

基于车载中短波测向设备的广播信号测向算法

刘昊明

中国电波传播研究所, 山东 青岛

收稿日期: 2026年5月9日; 录用日期: 2026年6月2日; 发布日期: 2026年6月8日

摘要

针对车载中短波测向设备, 提出了一种调幅广播信号的测向算法。与传统测向算法相比, 该方法额外利用了调幅信号的非圆特性, 构造出虚拟阵列孔径, 可以有效提高测向精度。计算机仿真验证了所提方法的性能优势。

关键词

调幅广播, 无线电测向, 非圆信号

A Direction-Finding Algorithm for Broadcasting Signals Based on Vehicle-Mounted MW/SW Direction-Finding Devices

Haoming Liu

China Research Institute of Radiowave Propagation, Qingdao Shandong

Received: May 9, 2026; accepted: June 2, 2026; published: June 8, 2026

Abstract

A direction-finding algorithm for AM broadcasting signals is herein proposed for the application in vehicle-mounted mediumwave/shortwave direction-finding devices. Compared to the conventional algorithm, it has exploited the noncircularity property of AM signals, leading to the concatenation of virtual array aperture and enhanced direction-finding accuracy. Computer simulations have demonstrated the efficacy of the proposed algorithm.

Keywords

AM Broadcasting, Radio Direction Finding, Noncircularity Signals

Copyright © 2026 by author(s) and Hans Publishers Inc.

This work is licensed under the Creative Commons Attribution International License (CC BY 4.0).

<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



Open Access

1. 引言

声音广播信号主要包括三类：1) 调幅广播，使用中短波频段，优点是覆盖范围广、解调简单，缺点是音质差、易受干扰；2) 调频广播，使用超短波频段，优点是音质好、抗干扰强，缺点是覆盖范围有限、易被地形遮挡；3) 数字广播，使用超短波频段，优点是音质极好、抗干扰强，缺点是需要专用接收机、广播覆盖不完全[1]-[3]。其中，中短波调幅广播由于传播距离远，在地广人稀的偏远地区、边境地区的监管难度尤其大，一直是无线电监管部门面临的挑战之一[4]。



Figure 1. Example figure of a radio monitoring vehicle

图 1. 无线电监测车示例图

如图 1 所示，无线电监管部门通常使用由多功能厢式车(MPV, Multiple-Purpose Vehicle)改装的无线电监测车对辖区内的无线电信号进行监测、测向与定位[5]，其中，各类天线被加装在有限的车顶平台之上。对于中短波测向设备而言，既无法使用大型圆阵天线[6]，又无法使用五阵元 Adcock 天线阵列[7]，只能采用更加小型化的 Watson-Watt 天线[8]。该天线基于其独特的交叉 8 字方向图完成阵列测向。

在完成中短波信号测向后，通常利用测向线交汇定位方法完成发射台站的最终定位[9]。由于中短波传播距离远，细小的测向误差最终都会在定位误差中放大。因此，研究如何提升中短波测向设备的测向精度非常具有现实意义。本文研究的主要内容是额外利用调幅广播信号的一种本征属性——非圆特性(Noncircularity) [10] [11]，从数学上为 Watson-Watt 天线构造出虚拟孔径，以提高其测向精度。

阵列天线的孔径(Aperture)概念沿用自单天线(例如抛物面天线)测向系统，其孔径(直径)越大，主瓣宽度越窄，测向精度就越高。阵列天线的孔径是多幅天线合成而来的，典型的合成方法为相控阵，通过将多幅天线测量到的电压值移相后求和，实现窄主瓣宽度以及高测向精度。值得注意的是，上述测向系统仍然受到 Rayleigh 限(即角度分辨极限)的限制，对于抛物面天线而言，约为 1.22 倍的波长/直径比，对于线性阵列而言，约为波长/孔径(总阵列长度)比。为了突破 Rayleigh 限的约束，Schmidt 提出了多重信号分

