

# 外辐射源雷达互模糊函数的两种快速算法

高志文<sup>1,2</sup>, 陶 然<sup>2</sup>, 单 涛<sup>2</sup>

(1. 北京航空工程技术研究中心, 北京 100076; 2. 北京理工大学电子工程系, 北京 100081)

摘 要: 针对外辐射源雷达(无源雷达、被动雷达)利用互模糊函数测量时延差和多普勒频移的运算量大, 直接计算难以满足系统实时性要求的问题, 本文提出了外辐射源雷达互模糊函数的两种快速算法: 分级抽取 FFT 算法和预加权分级抽取 FFT 算法. 分级抽取 FFT 算法降低了抗混叠滤波器的阶数, 明显地节省了计算量和存储量; 预加权分级抽取 FFT 算法使第一级滤波的乘法运算在时延的循环外进行, 进一步提高了计算效率, 代价是存储量有所增加. 实测结果表明本文所提两种快速算法有效地提高了计算效率.

关键词: 外辐射源雷达; 互模糊函数; 分级抽取; 预加权

中图分类号: TN957. 51 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2009)3-0669-04

## Two Fast Algorithms of Cross Ambiguity Function for Passive Radar

GAO Zhi-wen<sup>1,2</sup>, TAO Ran<sup>2</sup>, SHAN Tao<sup>2</sup>

(1. Beijing Aeronautical Technology Research Center, Beijing 100076, China;

2. Department of Electronics Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

Abstract: The computational burden of cross ambiguity function is very large for measuring the time delay difference and the Doppler frequency shift of passive radar, which is difficult to meet the real time requirements by the general algorithms. This paper proposes two fast algorithms of cross ambiguity function for passive radar: the multi stage decimation FFT algorithm and the pre weighting multi stage decimation FFT algorithm. The multi stage decimation FFT algorithm decreases the length of the anti-aliasing filters and save the computational amount and the storage. The pre weighting multi stage decimation FFT algorithm avoids the cycle of the first stage filter multiplication in different time delays and further increases the computational efficiency at the expense of the large storage. Experimental results show that the proposed algorithms can effectively increases the computational efficiency.

Key words: passive radar; cross ambiguity function; multi stage decimation; pre weighting

### 1 引言

外辐射源雷达是一种利用电视、调频广播和全球移动通信系统(GSM)等非合作辐射源作为照射源的双/多基地雷达<sup>[1]</sup>. 外辐射源雷达的优越性主要体现在<sup>[2,3]</sup>:

- (1) 自身不发射电磁波, 因而不易被敌方发现, 可免受反辐射导弹的攻击, 具有很强的抗干扰和系统生存能力;
- (2) 采用 VHF、UHF 波段的双/多基地工作方式, 探测隐身飞机与巡航导弹更为有利;
- (3) 天线发射塔高及辐射功率大, 具有较好的低空探测性能;
- (4) 无需自身的发射机, 成本较低. 外辐射源雷达利用参考信号与目标回波信号的互模糊函数实现相干积累, 根据互模糊函数中的尖峰位置测量时延差和多普勒频移<sup>[4]</sup>. 互模糊函数定义为<sup>[5]</sup>

$$X(\tau, f_d) = \int_0^{\tau} u(t)v^*(t+\tau)\exp(j2\pi f_d t) dt \quad (1)$$

其中,  $u(t)$  为参考信号,  $v(t)$  为回波信号,  $\tau$  为时延,  $f_d$  为多普勒频移,  $T_F$  为积分时间间隔. 然而, 互模糊函数的计算量非常大, 直接按式(1)计算难以满足外辐射源雷达系统实时性要求. 因此, 本文提出外辐射源雷达互模糊函数的两种快速算法: 分级抽取 FFT 算法和预加权分级抽取 FFT 算法, 实测结果表明本文所提快速算法有效地提高了计算效率.

