

文章编号: 2095-4980(2023)08-1022-09

基于非均匀采样的 DTMB-A 信号模糊函数抑制方法

宋佳乐, 万显荣*, 张 勋, 易建新, 占伟杰

(武汉大学 电子信息学院, 湖北 武汉 430072)

摘 要: 新一代数字电视地面广播传输演进标准(DTMB-A)是国标数字电视地面广播信号(DTMB)演进的新一代标准, 具有带宽大、抗多径能力强等优点, 可作为一种新型的外辐射源雷达机会照射源。本文阐述了 DTMB-A 信号模糊函数特性, 详细分析了其帧内及帧间模糊副峰的形成机理, 分析结果表明 DTMB-A 信号中确定性重复结构(同步信道、保护间隔等)是造成模糊副峰的主要因素。对此, 提出一种基于非均匀采样的模糊副峰抑制方法。该方法具有计算复杂度低、易于并行实现等优点。仿真结果证明所提方法能够将 DTMB-A 模糊函数修正为理想的图钉型, 验证了该方法的有效性, 为基于 DTMB-A 信号的外辐射源雷达目标探测研究提供了方法。

关键词: 外辐射源雷达; 模糊函数; 中国地面数字电视传输标准的演进版本; 非均匀采样

中图分类号: TN958.97

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2021102

DTMB-A Signal Ambiguity Functions suppression method based on non-uniform sampling

SONG Jiale, WAN Xianrong*, ZHANG Xun, YI Jianxin, ZHAN Weijie

(School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan Hubei 430072, China)

Abstract: Digital terrestrial Television Multimedia Broadcasting-Advanced(DTMB-A), is a new type of illuminator of opportunity for passive radars, which has broad bandwidth and excellent adaptability against multipath effect. In this paper, DTMB-A signal Ambiguity Function(AF) is concluded and the mechanism of intra-frame and inter-frame ambiguity peaks is researched by theoretical derivation and simulation verification. The analysis shows that the period deterministic frame structure(the synchronization channel and guard interval) is the main factor that causes the ambiguity sub-peaks. Therefore, a DTMB-A signal ambiguity functions suppression method is proposed by using non-uniform sampling, which has low computational complexity and is convenient for parallel computing. Simulation results show that this method can suppress DTMB-A signal Ambiguity Functions into almost ideal thumbtack shape effectively, which is the foundation of detecting target on DTMB-A passive radar.

Keywords: passive radar; Ambiguity Function; Digital terrestrial Television Multimedia Broadcasting-Advanced(DTMB-A); non-uniform sampling

外辐射源雷达是一种自身不发射电磁信号, 利用第三方辐射的机会信号实现目标探测的双/多基地雷达, 它具有节约频谱、静默探测、军民两用等诸多优势, 备受国内外研究学者关注^[1-2], 在传统雷达的研究基础上^[3-4]一系列技术均得到了长足发展。外辐射源雷达的检测精确度和探测威力受制于所用照射源的波形特性、发射功率、覆盖范围等因素, 单一照射源往往难以满足实际探测需求, 多照射源集成化是外辐射源雷达的一个重要发展趋势。因此, 除了充分利用目前可用的照射源, 如地面广播信号: 调频广播(Frequency Modulation, FM)、数字音频广播(Digital Audio Broadcasting, DAB)、中国移动多媒体广播(China Mobile Multimedia Broadcasting, CMMB)、

收稿日期: 2021-03-10; 修回日期: 2021-04-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61931015; 62071335; 61701350; U1933135; 61831009); 国家重点研发计划资助项目(2016YFB0502403); 湖北省技术创新专项重大项目(2019AAA061)

*通信作者: 万显荣 email:xrwan@whu.edu.cn

数字电视地面多媒体广播(DTMB)、地面数字视频广播(Digital Video Broadcasting-Terrestrial, DVB-T)^[5-7]；移动通信信号：全球移动通信系统(Global System for Mobile Communications, GSM)、无线保真(Wireless Fidelity, WIFI)^[8-9]以及低空卫星导航信号：全球卫星导航系统(Global Navigation Satellite System, GNSS)^[10]外，发掘新的具备优良特性的照射源也是外辐射源雷达研究中备受关注的问题^[11-14]。

