

## 中国移动多媒体广播外辐射源雷达相干积累的非均匀采样实现

易建新 万显荣\* 方亮 岑博 饶云华  
(武汉大学电子信息学院 武汉 430072)

**摘要:** 中国移动多媒体广播(CMMB)与欧洲数字视频地面广播(DVB-T)的信号结构有显著区别,使得 CMMB 外辐射源雷达信号处理方法和实时并行计算面临一些新问题。该文针对 CMMB 信号的特殊结构,提出了一种易于并行实现的非均匀采样相干积累方法。首先阐述了算法的内在机理和处理流程,接着分析了该方法的分辨率与主旁瓣性能,最后通过实测数据处理验证了所提方法的有效性。

**关键词:** 外辐射源雷达; 非均匀采样; 相干积累; 中国移动多媒体广播; 数字地面电视

中图分类号: TN958.97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)11-2648-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00540

## Coherent Integration Implementation for China Mobile Multimedia Broadcasting Based Passive Radar with Nonuniform Sampling

Yi Jian-xin Wan Xian-rong Fang Liang Cen Bo Rao Yun-hua  
(School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

**Abstract:** The signal structure of China Mobile Multimedia Broadcasting (CMMB) is significantly different from Europe Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T) signal, which implies that the CMMB-based passive bistatic radar faces some new problems in signal processing methods and real-time parallel computation. In accordance with the signal structure of CMMB, this paper proposes a coherent integration method based on nonuniform sampling which is inherently easy to be implemented parallelly. The internal mechanism and processing procedure are clarified first. Then its resolution and sidelobe performance are demonstrated. Finally, real-life data processing confirms the effectiveness of the proposed method.

**Key words:** Passive radar; Nonuniform sampling; Coherent integration; China Mobile Multimedia Broadcasting (CMMB); Digital terrestrial television

### 1 引言

外辐射源雷达是一种利用第三方发射的电磁信号探测跟踪目标的双/多基地雷达系统。外辐射源雷达无需频率分配、无发射部件,具有绿色环保、隐蔽性好、抗干扰能力强等诸多优势。近二十年来,随着微电子技术和高速数字信号处理技术的不断发展,利用如广播电视、通讯基站、导航卫星等外辐射源的非合作式双/多基地雷达系统逐渐受到人们重视并成为新型探测技术研究的重点,国内外已成功研制了多种试验系统,获得了大量实测数据,其中典型系统包括洛克希德·马丁公司研制的“沉默的哨兵”无源雷达,法国 THALES(泰雷兹)公司研制的 HA100 无源雷达等,它们均利用覆盖最广泛的 FM 广播和电视伴音等模拟调制信号作为照射源。

随着数字广播电视信号逐步取代模拟信号,基于数字式外辐射源的无源探测已成为近年的研究热点与前沿。欧洲在数字广播电视的推广应用方面已走在世界的前列,其在外辐射源雷达领域的探索研究工作也为我国开展相关研究提供了有益的借鉴。

2006 年,国家广播电影电视总局推出了基于我国国情的数字移动多媒体视频广播(China Mobile Multimedia Broadcasting, CMMB)行业标准。CMMB 近年在我国获得蓬勃发展,现已建成全球最大的广电覆盖网络。目前,CMMB 已经完成了遍布全国各省市的 2200 多个大功率单频网发射站点与 5000 余个中小功率发射站的建设,完成了 336 个地级以上城市、850 多个区县的基础覆盖网络建设,城市信号覆盖率达到 98.22%,覆盖人口近 8 亿,这为我国研究新体制外辐射源雷达提供了极好的条件。

