

非合作连续波雷达中存在强直达波和多径杂波的运动目标检测方法

王 俊,赵洪立,张守宏,保 铮

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室,陕西西安 710071)

摘 要: 研究了利用非合作商用调频照射信号的收发分置连续波无源雷达系统运动目标的检测技术. 针对该系统中强直达波及多径杂波对运动目标检测的干扰,提出了一种直达波和多径到达时间为整数采样延迟的杂波抑制方法和利用分数内插提高杂波对消性能的算法. 在杂波对消的基础上,通过对回波信号作长时间相干匹配滤波实现对微弱运动目标的检测. 基于实测数据及实时系统的处理结果验证了方法的有效性.

关键词: 非合作商用照射; 无源相干检测; 分数内插; 杂波对消

中图分类号: TN953 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 03-0419-04

Detection of Moving Targets in Commercial Illuminator Based Radar System with Strong Direct Signal and Multipath Clutters Presented

WANG Jun, ZHAO Hong-li, ZHANG Shou-hong, BAO Zheng

(National Key Lab for Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China)

Abstract: Clutter cancellation algorithm for passive coherent detection of weak moving targets in a non-cooperative bistatic radar system using commercial FM illuminating is provided. The algorithm presented a method for canceling clutter with arrival time located exactly at integral sampled intervals, and a method exploiting fractional delay interpolation for better rejection of the interference from strong direct signal and multipath reflected clutters. After direct signal and multipath clutter cancellation, the moving targets can be easily detected and tracked using cascade long-term coherent match filtering of received signal. The efficacy of the method is demonstrated by offline processing real collected data sets as well as real-time processing via a mobile experimental system.

Key words: non-cooperative illuminating; passive coherent detection; fractional interpolation; clutter cancellation

1 引言

基于机会发射源的无源雷达系统是一种利用调频广播、电视信号等商用非合作辐射信号对运动目标进行探测定位与跟踪的雷达系统. 它的特点是接收系统本身不辐射任何信号,因而具有较强的隐蔽性和生存能力. 同时,由于商用信号工作频段低、天线架高高及辐射功率大,使得基于商用辐射源的目标探测系统具有较好的反隐身性能和低空探测性能.

最早利用无线电信号对飞机进行探测和定位是1935年英国人进行的“Daventry”试验,该试验利用BBC短波电台信号探测到了附近飞行的轰炸机^[1]. 从80年代起国外有学者一直在从事利用电视信号探测目标的双基地雷达研究,如H D Griffiths^[2]、P E Howland^[3]等人的工作. 此外,芬兰和澳大利亚等国也开展了各自的无源探测系统的研究,相比之下,比较成功的是美国洛克希德马丁公司花费15年时间研制的一套达

到实用水平的利用广播电台照射的无源探测与跟踪系统——沉默哨兵(Silent Sentry). 文献[4]给出了该系统的典型参数.

利用商用外辐射信号进行目标探测和跟踪的关键技术是无源相干定位技术. 一般而言,商用调频广播发射的是连续波信号,而一般连续波雷达为了实现单站测距功能必须对信号进行调制,然后在接收端对接收信号进行解调以获取目标的距离信息. 商用调频广播或电视信号伴音实际上是连续波信号,为了实现单站或多站目标测距和检测需要采用相干接收技术,即在接收系统中设置两个接收通道,即主信号接收通道和辅助基准接收通道,用来分别接收目标回波信号和基准信号样本来进行相干处理. 该类系统与收发分置的双基地或多基地雷达系统相类似. 但是,由于广播电台或电视台的发射信号的波形、参数并不是为了构成雷达而设计的,其接收信号波形具有很强的随机性,不可能像常规雷达那样选用模糊函数良好的波形. 由于发射为非合作的商用信号,其模糊函数的平

均多普勒旁瓣较高^[5]。另外,由于该类辐射源属于连续波体制,直达波信号很强,而米波频段的商用信号空间传播的多路径反射较强;同时由于广播信号主要射向地面,发射天线波瓣对空中目标的增益低,实际接收到的动目标回波信号远小于直达波和多径信号。根据目标的远近和系统参数情况,信号回波和杂波的功率强度差异通常在 60~140dB 左右,经相干匹配滤波后杂波信号仍然具有高的距离及多普勒副瓣剩余,这些剩余旁瓣平台会淹没远距离的动目标回波信号,因此需要进行综合的接收系统设计和布站,合理分配分系统指标,利用多种手段对信号接收通道中收到的强杂波信号进行空时频综合抑制,以减小相干匹配滤波后杂波剩余的影响,才能探测到运动目标并完成参数测量与跟踪。因此利用信号处理方法对非合作信号接收支路中的强直达波和多径杂波进行杂波相消是该体制雷达系统设计的关键技术之一^[6]。

