

一种基于 DTTB 信号的无源相干雷达模糊函数快速算法

蒋柏峰^{*①②} 吕晓德^① 赵耀东^{①②} 向茂生^①

^①(中国科学院电子学研究所微波成像技术国家级重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院研究生院 北京 100049)

摘要: 基于无源相干定位技术的外辐射源雷达通过计算参考信号和回波信号的互模糊函数实现目标距离和速度的检测。然而互模糊函数直接计算时的计算量很大,难以满足实时性要求。针对这一问题,该文基于中国国家标准 DTTB(Digital Television Terrestrial Broadcasting)信号,从互模糊函数时延遍历和多普勒频率遍历两类快速计算方法出发,提出首级使用矩形窗作为抽取滤波器的多级抽取方法。与直接计算和不进行抽取滤波的快速方法相比,该文方法计算量可分别降低 3 个数量级和 1 个数量级以上。该文进一步对比分析了信号长度不同时两类快速方法的计算量,为实际应用中计算方法的选择提供参考。

关键词: 外辐射源雷达; 无源相干定位; 互模糊函数; 多级抽取

中图分类号: TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2013)03-0589-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00900

A Fast Algorithm of Ambiguity Function for Passive Coherent Radar Based on DTTB Signal

Jiang Bai-feng^{①②} Li Xiao-de^① Zhao Yao-dong^{①②} Xiang Mao-sheng^①

^①(National Key Laboratory of Microwave Imaging Technology, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: By calculating the cross ambiguity function of the reference signal and the echo signal based on the passive coherent location technologies, passive radar detects the distance and speed of the target. However, it is difficult to meet real-time requirements when calculated the cross ambiguity function directly. To solve this problem, this paper proposes a method that uses the rectangular window as the first stage filter of a multi-stage decimation based on two types of fast calculation method: delay traverse and Doppler frequency traverse, which are based on Chinese National Standard Digital Television Terrestrial Broadcasting (DTTB) signal. Compared with the direct calculation and the non-decimation calculation method, the amount of the calculation can be reduced more than 3 orders and 1 order separately. This paper further analyses the variance of the calculation amount of the two types of fast calculation method when time accumulation is changing and provides a reference for the choice of calculation methods in practical applications.

Key words: External illuminating radar; Passive coherent location; Cross ambiguity function; Multi-stage decimation

1 引言

外辐射源雷达是双(多)基地雷达的一种,它自身不发射电磁波,而是利用空间环境中大量存在的调频广播信号、数字电视信号、GPS 信号等作为雷达辐射源,通过接收目标对这些信号的反射,实现目标的定位与跟踪。由于外辐射源雷达不需要自身发射电磁波,其利用的民用电磁信号多工作在 VHF/UHF 频段,因此具有抗干扰能力强、能探测隐身

目标等优点,近年来受到世界各国的广泛关注^[1-6]。基于无源相干定位方法的外辐射源雷达系统有两组接收通道,一组用来接收辐射源直接辐射的电磁信号作为参考信号;另一组接收目标的回波信号。通过计算参考信号与目标回波信号的互模糊函数实现对目标距离和速度的检测。互模糊函数为时延、多普勒频率的二元函数,当信号积累时间较长时,利用定义直接计算的计算量很大,难以满足实时性要求。针对这一问题,文献[7]从“变换”和“滤波”(即时延遍历和多普勒频率遍历)两个角度

2012-07-12 收到, 2012-11-26 改回

*通信作者: 蒋柏峰 jbf_gucas@163.com

出发, 将时延和多普勒频率的二重循环转化为一重循环和 FFT 计算。结合实际关注的多普勒频率、时延范围, 以及信号长度, 文献进一步提出了在 FFT 之前进行抽取滤波降低计算量的思想。文献[8]基于时延遍历的思想, 提出分级抽取 FFT 和预加权分级抽取 FFT 两种方法, 通过抽取过程的多级实现和对参考信号的预加权, 降低抽取滤波过程的计算量。

本文深入研究了互模糊函数快速计算的两类方法, 并结合基于 DTTB(Digital Television Terrestrial Broadcasting)信号的无源相干雷达参数特点, 提出一种新的抽取滤波器设计方法, 即在多级抽取中的第 1 级使用矩形窗作为抽取滤波器, 在实现多级抽取过程的同时, 避免了第 1 级滤波过程带来的复数乘法计算, 降低了计算量。理论分析和仿真说明了方法的有效性, 与直接计算相比, 本文提出的方法可将计算量降低 3 个数量级以上, 与不进行抽取滤波的快速算法相比, 本文方法也可将计算量降低 1 个数量级以上。在此基础上, 本文进一步分析了信号积累时间不同时两类快速计算方法计算量的关系, 为实际应用中不同情况下计算方法的选择提供指导。