类(Multiple Signal Classification, MUSIC)方法[12],该方法基于阵列协方差矩阵的线性空间中信号子空间和噪声子空间的正交性,实现了超分辨(Super-resolution,即超过了 Rayleigh 限)测向。值得指出的是,超分辨理论并不违背基本的物理规律:孔径越大,测向精度越高。如果天线阵列的物理孔径受到了客观限制,那么如何基于信号的各类统计特性或者先验知识,从数学上创造出更大的虚拟孔径(Virtual Aperture)逐渐成为研究热点。其中,非圆信号具有非零二阶矩的信号统称为非圆信号,其二阶统计特性不满足旋转不变性,该特性可以用于提高测向精度。Abeida 等人首先提出了 NC-MUSIC 测向方法,实现了基于非圆特性的虚拟孔径扩展[13],其基本原理如下:阵列中的任意两个天线接收到的信号的互二阶矩的幅角主值,与其互相关的幅角主值,互为相反数,即从数学上构造了镜像阵元。对于由 N 个阵元组成的长度为 L 的阵列,镜像阵列同样是 N 个阵元组成的长度为 L 的阵列(其中共用第一个阵元),虚拟阵列的总的阵元为 $2N-1$,长度为 $2L$,即孔径扩展为原来的两倍。信号的统计特性还可以组合使用,例如, Liu 等人基于非圆特性和非高斯特性,提出了扩展 $2q$ -MUSIC 测向方法[14],孔径可以扩展为原孔径的 q 次方的两倍,其中 $2q$ 为统计阶数。上述方法的适用对象均为相控阵列天线测向系统, Watson-Watt 天线作为比幅测向天线,对于基于信号的非圆特性等统计特性的虚拟孔径扩展并不天然适用,亟待开展研究。

2. 车载中短波信号测向设备基本原理

中短波信号测向设备通常使用五阵元 Adcock 天线阵列,该天线体积较大,不适用于小型车辆安装。与 Adcock 天线相比, Watson-Watt 天线结构上更为紧凑,可装载于各种车辆顶部,由交叉环天线和单极子天线组成,示意图如图 2 所示。

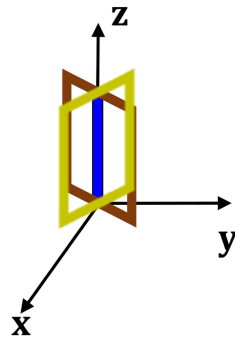


Figure 2. Diagram of a Watson-Watt antenna
图 2. Watson-Watt 天线示意图

交叉环天线的方向图如图 3 所示,近似满足正弦和余弦规律。整个天线阵列经过增益校准后,其接收信号模型如式(1)、式(2)、式(3)表示。

$$x_{Hx}(t) = \sin \theta \cdot s(t) + n_{Hx}(t) \quad (1)$$

$$x_{Hy}(t) = \cos \theta \cdot s(t) + n_{Hy}(t) \quad (2)$$

$$x_{Ez}(t) = s(t) + n_{Ez}(t) \quad (3)$$

其中 $n_{Hx}(t), n_{Hy}(t), n_{Ez}(t)$ 为噪声, $s(t)$ 为中短波信号,来波方向为 θ , 并且

$$E\{|s(t)|^2\} = \sigma^2 \quad (4)$$

$$E\{|n_{Hx}(t)|^2\} = \sigma_{Hx}^2, \quad E\{|n_{Hy}(t)|^2\} = \sigma_{Hy}^2, \quad E\{|n_{Ez}(t)|^2\} = \sigma_{Ez}^2 \quad (5)$$

$$E\{n_{Hx}(t)n_{Hy}^*(t)\}=0, \quad E\{n_{Hy}(t)n_{Ez}^*(t)\}=0, \quad E\{n_{Ez}(t)n_{Hx}^*(t)\}=0 \quad (6)$$

