Radar Science and Technology

DOI:10.3969/j.issn.1672-2337.2013.02.007

# 无源双基地雷达动目标快速检测算法

#### 李国君,赵栋华

(海军 92941 部队 93 分队, 辽宁葫芦岛 125001)

摘 要:在无源双基地雷达系统中,动目标的时延和多普勒频移估计是通过计算直达波信号和目标回 波信号的互模糊函数来实现的。提出了首先利用级联积分梳状滤波器(CIC滤波器)对不同时延的互模糊函 数进行抽取,然后进行 FFT 变换的动目标快速检测算法。CIC滤波器在数据抽取过程中能够有效抑制频率 混叠干扰及通带信号衰减问题,同时由于信号采样频率的降低,FFT 变换的频率分析范围将大大减小,从而 明显提高信号处理速度。该算法可以从任意距离单元开始估计目标的多普勒频移,所以可以对数据进行并 行处理,这将进一步提高信号检测和处理速度。最后,利用仿真数据验证了该算法的有效性。

关键词:无源双基地雷达;互模糊函数;CIC 滤波器;数据抽取

**中图分类号:**TN957; TN958 **文献标识码:**A **文章编号:**1672-2337(2013)02-0145-05

### A Fast MTD Algorithm for Passive Bistatic Radar

LI Guo-jun, ZHAO Dong-hua (Unit 92941 of Navy, Huludao 125001, China)

Abstract: In passive bistatic radar system, the joint time delay and the Doppler shift estimation of moving target are based on the cross ambiguity function(CAF) between direct-path signals and target echoes. A fast processing algorithm is proposed based on the cascaded integrator comb filter(CIC filter) which can efficiently restrain the frequency aliasing and passband attenuation during data decimation processing. The improved algorithm needs several extra steps to decimate the signals, while greatly reduces the overall computation complexity for much depressing sample frequency with almost no influence on the signal detection. The algorithm can compute the target Doppler shift of any range bins. To increase the processing speed further, the algorithm can be parallelized amongst different computers. Finally, the improved algorithm is verified by simulated data.

Key words: passive bistatic radar; cross ambiguity function(CAF); CIC filter; data decimation

### 1 引 言

在无源双基地雷达系统中,目标信号处理通 常采用两种体制<sup>[1]</sup>:(1) 相参体制 大部分外辐射 源雷达都采用这种体制,该体制下的系统接收机 通常采用双天线通道技术,一部天线对准辐射源 方向,接收直达波信号;另一部天线对准目标空 域,接收目标散射回波信号,然后以直达波为参考 信号与目标回波进行互模糊函数处理,估计出目 标的时延和多普勒频移等参数,对目标进行定位 和跟踪;(2) 非相参体制 在这种体制下,接收机只 接收目标回波信号,通过对目标回波信号进行 FFT 处理获得多普勒频移信息,利用相位干涉仪 原理获得目标方位信息,然后利用目标多普勒频 移和方位信息进行匹配定位。

在无源相干系统中,目标的时延和多普勒频 移估计是通过计算直达波信号与目标回波信号的 互模糊函数来实现的,利用 FFT 能够降低互模糊 函数的计算量。但是,当数据量 N 很大时,N 点 FFT 的计算量也很大,同时 FFT 变换的频率分析 范围为[ $-f_s/2, f_s/2$ ], $f_s$ 为采样频率,而当实际 的多普勒频移  $f_d \ll f_s$ 时,没有必要对整个采样频 率范围内的信号进行分析。本文主要研究如何在 无源双基地雷达系统目标时延和多普勒频移联合 估计中利用级联积分梳状滤波器(CIC 滤波器)实 现 FFT 变换的局部化分析处理,从而提高信号处 理速度,并有效抑制数据抽取过程中的频率混叠 干扰及通带衰减等问题。