2 互模糊函数的计算

2.1 互模糊函数的离散化模型与快速计算

互模糊函数的定义为^[9]

$$A(\tau, f_d) = \int_0^T x(t)v^*(t + \tau)e^{j2\pi f_d t} dt \quad (1)$$

式中 $x(t)$ 为参考信号, $v(t)$ 为回波信号, $\tau \in [0, \tau_{\max}]$ 为参考信号与回波信号的时延, $f_d \in [-f_{d\max}, f_{d\max}]$ 为多普勒频率, T 为信号累积时间。令信号采样率为 f_s , 多普勒频率采样率为 T , N 为信号采样点数, 则有 $Tf_s = N$, $n = tf_s$, $l = \tau f_s$, $k = Tf_d$ 。互模糊函数的离散化模型可表示为

$$A(l, k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)v^*(n+l)e^{j2\pi \frac{nk}{N}} \quad (2)$$

式中 $l = 0, 1, \dots, L-1$, $k = -K, -K+1, \dots, K$ 分别为时延和多普勒频率的离散化表示, L, K 分别为离散化的时延和多普勒频率范围, 通常情况下 $L \ll N$, $K \ll N$ 。

由式(2)可知, 按照定义直接计算互模糊函数时计算量(以复数乘法次数表示)为 $2N \times 2K \times L$, 当信号点数 N 较大时, 计算量是非常大的。

观察式(2)可以发现, 当 l 取某一值即时延遍历, 令 $r(n, l) = x(n)v^*(n+l)$, 互模糊函数可以表示为

$$A(l, k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n, l)e^{j2\pi \frac{nk}{N}} = \text{IFFT}[r(n, l)] \quad (3)$$

当 k 取某一值即多普勒频率遍历时, 令 $u(n, k) = x(n)e^{j2\pi[(nk)/N]}$, 则 $u(n, k)$ 与 $v^*(-n)$ 的线性卷积可表示为

$$\text{temp}(l, k) = u(n, k) \otimes v^*(-n) = \sum_{n=0}^{N-1} u(n, k)v^*(n-l) \quad (4)$$

式中 $-N+1 \leq l \leq N-1$, \otimes 表示线性卷积。

对比式(4)和式(2)可知, 变量 l 相差一个负号, 互模糊函数可通过 $u(n, k)$ 与 $v^*(-n)$ 的线性卷积得到。利用卷积的性质可得

$$u(n, k) \otimes v^*(-n) = \text{IFFT}\{\text{FFT}[u(n, k), 2N] \cdot \text{FFT}[v^*(-n), 2N]\} \quad (5)$$

利用式(3)或式(5)计算互模糊函数时, 可将二重循环过程转化为一重循环和 IFFT 计算过程, 在一定程度上降低了计算量。这就是互模糊函数快速计算的两类方法。

2.2 抽取滤波器的设计

数字电视地面广播(DTTB)系统是广播电视系统中的重要组成部分, 它与卫星数字电视广播系统和有线数字电视广播系统一起相互协同提供全面的受众覆盖^[10]。本文以中国国家标准 GB20600-2006 提出的 DTTB 信号为例, 讨论基于该信号的外辐射源雷达互模糊函数快速计算问题, 相关参数如表 1 所示。

表 1 基于 DTTB 信号的外辐射源雷达相关参数

信号带宽	8 MHz
采样率	9 MHz
多普勒频率范围	± 4 kHz
最大时延	1 ms
信号积累时间	1 s
信号采样点数	9 M
多普勒频率点数	8 k
时延点数	9 k

由表 1 可知, 关注的多普勒频率范围只有 8 k 点, 而利用式(3)计算得到的结果为 9 M 点, 包含 $-0.5f_s \sim 0.5f_s$ 的全部频率分量。这说明直接利用式(3)计算互模糊函数将得到很多冗余的结果。同理, 直接利用式(5)计算互模糊函数时也将得到很多冗余的结果。所以在 IFFT 之前有必要进行抽取, 取出关注的多普勒频率段或时延范围, 这将大幅降低计算量。