国内外基于数字电视广播的外辐射源雷达技术还处于理论研究和原理演示验证阶段,欧洲多个国

2012-05-07 收到, 2012-07-19 改回

国家自然科学基金(60971101, 41074116)和湖北省杰出青年基金(2009CDA016)资助课题

\*通信作者: 万显荣 xrwan@whu.edu.cn

家从事基于 DVB-T 的外辐射源雷达技术研究已有近十年历史, 在理论与实验研究上取得了丰硕的研究成果。CMMB 与 DVB-T 均采用编码正交频分复用(COOFDM)调制体制<sup>[1,2]</sup>, 基于上述两种不同 OFDM 波形的外辐射源雷达在系统构架和信号处理流程上是类似的, 二者之间存在多项共性技术, 比如均需经过参考信号重构、多径杂波抑制、相关检测、解多径与跟踪等主体步骤, 这些技术部分尚不成熟, 仍有待深入探索; 此外, 世界各国数字广播电视信号标准有显著差别, 探测信号结构和系统配置规模的差异也决定了后续处理环节中还存在部分特殊的技术问题。比如, CMMB 和 DVB-T 的导频结构不同, 因导频引起的模糊平面上的模糊副峰也就迥异<sup>[3,4]</sup>; 因两者编码方式和信号复接方式不同, 参考信号重构方式也得分别考虑<sup>[5,6]</sup>。

本文重点针对 CMMB 外辐射源雷达在相干积累过程中的非均匀采样问题, 提出了一种获取距离多普勒谱的高效实用新方法, 并就分辨率、主旁瓣性能和运算量等进行分析, 最后通过实测数据验证了该方法的性能。

## 2 探测信号的特殊结构

外辐射源雷达的一个重要特点就是探测波形为非合作信号、随机且非受控。CMMB 物理层信号在 8 MHz 带宽工作模式下, 1 帧持续时间为 1 s, 均匀划分为 40 个时隙, 每个时隙包含 1 个信标和 53 个 OFDM 数据符号, 具体结构如图 1(a)所示<sup>[1]</sup>。信标包含发射机标识信号(TxID)和两个同步信号, 主要用于单频网布站结构下的发射机辨识、信号同步和信道估计, 信标持续时长(450.4  $\mu\text{s}$ )与 OFDM 数据符号时间长度(463.2  $\mu\text{s}$ )不等, 导致 OFDM 数据符号在整体上存在一定的不均匀性。为说明 CMMB 信号的特殊性, 这里给出 DVB-T 信号的帧结构如图 1(b)所示<sup>[2]</sup>, 可见其 OFDM 数据符号前后相继, 均匀分布。CMMB 信号特殊的非规则结构给后续信号处理带来系列新问题。

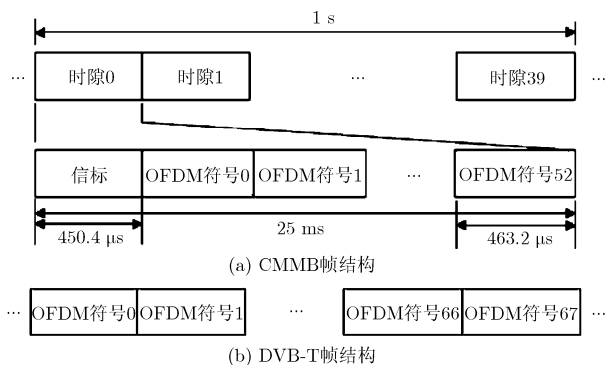


图 1 CMMB 与 DVB-T 帧结构区别

## 3 信号处理流程与非均匀采样问题

### 3.1 相干积累的一般过程

外辐射源雷达利用监测通道目标信号与参考通道直达波信号二者间的相关性实现目标探测, 如前所述, 需要经过参考信号重构、多径杂波抑制、互模糊函数计算、目标检测与跟踪等步骤。通过互模糊函数计算获取距离多普勒谱的过程也称为相干积累。数字电视信号连续发射、带宽大(如 CMMB 信号有效带宽 7.5 MHz, 标称基带采样率 10 MHz), 相干积累过程的巨大数据量给实时处理带来挑战, 国内外已提出有多种减少运算量的快速算法<sup>[7-11]</sup>。在这些算法中, 一种类似于调频连续波(FMCW)雷达的“距离维相关+多普勒处理”的方案以其高效率、易实施而被广泛采用<sup>[8-11]</sup>, 该方法的处理流程包括: (1)将采集的连续基带信号人为均匀划分为快时间和慢时间信号; (2)对快时间信号分别做相关获得距离谱; (3)然后沿慢时间维进行多普勒处理(FFT)得到距离多普勒谱。

