

基于自适应分数延迟估计的 FM 广播辐射源雷达直达波对消

朱家兵^{①②} 洪一^{①②} 陶亮^① 鲁加国^②

^①(安徽大学计算智能与信号处理教育部重点实验室 合肥 230039)

^②(华东电子工程研究所信号处理研究室 合肥 230031)

摘要: 在连续波体制的双基地雷达中一个重要的问题是存在直达波干扰, 传统的解决方法是通过自适应天线的干扰置零技术, 但这对警戒雷达来说置零的深度有限。该文首先对基于 FM 广播辐射源的双基地雷达中的直达波干扰进行了分析; 然后提出了基于自适应分数延迟估计直达波干扰抑制算法; 最后给出了基于 FM 广播照射源的一个双基地实验系统, 利用该实验系统采集的数据进行仿真, 仿真结果验证了该方法的有效性。

关键词: 双基地雷达; 直达波对消; 自适应分数延迟估计

中图分类号: TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)07-1674-04

Direct-Path Cancellation to FM Broadcast Transmitter Radar Based on Adaptive Fractional Delay Estimation

Zhu Jia-bing^{①②} Hong Yi^{①②} Tao Liang^① Lu Jia-guo^②

^①(Education Ministry Key Lab.of Intelligent Computing and Signal Processing, Anhui University, Hefei 230039, China)

^②(Institute of Signal Processing, East China Research Institute of Electronic Engineering, Hefei 230031, China)

Abstract: One of the major problems in continuous wave bistatic radar is direct-path interference. Conventional solutions to this problem is the use of an adaptive antenna, steering null towards the interference. Unfortunately the null depth obtained by this technology is not enough for surveillance radar. First of all, direct-path interference appeared in bistatic radar based on FM broadcast transmitter is analyzed in the paper; Secondly, a solution based on adaptive fractional delay estimation is introduced how to deal with this problem; Finally, a bistatic radar experimental system based on FM broadcast transmitter is discussed. Simulation results with real collected data show applying the method has better the performance of target detection.

Key words: Bistatic radar; Direct-path cancellation; Adaptive fractional delay estimation

1 引言

由于传统的有源体制雷达向空中发射大功率的电磁波, 导致该体制的雷达在抗干扰、抗反辐射导弹、抗低空突防和反隐身的综合“四抗”方面存在着严重不足。近年来, 国外很多机构针对这些问题做了大量的研究^[1-3], 提出了一种基于外照射源探测雷达, 该雷达的特点是: (1)抗干扰能力强。由于无专用的发射机, 利用机会照射源“静默”接收来探测目标, 所以不易被敌方发觉;(2)有较强的隐身目标探测能力。因为现在的隐身技术只能在目标鼻锥方向的一定视角内减少散射面积, 而在其它方向隐身效果不明显, 无源探测雷达可以通过双、多基地的布站方法来对隐身目标进行探测;(3)有很强的生存能力。因为无专用的发射机向空中辐射电磁波, 所以不易导致反辐射导弹等武器攻击。鉴于该体制雷达具有明显的综合“四抗”能力, 世界上许多国家投入了大量的人力、物力和财力进行研究, 其中以美国的洛克希得·马丁公司的“SILENT SENTRY(沉默哨兵)”为代表。该雷达是利用商业的调频广播和电视广播信号来探测和跟踪空中

目标, 系统可在一秒钟内对所有跟踪的目标进行 8 次更新。该系统的数据库已收集了全球的大约 55000 个调频广播和电视广播信号的相关参数, 因而在全球范围内具有很强的适应性。

2 基于 FM 广播照射源的双基地雷达直达波干扰分析

由于 FM 广播发射的是连续波信号, 为了实现目标检测必须采用相干处理技术, 即在接收系统中至少要设置两个通道; 接收通道和参考通道, 分别用来接收目标反射的回波信号和参考样本信号, 以便进行相干处理, 在体制上属于双、多基地体制, 图 1 给出了一个基于 FM 广播照射源的双基地雷达示意图。