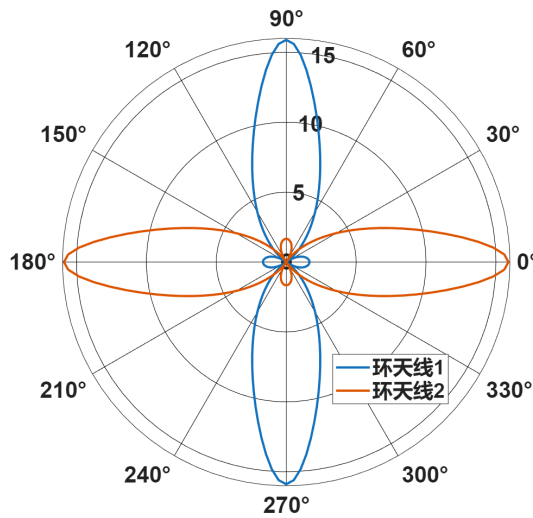


Figure 3. Azimuthal pattern of a crossed-loop antenna
图 3. 交叉环天线水平方向图

易知,

$$E\{x_{Hx}(t)x_{Ez}^*(t)\} = \sin\theta \cdot \sigma^2 \quad (7)$$

$$E\{x_{Hy}(t)x_{Ez}^*(t)\} = \cos\theta \cdot \sigma^2 \quad (8)$$

即

$$E\{x_{Hy}(t)x_{Ez}^*(t)\} + jE\{x_{Hx}(t)x_{Ez}^*(t)\} = \cos\theta \cdot \sigma^2 + j\sin\theta \cdot \sigma^2 = \sigma^2 e^{j\theta} \quad (9)$$

其中, j 为虚部单位, $j^2 = -1$ 。通过计算式(9)的幅角主值, 即可得到方位角的估计。

3. 针对中短波广播电台信号的测向算法

中短波广播电台通常采用幅度调制(AM, Amplitude Modulation), 其信号基本形式为:

$$s(t) = [A_c + k_a m(t)] e^{j2\pi f_c t} \quad (10)$$

其中, A_c 为载波幅度, k_a 为调制指数, $m(t)$ 为基带调制信号, f_c 为载波频率。在经过变频接收后, 其信号形式为:

$$s(t) = A_c + k_a m(t) \quad (11)$$

由上式可知, 信号 $s(t)$ 具有非零的二阶矩, 即:

$$E\{s^2(t)\} = A_c^2 + k_a^2 E\{m^2(t)\} + 2A_c k_a E\{m(t)\} = A_c^2 \neq 0 \quad (12)$$

包括 AM 信号在内的具有非零二阶矩的信号统称为非圆信号, 其二阶统计特性不满足旋转不变性, 常见的非圆信号还有 BPSK、OQPSK、ASK 信号等[11]。

由式(1)、式(2)、式(3)、式(11)可知,

$$E\{x_{Hx}(t)x_{Ez}(t)\} = \sin\theta \cdot A_c^2 \quad (13)$$

$$E\{x_{Hy}(t)x_{Ez}(t)\} = \cos\theta \cdot A_c^2 \quad (14)$$

可以通过联立式(7)、式(8)、式(12)、式(13),

$$\begin{cases} a \triangleq E\{x_{Hx}(t)x_{Ez}^*(t)\} = \sin\theta \cdot \sigma^2 \\ b \triangleq E\{x_{Hy}(t)x_{Ez}^*(t)\} = \cos\theta \cdot \sigma^2 \\ c \triangleq E\{x_{Hx}(t)x_{Ez}(t)\} = \sin\theta \cdot A_c^2 \\ d \triangleq E\{x_{Hy}(t)x_{Ez}(t)\} = \cos\theta \cdot A_c^2 \end{cases} \quad (15)$$

易知,

$$\begin{cases} e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta = \frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}}(b + ja) \\ e^{-j\theta} = \cos\theta - j\sin\theta = \frac{1}{\sqrt{c^2 + d^2}}(d - jc) \end{cases} \quad (16)$$

由于模型误差、噪声并非完美白噪声等原因, 来波方向 θ 不会同时满足式(15)的两个分式, 需要求解最接近式(16)的 θ 。令

$$\mathbf{x} = \left[\frac{1}{\sqrt{a^2 + b^2}}(b + ja), \frac{1}{\sqrt{c^2 + d^2}}(d - jc) \right]^T = [x_1, x_2]^T \quad (17)$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{g}(\theta) = [e^{j\theta}, e^{-j\theta}]^T \quad (18)$$

其中, 上标 T 代表矩阵转置。求解来波方向 θ 的问题转化成了如何令向量 \mathbf{g} 尽可能接近向量 \mathbf{x} 。由于 \mathbf{g} 为恒模矢量,

$$\|\mathbf{g}\|_F \equiv \sqrt{2} \quad (19)$$

其中, $\|\cdot\|_F$ 代表 Frobenius 范数, 所以两者的内积可以用来衡量两者的相似程度。设计如下的代价函数:

$$\theta = \arg \max_{\theta} \left\{ L_1(\theta) \triangleq |\mathbf{g}^H(\theta)\mathbf{x}|^2 = \mathbf{g}^H(\theta)\mathbf{x}\mathbf{x}^H\mathbf{g}(\theta) \right\} \quad (20)$$