随着数字电视技术的普及应用，DTMB 覆盖率持续升高，DTMB 外辐射源雷达在干扰抑制^[7,15]、目标探测^[16-17]等方面的研究均取得深入进展。清华大学联合北京数字电视国家工程实验室研制推出新一代数字电视地面广播传输演进标准(DTMB-A)，该标准继承了 DTMB 优良特性之余，对纠错编码、星座映射和信号帧结构进行优化扩展，提高了频谱利用率、传输速率、组网性能等多方面指标。优化后的 DTMB-A 信号更适宜作为外辐射源雷达机会照射源：a) 包含独立的复帧同步信道，利于快速完成信号同步；b) 具有精心设计的帧头序列和双帧头模式，便于系统进行精准的信道估计^[18-20]。

外辐射源雷达选取非合作信号作为机会信号进行雷达目标探测，模糊函数(AF)是衡量信号波形是否适宜进行雷达目标探测的重要依据，理想的雷达信号应该具有图钉型的模糊函数。并非专为雷达探测设计的 DTMB 等广播信号通常包含确定性重复结构，其模糊函数存在较多非预期模糊副峰。目前，DTMB 信号模糊函数副峰抑制已经较为深入^[21]，DTMB 信号作为外辐射源雷达机会信号已展示优良卓越的性能^[7,15-17]，DTMB-A 外辐射源雷达应用研究尚未见报道。DTMB-A 信号帧结构相对于 DTMB 存在较大改进，研究新信号模糊函数特征及其模糊副峰抑制方法对提高外辐射源雷达环境适应能力，发展多照射源集成化雷达系统具有重要意义。

本文首次分析了 DTMB-A 外辐射源雷达的模糊函数问题，在第 2 节介绍了 DTMB-A 改进后的信号结构，然后从信号结构入手，通过理论分析和仿真验证归纳信号模糊函数特征，推导模糊副峰产生机理。在此基础上，提出了一种基于非均匀采样的模糊副峰抑制方法，保证雷达系统的探测性能，验证了基于 DTMB-A 信号外辐射源雷达的可行性。该方法计算复杂度低，便于并行实现，通用性强，适用于大多数具有非均匀信号结构的机会信号。

1 DTMB-A 信号结构

DTMB-A 信号物理层信道以复帧为基本结构，复帧由复帧同步信道、控制信道和数据信道 3 部分构成，基带信号带宽为 7.56 MHz 或者 70/9 MHz(扩展模式)，复帧结构如图 1 所示^[18-20]。复帧同步信道由 2 048 个复帧同步信号构成，主要用于获取系统基本传输参数，完成信号初始同步和频偏估计。控制信道由 F_C ($F_C \geq 0$) 个控制帧构成，主要传输复帧结构信息和业务配置信息，也根据业务需要传输快速实时信息。数据信道由 F_D 个数据帧构成，传输一路或多路业务数据，每路业务数据独立进行编码调制，连续或离散地放置于数据信道中。控制信道和数据信道的基本单元都是信号帧(控制帧和数据帧)，且信号帧数目可调，信号帧是 DTMB-A 系统的最小结构单元，包括帧头和帧体 2 个部分。