以时延遍历的 FFT 算法为例, 抽取滤波器参数如表 2 所示。

表 2 时延遍历算法抽取滤波器参数

通带边缘频率	4 kHz
阻带起始频率	4.5 kHz
采样率	9 MHz
通带容限误差	0.01
阻带容限误差	0.001
抽取倍数	1000

由表 2 可知, 抽取倍数为 1000, 若采用单级抽取, 则过渡带宽与采样率的比值很小, 由文献[11]中给出的凯泽窗设计经验公式可得抽取滤波器的阶数为: $P_1 = 65230$, 由此带来的计算量和存储量都是很大的。因此有必要进行多级抽取。

对于多级抽取过程的首级, 此时信号长度较长, 抽取滤波的计算量也相对较大。同时作为多级抽取过程的首级, 滤波器过渡带宽可以设计的较宽, 允许一定程度的混叠失真。基于上述两方面的考虑, 若在某一合适的抽取倍数情况下, 可以使用矩形窗作为抽取滤波器首级的单位冲激响应, 则既可以避免滤波过程带来的复数乘法计算, 又能满足滤波器的指标要求, 这将大幅降低计算量。

由时频对应关系, 时域矩形窗对应的频谱为辛克函数, 为了使辛克函数满足滤波器的指标要求, 需要选择一个合适的矩形窗长度。设矩形窗长度为 D , 则其频谱的第 1 零点为: f_s/D , 所以当矩形窗长度增加时, 对应的第 1 零点值将变小, 辛克函数峰值处将变得尖锐。对于固定的通带容限误差, 通带边缘频率将变小, 因此为使滤波器通带容限误差满足滤波器指标要求, 矩形窗长度不能太长。为使通带内混叠尽可能小, 抽取后的采样率应取辛克函数的零点位置, 所以对于长度为 D 的矩形窗, 其抽取倍数最大为: $P_{1\max} = D$ 。结合表 1、表 2 给出的参数, 综合考虑上述两方面问题, 矩形窗长度取 100 是合理的, 相应的滤波器指标如表 3 所示。

时延遍历 FFT 算法抽取倍数为

$$D_l = f_s T / (2f_{st} T) = f_s / 2f_{st} = 1000 \quad (6)$$

式中 f_s 为采样率, f_{st} 为阻带起始频率。

由式(6)可知时延遍历 FFT 算法的抽取倍数与

信号采样率和阻带起始频率有关, 与信号积累时间无关, 所以当信号积累时间变化时, 抽取滤波器无需重新设计。

结合表 2 给出的滤波器参数, 时延遍历 FFT 算法多级抽取滤波器的设计如表 3 所示。其中首级滤波器的单位冲激响应为矩形窗。

设多普勒频率遍历时, 抽取滤波器的保护间隔为 $0.125\tau_{\max}$, 则多普勒频率遍历 FFT 算法的抽取倍数为

$$D_k = 2f_s T / (1.25\tau_{\max} f_s) = 2T / 1.25\tau_{\max} \quad (7)$$

式中 f_s 为采样率, T 为信号积累时间, τ_{\max} 为最大时延。

由式(7)可知, 多普勒频率遍历算法的抽取倍数与信号积累时间有关, 当信号积累时间不同时, 抽取滤波器要重新设计, 某些情况下可能不需要多级抽取。

2.3 时延遍历的 FFT 算法

基于式(3)的思想, 时延遍历的 FFT 算法首先将 $r(n, l)$ 通过表 3 给出的多级抽取滤波器, 取出关注的多普勒频段, 然后进行 IFFT 计算得到模糊函数, 其流程如图 1 所示。多级抽取滤波流程如图 2 所示。

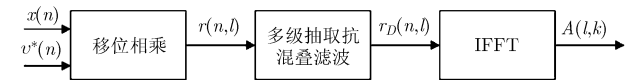


图 1 时延遍历的 FFT 算法流程图

时延遍历的 FFT 算法概括如下:

- (1) 初始化令 $l = 0$ 。
- (2) 计算 $r(n, l) = x(n)v^*(n + l)$ 。
- (3) 对 $r(n, l)$ 进行三级抽取滤波, 得到抽取后的序列 $r_D(n, l)$ 。
- (4) 对 $r_D(n, l)$ 进行 IFFT, 得到时延为 l 时的互模糊函数。

(5) 判断 l 与 $L - 1$ 的关系, 若 $l \geq L - 1$, 则结束计算过程, 否则 $l = l + 1$ 并跳转到(2)。对于 N 点数据, 采用三级抽取的时延遍历 FFT 算法所需复数乘法次数为