我们知道, 调频广播发射的电磁波在空间传播时, 其多径效应较强, 同时, 广播信号主要向地面发射, 其天线多为全向天线, 故对目标的波瓣增益较低, 所有的这些因素决定了接收机实际收到的目标回波信号远小于直达波信号和多路经干扰信号。以下做了个简单评估, 由双基地雷达的相关定义^[4]可得, 来自接收天线回波功率为

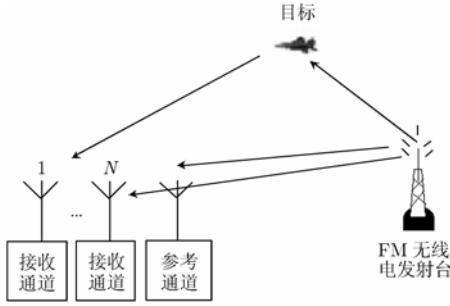


图1 基于FM广播照射源的双基地雷达示意图

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma_B}{(4\pi)^3 (R_T R_R)^2} \quad (1)$$

其中 P_R 是接收通道的回波功率, P_T 是发射功率, G_T 和 G_R 分别是发射天线和接收天线的增益, λ 是波长, σ_B 是双基地的 RCS, R_T 是发射机到目标的距离, R_R 是接收机到目标的距离。若 L 为两站基线长度, 则接收站获得的直达波信号功率为

$$P_D = \frac{P_T G_T' G_R' \lambda^2}{(4\pi)^2 L^2} \quad (2)$$

其中 G_T' 和 G_R' 与 G_T 和 G_R 是实际情况下的取值是不同的, 所以由式(1), 式(2)得目标回波功率与直达波信号功率之比为:

$$SIR_P = \frac{P_R}{P_D} = \frac{\sigma_B L^2}{4\pi (R_T R_R)^2} \cdot \frac{G_T}{G_T'} \cdot \frac{G_R}{G_R'} \quad (3)$$

假设发射机和接收机之间的距离 L 相对于 R_T 和 R_R 较小, 满足 ($L \ll R_R, L \ll R_T, R_T \approx R_R$) 即为准双基地雷达。在式(3)中, 其参数可作下列假设: $L = 10\text{km}, \sigma_B = 20\text{m}^2, R_T = R_R = 100\text{km}, G_T = G_T' = 1, G_R = 300, G_R' = 1$ (接收天线的副瓣增益), 经计算可得 $SIR_P \approx -100\text{dB}$ 。对于警戒雷达来说, 在如此强的直达波干扰环境下仅借助于天线的自适应干扰置零来抑制直达波干扰是比较困难的。针对以上问题, 本文提出了基于自适应分数延迟估计的直达波干扰抑制算法, 即先对直达波和多径干扰信号的时间延迟进行自适应估计, 然后再进行对消处理。

3 基于自适应分数延迟估计技术的直达波对消

在时域上为了得到良好的自适应对消性能, 关键是如何提高参考和接收两个通道的相关性, 在工程上常采取通道均衡技术来校正通道间的幅相误差, 实际上受采样率和信号处理能力的限制, 经通道均衡处理后通道间仍有一定的剩余幅相误差^[5], 尤其是相位误差严重影响了直达波干扰的对消性能, 由于商用的FM广播信号带宽较窄, 假设为 100kHz , 若按 1:1 采样, 即采样率亦为 100kHz , 则对应的距离分辨率为 1500m , 如此大的采样间隔, 多径延迟信号实际上多数位于采样间隔的分数值上, 如果仍按整数延迟来表示实际的多径信号, 则接收和参考信号的相关性会变差, 其结果必然影响直达波对消性能。为此可采用基于自适应分数延迟估计技术来提高对直达波干扰的抑制。

3.1 基于自适应分数延迟估计技术

由图1的物理模型可知, 在直达波及其多径干扰存在的情况下, 参考通道和接收通道的输出可分别表示为^[6]

$$x(k) = s(k) + \sum_{i=1}^{M_1} \alpha_{1i} s(k - \Delta_{1i}) + n_1(k) \quad (4)$$

$$y(k) = s(k - D) + \sum_{j=1}^{M_2} \alpha_{2j} s(k - \Delta_{2j}) + n_2(k) \quad (5)$$

