

基于调频电台非合作式双基地雷达试验系统研究

王 炎

(东南大学移动通信国家重点实验室, 南京 210096)

[摘要] 简要介绍了基于调频电台非合作式双基地雷达试验系统的组成, 解决了两个主要直达波对消和目标检测问题。使用基于 NLMS 方法的非因果滤波器完成阵列多通道的时域均衡, 通过时域、空域联合处理, 对消了比噪声强 80 dB 以上的直达波信号, 对民航飞机的探测距离超过 300 km。试验验证了该算法的实用性。

[关键词] 调频电台; 非合作式双基地雷达; 直达波; 均衡; 数字波束形成

[中图分类号] TN929.5 [文献标识码] A [文章编号] 1009-1742(2007)11-0039-04

1 引言

针对基于调频电台、电视台为辐射源的非合作式双基地雷达是国内外^[1~6]雷达领域的研究热点之一, 这与传统的单基地雷达面临隐身飞机和反辐射导弹的威胁有关。非合作式双基地雷达的工作频率低(调频电台频率 88 ~ 108 MHz), 隐身飞机的雷达截面积显著增大, 可以有效探测隐身飞机。同时, 其接收站无源接收, 具有良好的生存能力, 而且收发站之间无需通信链路, 便于雷达的快速部署。一旦发射站遭到摧毁, 可以迅速架设一个简易的连续信号发射站。

基于调频电台非合作式双基地雷达的接收站远离发射站比较远(50 km 以上), 受地球曲率的影响和一些地形遮挡, 直达波信号相对减弱^[1~5]。笔者探讨了接收站离发射站比较接近(22 km)、直达波信号非常强时, 非合作式双基地雷达的信号处理和目标检测问题。

2 接收系统组成及需要解决的关键问题

接收系统的组成。如图 1 所示。

接收采用阵列天线, 实时测量目标角度和进行强直达波等干扰对消, 参考天线用于接收调频电台

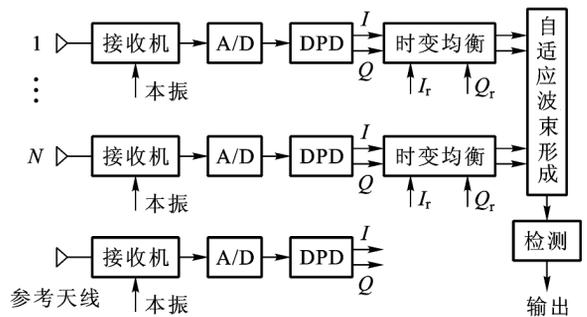


图 1 非合作式双基地雷达接收系统框图

Fig. 1 Receiving system configuration of non-cooperative bistatic radar

的直达波信号。直达波、目标等信号经过接收机变频为一个频率较低的中频, A/D 采样后变换为数字信号。再用 DPD(数字乘积检波)将实信号数字混频为 I 、 Q 正交信号, 由于直达波信号非常强, 只有数字正交信号产生方法才能保证其正交度满足直达波对消要求。阵列接收的各通道信号以参考天线接收信号为参考分别进行时变均衡, 其效果: 一是均衡的同时将各通道的幅相误差、通道频域响应不一致性消除了; 二是时变均衡更好地根据瞬时信号带宽变化消除接收机的通道频域响应不一致性。均衡后的阵列信号进行自适应波束形成, 在对消直达波的

[收稿日期] 2007-06-11; 修回日期 2007-08-15

[基金项目] “八六三”高技术研究发展计划资助项目(2006AA01Z268); 国防创新基金资助项目(7130735)

[作者简介] 王 炎(1969-), 男, 安徽合肥市人, 东南大学教授, E-mail: yanwang@seu.edu.cn

同时还进行波束扫描,首先在方位上对目标合成。对波束形成后的信号采取时频二维相关,与检测门限相比较,判别目标的有无。

从图1可以看出,解决问题的核心之一是围绕着直达波对消。合肥大蜀山上的调频电台有效辐射功率50 kW,频率87.6 MHz,调频电台信号带宽一般为50 kHz^[2],接收天线增益15 dB,接收增益最大指向对准发射站,距离收发站22 km,接收系统等效噪声温度500 K。很容易计算出直达波噪声比约为122 dB。完全对消如此强的信号单纯依靠时域对消、空域对消,甚至时空域联合对消都无法完成。将接收阵列放置在发射站的前方并让天线背瓣指向发射站,同时用反射网隔离直达波信号,这样大约将直达波信号衰减40 dB。此时,通过空时联合对消,完全能够将直达波对消至背景噪声电平以下。