其中, 上标 H 代表矩阵共轭转置。令

$$\mathbf{R} = \mathbf{x}\mathbf{x}^H \in \mathbb{C}^{2 \times 2} \quad (21)$$

注意到矩阵 \mathbf{R} 是由单一矢量 \mathbf{x} 张成的, 即:

$$\text{rank}\{\mathbf{R}\} = 1 \quad (22)$$

由于矩阵 \mathbf{R} 的维度为 2×2 , 所以矩阵 \mathbf{R} 的特征分解为:

$$\mathbf{R} = \lambda \cdot \mathbf{u}\mathbf{u}^H + 0 \cdot \mathbf{v}\mathbf{v}^H \quad (23)$$

其中, \mathbf{u} 为非零特征值 λ 对应的特征矢量, \mathbf{v} 为零特征值对应的特征矢量。特征分解可以采用 Jacobi 方法[15][16]、Lanczos 方法[16][17]等。考虑到在硬件系统中的可实现性, 避免复杂的迭代运算, 通过观察 \mathbf{R} 的构造方式, 亦可以直接构造下述两个相互正交的特征矢量:

$$\mathbf{u} = \frac{1}{\sqrt{2}}[x_1, x_2]^T \quad (24)$$

$$\mathbf{v} = \frac{1}{\sqrt{2}}[x_2, -x_1 e^{j2\gamma}]^T \quad (25)$$

其中,

$$x_1^* x_2 = |x_1^* x_2| e^{j\gamma} \quad (26)$$

注意到, 矢量 \mathbf{u} 为单位化的矢量 \mathbf{x} , 矢量 \mathbf{v} 为其正交补空间(Orthogonal Complement Space)的基底, 因此, 式(20)可以转化为:

$$\theta = \arg \min_{\theta} \{L_2(\theta) \triangleq \mathbf{g}^H(\theta) \mathbf{v} \mathbf{v}^H \mathbf{g}(\theta)\} \quad (27)$$

式(27)可以通过遍历搜索 θ 的方式实现求解。为了加速运算, 实现闭式(Closed-form)求解, 令

$$\mathbf{Q} \triangleq \mathbf{v} \mathbf{v}^H = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$z = e^{j\theta} \quad (29)$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{g}(z) = [z, z^{-1}]^T \quad (30)$$

则有

$$z = \arg \min_z \{L_2(z) \triangleq \mathbf{g}^H(z) \mathbf{Q} \mathbf{g}(z)\} \quad (31)$$

将 $L_2(z)$ 展开可得,

$$L_2(z) = q_{21} z^2 + q_{11} + q_{22} + q_{12} z^{-2} \quad (32)$$

观察式(32)可知, z 可以通过下列齐次方程求解:

$$q_{21} z^4 + (q_{11} + q_{22}) z^2 + q_{12} = 0 \quad (33)$$

易知,

$$z = \sqrt{\frac{-(q_{11} + q_{22}) \pm \sqrt{(q_{11} + q_{22})^2 - 4q_{21}q_{12}}}{2q_{21}}} \quad (34)$$

注意到, 式(33)只有偶数次幂, 所以由 2π 模糊可知, z 的这两个解分别对应 $e^{j\theta}$ 和 $e^{j(\theta-\pi)}$, 后续可以借助于经典方法获取的来波方向估计完成解模糊。