其中 $s(k)$ 为参考通道接收的带限信号, D 为两通道间的输出时间延迟, 假设两个通道的多径信号数目分别为 M_1 和 M_2 , 且两通道收到的多径延迟信号的幅度和延迟时间分别为 α_{1i}, α_{2j} 和 Δ_{1i}, Δ_{2j} ; 其中 $M_1 \geq i \geq 1, M_2 \geq j \geq 1, 1 > \alpha_{11} > \dots > \alpha_{1M_1} > 0, 1 > \alpha_{21} > \dots > \alpha_{2M_2} > 0, \Delta_{1M_1} > \dots > \Delta_{11} > 0, \Delta_{2M_2} > \dots > \Delta_{21} > D$, 我们所要解决的是从 $r(k)$ 和 $y(k)$ 中估计出多径延迟 D, Δ_{1i} 和 Δ_{2j} , 为此可通过基于sinc函数的内插^[7]公式对式(4)和式(5)进行Z变换得:

$$X(z) = S(z)A(z) + N_1(z) \quad (6)$$

$$Y(z) = S(z)B(z) + N_2(z) \quad (7)$$

其中 $A(z) = 1 + \sum_{i=1}^{M_1} \alpha_{1i} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(m - \Delta_{1i}) z^{-m}$, $B(z) =$

$$\sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(m - D) z^{-m} + \sum_{j=1}^{M_2} \alpha_{2j} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(m - \Delta_{2j}) z^{-m}, \quad \text{sinc}(v) \triangleq$$

$\sin(\pi v)/(\pi v)$, 当 $N_1(z) = N_2(z) = 0$ 时, 即无噪声干扰情况下, $X(z)B(z) = Y(z)A(z)$ 成立是显然的。图2给出了在无噪声干扰情况下基于自适应分数延迟估计技术的直达波干扰对消原理框图。

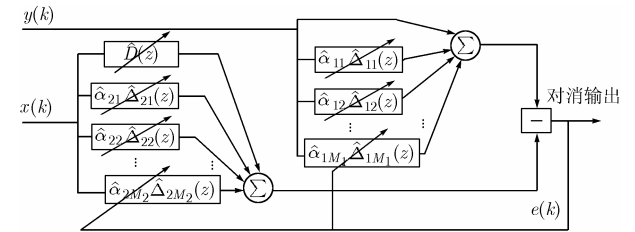


图2 基于自适应分数延迟估计的直达波对消原理框图

当噪声存在时, 由于信号和噪声独立, 则由文献[8]得多径时间延迟估计的均方误差为

$$E\{e^2(k)\} = E\left\{\left(\hat{y}(k) + \sum_{i=1}^{M_1} \hat{\alpha}_{1i} \hat{y}(k - \hat{\Delta}_{1i}) - \hat{x}(k - \hat{D}) - \sum_{j=1}^{M_2} \hat{\alpha}_{2j} \hat{x}(k - \hat{\Delta}_{2j})\right)^2\right\} + \sigma_n^2 \gamma \quad (8)$$

其中

$$\gamma = \sum_{i=0}^{M_1} \hat{\alpha}_{1i}^2 + 2 \sum_{\substack{i=0 \\ i>j}}^{M_1} \hat{\alpha}_{1i} \hat{\alpha}_{1j} \text{sinc}(\hat{\Delta}_{1i} - \hat{\Delta}_{1j}) + \sum_{j=0}^{M_2} \hat{\alpha}_{2j}^2 + 2 \sum_{\substack{i=0 \\ i>j}}^{M_2} \hat{\alpha}_{2i} \hat{\alpha}_{2j} \text{sinc}(\hat{\Delta}_{2i} - \hat{\Delta}_{2j}) \quad (9)$$

$\hat{x}(k), \hat{y}(k)$ 分别表示在 $\hat{\alpha}_{10} = \hat{\alpha}_{20} = 1, \hat{\Delta}_{10} = 0, \hat{\Delta}_{20} = \hat{D}$ 时, 且无噪声下的 $x(k), y(k)$, 对上式利用最小均方理论可