3 目标检测

直达波信号被对消干净后,回波信号仍然埋在噪声中间。利用回波信号与参考通道的直达波信号存在相关特性,进行长时间相干积累,提取回波信号。由于回波信号和直达波之间存在时延和多普勒频移,用两维滑动相关检测目标,即

$$s_c(k, f_d) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M z(m+k) x_r^*(m) e^{-j2\pi m f_d T_s} \quad (1)$$

式(1)中 $s_c(k, f_d)$ 是相关输出, M 是数据相关积累长度。参考通道第 m 采样时刻输出为 $x_r(m)$, $z(m+k)$ 是空时域联合对消直达波后的合成输出。目标的检测是设定一定门限,当相关输出大于门限时目标存在。 T_s 是复信号的采样率, f_d 是滑动相关时对多普勒频移的补偿值。

文献[3]给出了一种简便的基于CIC(cascaded integrator-comb)滤波器和低通滤波器相结合的快速算法,但是带来一定的性能损失。由于调频电台的波长大于3 m,飞机的多普勒频率基本上不会超过 ± 300 Hz。所以应针对式(1)分析 f_d 取值及其对检测性能的影响。

调频信号的幅度是恒定,则式(1)重写为

$$s_c(k, f_d) = \frac{|z x_r|}{M} \sum_{m=1}^M e^{j[\phi_z(m+k) - \phi_x(m) - 2\pi m f_d T_s]} \quad (2)$$

$\phi_z(m, k)$, $\phi_x(m)$ 分别表示DBF输出信号和参考信号的相位。当DBF输出信号滑动到与参考信号完全相关的距离单元时,它们之间的关系为

$$\phi_z(m+k) - \phi_x(m) = \phi_0 + 2\pi m f_i T_s \quad (3)$$

这里 ϕ_0 是DBF输出信号和参考信号的初始相位

差, f_i 是目标的多普勒频率。将式(3)代入式(2)得

$$s_c(k, f_d) = \frac{|z x_r|}{M} \sum_{m=1}^M e^{j[\phi_0 + 2\pi m (f_i - f_d) T_s]} = \frac{|z x_r|}{M} e^{j\phi_0} \frac{1 - e^{j2\pi M \Delta f T_s}}{1 - e^{j2\pi \Delta f T_s}} \quad (4)$$

式中 $\Delta f = f_i - f_d$,式(4)的幅度为

$$|s_c(k, f_d)| = |z x_r| |\sin \pi M \Delta f T_s| / M \sin \pi \Delta f T_s \quad (5)$$

因为式(5)是 Δf 的偶函数,所以令 Δf 为正,不影响分析结果。在做滑动相关时,作为补偿目标多普勒频率 f_d 是离散取值的,为了防止离散取值间隔过大,相当于对目标的多普勒域信号欠采样,即采样到式(5)的主瓣以外,定义采样损失为

$$L_{\Delta f} = |s_c(f_i)| / |s_c(f_d)| = (M \sin \pi \Delta f T_s) / \sin \pi M \Delta f T_s \quad (6)$$

在多普勒频率补偿的补偿频率与目标频率有一定频差的情况下,目标无采样损失与采样损失之比 $L_{\Delta f}$ 小于一个很小的值,通常取3 dB损失。对基于调频电台非合作式双基地雷达,存在强直达波干扰,为保证检测到微弱目标, $L_{\Delta f} \leq 1$ dB。将式(6)的分子、分母用泰勒级数展开,并保留低阶导数,得

$$\sin \pi \Delta f T_s \approx \pi \Delta f T_s \quad (7)$$

$$\sin \pi M \Delta f T_s \approx \pi M \Delta f T_s - (\pi M \Delta f T_s)^3 / 6 \quad (8)$$

将式(7)和式(8)代入式(6),得

$$\Delta f \leq (6(L_{\Delta f} - 1)^{1/2} / \pi M T_s (L_{\Delta f})^{1/2} = (6(1 - 10^{-L_{\Delta f}(\text{dB})/20}))^{1/2} / \pi M T_s \quad (9)$$

式(9)中 $L_{\Delta f}(\text{dB})$ 为采样损失的分贝表示。 Δf 是频域波束的半主瓣宽度,所以做频率补偿时,频率步长的连续两点采样有一点落在小于 Δf 的范围内,即满足采样损失的要求。 f_d 的步长取值 Δf_d 应满足

$$\Delta f_d \leq 2\Delta f = 2(6(1 - 10^{-L_{\Delta f}(\text{dB})/20}))^{1/2} / \pi M T_s \quad (10)$$