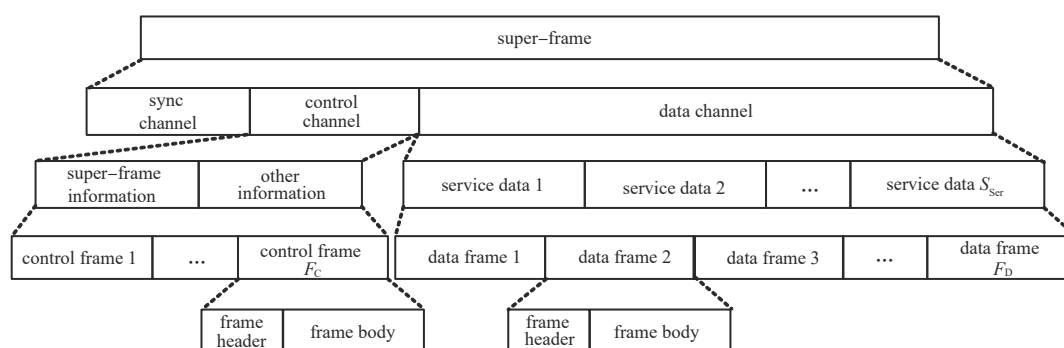


Fig.1 Super-frame structure of DTMB-A system

图 1 DTMB-A 系统复帧结构

复帧同步信道位于每个复帧的起始位置，由 1 024 个正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)符号循环扩展产生，其平均功率与信号帧相同，如图 2 所示， T_s 为基准符号周期。系统在频域对 256 位伪随机差分二进制相移键控序列 PN_H 补零，扩展得到 1 024 位频域同步信号。频域信号通过调整 2 组 PN_H 的间距，传输了 8 位信令信息，保证编码调制等系统基本传输参数被正确快速识别，后经 OFDM 调制变换至时域。时域数据被划分为长度相等的 A、B 数据块，系统将 B 数据块及其反相循环扩展至同步信道首尾，最终得到长度为 2 048 的复帧同步信道。时域信道内 B 数据块重复出现 3 次，该循环扩展结构提高了信道抗多径性能，也为后续模糊函数分析引入了周期性模糊副峰。

不同于复帧同步信道长度固定，控制信道和数据信道长度受业务数量、帧头模式及帧体模式等多种因素影响，其中帧头和帧体均采用 OFDM 调制且平均功率相等。帧头采用双帧头模式，包含 2 个长度相等的多载波伪随机序列(Pseudo-Noise Multi Carrier, PN-MC)，作为帧体的保护间隔，不进行类似 DTMB 信号的相位旋转处理。帧头 PN-MC 序列有 3 种模式可供选择，其长度分别为 256、512 和 1 024；帧体长度可结合应用场景在 4 096、8 192 和 32 768 三种长度间进行切换。此外，信号标准规定控制帧长度固定，帧头由 2 个长度为 1 024 的 PN-MC1024 组成，帧体长度为 4 096。为减弱复帧信号间干扰，每个复帧最后需添加一个 PN-MC 序列作为复帧保护间隔，其取值为前一个信号帧的帧头序列。

2 DTMB-A 信号模糊函数

信号 $s(t)$ 模糊函数公式定义为：

$$\chi(\tau, f_d) = \int_0^{T_{int}} s(t) s^*(t - \tau) e^{-j2\pi f_d t} dt \tag{1}$$

式中： τ 为时延； f_d 为多普勒频移； T_{int} 为相干积累时间； $*$ 表示共轭。以 f_s 采样率对信号进行采样， T_s 为采样间隔，可得式(1)的离散表达为：

$$\chi[m, p] = \sum_{n=0}^{N-1} s[n] s^*[n-m] e^{-j2\pi \frac{p}{N} n} \tag{2}$$

式中： $m = \tau f_s$ 为对应距离维时延单元； $p = f_d T_{int}$ 为对应多普勒频移单元； $N = f_s T_{int}$ 为对应积累点数。

DTMB-A 复帧内存在多个长度不等的信号结构，复帧长度变化范围较大，本文以每个复帧包括 10 个控制帧和 100 个数据帧为例，对 DTMB-A 信号模糊函数特征展开分析，仿真信号数据帧和控制帧长度相同(即文献[18]中提及的移动接收模式)，仿真参数详见表 1。DTMB-A 系统实际可以提供一百余种工作模式，公开文献中表明 DTMB-A 信号有 2 种主要的应用场景：固定接收场景和移动接收场景，其中移动接收模式信号模糊函数在远、近距离元处都分布大量模糊函数副峰，更不适宜开展雷达目标探测，因此本文选取模糊函数抑制难度更大、更具代表性的移动接收模式为例，开展模糊函数分析与抑制研究。根据式(2)计算包含 5 个复帧的 DTMB-A 基带信号模糊函数，保证每个复帧内仅出现一次的同步信道特征被考虑在内。图 3 给出了多载波模式下 DTMB 信号模糊函数和 DTMB-A 信号模糊函数，可见两者均存在距离维帧内副峰和多普勒维模糊副峰，两者差异在于：1) 距离维模糊副峰形式不同，DTMB 信号距离维副峰为尖锐的单峰，DTMB-A 模糊副峰在距离维呈现模糊单峰和模糊带 2 种形式；2) 多普勒维模糊副峰成因不同，DTMB 信号帧头帧体平均功率不等，存在多普勒维功率差副峰^[21]，DTMB-A 信号帧头帧体功率相同，没有功率差副峰。