求得所需得多径时间延迟,然而遗憾的是由于噪声的影响所得到的参数估计是有偏的,为此可采用文献[9]中的方法来解噪声的影响,即修改上式中的均方差函数为

$$E\{\xi^2(k)\} = \frac{E\{e^2(k)\}}{\gamma} \quad (10)$$

很容易证明在 $D = \hat{D}, \alpha_{1i} = \hat{\alpha}_{1i}, \hat{\Delta}_{1i} = \hat{\Delta}_{1i}, \alpha_{2j} = \hat{\alpha}_{2j}, \Delta_{2j} = \hat{\Delta}_{2j}$ 处, $E\{\xi^2(k)\}$ 有一个最小值。由于函数 $E\{\xi^2(k)\}$ 有多个极值点,如果直接求解全局最优解是比较困难的,但如果能获得靠近最优解的一个初值,那么就可以利用简单的梯度搜索方法获得全局的最优解。因此可以分两步来实现对多径延迟的无偏估计,首先运用文献[10]中的基于多径对消延时估计的最小均方差算法来选取自适应参数估计的迭代初值,然后运用 LMS 方法进行求解。 $E\{\xi^2(k)\}, \xi^2(k)$ 的瞬时值可通过 $\xi^2(k) = e^2(k)/\gamma(k)$ 来计算, $\gamma(k)$ 值利用式(9)和 $\hat{D}(k), \hat{\alpha}_{1i}(k), \hat{\Delta}_{1i}(k), \hat{\alpha}_{2j}(k), \hat{\Delta}_{2j}(k)$ 来计算,迭代更新的方程如下:

$$\hat{D}(k+1) = \hat{D}(k) - \mu_D e(k) \left(\hat{x}(k - \hat{D}(k)) - \frac{e(k)}{\gamma(k)} \cdot \sum_{l=1}^{M_2} \hat{\alpha}_{2l}(k) f(\hat{D}(k) - \hat{\Delta}_{2l}(k)) \right) \quad (11)$$

$$\hat{\alpha}_{1i}(k+1) = \hat{\alpha}_{1i}(k) - \mu_{\alpha} e(k) \left(y(k - \hat{\Delta}_{1i}(k)) - \frac{e(k)}{\gamma(k)} \cdot \sum_{l=1}^{M_1} \hat{\alpha}_{1l}(k) \text{sinc}(\hat{\Delta}_{1i}(k) - \hat{\Delta}_{1l}(k)) \right) \quad (12)$$

$$\hat{\Delta}_{1i}(k+1) = \hat{\Delta}_{1i}(k) + \mu_{\Delta} e(k) \left(y'(k - \hat{\Delta}_{1i}(k)) + \frac{e(k)}{\gamma(k)} \cdot \sum_{l=0}^{M_2} \hat{\alpha}_{1l}(k) f(\hat{\Delta}_{1i}(k) - \hat{\Delta}_{1l}(k)) \right) \quad (13)$$

$$\hat{\alpha}_{2j}(k+1) = \hat{\alpha}_{2j}(k) + \mu_{\alpha} e(k) \left(x(k - \hat{\Delta}_{2j}(k)) + \frac{e(k)}{\gamma(k)} \cdot \sum_{l=0}^{M_2} \hat{\alpha}_{2l}(k) \text{sinc}(\hat{\Delta}_{2i}(k) - \hat{\Delta}_{2l}(k)) \right) \quad (14)$$

$$\hat{\Delta}_{2j}(k+1) = \hat{\Delta}_{2j}(k) - \mu_{\Delta} e(k) \left(x'(k - \hat{\Delta}_{2j}(k)) - \frac{e(k)}{\gamma(k)} \cdot \sum_{l=0}^{M_2} \hat{\alpha}_{2l}(k) f(\hat{\Delta}_{2j}(k) - \hat{\Delta}_{2l}(k)) \right) \quad (15)$$

其中 $\hat{u}(k-v) = \sum_{m=-P}^P \text{sinc}(m-v)u(k-m)$, $\hat{u}'(k-v) = \sum_{m=-P}^P f(m-v)u(k-m)$, u 和 v 分别为信号和延迟参数, $\mu_D, \mu_{\alpha}, \mu_{\Delta}$ 分别表示为直达波延迟、多径衰减和多径延迟迭代步长。 $f(v) = (\cos(\pi v) - \text{sinc}(v))/v$, 方程在 $\hat{\Delta}_{10} = 0, \hat{\Delta}_{20} = \hat{D}(k)$ 时, $\hat{\alpha}_{10}(k) = \hat{\alpha}_{20}(k) = 1$ 。