由式(10)可知,相参积累长度越长,频率步长的取值越小。

4 试验结果分析

合肥市大蜀山上的调频电台参数见第2节,高度300 m多,接收阵列为8单元均匀线阵,相邻单元间距1.8 m,阵列法线与基线夹角为 -13° ,数字正交信号处理后的信号速率为281.25 kHz。接收天线主瓣对准发射站接收的调频信号幅度波形见图2,调频信号幅度基本恒定,稍微有些变化是由于多径等效影响造成的。

图3a、图3b分别为第四路接收机采样信号在第19000个和第99900个样本时的均衡系数,可见

均衡系数随着时间而变化。数据分析表明,均衡器阶数为 48 阶时均衡效果已达到满意结果。

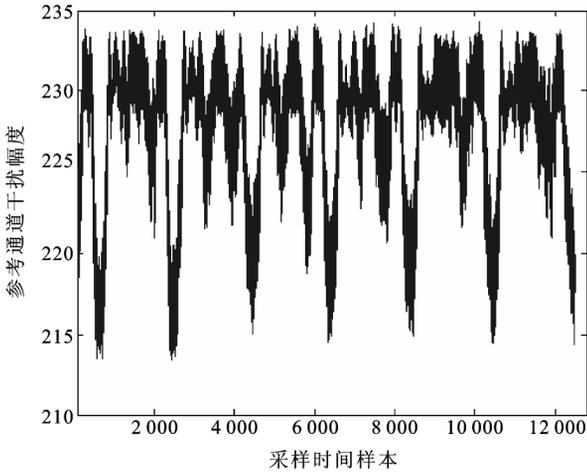


图 2 参考通道接收直达波信号幅度波形

Fig. 2 Reference channel amplitude waveform of LOS signal

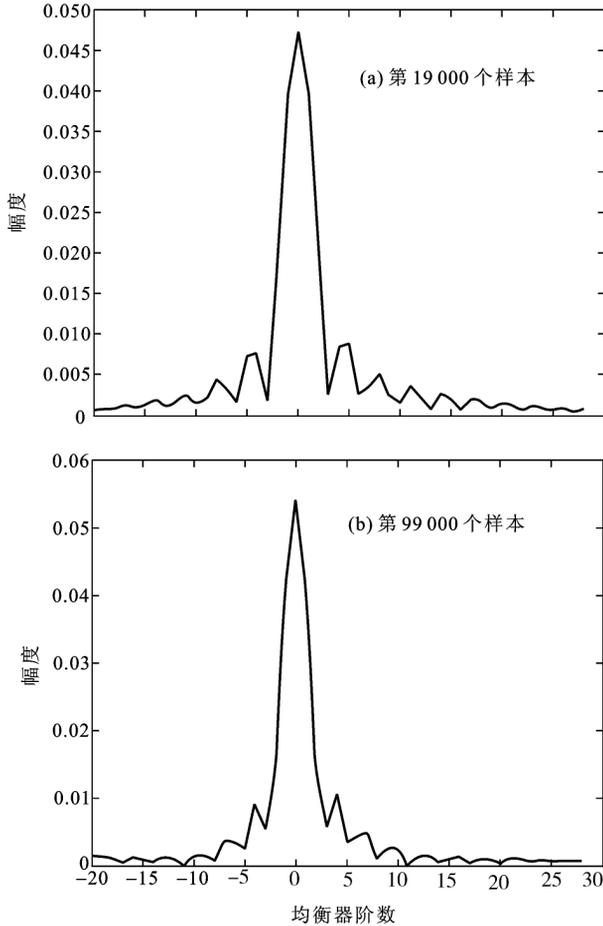


图 3 第四路接收机在不同时刻的均衡系数

Fig. 3 Equalization coefficients of channel 4th in different time

图 4a、图 4b 分别对应第四路接收机的直达波信号原始频谱和均衡对消后直达波频谱,以峰值对消衡量,均衡对消比在 60 dB 以上;以平均对消比衡量,均衡对消比在 40 dB 以上。图 4c 为自适应 DBF 合成以后的阵列输出,原来埋在均衡后剩余直达波中的杂散信号出现了,最强的杂散比噪声高 30 dB 以上。图 4a、图 4b、图 4c 说明直达波平均能量比基底噪声高约 80 dB,最大能量比基底噪声高约 100 dB。