### 2 CIC 滤波器原理

CIC 滤波器由相同数量且归一化的积分器和 梳状滤波器组成,积分器或梳状滤波器的个数称 为 CIC 滤波器的阶数。积分器对原始采样数据进 行处理,梳状滤波器对抽取后的数据进行处理,积 分器与梳状滤波器通过一个选通开关连接,选通 的周期由数据抽取率决定<sup>[2]</sup>。CIC 滤波器结构图 如图 1 所示。





积分器工作在原始采样频率 f<sub>s</sub>上,单个积分器的系统函数为

$$H_1(z) = \frac{1}{1 - z^{-1}} \tag{1}$$

梳状滤波器工作在数据抽取后的采样频率 上,单个梳状滤波器的系统函数为

$$H_{\rm C}(z) = 1 - z^{-RM}$$
 (2)

式中, R 为数据抽取率; M 为梳状滤波器差分延迟因子。

整个 CIC 滤波器的系统函数可表示为

$$H(z) = H_{1}^{N}(z)H_{C}^{N}(z) = \frac{(1-Z^{-RM})^{N}}{(1-Z^{-1})^{N}} = \left[\sum_{k=0}^{RM-1} Z^{-k}\right]^{N}$$
(3)

假设原始数据采样频率为  $f_s$ ,经过 CIC 滤波 器抽取之后的数据采样频率为  $f_s/R$ ,为了分析系 统的频率响应,对频率进行归一化,f 为待分析的 信号频率相对于  $f_s/R$  的比值,令  $z = e^{j(2\pi f/R)}$ ,CIC 滤波器的频率响应函数周期为 R,将 z 代入得

$$|H(f)| = \left| \frac{1 - \exp(-j2\pi Mf)}{1 - \exp(-j2\pi f/R)} \right|^{N} = \left| \frac{\sin(\pi Mf)}{\sin(\frac{\pi f}{R})} \right|^{N} (4)$$

根据式(4),当N = 4,M = 1,R = 7时,CIC滤 波器的幅频响应如图2所示。



从图2可以看出,CIC 滤波器实质上是低通滤 波器,其幅频响应主要由三个参数决定,即 N,M 和R。 N 主要决定滤波器的阶数,N 越大,则 CIC 滤波器阻带内的衰减越大,但同时通带内衰减也 将增大,所以 N 取值不超过 5;差分延迟因子 M 决 定 CIC 滤波器的频率响应函数零点位置及频率混 叠程度,通常为 1 或 2; R 决定 CIC 滤波器的数据 抽取率。

在 CIC 滤波器的设计中,待分析信号的最高频率相对于低采样频率的比值称之为信号的相对带宽 f<sub>e</sub>,为了保证通带内小的衰减,相对带宽不应过大。根据采样定理,模拟信号的频谱会以采样频率为周期在频域进行搬移,采样频率降低时信号的频谱可能会发生混叠,而 CIC 滤波器能够在降低采样率的同时有效抑制通带内的频率混叠。CIC 滤波器通带内频率混叠示意图如图 3 所示。



图 3 CIC 滤波器通带内频率混叠示意图

在图 3 中, f。处所对应的频率为待分析信号的最高频率,点状线是对 CIC 滤波器的幅频响应 (实线部分)向右搬移一倍低采样频率的响应,点 划线是对 CIC 滤波器的幅频响应向右搬移二倍低 采样频率的响应。因为 CIC 滤波器对幅频响应第 一零点附近的信号频率有很高的衰减,所以在信 号的通带范围内,信号混叠问题已经得到大幅度 的抑制。通常情况下,CIC 滤波器通带内最大的频 率干扰出现在幅频响应函数第一零点附近,对应 的归一化频率为  $f_{AI} = 1 - f_c$ 。在实际设计 CIC 滤 波器时,可根据设计指标要求的  $f_c$ 处的衰减和  $f_{AI}$ 处的衰减,查表确定 N 和 M 的取值<sup>[3]</sup>。