### 2 外辐射源雷达互模糊函数的快速计算

令  $T$  为信号的采样间隔,  $T_F = NT$ , 式(1)离散化为

$$X(l, k) = \sum_{n=0}^{N-1} u(n)v^*(n+l)\exp(j\frac{2\pi}{N}nk) \quad (2)$$

其中,  $l = 0, 1, \dots, L-1$ . 观察式(2), 可以发现整个计算过程可以分成两步<sup>[6]</sup>

$$r_N(n, l) = u(n)v^*(n+l) \quad (3)$$

收稿日期: 2008-01-18; 修回日期: 2008-06-10

基金项目: 国家杰出青年科学基金(No. 60625104); 国家自然科学基金(No. 60232010); 国防基础预研项目(No. A2220060039); 北京理工大学优秀青年教师项目(No. 2007YS0101)

$$\begin{aligned}
 x(l, k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r_N(n, l) \exp(j \frac{2\pi}{N} nk) \\
 &= \left[ \sum_{n=0}^{N-1} r_N^*(n, l) \exp(-j \frac{2\pi}{N} nk) \right]^* \quad (4)
 \end{aligned}$$

式(4)可以借用 FFT 算法来快速实现.

## 2.1 分级抽取 FFT 算法

如果抽取出  $r_N(n, l)$  中感兴趣的频段, 再进行 FFT 计算, 使  $N$  点 FFT 变成了  $M$  点 FFT, 将会大大地提高了计算效率. 在大抽取比的情况下, 如果采用单级抽取实现, 那么抗混叠滤波器的过渡带带宽和采样率的比值非常小, 这样将导致抗混叠滤波器的阶数  $N_h$  是非常高的, 计算量和存储量都是非常大的.

采用多级结构实现大抽取比, 抗混叠滤波器分解成多级, 每一级的过渡带带宽和抽样率的比值就会显著的增大, 相应每一级滤波器的阶数就会减小. 假定抽取器共有  $K$  级, 每级的抽取比为:  $D_i, i = 1, 2, \dots, K$ , 相应的每级抽样频率

$$f_{s_i} = \frac{f_s(i-1)}{D_i}, i = 1, 2, \dots, K \quad (5)$$

令抗混叠滤波器的通带边缘频率为  $f_p$ , 阻带边缘频率为  $f_s$ , 通带误差容限  $\sigma_p$ , 阻带误差容限  $\sigma_s$ , 每级 FIR 滤波器的阶数估计为<sup>[7]</sup>

$$N_{hi} = \frac{-10 \log(\frac{\sigma_p}{K \sigma_s}) - 15}{14 \frac{(f_{s_i} - f_{s_k}/2) - f_p}{f_{s(i-1)}}} + 1, i = 1, 2, \dots, K \quad (6)$$

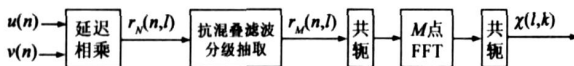


图1 分级抽取FFT算法的流程图

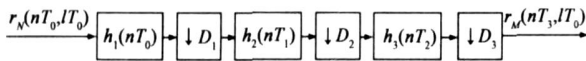


图2 三级抽取框图

分级抽取 FFT 算法流程如图 1 所示, 初始化时  $l=0$ , 算法的具体步骤概括如下:

Step1: 计算  $r_N(n, l) = u(n) v^*(n+l), n = 0, 1, \dots, N-1$ .

Step2: 对  $r_N(n, l)$  进行滤波和抽取得到  $r_M(n, l)$ ,  $h(n)$  为根据实际需求所设计的抗混叠滤波器. 以三级抽取  $D = D_1 \times D_2 \times D_3$  为例, 抽取框图如图 2 所示.

Step3: 取  $r_M(n, l)$  的共轭, 得到  $r_M^*(n, l)$ .

Step4: 计算  $\text{FFT}\{r_M^*(n, l)\}$ .

Step5: 对  $\text{FFT}\{r_M^*(n, l)\}$  取共轭, 得到  $x(l, k)$ . 如果  $l \geq L-1$  (对应最大的时延点), 则跳出循环; 否则继续.

Step6:  $l = l + 1$ , 跳到 Step1.

