 European Radar Conference. Amsterdam, Netherlands: IEEE, 2008:240-243.
- [3] 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研究与趋势[J]. 雷达学报, 2012, 1(2):109-123. (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.)
- [4] 万显荣, 易建新, 程丰, 等. 单频网分布式外辐射源雷达技术[J]. 雷达学报, 2014, 3(6):623-631. (WAN Xianrong, YI Jianxin, CHENG Feng, et al. Single frequency network based distributed passive radar technology[J]. Journal of Radars, 2014, 3(6):623-631.)
- [5] GODRICH H, PETROPULU A P, VINCENT H P. Sensor selection in distributed multiple-radar architectures for localization: a knapsack problem formulation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(1):247-260.
- [6] GRECO M, STINCO P, GINI F, et al. Cramer-Rao Bounds and TX-RX selection in a multistatic radar scenario[C]// 2010 IEEE Radar Conference. Washington, DC, USA: IEEE, 2010:1371-1376.
- [7] STINCO P, GRECO M, GINI F, et al. Cramer-Rao Bounds and their application to sensor selection[C]// 2012 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP). Kyoto, Japan: IEEE, 2012:5197-5200.
- [8] RADMARD M, KHALAJ B H, CHITGARHA M M, et al. Receivers' positioning in multiple-input multiple-output digital video broadcast-terrestrial-based passive coherent location[J]. Radar Sonar & Navigation Iet, 2012, 6(7):603-610.
- [9] GOGINERNI S, RANGASWAMY M, BRIAN R, et al. Cramer-Rao Bound for UMTS-based passive multistatic radar[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2014, 62(1):95-106.
- [10] FILIP A, SHUTIN D. Cramer-Rao Bounds for L-band digital aeronautical communication system type 1 based passive multiple-input multiple-output radar[J]. IET Radar Sonar & Navigation, 2016, 10(2):348-358.
- [11] SHI Chenguang, WANG Fei, ZHOU Jianjiang. Cramer-Rao Bound analysis for joint target location and velocity estimation in frequency modulation based passive radar networks[J]. IET Signal Processing, 2016, 10(7):780-790.
- [12] SHI Chenguang, WANG Fei, SELLATHURAI M, et al. Transmitter subset selection in FM-based passive radar networks for joint target parameter estimation[J]. IEEE Sensors Journal, 2016, 16(15):6043-6052.
- [13] HE Qian, BLUM R S, ALEXANDER M H. Noncoherent MIMO radar for location and velocity estimation: more antennas means better performance[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(7):3661-3680.

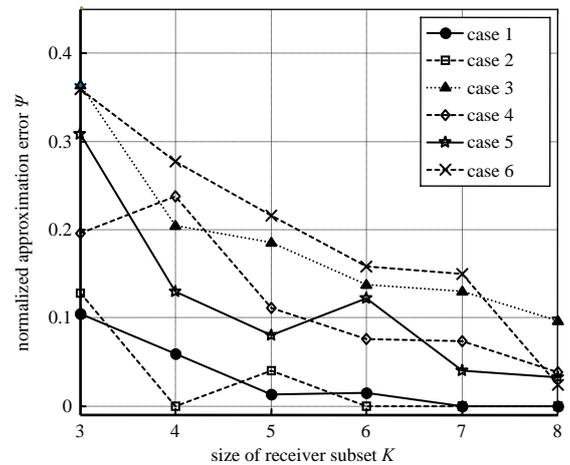


Fig.6 Normalized approximation error for case 1-6 for different K values ($K=3,4,\dots,7$)

图 6 情形 1~6 下不同 K 值对应的归一化偏差系数

- [14] HE Qian, HU Jianbin, BLUM R S, et al. Generalized Cramer-Rao Bound for joint estimation of target position and velocity for active and passive radar networks[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(8):2078-2089.
- [15] JAVED M N, ALI S, HASSAN S A. 3D MCRLB evaluation of a UMTS-based passive multistatic radar operating in a line-of-sight environment[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(19):5131-5144.
- [16] JAVED M N, HASSAN S A, ALI S. Characterizing the impacts of Rice fading on a WiFi-based passive multistatic radar using Cramer-Rao Bound[C]// IEEE Radar Conference. Philadelphia, PA, USA: IEEE, 2016:1-6.
- [17] 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. (TANG Hui, WAN Xianrong, CHEN Wei, et al. Experiment on target detection with passive radar based on digital terrestrial multimedia broadcasting[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(3):575-580.)
- [18] TREES H L V. Detection, estimation, and modulation theory (part III)[M]. New Jersey, USA: Wiley, 2001.
- [19] HU Jianbin, HE Qian, BLUM R S. Comparing the Cramer-Rao bounds for distributed radar with and without previous detection information[C]// 2015 IEEE China Summit and International Conference on Signal and Information Processing (ChinaSIP). Chengdu, China: IEEE, 2015:334-338.

作者简介:



孟琦(1993-), 女, 湖北省黄冈市人, 硕士, 主要研究方向为雷达参数估计 .email: 514536245@qq.com.

万显荣(1975-), 男, 湖北省天门市人, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为外辐射源雷达系统、高频雷达系统及雷达信号处理等。

谢锐(1989-), 男, 湖北省孝感市人, 博士, 主要研究方向为雷达系统与信号处理。

徐凯文(1993-), 男, 江西省上饶市人, 硕士, 主要研究方向为雷达信号处理。

(上接第 961 页)

- [15] 郭振宇, 林赞, 洪文, 等. 基于定标器相位梯度提取的圆迹 SAR 轨迹重建方法[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(8):1836-1842. (GUO Zhenyu, LIN Yun, HONG Wen, et al. Circular SAR trajectory reconstruction based on phase gradient of calibrators[J]. Journal of Electronic & Information Technology, 2015, 37(8):1836-1842.)
- [16] ZHANG Han, LI Yu, SU Yi. SAR image quality assessment using coherent correlation function[C]// 5th International Congress on Image and Signal Processing. Chongqing, China: IEEE, 2012:1296-1300.
- [17] DEMIRCI S, YIGIT E, OZDEMIR C. Wide-field circular SAR imaging: an empirical assessment of layover effects[J]. Microwave & Optical Technology Letters, 2015, 57(2):489-497.

作者简介:



阚学超(1993-), 男, 河南省驻马店市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为 SAR/ISAR 成像算法、太赫兹雷达高分辨成像 .email: 1071649298@qq.com.

李银伟(1985-), 男, 河南省周口市人, 在读博士研究生, 工程师, 主要研究方向为 ISAR 成像。

盛佳恋(1987-), 女, 浙江省平湖市人, 在读博士研究生, 工程师, 主要研究方向为 ISAR 成像、稀疏 ISAR 超分辨成像。

王海涛(1978-), 男, 河南省驻马店市人, 硕士, 研究员, 主要研究方向为雷达和通信设备系统仿真和信号处理。

付朝伟(1985-), 男, 山西省晋中市人, 硕士, 工程师, 主要研究方向为太赫兹高分辨技术、雷达测高技术。