### 3 互模糊函数的 CIC 滤波实现

在进行目标时延和多普勒联合估计前,需要 对直达波通道信号进行信号分选,并抑制目标回 波通道中的直达波信号及多路径信号<sup>[4]</sup>。

在无源双基地雷达系统中,假设信号采样频 率为 f<sub>s</sub>,采样间隔为 T<sub>s</sub>,目标时延 τ 和多普勒频移 f 联合估计的互模糊函数<sup>[5]</sup> 为

$$A(\tau, f) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x^* (nT_s - \tau) y(nT_s) \cdot \exp(-j2\pi f nT_s)$$
(5)

对于大数据量和高采样率条件下的互模糊函数,可采用 FFT 方法来提高计算速度,特定时延单元的互模糊函数可表示为

 $A(\tau', f) = \text{FFT}(x^* (nT_s - \tau')y(nT_s)) \quad (6)$ 

令 $d(n') = x^* (n - n')y(n)$ ,当对直达波的延迟时间与目标实际延迟时间不相等时,对d(n')进行 FFT 变换不能检测出目标的多普勒频移;当对 直达波的延迟时间与目标实际延迟时间正好相等 时,对d(n')进行 FFT 变换能够检测出目标的多 普勒频移。FFT 变换的信号频率分析范围为 [ $-f_s/2, f_s/2$ ],而在一般情况下,多普勒频移最 高频率范围只占信号采样频率很小一部分,因而 没有必要对整个[ $-f_s/2, f_s/2$ ]频率范围进行分 析,而只需要分析上述频率范围的一部分可以估 计出目标的多普勒频移。

基于以上分析,利用 CIC 滤波器对 d (n') 进行 数据抽取,从而降低数据采样率,缩小 FFT 变换后 的频率分析范围。为了抑制 CIC 滤波器通带外的 频率干扰,d(n') 在经过 CIC 滤波后再经低通滤波 器滤波,无源双基地雷达系统时延和多普勒频移 联合估计算法<sup>[6-7]</sup> 如下:

(1) 直达波信号  $x(nT_s)$  延迟  $\tau$  取共轭并与目标回波信号  $y(nT_s)$  作乘积为  $x^*(nT_s - \tau)y(nT_s)$ ;

(2) 用 CIC 滤波器对  $x^*(nT_s - \tau)y(nT_s)$  进行抽取,并将抽取的结果经低通滤波器进行滤波;

(3) 对低通滤波后的数据作 FFT 变换从而得到时延为τ时的多普勒频移估计;

(4) 重复(1)、(2)和(3)过程。在信号检测过 程中,设置检测门限,当联合估计结果的最大值大 于检测门限时,则该最大值对应的二维参数即为 目标时延和多普勒联合估计值。

根据上述算法可得基于 CIC 滤波器抽取的时 延和多普勒频移的联合估计程序流程图如图 4 所示。



图 4 基于 CIC 滤波器的联合估计程序流程图

# 4 算法运算量比较

假设总的数据处理点数为 N,目标时延单元 数为  $N_{r}$ ,目标多普勒频移单元数为  $N_{f_d}$ ,利用 CIC 滤波器抽取后的数据点数为 M,直接计算时的复 乘法次数为  $2N_rNN_{f_d}$ ; N 点 FFT 的复乘法次数 为 $(N/2)\log_2 N$ ,而每一个时延单元都要进行一次 FFT,所以互模糊函数的 FFT 处理的复乘法次数 为  $N_r(N + (N/2)\log_2 N)$ ;从 CIC 滤波器的结构 可以看出,CIC 滤波器只对数据进行时间上的延迟 及抽取,即 CIC 滤波器只进行加法运算,对 CIC 抽 取后的数据进行处理的低通滤波器阶数为 m, 则低通滤波器的复乘法次数为 mM,所以采用 CIC 滤波器的复乘法次数为  $N_{\tau}(N + mM + (M/2)\log_2 M)$ 。各种算法的复乘次数如表 1 所示。