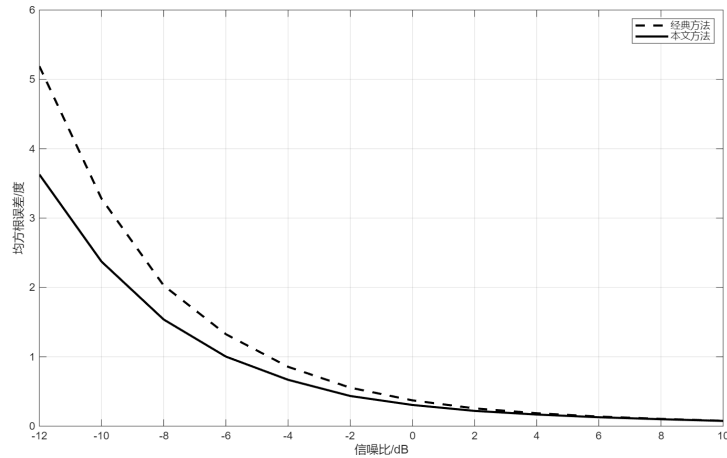


Figure 4. RMSE versus SNR

图 4. 均方根误差随信噪比的变化曲线

4. 计算机仿真

本节给出计算机仿真示例验证所提算法的性能。仿真参数为：载波频率为 1700 kHz，AM 调制深度为 90%，采样率为 4.096 KHz，采样时长为 16 s (采样点数为 65,536)，来波方向为 20°，信噪比从 -12 dB 变化至 10 dB。图 4 展示了本文方法与经典方法的测向均方根误差(RMSE, Root Mean Squared Error)随信噪比的变化曲线。仿真结果表明，本文方法相比经典方法具有明显的性能提升。

5. 结论

本文基于调幅广播信号的非圆特性，为车载中短波测向设备设计了一种虚拟孔径扩展的测向算法，有效提高了测向精度，其中，在 -10 dB 左右的低信噪比条件下提升约 1°，理论上可以降低约 3.5 km 的 CEP 误差(辐射源距离 100 km、双站对辐射源夹角为 30°条件下)。该算法可为无线电监管部门开展中短波发射台的测向定位提供技术支撑。

参考文献

- [1] 李春霞. 调幅广播的发展方向[J]. 西部广播电视, 2004(6): 17-18.
- [2] 张文平. 简述调频广播发射机[J]. 山西电子技术, 2013(1): 75-76.
- [3] 何峰, 吴乐南. 基于数字电视无线广播信号的定位模型和系统[J]. 东南大学学报(自然科学版), 2006, 36(5): 690-694.
- [4] 潘攀. 中波广播监测的技术要点[J]. 广播与电视技术, 2010, 37(5): 119-121.
- [5] 何学群, 石永新. 无线电移动监测车的监测测向[J]. 中国无线电, 2006(9): 43-46.
- [6] 刘寅生, 段洪涛, 范振雄, 等. 基于改进 MUSIC 算法的短波非规则天线阵列测向系统[J]. 北京邮电大学学报, 2019, 42(5): 42-47.
- [7] 李龙涛. 基于谱估计的短波信号测向算法[J]. 无线通信, 2021, 11(3): 43-50.
- [8] Ratcliffe, J.A. (1975) Robert Alexander Watson-Watt, 13 April 1892-5 December 1973. *Biographical Memoirs of Fellows of the Royal Society*, No. 21, 549-568. <https://doi.org/10.1098/rsbm.1975.0018>
- [9] 马瑞. 测向交汇定位与跟踪技术研究[D]: [硕士学位论文]. 武汉: 华中科技大学, 2019.
- [10] Edelblute, D.J. (1996) Noncircularity. *IEEE Signal Processing Letters*, **3**, 156-157. <https://doi.org/10.1109/97.491660>
- [11] Novey, M., Ollila, E. and Adali, T. (2011) On Testing the Extent of Noncircularity. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **59**, 5632-5637. <https://doi.org/10.1109/tsp.2011.2162951>
- [12] Schmidt, R.O. (1986) Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **34**, 276-280. <https://doi.org/10.1109/tap.1986.1143830>
- [13] Abeida, H. and Delmas, J.-P. (2006) MUSIC-Like Estimation of Direction of Arrival for Noncircular Sources. *IEEE Transactions on Signal Processing*, **54**, 2678-2690. <https://doi.org/10.1109/tsp.2006.873505>
- [14] Liu, J., Huang, Z.T. and Zhou, Y.Y. (2008) Extended 2q-MUSIC Algorithm for Noncircular Signals. *Signal Processing*, **88**, 1327-1339. <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2007.11.012>
- [15] Golub, G.H. and Van Loan, C.F. (1989) *Matrix Computations*. The John Hopkins University Press.
- [16] Parlett, B.N. (1980) *The Symmetric Eigenvalue Problem*. Prentice-Hall Inc.
- [17] Lanczos, C. (1950) An Iteration Method for the Solution of the Eigenvalue Problem of Linear Differential and Integral Operators. *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, **45**, 255-282. <https://doi.org/10.6028/jres.045.026>