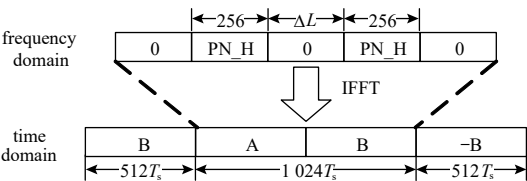


Fig.2 Synchronization channel
图2 复帧同步信道

表1 仿真DTMB-A参数
Table1 Simulated DTMB-A signal parameters

parameter	value
synchronization channel L_s	2 048
frame head L_H	2 048
frame body L_B	4 096
guard interval L_E	1 024
Doppler resolution $\Delta f/\text{Hz}$	2
range resolution $\Delta R/\text{m}$	40

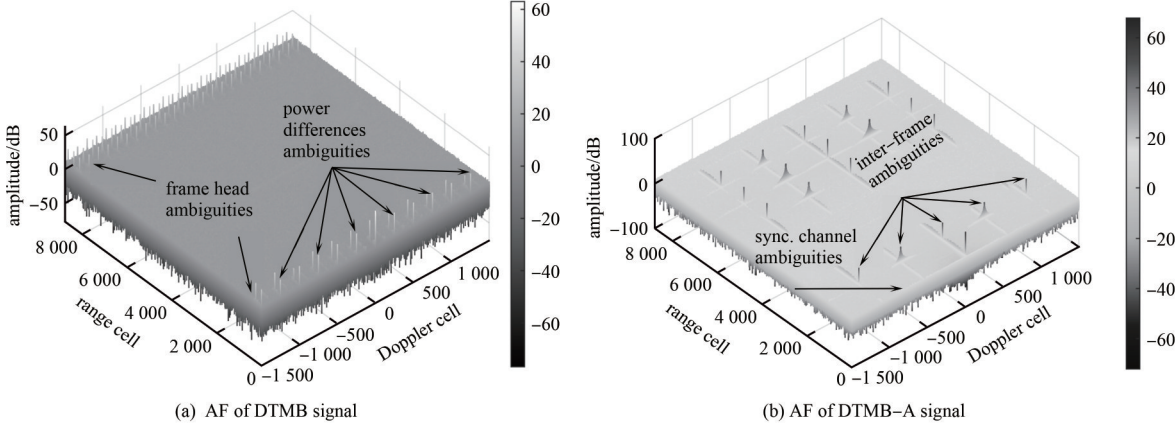


Fig.3 AF of the DTMB and DTMB-A signals
图3 DTMB信号和DTMB-A信号模糊函数

2.1 模糊函数特征

DTMB-A 信号模糊函数具有图钉型主峰、周期性模糊副峰和模糊带，结合复帧信号结构和副峰产生原因，其模糊副峰可以分为帧内模糊副峰和帧间模糊副峰。复帧内重复的信号帧头、同步信道 B 数据块与复帧保护间隔导致帧内模糊副峰产生。复帧间重复的同步信道和信号帧间重复的信号帧头导致帧间模糊副峰产生。

DTMB-A 信号在距离维存在 2 种形式的帧内模糊副峰：条状模糊带和位于 m_H 处的模糊单峰。

$$m_H = \left\{ z_1 L_{Si} \pm k \frac{L_H}{2} + z_2 L_M \mid z_1, z_2 \in \mathbb{Z}, k=0,1 \right\} \quad (3)$$

式中： L_{Si} 为信号帧长度； L_M 为复帧信号长度。同步信号以及信号帧头不同于帧体进行过伪随机化处理，其序列具有一定的相关性，导致模糊图上存在距离维条状模糊带，本文将其定义为帧内模糊带。模糊单峰对应信号帧头内 PN_MC 序列自相关峰，例如图 3(b) 中 $m=1\ 024$ 处存在模糊单峰。实际上，同步信道内 B 数据块以 $512T_s$ 和 $1\ 024T_s$ 为间隔重复出现，对 $m=1\ 024$ 处的模糊副峰也有微弱贡献，其贡献强度与 $m=512$ 处的模糊副峰强度相同，从图 3(b) 可知 $m=512$ 处的模糊副峰非常微弱，基本淹没在模糊函数基底中。上述帧内模糊带和模糊单峰分别以复帧长度和信号帧长度为周期在远距离元重复出现。