表 3 时延遍历 FFT 算法多级抽取滤波器设计

抽取倍数	滤波器阶数	通带截止频率(kHz)	阻带起始频率(kHz)	归一化过渡带宽	通带误差容限	阻带误差容限
100	100	4	85.5	0.0091	0.0033	0.0586
5	32	4	13.5	0.1056	0.0033	0.0010
2	132	4	4.5	0.0278	0.0033	0.0010

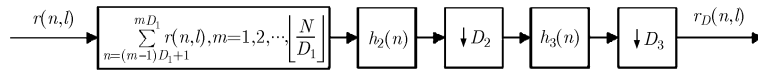


图 2 多级抽取滤波流程图

$$R_t = L \left[N + \frac{N}{2D_1D_2} P_2 + \frac{N}{2D_1D_2D_3} P_3 + K \log_2 2K \right] \quad (8)$$

2.4 多普勒频率遍历的 FFT 算法

由式(4)可知,抽取之前变量 l 的取值范围为 $-N+1 \leq l \leq N-1$, 关注的时延段位于 $-L+1 \leq l \leq 0$ (变量 l 与时延变量相差一个负号)处,而抽取滤波器为低通滤波器,所以在抽取滤波之前需对式 $\text{FFT}[u(n, k), 2N] \text{FFT}[v^*(-n), 2N]$ 乘上一个相移因子 $e^{j2\pi \frac{n_0 k}{2N}}$, 使关注时延段的中心搬移到时间变量的起始位置。

同时注意到 $u(n, k) = x(n) e^{j2\pi \frac{nk}{N}} = x(n) e^{j2\pi \frac{n2k}{2N}}$, 在遍历多普勒频率 k 时并不需要每次都计算 $\text{FFT}[u(n, k), 2N]$, 可以利用傅里叶变换的频移性质, 通过 $\text{FFT}[x(n), 2N]$ 的移位得到 $\text{FFT}[u(n, k), 2N]$, 故可将 $\text{FFT}[u(n, k), 2N]$ 提到循环之外。

由前文的分析可知,信号积累时间不同时,多普勒频率遍历的 FFT 算法抽取倍数是变化的,因此其抽取滤波器需分别设计。结合表 1 的参数,由式(7)可得抽取倍数为: $D_k = 2T / 1.25\tau_{\max} = 1600$, 多级抽取滤波器的设计如表 4 所示。其中首级滤波器的单位冲激响应为矩形窗。

多普勒频率遍历的 FFT 算法流程如图 3 所示。

多普勒频率遍历的 FFT 算法概括如下:

(1) 初始化 $k = -K$, 计算 $\text{FFT}[x(n), 2N]$, $\text{FFT}[v^*(-n), 2N]$, 根据实际的抽取倍数设计抽取滤波器。

(2) 对 $\text{FFT}[x(n), 2N]$ 进行移位得到 $\text{FFT}[u(n, k), 2N]$ 。

(3) 计算 $\text{temp} = \text{FFT}[u(n, k), 2N] \text{FFT}[v^*(-n), 2N] \cdot e^{j2\pi \frac{n_0 k}{2N}}$, 实现关注时延段的搬移。

(4) 对 temp 进行抽取滤波, 得到抽取后的序列 temp_2 。

(5) 对 temp_2 进行 IFFT, 得到多普勒频率为 k 时

的互模糊函数。

(6) 判断 k 与 K 的关系, 若 $k \geq K$ 则结束计算过程, 否则 $k = k + 1$ 并跳转到(2)。

对于 N 点数据, 假设采用 M 级抽取, 每一级的抽取倍数为 D_m , 滤波器阶数为 $P_m, m = 1, 2, \dots, M$ 。当第 1 级使用矩形窗滤波器时, 多普勒频率遍历 FFT 算法所需复数乘法次数为

$$R_k = K \left[4N + \frac{N}{D_1 D_2} P_2 + \dots + \frac{N}{D_1 D_2 \dots D_M} P_M + \frac{L}{2} \log_2 L \right] + 2N \log_2(2N) \quad (9)$$

对于给定的信号采样率、多普勒频率范围、最大时延, 当信号积累时间增加时, 两种方法所需的复数乘法次数的增加速度是不同的。由式(8)可知, 时延遍历方法的复乘次数主要由 L 与 N 的乘积决定, 当采样率及最大时延确定时, L 是不变的; 而由式(9)可知, 多普勒频率遍历方法的复乘次数主要由 K 与 N 的乘积决定, 当信号积累时间增加时, K 将等比例的增加。因此多普勒频率遍历方法的复乘次数增长速度大于时延遍历方法。