2 直达波和多径到达时间为整数采样延迟时的杂波抑制

作为简明的描述,设基准通道只接收到直达波,而信号通道接收到直达波和由固定物体反射的多径杂波信号。忽略两通道的噪声,则信号通道接收到的信号可视为基准通道信号经多个延迟的加权组合。因此,设 $m(t)$ 、 $a(t)$ 分别为信号通道及基准通道接收信号输出, $r(t)$ 是抑制直达波和近程杂波后的剩余,有:

$$r(t) = m(t) - \sum_{i=1}^N W_i \cdot a(t - i) \quad (1)$$

式中 W_i 为 FIR 滤波器的权系数, T 是采样间隔, N 是延迟阶数, $(N - 1) \cdot T$ 为总的延迟时间。

每个自适应权值的计算利用下式完成:

$$\arg \min_{W_i} \left[E \left\{ \left[m(t) - \sum_{i=1}^N W_i \cdot a(t - i) \right] \cdot a^*(t - k) \right\} \right] = 0, \quad k = 1, \dots, N \quad (2)$$

在所考虑的延迟线长度内,相消剩余功率为最小的权值解是维纳最优解,也即最优稳态权值,由下式给出:

$$RW = r \quad (3)$$

其中 R 为 $N \times N$ 阶辅助通道接收信号的自相关函数, r 是互相关列矢量, W 为权列矢量,且

$$R_{ij} = E \{ a(t - i) \cdot a^*(t - j) \} \quad R_{0i} [(i - j)] \\ r_i = E \{ m(t) \cdot a^*(t - i) \} \quad R_{m0} (i) \quad (4)$$

“ $*$ ”表示复共扼。当对消剩余功率最小时,最小输出功率 P_{\min} 为:

$$P_{\min} = P_m - W^H \cdot r = P_m - r^H R^{-1} r \quad (5)$$

式中 P_m 为主通道的信号功率,“ H ”表示共扼转置。因此,整个系统的杂波对消比为:

$$CR = \frac{P_m - r^H R^{-1} r}{P_m} = 1 - \frac{r^H R^{-1} r}{P_m} \quad (6)$$

理想情况下,如果主辅通道信号完全相关,则 $CR = 0$ 为完全相消的情况。实际上常规雷达常用的单路跨周期相消不难得到 60dB 或更高的对消比。但对于这里的相干接收,上述相消抑制实际是经过两个不同通道进行的,要得到高的相消比,对两通道要有高度一致,且需极高线性的大动态范围,否则会降低通道间相关性。另外由于接收信号本身含有多径分量,要得

到大的杂波抑制比是比较困难的。

3 直达波和多径到达时间为分数延迟时的杂波抑制

3.1 信号的采样速率和相关性

从主辅两天线接收信号的自相关函数及互相关函数可以看出,由于它们是不同的多径延迟时间的函数,因此系统的整个杂波抑制性能与主辅两天线接收信号的相关性是密切相关的。通常相消处理均采用零中频数字相消结构,除了通道幅特性和接收机线性等因素外,系统采样率的影响最大。一般而言只要系统中频采样率足够高,采样延迟间隔足够短,则由于采样导致的多径到达时间延迟误差降低,系统抑制性能会有所改善。但是采样率的提高总是受硬件水平及信号处理的运算能力所限,不能无限提高。实际中有些多径信号的到达时间不可避免地分数延迟。为此,中频采样率一定时如何获得高对消比是一个值得研究的问题。

一般情况下,如果设信号 $s(t)$ 为一带宽为 B 的带限信号,系统的采样间隔为 T ,通常的自适应延迟旁瓣相消要求 $B \cdot T < 1$,即采样速率大于通常的 Nyquist 速率即可。但是,商用调频广播信号的带宽本身就比较窄,若设 $B = 100\text{kHz}$,则

$T = 10\mu\text{s}$,若取时间量化间隔 $\Delta t = 10\mu\text{s}$,则对应的距离分辨率为 1500 米,对于如此大的采样间隔,多径信号的延迟时间多数将位于采样间隔的分数值上,如果仍用整数延迟的样本来表示多径,则主通道和辅助通道的信号相关性变差,从而影响直达波及近程多径杂波