### 3.2 参数的选取

UHF 雷达快时间和慢时间的划分(也即脉冲重复周期的选取)在满足探测需求(距离和多普勒非模糊)的情况下通常仍具有一定的选择空间。已有研究表明<sup>[5,11,12]</sup>OFDM 波形外辐射源雷达选取与 OFDM 整符号周期相关的脉冲重复周期可为雷达信号处理带来方便, 在以 OFDM 符号为单元的处理架构下, 能够充分利用通信信号结构特点为探测服务。(1)参考信号重构过程中的解调、解码、纠错、再编码和在调制过程均以 OFDM 符号周期为单位进行计算<sup>[5]</sup>。(2)基于分载波处理的多径杂波抑制方法是一种有效的杂波抑制技术, 该技术同样基于 COOFDM 的正交调制特性, 只对 OFDM 符号的有效数据体部分进行处理, 因而也是基于 OFDM 符号为处理单元<sup>[12]</sup>。(3)将参考信号重构、多径杂波抑制和互模糊函数计算等信号处理步骤统一于以 OFDM 符号为单元的处理架构下, 可避免数据结构的频繁变更, 信号处理架构更具规整性, 适合并行化实现<sup>[11]</sup>。

### 3.3 处理框架与非均匀采样问题

受 CMMB 信号非均匀结构的限制, 上述基于 OFDM 符号为处理单元的思路直接应用于 CMMB 外辐射源雷达中将遇到新问题, 即慢时间非均匀采样问题。鉴于讨论方便, 结合 CMMB 功率覆盖和信号参数, 以空中目标监视为背景, 选取典型场景下的参数如表 1 所示。

武汉地区 CMMB 信号中心频率为 658 MHz(电视标准的 44 频道)。速度区间  $\pm 800 \text{ km/h}$  基本能囊括民航机、直升机和无人机的速度范围。距离范围

表 1 CMMB 用于空中目标监视的典型参数

参数	典型值
中心频率	658 MHz
带宽	7.5 MHz
感兴趣的速度区间	± 800 km/h
感兴趣的距离范围	40 km
相干积累时间	100 ms
脉冲重复周期	463.2 μs

40 km 为探测威力预估的典型值。据此参数, 选择积累时间 100 ms, 包含 4 个 CMMB 时隙数据, 可在基本满足目标不跨越距离分辨单元的情况下具有较大的信号处理增益。选取脉冲重复周期 463.2 μs, 等于单个 OFDM 符号周期, 能够满足无距离和速度模糊要求。

图 2 给出了 CMMB 信号互模糊函数计算的框架。如上所述, 以 OFDM 符号为处理单元划分快时间和慢时间时, 舍弃信标数据部分只用 OFDM 符号数据构成快时间样本, 这样就导致了同一距离单元慢时间采样的不均匀问题。因此, 传统在慢时域直接采用基于 FFT 的多普勒处理方式不再适用, 需要寻求基于非均匀采样的多普勒处理新方法。

### 4 非均匀采样多普勒处理

在非均匀采样情况下, 一种直观的多普勒处理方式便是运用非均匀采样傅里叶变换。非均匀采样傅里叶变换同样采用离散求和代替连续时间积分, 但与均匀采样不同的是: 旋转因子因非均匀采样而变得不同, 且每个求和项多乘了一个采样间隔因子<sup>[13]</sup>。设距离相关后某距离单元慢时间维的信号为

$x(t_n), n = 0, 1, \dots, N - 1$ , 则  $N$  点非均匀采样傅里叶变换表示为

$$X_{NU}(f) = \sum_{n=0}^{N-1} x(t_n) \exp(-j2\pi f t_n) (t_{n+1} - t_n) \quad (1)$$

由于  $t_n$  非均匀, 计算式(1)时没有类似于 FFT 一样的快速算法, 计算量较大。因而采用非均匀采样傅里叶变换与快速实现的初衷相违背。

#### 4.1 相干分时段处理的提出

与均匀采样相比, 非均匀采样处存在相位的额外跳变, 前述的非均匀采样傅里叶变换实际上可视为时域相位补偿方法, 其需对每个频率单独处理, 因而计算开销大。一种新的方法是在频域进行相位补偿, 这样一次性就能对各个频率进行补偿。