当信号积累时间较短时 $K \ll L$, 多普勒频率遍历方法所需的复乘次数小于时延遍历方法; 而随着信号积累时间的增加, 多普勒频率遍历方法的复乘次数势必超过时延遍历方法。

3 仿真验证与计算量对比

根据表 1 给出的雷达参数, 设目标位于 $33.3 \mu\text{s}$ 时延, 400 Hz 多普勒频率位置, 按照定义直接计算和利用本文提出的两种方法计算结果如图 4 所示。

由图 4 可以看出, 与直接计算结果相比, 本文提出的两种方法计算结果主峰位置, 副峰位置相同, 主副峰幅度相差 17.35 dB 左右, 与理论分析结果一致, 说明了本文方法的有效性。

由前文分析可知, 时延遍历的 FFT 算法抽取倍数与信号积累时间无关, 信号积累时间变化时, 抽

表 4 多普勒频率遍历多级抽取滤波器设计

抽取倍数	滤波器阶数	通带截止时延(ms)	阻带起始时延(ms)	归一化过渡带宽	通带误差容限	阻带误差容限
100	100	0.5	19.375	0.0094	0.0010	0.0324
4	20	0.5	4.375	0.1938	0.0020	0.0010
4	146	0.5	0.625	0.0250	0.0020	0.0010

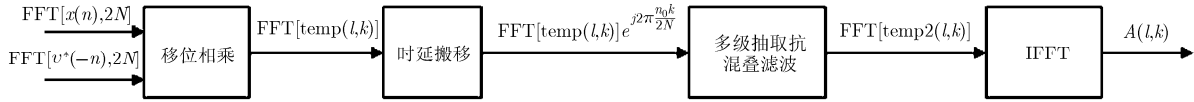


图3 多普勒频率遍历的FFT算法流程图

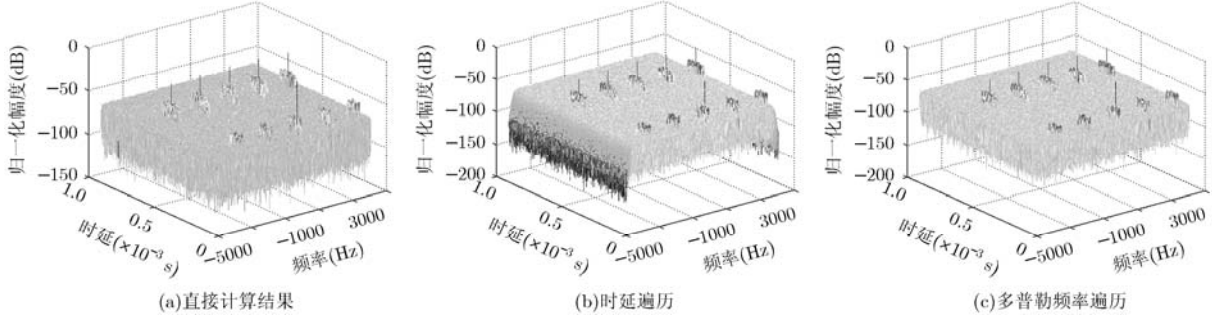


图4 3种方法的计算结果

取滤波器无需重新设计。而多普勒频率遍历的FFT算法抽取倍数与信号积累时间有关，信号积累时间不同时，抽取滤波器要重新设计。为对比积累时间不同时两种算法和不进行抽取时、直接计算时计算量的关系，在表1参数的约束下，设积累时间分别取0.1 s、0.5 s、1.0 s、2.0 s，多普勒频率遍历的FFT算法抽取滤波器分别设计，则计算量对比曲线如图5所示。

以时延遍历不抽取方法作为参考，5种方法复数乘法次数随信号积累时间变化关系如表5所示。

由表5可以看出，与直接计算相比，4种快速方法的计算量有明显的减小，不抽取方法可将计算量降低2-3个数量级以上，抽取方法可将计算量降

低3个数量级以上。在不进行抽取滤波时，若信号积累时间大于1 s，则时延遍历方法计算量较小；若信号积累时间小于1 s，则多普勒频率遍历方法计算量较小。在使用抽取滤波时，若信号积累时间大于0.5 s，则时延遍历方法计算量较小；若信号积累时间小于0.5 s，则多普勒频率遍历方法计算量较小。