的相消性能。图 2 给出了一个实际的带限信号 $s(k)$ ($B = 100\text{kHz}$),通过两个特性完全一致的通道,输出分别为 $y_1(k) = s(k)$ 及 $y_2(k) = s(k + 1)$,两输出之间的互相关系数 $\rho_{y_1 y_2}$

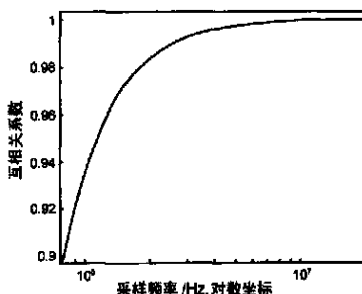


图 1 $\rho_{y_1 y_2}$ 随系统采样速率变化情况

随系统采样速率变化

的关系。图 2 表明,即使采样速率高达 1MHz,延迟一个采样间隔的互相关系数只有 0.935,远远达不到所需的相关性。

即使将采样频率提高到 20MHz, $\rho_{y_1 y_2}$ 约为 0.9998,对相消比仍有限制。而如此高的采样频率会导致计算量成倍增加,这要求实时处理中研究实用的快速算法。为了得到良好的相消性能,关键是提高主辅两个通道接收信号的互相关性。这里提出采用高分辨率的时间延迟估计技术,把对系统采样率的要求转化为对直达波及多径延迟到达时间的内插精度上,从而弥补两个相干通道因采样误差导致互相关性能的降低。这种方法的优点是不受系统采样速率的限制,在较低的中频采样速率下,仍然能够由精确的信号内插时延估计求出对应于若干倍中频采样速率的信号时延。对于低中频采样如标准的 Nyquist 采样速率而言,该方法的特点是通过直达波及多径杂波到达时间分数采样间隔的内插时延估计来进行杂波相消。

3.2 考虑分数到达时间的直波及多径杂波抑制算法

由采样定理可知时间连续的带限信号可用一系列离散数值表示. 设 $m(t)$ 为带限信号, 带宽为 B , 且采样频率 $f_s = 2B$, 对带限信号 $m(t)$ 和其离散化后的样点值 $m(i)$, 有:

$$m(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} m(i) \cdot \text{sinc}(t - i) \quad (7)$$

其中 $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$. 不失一般性, 可令 $\pi = 1$. 式(7)当然也适用于 t 为某一离散值的情况. 设 t 的值不位于整数采样点上, 令 $t = n + \alpha$, 其中 α 为分数, 因此式(7)可改写成:

$$m(n + \alpha) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} m(i) \cdot \text{sinc}(n + \alpha - i) \quad (8)$$

令 $k = n - i$, 且 n 为有限项, 则有:

$$m(n + \alpha) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sinc}(k + \alpha) \cdot m(n - k) \quad (9)$$

上式表示, 对于 α 为分数值的信号离散序列, 可用它整数采样点的一组离散值 $m(n - k)$, ($-\infty < k < \infty$) 来表示, 其加权系数 $\text{sinc}(k + \alpha)$ 与 n 无关. 由于加权系数 sinc 函数在原点有最大值, 而随离开原点的距离增大其函数值衰减很快, 所以式(9)虽然为无限支撑域求和, 实际用较少的项数即可得到较高的精度. 即实际中因为 sinc 函数的渐近衰减性, k 的取值并不需要从 $-\infty$ 取到 $+\infty$, 在一定精度范围内对作 k 一定的截断即可. 设截断的长度为 P , 此时 $m(n + \alpha)$ 的值可看作将接收信号采样点通过一个 $2P + 1$ 阶 FIR 滤波器, 而该 FIR 滤波器系数即为 $\text{sinc}(k + \alpha)$.

有了上述关系, 不管 α 为整数或分数, 均可用 FIR 滤波器作自适应相消. 不过滤波器长度不只是由实际杂波延迟范围确定. 由于直达波与各多径杂波为线性和, 可用一两端各加长 P 的 FIR 滤波器来进行精确的直达波和多径杂波相消. 这里提出的杂波相消算法仍设接收信号分别为 $m(n)$ 和 $a(n)$, 该算法是一个时域迭代过程, 由下述 6 个步骤组成:

- (1) 令 $X^{(j)} = m(n)$, $j = 1$;
- (2) 求 $X^{(j)}$ 和 $a(n)$ 的互相关系数 $R^{(j)}(n)$, 找出使下式最大的 n :

$$n = \arg \max_n (|R^{(j)}(n)|) \quad (10)$$

- (3) 利用下面的公式, 求出矩阵 Y ;

$$Y = [y(n + 1), y(n + 2), \dots, y(n + N)]^T, \quad (11)$$

$$y_i = [-0.5 : 1 / \Delta_s MB : 0.5], \quad i = 1, 2, \dots, sMB$$

其中 $y(n + i) = \sum_{k=-P}^{P-\alpha} \text{sinc}(i + k) a(n - k)$, “T”表示矩阵转置, B 为接收信号带宽, Δ_s 为中频采样间隔, M 为插值点数.