在分级抽取 FFT 算法具体实现时, 还可利用多相分解实现 FIR 滤波器的高效结构<sup>[8]</sup>, 乘法次数可降低所抽

取的倍数, 同时考虑 FIR 滤波器的线性相位约束, 乘法次数又可减少一倍. 三级抽取 FFT 算法每秒所使用的复乘次数

$$R_T = L(N + \frac{NN_{h1}}{2D_1} + \frac{NN_{h2}}{2D_1D_2} + \frac{NN_{h3}}{2D_1D_2D_3} + \frac{M}{2} \log_2 M) \quad (7)$$

## 2.2 预加权分级抽取 FFT 算法

利用分级抽取 FFT 算法计算互模糊函数时, 通过抗混叠滤波器  $h(n)$  对每一个时延  $l$  的  $r_N(n, l)$  滤波, 得到  $r'_N(n, l)$ . 抗混叠滤波器  $h(n)$  一般采用有限冲激响应 (FIR) 滤波器, 假设  $h(n) = h(N_h - 1 - n)$ , 可得

$$\begin{aligned}
 r'_N(n, l) &= \sum_{i=0}^{N_h-1} r_N(n-i, l) h(i) \\
 &= \sum_{i=0}^{N_h-1} r_N(n-i, l) h(N_h-1-i) \\
 &= \sum_{i=0}^{N_h-1} r_N(n+i-N_h+1, l) h(i) \quad (8)
 \end{aligned}$$

将  $r'_N(n, l)$  前移  $N_h-1$  点, 再经  $D$  倍抽取得到  $r_M(m, l)$ , 结合式(3)和(8)可得

$$\begin{aligned}
 r_M(m, l) &= \sum_{i=0}^{N_h-1} r_N(mD+i, l) h(i) \\
 &= \sum_{i=0}^{N_h-1} u'(mD+i) v^*(mD+i+l) \quad (9)
 \end{aligned}$$

其中,

$$u'(mD+i) = u(mD+i) h(i), i = 0, 1, \dots, N_h-1 \quad (10)$$

由于式(10)中不含时延  $l$ , 故此运算可在时延  $l$  的循环之外, 从而提高计算效率. 由于滤波中的加权与求和运算分离进行, 故称为预加权.

在利用多级抽取 FFT 算法计算互模糊函数的过程中, 可对第一级抗混叠滤波器采用预加权技术, 以提高计算效率. 由于抗混叠滤波器的阶数  $N_{h1}$  通常大于抽取倍数  $D_1$ , 因此式(10)中不同  $m$  所对应的  $u'(mD+i)$  可能会相互重叠. 令  $C = \text{ceil}[N_{h1}/D_1]$ ,  $\text{ceil}$  表示对  $N_{h1}/D_1$  朝正无穷大方向取整,  $c = \text{mod}(m, C), c = 0, 1, \dots, C-1$ . 为避免预加权的数数据互相重叠, 需要存储  $C$  个不同的  $u'_c(mD+i)$ . 以三级抽取为例说明预加权方法, 三级抽取中的第一级滤波器阶数  $N_{h1}$  通常为第一级抽取比  $D_1$  的 2~3 倍. 假设  $C = \text{ceil}[N_{h1}/D_1] = 3$ , 第一级抽取的预加权框图如图 3 所示. 将图 1、图 2 和图 3 结合起来, 可得到预加权三级抽取 FFT 算法流程图. 预加权三级抽

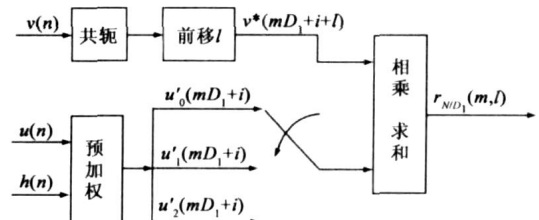


图3 三级抽取中的第一级预加权框图

取 FFT 算法每秒所使用的复乘次数:

$$R_T = \frac{NN_{h1}}{2D_1} + L(N + \frac{NN_{h2}}{2D_1D_2} + \frac{NN_{h3}}{2D_1D_2D_3} + \frac{M}{2}\log_2M) \quad (11)$$

与分级抽取 FFT 算法相比, 预加权分级抽取 FFT 算法增加的存储量

$$M_T = N(C - 1) \quad (12)$$

### 3 实验验证与性能分析

当前, 数字电视广播正在逐渐替代模拟电视广播. 基于数字电视地面广播的外辐射源雷达成为了新的研究热点<sup>[9, 10]</sup>. 本节通过计算数字视频地面广播(DVB-T)信号的互模糊函数, 分析和比较不同算法的性能.