利用 CMMB 信号的结构特征, 其在一个时隙内满足均匀采样, 具体对应 53 个均匀采样点, 一种新的方法是首先对每个时隙内的慢时间均匀采样数据求得频谱, 此时可用 FFT 快速实现, 然后将 4 个时隙所得的频谱经过相位因子补偿后相干叠加, 从而得到整个时段的频谱。

参照均匀采样离散傅里叶变换(DFT)的性质, 其指出整体信号频谱可由子段信号频谱相干叠加得到。为此, 设均匀采样信号为  $y(n), n = 0, 1, \dots, 2N - 1$ , 则有傅里叶变换关系

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{2N-1} y(n) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{2N} n\right), k = 0, \dots, 2N - 1 \quad (2)$$

若令

$$y_1(n) = \begin{cases} y(n), & 0 \leq n \leq N - 1 \\ 0, & N \leq n \leq 2N - 1 \end{cases} \quad (3)$$

$$y_2(n) = \begin{cases} y(n + N), & 0 \leq n \leq N - 1 \\ 0, & N \leq n \leq 2N - 1 \end{cases} \quad (4)$$

利用 DFT 的循环移位定理, 则

$$Y(k) = Y_1(k) + Y_2(k) \exp\left(-j2\pi \frac{k}{2N} N\right) \quad (5)$$

其中  $Y_1(k), Y_2(k)$  分别为  $y_1(n), y_2(n)$  的 DFT。

从式(5)可知该方法的实现有两个要点: (1)单个时隙的数据需补零后做 DFT; (2)每个时隙的频谱需乘以合适的相位因子, 相位因子由移位数决定, 对于由信标引起的非均匀采样, 可以看作是时域的分段移位, 一并计入相位因子中即可。

#### 4.2 非均匀采样多普勒处理流程

综上所述, 非均匀采样多普勒处理的流程可表示如下:

- (1)加窗处理。为降低多普勒旁瓣, 非均匀采样信号加  $N$  点海明窗。
- (2)分段补零做 DFT。为利用 FFT 快速算法,

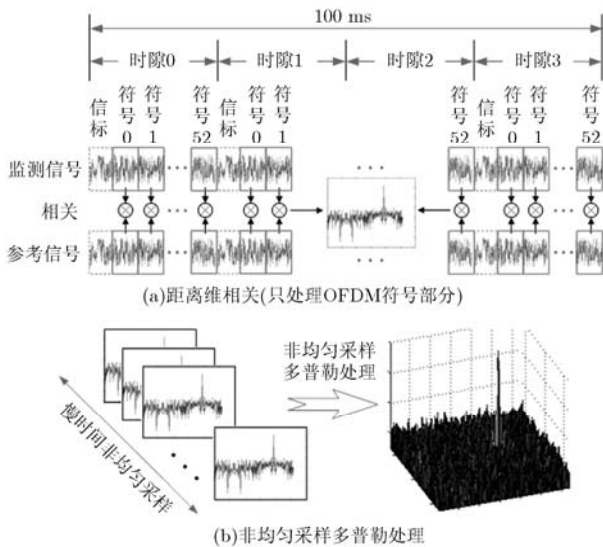


图 2 CMMB 信号互模糊函数计算框图

可将 53 点采样补零至 256 点(大于等于 212 点), 分别对每段做 256 点 FFT, 并进行 fftshift 操作。具体地, 经上述操作后分段表示如下:

$$X_1(k) = \sum_{n=0}^{52} w_n x(t_n) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{256} n\right],$$

$$k = -128, \dots, 127 \quad (6)$$

$$X_2(k) = \sum_{n=0}^{52} w_{n+53} x(t_{n+53}) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{256} n\right],$$

$$k = -128, \dots, 127 \quad (7)$$

$$X_3(k) = \sum_{n=0}^{52} w_{n+106} x(t_{n+106}) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{256} n\right],$$

$$k = -128, \dots, 127 \quad (8)$$

$$X_4(k) = \sum_{n=0}^{52} w_{n+159} x(t_{n+159}) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{256} n\right],$$

$$k = -128, \dots, 127 \quad (9)$$

式中  $w_n$  为窗函数。

(3) 子段频谱乘以相位因子后相干叠加。具体地, 信标引入的分数时延为  $\alpha = 4504/4632$ , 相干叠加分段傅里叶变换的频谱表示为

$$X_B(k) = X_1(k) + X_2(k) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{256} (53 + \alpha)\right]$$

$$+ X_3(k) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{256} (53 + \alpha) \times 2\right]$$

$$+ X_4(k) \exp\left[-j2\pi \frac{k}{256} (53 + \alpha) \times 3\right] \quad (10)$$