- (4) 计算 $X^{(j+1)} = X^{(j)} - \frac{X^{(j)} \cdot Y^H \cdot Y}{Y \cdot Y^H} \cdot Y$, “H”表示共扼转置;
- (5) 计算 $CR = |X^{(j+1)}|^2 / |m(n)|^2$, CR 即相消比. 若 CR 达到所需的精度, 迭代停止. 否则执行第(6)步.
- (6) 令 $j = j + 1$, 重复步骤(2) ~ (5).

4 实测数据处理

通过基于实验系统录取的实测数据处理来说明杂波相消

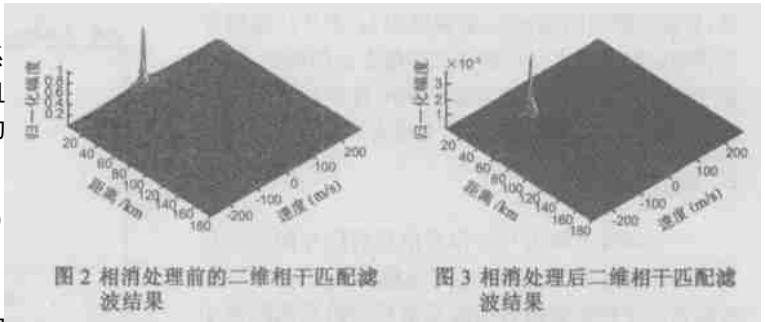


图2 相消处理前的二维相干匹配滤波结果

图3 相消处理后二维相干匹配滤波结果

对目标检测性能的影响. 图 2 和图 3 给出了杂波相消处理前后利用二维相干匹配滤波对运动目标的检测结果, 图中的横坐标分别表示目标距接收站的距离、目标相对收发双站的径向速度, 纵坐标为归一化幅度. 图 2 结果表明, 直达波和多径杂波相消前利用二维相干匹配滤波获得的最大值位于检测平面的原点 (0, 0) 处, 这是由于未进行杂波相消而引入的强虚警点. 经杂波相消后的检测平面如图 3 所示. 图 3 中获得的最大值位于 (34km, -70m/s) 处, 目标检测结果为距离 34km, 多普勒径向速度为 -70m/s, 显示出目标是远离接收站. 由于直达波及多径杂波的影响被消除, 运动目标的真实信息可以被有效检测. 对直达波和多径杂波的相消主要作用是降低它们二维检测平面旁瓣区的残余功率, 改善运动目标回波与该残余功率的信杂比, 保证有效的目标探测.

为了验证杂波相消处理的性能, 利用实验系统在不同波束指向情况下进行了多批次实测数据记录. 下面给出其中两个批次连续数据帧的处理结果, 两次录取实测数据的批号分别为 001 ~ 105 和 001 ~ 104. 对该两批次数据经杂波相消处理后的距离多普勒二维检测平面的旁瓣区平台功率的相消比的均值分别为 46.58dB 和 44.83dB, 相消前后二维平均旁瓣区平台高度为 -38.77dB、-38.25dB 和 -85.35dB、-83.08dB (相对于主天线接收端直达波和多径杂波强度绝对功率的归一化值). 统计实验的结果说明, 对于相干脉压时间 0.42s 的原始数据, 杂波相消处理后的二维杂波旁瓣区平台功率在 -84dB 左右, 此二维杂波旁瓣区平台功率对应于接收前端的最小可检测信号为 -126dBm (考虑 13dB 的识别系数), 已经接近系统接收前端的噪声灵敏度.

利用杂波相消和二维相干匹配滤波对基于固定站实验系统录取的某一段连续批号的实测数据处理获得的距离多普勒航迹如图 4 所示. 图 4 中横坐标为距离, 纵坐标为目标的径向速度对应的多普勒单元. 图 4 中有三个形成航迹的目标, 两个飞近接收站, 另一个飞离接收站. 航迹点间的数据率为 20s, 相干处理时间 0.42s, 观测时间约为 840s. 飞近目标的航迹长度分别为 80km 和 30km 左右, 飞离目标航迹长度约 135km, 其 13dB 信杂比时自动检测距离最远达 230km 左右, 且远区航迹比较连续.