4 结束语

针对无源相干定位雷达互模糊函数计算量大，难以满足实时性要求这一问题，本文深入分析了基于时延遍历和多普勒频率遍历的两类模糊函数快速计算方法，并结合基于DTTB信号的外辐射源雷达相关参数提出了首级使用矩形窗的多级抽取滤波方法。仿真结果验证了算法的有效性，与直接计算相比，本文方法的计算量可降低3个数量级以上，与不进行抽取滤波的快速方法相比，本文方法计算量可降低1个数量级。在给定的雷达参数及滤波器参数情况下，本文进一步分析了两类快速方法在信号积累时间不同时计算量的关系，当信号积累时间大于0.5 s时，时延遍历方法计算量较小；当信号积累时间小于0.5 s时，多普勒频率遍历方法计算量较小，本文的分析结果可为实际应用中计算方法的选择提供指导。

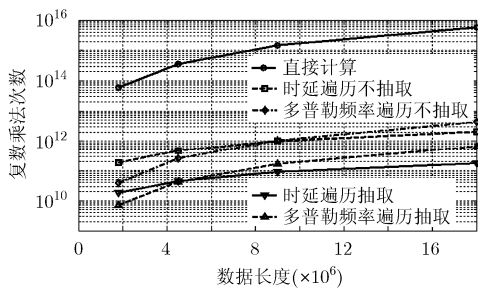


图5 5种方法复数乘法次数对比

表5 5种方法复数乘法次数的相对关系

信号积累时间(s)	时延遍历不抽取	直接计算	多普勒频率遍历不抽取	时延遍历抽取	多普勒频率遍历抽取
0.2	1	316.1	0.2092	0.0969	0.0384
0.5	1	746.8	0.5212	0.0916	0.0870
1.0	1	1434.2	1.0400	0.0880	0.1657
2.0	1	2758.5	2.0770	0.0847	0.3126

参考文献

- [1] Chernyak V S 著, 周万幸, 吴鸣亚, 胡春明, 等译. 双(多)基地雷达系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2011: 2-18.
- [2] Kuschel H. VHF/NHF radar part 2: operational aspects and applications[J]. *Electronics & Communication Engineering Journal*, 2002, 14(3): 101-111.
- [3] 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]. [博士论文], 西安电子科技大学, 2006.
Zhao Hong-li. Study of the detection of weak targets of the passive radar based on the FM broadcast[D]. [Ph.D. dissertation], Xidian University, 2006.
- [4] Zhang Ge-ge, Wang Jun, and Li Hong-wei. Extracting weak signal from passive coherent location radar system[C]. 2011 IEEE CIE International Conference, Chengdu, China, Oct. 24-27, 2011: 1016-1019.
- [5] Li Hong-wei and Wang Jun. Maneuvering target tracking using IMMPPF in passive coherent Location radar with glint noise[C]. 2011 IEEE CIE International Conference, Chengdu, China, Oct. 24-27, 2011: 1033-1036.
- [6] Radmard M, Karbasi S M, Khalaj B H, *et al.* Data association in multi-input single-output passive coherent location schemes[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2012, 6(3): 149-156.
- [7] Tolimieri R and Winograd S. Computing the ambiguity surface[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1985, 33(5): 1239-1245.
- [8] 高志文, 陶然, 单涛. 外辐射源雷达互模糊函数的两种快速算法[J]. 电子学报, 2009, 37(3): 669-672.
Gao Zhi-wen, Tao Ran, and Shan Tao. Two fast algorithms of cross-ambiguity function for passive radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(3): 669-672.
- [9] Sinsky A I and Wang C P. Standardization of the definition of the radar ambiguity function[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1974, 10(4): 532-533.
- [10] GB(Chinese National Standard) 20600-2006: Framing structure, channel coding and modulation for digital television terrestrial broadcasting system[S]. SAC (Standardization Administration of the People's Republic of China), Aug. 2006.
- [11] 程佩青. 数字信号处理教程[M]. 第3版, 北京: 清华大学出版社, 2011: 333-345, 396-399.
Cheng Pei-qing. Digital Signal Processing Tutorial[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2011: 333-345, 396-399.

蒋柏峰: 男, 1987年生, 博士生, 研究领域为阵列信号处理.

吕晓德: 男, 1969年生, 研究员, 研究方向为基于阵列技术的新体制雷达系统及其应用.