表1 各种算法的复乘次数

直接计算法	FFT 法	CIC 滤波法
$2N_{\tau}NN_{f_{\mathrm{d}}}$	$N_{\tau}(N+(N/2)\log_2 N)$	$N_{\tau}(N+mM+(M/2)\log_2 M)$

设  $N \downarrow 10^3$  到  $10^6$ ,  $N_r = 300$ ,  $N_{f_d} = 256$ , 低 通滤波器的阶数为 5, 数据抽取率为 R = 256, M = N/R, 则各种算法的计算量如图 5 所示。



由图 5 可以看出,互模糊函数 CIC 滤波算法 的计算量要小于 FFT 法,为了进一步提高计算速 度,该算法还可以并行处理<sup>[8]</sup>,这将大幅提高无源 非合作双基地雷达系统的信号处理速度。

### 5 仿真结果及分析

直达波天线实际采集的脉冲信号作为直达波 信号,脉冲个数为 16 个,脉冲重复频率 *PRF* = 550 Hz。将直达波信号延时并作多普勒频移后作 为目标回波信号,时延为 100  $\mu$ s,对应的双基地雷 达距离为 30 km,多普勒频移为 180 Hz。直达波通 道和目标回波通道都加入噪声,假设经过 CIC 抽 取后采样频率为 1 600 Hz,通带带宽为 200 Hz, *R*=3750,相对带宽 *f*。=1/8。CIC 滤波器的设计 参数 *N*=4,*M*=1,此时通带内在 *f*。处的衰减为 0.90 dB,混叠频率在 *f*<sub>AI</sub> 的衰减为 68.5 dB。对 CIC 滤波后的数据进行 FFT 处理,则频率的分析范围 为 *f*  $\in$  [-1600,1600]Hz。为了抑制不关心信号 频率的影响,对 CIC 抽取后的信号进行低通滤波, 低通滤波器的阶数选为 5 阶,截止频率为 400 Hz。

在得到多个距离单元的多普勒频移估计后,

可以将多个距离单元拼连接起来,从而得到目标 时延和多普勒频移的联合估计。

目标时延和多普勒频移的联合估计三维图和 等高线投影图分别如图 6 和图 7 所示。



当直达波信号为脉冲串信号时,在估计目标的时延和多普勒频移时存在模糊问题,对复信号 而言,不模糊多普勒频移范围为[-500,500]Hz, 在-367 Hz 处也出现了一个信号峰值,这是由多 普勒模糊问题引起的,同时在 633 Hz 处也应该出 现一个峰,但因为低通滤波器衰减了,所以在 互模糊函数上没有体现。

## 6 结束语

无源双基地雷达系统有着广阔的发展前景, 在大数据量和高采样率的条件下,互模糊函数 FFT快速算法常常面临计算量大和频率分析范围 过宽的问题。本文提出了利用 CIC 滤波器对信号 进行数据抽取从而大幅度提高计算速度的信号检 测改进算法。CIC 滤波器相对于其他的数据抽取 滤波器而言滤波器的阶数低,并且能够有效抑制 数据抽取过程中的频率混叠干扰和通带信号衰

149

减。最后以脉冲串信号为例进行了仿真,仿真结 果验证了该算法的正确性。

#### 参考文献:

- [1] 张南,陶然,王越.双基地雷达模糊函数及目标参数 估计性能分析[J].中国科学(E辑),2009,39(7): 1247-1255.
- [2] 叶和忠,赵利,彭小卫,等.一种性能良好的高效 CIC 抽取滤波器的设计[J]. 桂林电子科技大学学报, 2010,30(2):113-117.