与式(5)比对可知, 当不存在非均匀采样, 即  $\alpha = 0$  时, 以上处理与基于 FFT 的多普勒处理等效, 这说明非均匀采样多普勒处理是多普勒处理在特殊非均匀采样形式下的推广。

### 4.3 性能分析

以单频信号为例对上述方法的分辨率和主旁瓣性能进行理论分析。设沿慢时间的非均匀采样单频信号为

$$x(t_n) = \exp(j2\pi f_0 t_n),$$

$$t_n = 0, \dots, 52, 53 + \alpha, \dots, 105 + \alpha, 106 + 2\alpha, \dots,$$

$$158 + 2\alpha, 159 + 3\alpha, \dots, 211 + 3\alpha \quad (11)$$

式中  $f_0$  为数字频率。

为便于进行分辨率分析, 用  $f$  替换式(6)中的  $k/256$  进行计算, 同时不考虑加窗, 将式(11)中的单频信号代入式(6)–式(10)得

$$|X_B(f)| = \left| \frac{\sin[\pi(f - f_0) \times 53]}{\sin[\pi(f - f_0)]} \right.$$

$$\left. \cdot \frac{\sin[\pi(f - f_0) \times 4(53 + \alpha)]}{\sin[\pi(f - f_0) \times (53 + \alpha)]} \right| \quad (12)$$

可见频谱中分为两项, 第 1 项为单个时隙的频

谱, 第 2 项是 4 个时隙频谱相干叠加引入的附加项。再次得到, 当  $\alpha = 0$  时, 分子分母可进行约分, 简化为均匀采样 212 点的频谱。当  $\alpha \neq 0$  时, 主瓣第 1 零点由第 2 项决定, 距主瓣中心  $1/[4(53 + \alpha)]$ , 分辨率与积累时间成反比, 达到多普勒处理的预期要求。

就主旁瓣性能看, 由于第 2 项的绝对值以  $1/(53 + \alpha)$  为周期, 故主旁瓣比由第 1 项决定。加海明窗进行数值计算发现其多普勒旁瓣具有类似等波纹的特征, 主旁瓣比约为 34 dB, 意味着只有在信噪比近 40 dB 的目标出现时, 才需考虑强目标遮蔽效应<sup>[14]</sup>。

另外, CMMB 信号模糊函数分析表明, 信标中的同步信号会引入模糊副峰, 模糊副峰抑制通过将信标部分置零实现<sup>[4]</sup>, 信标部分对互模糊函数并无贡献, 因而舍弃信标部分并不会带来额外的影响。合并式(6)–式(10)可以发现, 所提非均匀采样相干积累方法是对互模糊函数计算的近似, 近似之处在于假设可忽略脉冲周期内多普勒引起的相位变化, 这正是“距离维相关+多普勒处理”方法的一般假设。

计算量方面, 针对 CMMB 结构特点提出的非均匀采样多普勒处理方法可利用 FFT 算法快速实现, 因而非均匀采样并未带来显著的额外计算负担, 非均匀采样相干积累方法依然保持“距离维相关+多普勒处理”这一计算框架的高效性。同时, 以 OFDM 符号为单元的处理架构还可方便地结合并行计算提高计算效率。