数字电视地面广播通常工作在 500MHz ~ 800MHz<sup>[11]</sup>, 假设目标的最大速度小于 1200m/s, 那么多普勒频移 $|f_d| < 4\text{kHz}$ . DVB-T 信号带宽  $B \approx 7.61\text{MHz}$ , 基带速率 $f_{s0} = 9.14\text{MHz}$ <sup>[12]</sup>, 接收系统通过数字下变频得到零中频的复信号采样率与基带速率相同. 假设相干积累时间  $T_F = 50\text{ms}$ , 最大时延  $\tau_{\max} = 1\text{ms}$ , 这时  $N = 4.57 \times 10^5$ ,  $L = 9140$ , 抽取比  $D = 1000$ ,  $M = 457$ . 假定抗混叠滤波器的通带边缘频率  $f_p = 4\text{kHz}$ , 阻带边缘频率  $f_c = 4.57\text{kHz}$ , 通带误差容限  $\sigma_p = 0.01$ , 阻带误差容限  $\sigma_s = 0.001$ .

不同级抽取 FFT 算法计算 DVB-T 信号互模糊函数的性能如表 1 所示, 其中, 抽取因子的选择是按照最佳抽取方式<sup>[13]</sup>近似得到的. 从表 1 可以看出, 单级抽取 FFT 算法的抗混叠滤波器阶数很高, 复乘次数和存储量很大, 难以实现. 分级抽取 FFT 算法的抗混叠滤波器阶数大大降低, 由一级到二级在计算量和存储量上都有大幅度减少; 虽然由二级到三级, 以及由三级到四级的存储量都有减少, 但是远不如一级到二级那么明显. 从三级到四级的计算量实际上是增加了. 整体来看, 三级抽取 FFT 算法是比较理想的算法.

不同算法计算 DVB-T 信号互模糊函数使用的复乘数如图 4 所示, 与直接计算相比, 三级抽取 FFT 算法和

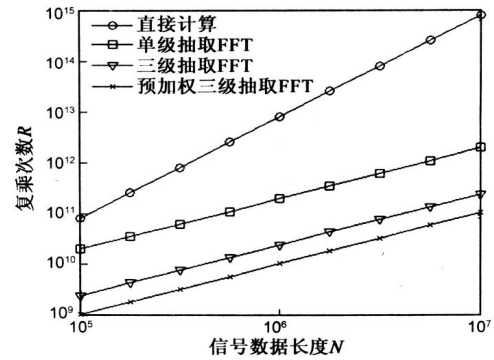


图 4 计算 DVB-T 信号互模糊函数使用的复乘次数  
预加权三级抽取 FFT 算法的计算效率约提高了两个数量级. 另外随着数据长度的增加, 三级抽取 FFT 算法和预加权三级抽取 FFT 算法的计算效率的优势会更加明显. 虽然预加权三级抽取 FFT 算法的复乘次数小于三级抽取 FFT 算法的复乘次数, 但是其存储量大于三级抽取 FFT 算法的存储量, 增加的存储量为  $M_T = 2N$ . 在实际应用中, 根据具体应用背景确定信号的最大多普勒频移等因素, 综合考虑系统的速度和存储量要求来选择合适的快速算法.

### 4 结论

外辐射源雷达互模糊函数的计算量非常大, 直接计算难以满足系统实时性要求. 本文提出了外辐射源雷达互模糊函数的两种快速算法: 分级抽取 FFT 算法和预加权分级抽取 FFT 算法. 分级抽取 FFT 算法降低了抗混叠滤波器的阶数, 明显地节省了计算量和存储量; 预加权分级抽取 FFT 算法使第一级滤波的乘法运算在时延的循环外进行, 有效地提高了计算效率, 代价是存储量有所增加. 最后采用 DVB-T 信号对不同算法的性能进行了分析和比较, 结果表明本文所提快速算法有效地节省了计算量和速度. 本文所提算法也适用于计算基于其它机会照射源的外辐射源雷达的互模糊函数, 为外辐射源雷达的实时检测目标奠定了基础.

#### 参考文献:

[1] GRIFFITHS H D, BAKER C J. Passive coherent location radar systems. Part 1: Performance prediction [J]. IEE Proc Radar Sonar Navig, 2005, 152(3): 153– 159.  
 [2] HOWLAND P. Editorial: Passive radar systems [J]. IEE Proc.-Radar Sonar Navig, 2005, 152(3): 105– 106.  
 [3] 高志文, 陶然. 外辐射源雷达的相干积累增益计算及性能分析 [J]. 电子学报, 2008, 36(6): 1227– 1230.  
 GAO Zhi wen, TAO Ran. Computation and analysis of coherent accumulation gain for passive radar [J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 39(6): 1227– 1230. (in Chinese)  
 [4] HOWLAND P E, et al. FM radaio based bistatic radar [J].