图 5 为利用机动实验平台并在一定布站方式下通过实时信号处理获得的某次目标航迹的终端显示画面的跟踪结果. 终端显示画面中横坐标为多普勒单元, 纵坐标为距离. 经实时信号处理和航迹跟踪截获一个具有正多普勒频率的飞近目标, 目标跟踪距离为显示画面中 A 点 170km 处至 B 点 30km

处,航迹观测时间约 600s,数据率为 6s.由于广播信号所在频段较强的多径反射造成仰角方向图调制,使得基于固定站和机动站的实验结果中有些目标航迹跟踪不太稳定,具体的分析将另文讨论.

5 结论

本文研究了利用非合作商用照射信号收发分置连续波雷达系统中的运动目标检测技术.针对该连续波系统中存在的强直达波及多径杂波对远距离小目标检测的影响,在合理进行系统设计和布站的基础上,提出了利用整数间隔的杂波相消方法和利用分数内插技术提高杂波相消性能的信号处理方法.通过对强直达波及多径杂波的杂波相消,然后对回波信号作长时间相干匹配滤波可实现对远距离微弱运动目标的检测和跟踪.

参考文献:

- [1] 杨振起,张永顺,骆永军.双多基地雷达系统[M].北京:国防工业出版社,1998.
- [2] GRIFFITHS H D, LONG N R W. Television based bistatic radar[J]. IEE Proceeding Part F, 1986, 133(7): 649 - 657.
- [3] HOWLAND P E. Target tracking using television based bistatic radar[J]. IEE Proceeding Part F, 1999, 146(3): 166 - 174.
- [4] BANIAK J, BAKERANN G, et al. Silent sentry™ passive surveillance [DB/OL]. Lockheed Martin Mission Systems: <http://www.dtic.mil/ndia/jaws/sentry.pdf>, June 7, 1999.
- [5] 王俊,张守宏,保铮.基于外辐射源的单站无源相干定位系统关键技术、信号处理及实测数据分析[R].西安:西安电子科技大学电子工程研究所,2001,2.
- [6] 王俊,赵洪立,保铮,张守宏.外辐射源雷达系统中存在直波及干扰下的微弱雷达目标检测技术[R].西安:西安电子科技大学电子工程研究所,2002,9.
- [7] MORGAN D R, ARIDGIDES A. Interpolation and extrapolation of anideal bandlimited random process[J]. IEEE Trans, 1987, ASSP-35(1): 43 - 47.

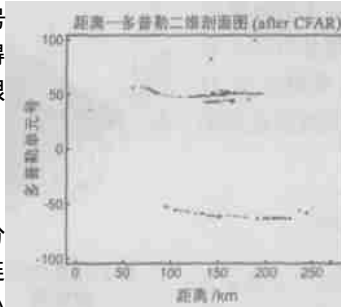


图4 固定站实测数据连续处理目标航迹

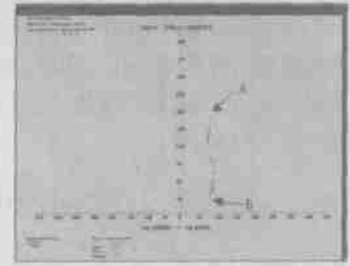


图5 基于机动平台实时处理的目标航迹(终端画面)

- [8] SMITH J O, FRIEDLANDER B. Adaptive interpolated time delay estimation[J]. IEEE Trans, 1985, AES-21(2): 180 - 199.
- [9] FANTE R L, TORRES J A. Cancellation of diffuse jammer multipath by an airborne adaptive radar[J]. IEEE Trans, 1995, AES-31(2): 805 - 820.

作者简介:



王俊男,1969年8月出生于贵州省毕节市,2000年3月获西安电子科技大学信号与信息处理专业博士学位,现为西安电子科技大学教授,获国家科学进步二等奖、国防科技进步一等奖等3项,主要从事无源双多基地雷达探测系统技术、雷达信号处理和数据处理方面的研究工作. E-mail: wangyun @xidian. edu. cn



赵洪立男,1978年5月出生于天津市,现为西安电子科技大学信号与信息处理专业博士生,研究方向为无源相干定位及信号检测和估值.