## 5 实测数据处理

武汉大学无线电探测研究中心已研制出一套 CMMB 外辐射源雷达系统, 系统包括 16 个接收通道, 天线阵型可按实验需要进行调整。武汉大学于 2011 年系统地开展了一系列外场实验, 囊括了飞机、舰船和汽车等常规探测目标。图 3 所示为 12 月 2 日 15 时在天河国际机场所采集的一组数据的处理结果(便于观察比较, 结果均相对于最高峰值归一化, 且对对比度进行适当限制)。利用本文所述非均匀采样相干积累技术得某通道杂波干扰(直达波和多径杂波统称为杂波干扰)抑制前的距离多普勒谱如图 3(a)所示。其明显特征是零多普勒位置存在强杂波干扰, 武汉 CMMB 采用单频网结构, 单频网结构下的杂波干扰尤为严重。图中可观察到几条强多径引起了明显的类似于等波纹的多普勒旁瓣, 与前述分析一致。同时, 由于杂波干扰太强, 多数目标淹没在杂波干扰的旁瓣之下。

图 3(b)为杂波干扰抑制后的结果, 积累时间包括 4 个时隙(100 ms), 波束对准民航飞机降落方位。

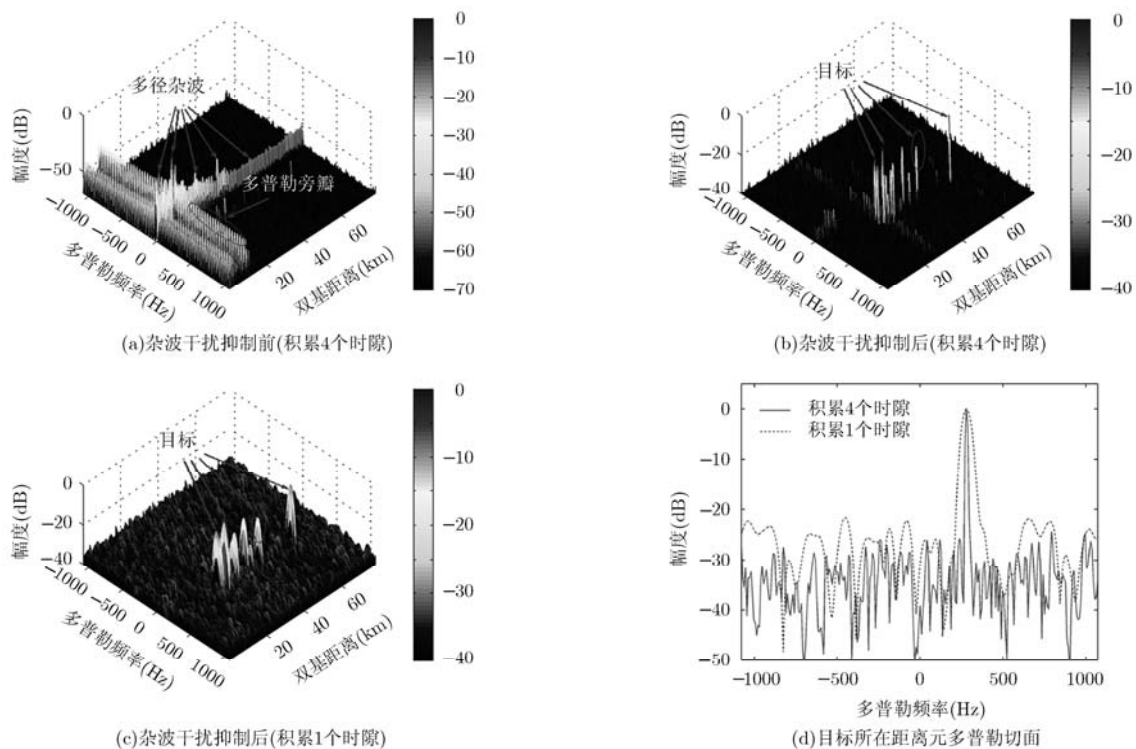


图3 实测结果

可以看到零多普勒位置的杂波干扰得到有效抑制, 目标突显于基底之上。此外, 目标较为集中, 部分峰值由多径分量所引起, 这从侧面反映了 CMMB 的单频网结构。与之对应, 图 3(c)给出相应积累 1 个时隙(25 ms)的结果, 此时不存在非均匀采样的问题, 便于比较, 也补零至 256 点进行多普勒处理。比较图 3(b), 3(c)可以发现, 两种情况下目标均可被检测到, 但积累 4 个时隙信噪比相对更高(归一化的情况下, 其基底更低)。同时, 图 3(b)中目标多普勒分辨率更高(其沿多普勒维的展宽更小), 可以观察到更为精细的结构。图 3(d)展示了双基距离 43.86 km 处的多普勒切面图, 对应图 3(b), 3(c)中椭圆所示的目标。明显观察到, 积累 4 个时隙的多普勒主瓣更窄, 其噪声基底整体更低。结果表明, 所提非均匀采样相干积累方法有效改善了信噪比, 提高了多普勒分辨率, 验证了本文所提方法的正确性。