分析模糊函数定义式可知，模糊函数计算可视为 $s[n]s^*[n-m]$ 的离散傅里叶变换^[22]。距离维周期性的帧内副峰，在多普勒维度表现为周期性的帧间副峰，同理帧间副峰有复帧间副峰和信号帧间副峰 2 种。时域上信号帧头副峰周期为 T_{Si} (T_{Si} 为信号帧持续时间)，多普勒维信号帧间副峰的周期应为 $1/T_{Si}$ 。仿真信号的积累时间可表达为：

$$T_{int} = N_M \times L_{Si} (F_C + F_D + 0.5) \times T_s \quad (4)$$

式中 N_M 为复帧个数，则有：

$$\frac{1}{T_{Si}} = \frac{1}{L_{Si} \times T_s} = \frac{N_M (F_C + F_D + 0.5)}{T_{int}} = \frac{552.5}{T_{int}} \quad (5)$$

模糊函数图上仅展示整数个多普勒元的信息，所以信号帧间副峰的周期实为 $2/T_{Si}$ 。同理，复帧间模糊副峰的周期为 $1/T_M$ (T_M 为复帧持续时间)。

$$\frac{1}{T_M} = \frac{1}{L_M \times T_s} = \frac{N_M}{T_{int}} = \frac{5}{T_{int}} \quad (6)$$

图 4 展示信号帧间副峰在 $m=1\ 024$ 处的分布特征，主峰强度不低于 40 dB。复帧同步信号持续时间较短，复帧间模糊副峰强度较弱，图 4 中第 552 个多普勒元附近存在间距为 5 个多普勒元的模糊副峰，体现了复帧间模糊副峰对信号帧间模糊副峰的调制效果，具体分析见 2.2 节。复帧同步信号是由 2 个完全相同的频域 PN-H 序列插零产生，频域序列重复出现，时域表现为在 $m=2$ 距离元处出现模糊副峰。与复帧间副峰分析类似，该副峰在多普勒维重复周期为 $1/T_M$ ，本文将其定义为同步信道模糊带，如图 5 所示，该模糊带属于帧间模糊副峰。归纳 DTMB-A 信号模糊副峰分布特征见表 2。

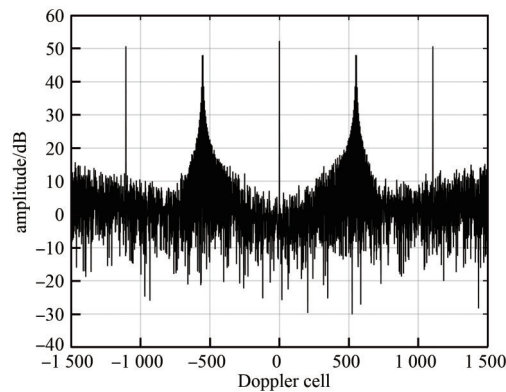


Fig.4 Inter-frame ambiguities of the DTMB-A signal
图 4 DTMB-A 信号帧间副峰

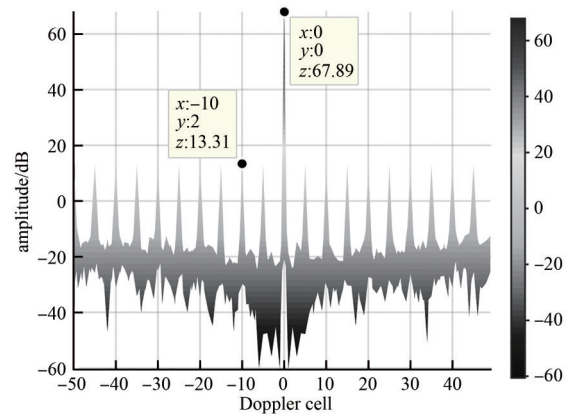


Fig.5 Synchronization channel ambiguities
图 5 同步信道模糊带

表2 DTMB-A 模糊函数典型副峰
Table2 Typical ambiguities in the AF of DTMB-A signal

name	cause
intra-frame ambiguities	two PN-MC sequences
inter-frame ambiguities	periodic frame head
sync. channel ambiguities	periodic sync. channel

2.2 帧间模糊副峰产生机理

本节通过理论推导分析 DTMB-A 信号模糊副峰的产生机理。距离维模糊副峰主要是由时延信号和原始信号的相关性导致，本节主要聚焦于帧间副峰的理论推导和验证。结合复帧信号结构，将模糊函数定义式展开为：