表 1 不同级数抽取 FFT 算法计算 DVB-T 信号的互模糊函数

级数	每秒复乘法数 (MPS)	存储量	抽取因子	滤波器阶数	通带边缘频率 (kHz)	阻带边缘频率 (kHz)	归一化过渡带宽	通带误差容限	阻带误差容限
1	8.7921e+ 010	40089	1000	40089	4	4.57	0.00006	0.01	0.001
2	1.1394e+ 010	738	100	301	4	86.83	0.00906	0.005	0.001
			10	437	4	4.57	0.00624	0.005	0.001
3	1.0883e+ 010	297	50	150	4	178.23	0.01906	0.0033	0.001
			10	55	4	13.71	0.05312	0.0033	0.001
			2	92	4	4.57	0.03118	0.0033	0.001
4	1.1261e+ 010	203	20	61	4	452.23	0.04906	0.0025	0.001
			5	18	4	86.83	0.18125	0.0025	0.001
			5	29	4	13.71	0.10624	0.0025	0.001
			2	95	4	4.57	0.03118	0.0025	0.001

- IEE Proc Radar Sonar Navig, 2005, 152(3): 107– 115
- [5] SINSKY A I, WANG C P. Standardization of the definition of the radar ambiguity function[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1974, 10(4): 532– 533.
- [6] TOLIMIERI S, WINOGRAD S. Computing the ambiguity surface[J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1985, 33(4): 1239– 1245.
- [7] SHIVELY R R. On multistage finite impulse response (FIR) filters with decimation[J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1975, 23(4): 353– 35.
- [8] 陶然, 张惠云, 等. 多抽样率数字信号处理理论及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2007. 55– 72.  
TAO Ran, ZHANG Hui yun, et al. Theory and Applications of Multirate Digital Signal Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2007. 55– 72. (in Chinese)
- [9] EN 300 744, V1.5.1, Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television[S].
- [10] POULIN D. Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulation[J]. IEE Proc. Radar Sonar Navig, 2005, 152(3): 143– 152.
- [11] 高志文, 陶然, 等. DVB-T 辐射源雷达信号模糊函数的副峰分析与抑制[J]. 电子学报, 2008, 36(3): 505– 509.  
GAO Zhi wen, TAO Ran, et al. Side peaks analysis and suppression of DVB T Signal Ambiguity Function for Passive Radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(3): 505– 509. (in Chinese)
- [12] 姜秀华, 张永辉. 数字电视广播原理与应用[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2007. 271– 307.

JIANG Xiur hua, ZHANG Yong hui. Theory and Applications of Digital TV Broadcasting[M]. Beijing: Posts & Telecom Press, 2007. 271– 307. (in Chinese)

- [13] CROCHIERE R E, RABINER L R. Optimum FIR digital filter implementations for decimation, interpolation, and narrow-band filtering[J]. IEEE Trans on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1975, 23(5): 444– 456.

#### 作者简介:



高志文 男, 1978 年 4 月出生于山西省忻州市. 2008 年于北京理工大学电子工程系博士毕业. 研究方向为信号处理及其在雷达、通信和信息安全中的应用.

Email: zvgao@sina.com



陶然 男, 1964 年 11 月出生于安徽南陵, 1993 年于哈尔滨工业大学获博士学位, 国家杰出青年科学基金获得者. 现任北京理工大学信息安全与对抗研究中心主任、信息安全与对抗学科首席教授、博士生导师. 兼任中国雷达行业协会副理事长, 中国电子学会会士和青年工作委员会副主任, 《兵工学报》常务编委, IEEE 高级会员. 在 IEEE Trans、中国科学和电子学报发表论文 60 余篇. 以第一作者出版信号处理领域著作和教材 2 部. 完成和承担多项国家自然科学基金重点项目、部委重点项目和产业化项目. 研究方向: 通信与信息系统、信息安全与对抗.

Email: rantao@bit.edu.cn