3.2 计算复杂度分析

为了减少计算复杂度, sinc 函数和 f 函数值可通过查表来完成^[11], 计算 $e(k)$ 需要 $(1 + M_1 + M_2)(2P + 1) - 1$ 次加法和 $(3 + M_1 + M_2)(2P + 1)$ 次乘法; 计算 $\gamma(k)$ 需要 $M_1(M_1 + 2) + M_2(M_2 + 2) + 1$ 次加法和 $(M_1 + 1)^2 + (M_2 + 1)^2 + 2$ 次乘法。调整 $\hat{D}(k)$ 需要 $(6P + 2M_2 + 3)$ 次加法和 $(4P + M_2 + 5)$ 次乘法; 调整 $\hat{\Delta}_{2j}(k)$ 和 $\hat{\Delta}_{1i}(k)$ 需要 $(6P + 2M_1 + 3)$ 次加法和 $(4P + M_1 + 5)$ 次乘法; 然而 $(2P + 2M_m + 3)$ 次加法和 $(2P + 2M_m + 5)$ 次乘法, ($m=1,2$), 这已包含计算 $\hat{\alpha}_{2j}(k)$ 和 $\hat{\alpha}_{1i}(k)$, 从以上可看出: 当 $P \gg \max\{M_1, M_2\}$ 时, 总计算量基本上与多径信号数量 M_1, M_2 以及选取 sinc 函数内插项数 P 成比例。

4 实验和仿真

图 3 给出了基于 FM 广播照射源的无源雷达实验系统。该实验系统采用了 8 单元的线阵构成 8 个接收通道和 1 个全向天线构成参考通道, 阵元间距为半波长。其系统框图如图 3 所示。

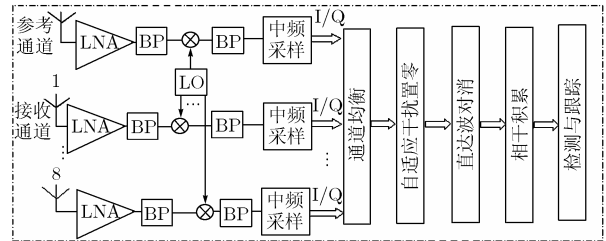


图 3 基于 FM 广播照射源的双基地雷达实验系统框图

利用该实验系统采集了多批数据, 该实验系统的相关参数如下: 照射源是某调频文艺台, 其频率为 88MHz-108MHz 之间的某个频率, 发射台与接收站的基线距离大约为 10km, 目标为民航飞机, 其 RCS 大约为 10M², 目标的径向距离约为 200km, 目标的径向速度约为 0.8-1 马赫, 采集卡的分辨

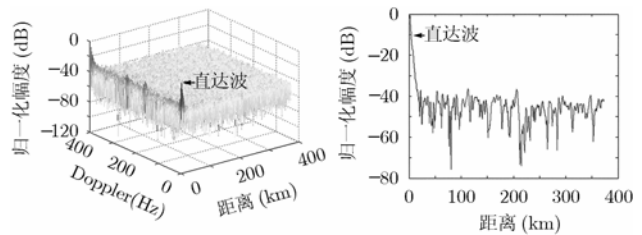


图 4 未经对消处理的匹配滤波输出

图 5 在图 4 中的零频道截面图

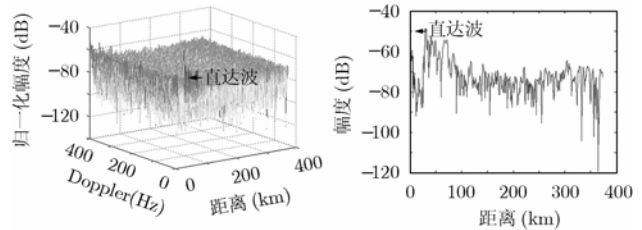


图 6 经对消处理的匹配滤波输出

图 7 在图 6 中的零频道截面图

率为 16bit, 采集记忆深度记忆为 600s, 采样率 562.25kHz,

图4-图7是使用编号为2003-09-23-16-39-12的数据,采用上述方法进行对消前、后的仿真结果(其中参数 M_1, M_2 和 P 的值分别选取为 $M_1 = 6, M_2 = 8, P = 128$)。