YE He-zhong, ZHAO Li, PENG Xiao-wei, et al. The Designing of an Efficient CIC Decimator Filter [J]. Journal of Guilin University of Electronic Technology, 2010, 30(2):113-117. (in Chinese)

- [3] Hogenauer E. An Economical Class of Digital Filters for Decimation and Interpolation[J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1981, 29 (2):155-162.
- [4] 金兴海,朱岱寅. 基于改进 MNE 算法的动目标检测 技术[J]. 雷达科学与技术, 2012, 10(3):305-309.
  JIN Xing-hai, ZHU Dai-yin. Moving Target Detection Technology Based on Improved MNE Algorithm[J].
  Radar Science and Technology, 2012, 10(3):305-309.
  (in Chinese)

\*\*\*\*

(上接第144页)了火控雷达抗无源干扰试验鉴定的主要指标,实现了对火控雷达抗无源干扰能力的定量评估。采用均匀设计进行试验方案设计,减少 了试验次数,节约了试验费用,具有较高的军事经 济效益。试验结果表明,要提高火控雷达抗无源 干扰能力,必须加强抗无源干扰新技术研究,提高 远距离无源干扰条件下火控雷达对目标的探测和 跟踪能力。

#### 参考文献:

- [1] 陈静. 雷达无源干扰原理[M]. 北京:国防工业出版 社, 2009:83-95.
- [2] 韦乃棋,韩壮志,王志云.火控雷达抗干扰能力评估指标与测试研究[J]. 雷达科学与技术,2010,8(1):11-14.

WEI Nai-qi, HAN Zhuang-zhi, WANG Zhi-yun. Research on Evaluation Indexes and Test of ECCM Capability of Fire Control Radar[J]. Radar Science and Technology, 2010, 8(1):11-14. (in Chinese)

[3] 王小念,余巍,赵勇,等.火控雷达抗无源干扰能力分 析[J]. 航天电子对抗,2004(4):43-46.

- [5] Tao R, Zhang W Q, Chen E Q. Two-Stage Method for Joint Time Delay and Doppler Shift Estimation[J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2008, 2 (1): 71-77.
- [6] Howland P E, Maksimiuk D, Reitsma G. FM Radio Based Bistatic Radar [J]. IEE Proceedings – Radar, Sonar and Navigation, 2005, 152(3):107-115.
- [7]杨博,黄知涛,周一宇.基于空间非合作运动辐射源照射的目标定位研究[J].宇航学报,2008,29(1):224-228.

YANG Bo, HUANG Zhi-tao, ZHOU Yi-yu. The Study of Target Location Based on Spacial Non-Cooperative Motorial Emitter Illuminating[J]. Journal of Astronautics, 2008, 29(1):224-228. (in Chinese)

[8] Paichard Y, Inggs M R. Multistatic Passive Coherent Location Radar Systems[C] // Proceedings of the 6th European Radar Conference, Rome: [s. n.], 2009:45-48.

#### 作者简介:



**李国君** 男, 1978年出生于吉林扶 余,2003年毕业于大连海事大学,现为 92941部队工程师,主要从事雷达试验 及鉴定工作。

- [4] 向敬成,张明有. 雷达系统 [M]. 北京:电子工业出版 社,2000:67-80.
- [5] 王国玉,汪连栋. 雷达电子战系统数学仿真与评估[M]. 北京:国防工业出版社,2004:124-128.
- [6] 曲长文,李亚南. 机载无源干扰诱饵的运动特性研究
  [J]. 现代防御技术, 2012, 40(2):98-103.
  QU Chang-wen, LI Ya-nan. Research on Kinematics Characteristic of Airborne Passive Jamming Decoy[J].
  Modern Defence Technology, 2012, 40(2):98-103. (in Chinese)
- [7] 陈相麟,蒋谱成. 雷达试验[M]. 北京:国防工业出版 社, 2004:276-278.
- [8] 李云雁,胡传荣. 试验设计与数据处理[M]. 北京:化 学工业出版社, 2005:162-165.

#### 作者简介:



**焦淑瑜** 女,1977年6月出生于黑龙 江通河,2007年毕业于北京航空航天 大学硕士学位,现为92941部队工程 师,主要从事雷达试验与鉴定工作。