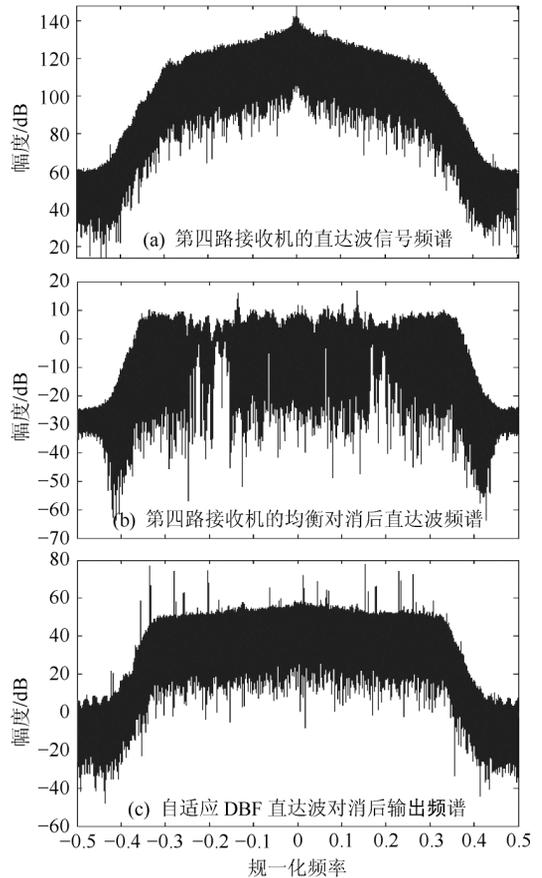


图 4 直达波信号频谱

Fig. 4 LOS spectrum

图 5 是通过以上直达波对消以后探测的北京至合肥的民航飞机点迹,信号积累长度为 400 000 个数据样本,多普勒频率补偿间隔 0.3 Hz,最大多普勒合成损失小于 1 dB,对民航飞机的探测距离可达 300 km 以上。

5 结语

简要介绍了基于调频电台非合作式双基地雷达系统的基本组成,实现直达波对消和目标检测等关

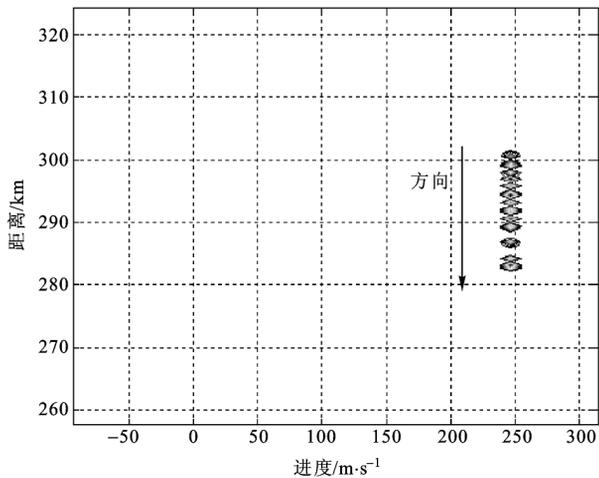


图5 目标点迹
Fig. 5 Target plots

键技术,采用了基于长时间相干积累目标检测的多普勒频率补偿间隔选取方法。该系统通过对接收阵列的直达波信号与参考通道的接收信号均衡以后,

用时域、空域联合对消,将比基底噪声强 80 dB 的直达波信号完全对消干净。实际测试数据证明了所提出的算法实用、有效,系统实现了对 300 km 以外的民航飞机的探测。

参考文献

- [1] Kurian J. Silent sentry: innovative technology for passive, persistent surveillance [EB/OL]. <http://www.lockheedmartin.com/data/assets/10644.pdf>, Lockheed Martin Corp, 2005
- [2] Griffiths H D, Baker C J. Passive coherent location radar systems, Part 1: performance prediction [J]. IEE Proceedings of Radar Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 153 ~ 159
- [3] Howland P E, Maksimiuk D, Reitsma G. FM radio based bistatic radar [J]. IEE Proceedings of Radar Sonar and Navigation, 2005, 152(3): 107 ~ 115
- [4] 王 俊, 张守宏, 保 铮. 基于外照射的无源相干雷达系统及其关键问题[J]. 电波科学学报, 2005, 20(3): 381 ~ 385
- [5] 赵洪立. 基于调频广播的无源雷达系统中微弱目标检测技术的研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2006
- [6] 王 炎. 数字天线阵列及其校正[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2003

FM Radio Based Non-cooperative Bistatic Radar Experimental System

Wang Yan

(National Mobile Comm. Research Lab, Southeast University, Nanjing 210096, China)

[Abstract] An experimental FM radio based non-cooperative bistatic radar is briefly described, and two related key techniques, i. e. line-of-sight (LOS) signal cancellation and targets detection, are listed in this paper. Other than algorithms appeared in most papers, NLMS based non-causal filters are used to equalize the array multi-channel differences. The LOS signal about 80 dB above the noise level is cancelled completely after joint time-space processing. Civil airplanes are detected 300 km away. Experimental data verifies the simplicity and effectiveness of the proposed method.

[Key words] FM radio; non-cooperative bistatic radar; LOS signal; equalization; DBF