## 6 结束语

本文针对 CMMB 信号中的信标结构给外辐射源探测带来的新问题, 探讨了一种基于非均匀采样的相干积累方法。该方法的基本思想在于利用 CMMB 的信号结构为外辐射源探测服务, 同时又不损害探测性能。理论与实测结果都表明, 该方法可以达到互模糊函数定义的分辨性能, 其以 ODFM 符号为处理单元的特性有利于并行处理的实现。

## 参考文献

- [1] GY/T 220.1-2006, 移动多媒体广播第 1 部分: 广播信道帧结构、信道编码和调制[S]. 中国移动多媒体标准, 2006.  
GY/T 220.1-2006, Mobile multimedia broadcasting part 1: framing structure, channel coding and modulation for broadcasting channel[S]. China Mobile Multimedia Broadcasting Standard, 2006.
- [2] EN 300 744 V1.5.1, Digital video broadcasting (DVB); framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television[S]. European Telecommunications Standards Institute, 2004.
- [3] Saini R and Cherniakov M. DTV signal ambiguity function analysis for radar application[J]. *IEEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 133-142.
- [4] 万显荣, 岑博, 程丰, 等. 基于 CMMB 的外辐射源雷达信号模糊函数分析与处理[J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(10): 2489-2493.  
Wan Xian-rong, Cen bo, Cheng Feng, et al. Ambiguity function analysis and processing of CMMB signal based passive radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(10): 2489-2493.
- [5] Baczyk M K and Malanowski M. Decoding and reconstruction of reference DVB-T signal in passive radar systems[C]. 11th International Radar Symposium, Vilnius, 2010: 1-4.
- [6] 万显荣, 岑博, 易建新, 等. CMMB 外辐射源雷达参考信号获

- 取方法研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 338-343.
- Wan Xian-rong, Cen bo, Yi Jian-xin, *et al.*. Reference signal extraction methods for CMMB-based passive bistatic radar[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(2): 338-343.
- [7] 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.
- [8] Cherniakov M. Bistatic Radar: Emerging Technology [M]. Chichester (England): John Wiley & Sons Ltd, 2008: 296-303.
- [9] Langellotti D, Colone F, Bongioanni C, *et al.*. Comparative study of ambiguity function evaluation algorithms for passive radar[C]. International Radar Symposium, Hamburg, 2009: 325-329.
- [10] Palmer J, Palumbo S, Summers A, *et al.*. An overview of an illuminator of opportunity passive radar research project and its signal processing research directions[J]. *Digital Signal Processing*, 2011, 21(5): 593-599.
- [11] Bernaschi M, Di Lallo A, Fulcoli R, *et al.*. Combined use of Graphics Processing Unit (GPU) and Central Processing Unit (CPU) for passive radar signal & data elaboration[C]. Proceedings International Radar Symposium, Leipzig, 2011: 315-320.
- [12] Dominique P. Passive detection using digital broadcasters (DAB, DVB) with COFDM modulation[J]. *IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 143-152.
- [13] 汪安民. 基于非均匀采样的信号频率检测方法及其实现[D]. [博士论文], 华中科技大学, 2004: 13-21.
- Wang An-min. Methods of signal frequency measurement and implementation based on nonuniform sampling [D]. [Ph.D. dissertation], Huazhong University of Science and Technology, 2004: 13-21.
- [14] Kulpa K S and Czeka a Z. Masking effect and its removal in PCL radar[J]. *IEE Proceedings Radar, Sonar and Navigation*, 2005, 152(3): 174-178.
- 易建新: 男, 1989 年生, 硕博生连读, 研究方向为雷达系统建模与信号处理.
- 万显荣: 男, 1975 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无源雷达系统、高频雷达系统及雷达信号处理等.