从图5和图7可看出,采用上述对消处理方法后对直达波大约有50dB的抑制。图8是通过图3所示框图处理(其中相干积累时间约为1s)匹配滤波后二维(距离维和多普勒维)输出。从仿真结果可以看出:经过图3所示的框图处理后,直达波和多径得到了较好的抑制,同时基本上能检测到目标的存在。图9是对编号为2003-0923-16-39-12的连续数据(时间约为600s)做仿真(经恒虚警处理)后的航迹显示图,由航迹显示可发现,航迹存在不连续现象,这是因为外辐射源是FM广播信号(即是语音信号),其信号“间歇性”的特点造成的结果。

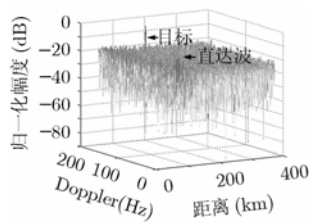


图8 实验系统处理的仿真结果

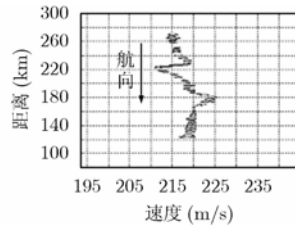


图9 目标的航迹

5 结束语

本文中讨论了基于FM广播照射源的双基地雷达的特点,即由于信号是连续的,因此存在着很强的直达波及其多径干扰。提出了基于分数延迟时间估计的直达波干扰抑制算法:即通过分数延迟采样内插技术提高两个通道信号的相关系数,实现对直达波及其多径信号的抑制,最后通过一个基于FM广播照射源的无源雷达实验系统采集的数据进行仿真,其结果表明该处理方法是有效的,为工程上提供了技术支持。

参考文献

- [1] Baniak J, Baker G, and Cunningham A M. *et al.* Silent sentry TM passive surveillance, technology report, Lockheed Martin Mission Systems, Gaithersburg, MD, Jun.1999.
- [2] Griffith H D and long B A. Television based bistatic radar

- [3] Howland P E. Target tracking using television-based bistatic radar [J]. *IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation*, 1999, 146(3): 166-174.
- [4] Griffith H D. From a different perspective- principles, practice and potential of bistatic radar[C]. *Proceedings of the International Radar Conference, Adelaide, Australia, Sept. 2003: 1-7.*
- [5] Saini R, Cherniakov M, and Lenive V. Direct path interference suppression in bistatic system DTV based radar. *Proceedings of the International Radar Conference. Adelaide, Australia, Sept. 2003: 309-314.*
- [6] So H C. Analysis of an adaptive algorithm for unbiased multipath time delay estimation [J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, 39(3): 777-785.
- [7] Chan Y T, Riley J M F, and Plant J B. Modeling of time-delay and its application to estimation of nonstationary delay [J]. *IEEE Trans. on Acoust, Speech, Signal Processing*, 1981 29(3): 577-581.
- [8] So H C and Ching P C. A generalized equalization-based algorithm for multipath time delay estimation [J]. *1996 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Atlanta, USA.1996, 2: 556-559.*
- [9] Widrow B and stearns S D. *Adaptive Signal Processing.* Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985: 335-356.
- [10] Ching P C and So H C. Two adaptive algorithms for multipath time delay estimation [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1994, 19(3): 458-463.
- [11] So H C, Ching P C, and Chan Y T. A new algorithm for explicit adaptation of time delay. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1994, 42(7): 1816-1820.

朱家兵: 男, 1970年生, 博士生, 工程师, 主要研究方向为雷达信号处理。

洪一: 男, 1962年生, 研究员, 博士生导师, 信号处理研究室主任, 主要研究方向为雷达信号处理。

陶亮: 男, 1963年生, 教授, 主要研究方向为图像处理和智能信息处理。

鲁加国: 男, 1964年生, 研究员, 副总工程师, 主要研究方向为超低副瓣天线设计。