$$\begin{aligned} \chi[m, p] = & \sum_{i=0}^{N_M-1} \left\{ \sum_{n=0}^{L_M-1} s[n+iL_M] s^*[n+iL_M-m] e^{-j2\pi \frac{p}{N} n} \right\} e^{-j2\pi \frac{p}{N} i} = \\ & \sum_{i=0}^{N_M-1} \left\{ \sum_{n=0}^{L_S-1} s[n+iL_M] s^*[n+iL_M-m] e^{-j2\pi \frac{p}{N} n} \right\} e^{-j2\pi \frac{p}{N} i} + \\ & \sum_{i=0}^{N_M-1} \left\{ \sum_{n=L_S}^{L_M-L_E-1} s[n+iL_M] s^*[n+iL_M-m] e^{-j2\pi \frac{p}{N} n} \right\} e^{-j2\pi \frac{p}{N} i} + \\ & \sum_{i=0}^{N_M-1} \left\{ \sum_{n=L_M-L_E}^{L_M-1} s[n+iL_M] s^*[n+iL_M-m] e^{-j2\pi \frac{p}{N} n} \right\} e^{-j2\pi \frac{p}{N} i} \end{aligned} \quad (7)$$

式中：第 1 项为复帧同步信道模糊函数；第 2 项为控制信道和数据信道模糊函数；第 3 项为复帧保护间隔模糊函数。

下文对不同信号结构的模糊函数展开具体讨论。复帧同步信道受信号结构影响在 $2T_s$ 时延处有较强副峰 P_s ，假设在复帧同步信道内相位基本不变，即 $pn/N \approx 0$ ，则在 $m=2$ 处，式(8)成立。

$$\left| \sum_{i=0}^{N_M-1} \left\{ \sum_{n=0}^{L_S-1} s[n+iL_M] s^*[n+iL_M-2] e^{-j2\pi \frac{p}{N} n} \right\} e^{-j2\pi \frac{p}{N} i} \right| = P_s \frac{\sin(\pi p)}{\sin(\pi p/N_M)} \quad (8)$$

式(8)在 $p=zN_M$ 处取得极大值，即复帧同步信道模糊副峰位于 $(2, zN_M)$, $z \in Z$ 。

由于信号帧头包含 2 个完全相同的 PN_MC1024 序列，控制信道和数据信道模糊函数在 m_H 处有较强副峰 P_H ：

$$\left\{ \begin{aligned} \chi_{CD} = [m, p] \sum_{i=0}^{N_M-1} \left\{ \sum_{n=L_S}^{L_M-L_E-1} s[n+iL_M] s^*[n+iL_M-m] e^{-j2\pi \frac{p}{N} n} \right\} e^{-j2\pi \frac{p}{N} i} &= P_H \frac{\sin\left(\pi p \frac{F_C+F_D}{N_M(F_C+F_D+0.5)}\right)}{\sin\left(\pi p \frac{1}{N_M(F_C+F_D+0.5)}\right)} \times \frac{\sin(\pi p)}{\sin(\pi p/N_M)} \\ CD = \frac{\sin\left(\pi p \frac{F_C+F_D}{N_M(F_C+F_D+0.5)}\right)}{\sin\left(\pi p \frac{1}{N_M(F_C+F_D+0.5)}\right)}, S = \frac{\sin(\pi p)}{\sin(\pi p/N_M)} \end{aligned} \right. \quad (9)$$

式中： CD 代表一个复帧信号的数据信道和控制信道的模糊函数； S 代表多个复帧中重复出现类似结构对式 CD 引入的影响因子。可知 CD 的分母在 $p_{CD}=zN_M(F_C+F_D+0.5)$ 时等于零， CD 取得极大值；同理 S 在 $p_S=zN_M$ 时取得极大值，控制信道和数据信道产生的信号帧间副峰出现周期为 $p_{CD}=zN_M(F_C+F_D+0.5)$ 和 $p_S=zN_M$ 的最小公倍数即 $2N_M(F_C+F_D+0.5)$ 。 CD 分母在 $p=zN_M(F_C+F_D+0.5)$ 时为零，其他点均不为零；分子在 $p=zN_M$ 且 $\text{round}\left(p/(N_M(F_C+F_D+0.5))\right)$ 为偶数时为零，在 $p=zN_M$ 且 $\text{round}\left(p/(N_M(F_C+F_D+0.5))\right)$ 为奇数时为 1。 $\text{round}(x)$ 是取整函数，函数值为距离 x 最近的整数。因此，帧间模糊副峰在 $p=(2z+1)(N_M(F_C+F_D+0.5))$ 附近存在一簇模糊副峰，其间距为 N_M 个多普勒元；在 $p=2z(N_M(F_C+F_D+0.5))$ 附近仅存在模糊单峰。

复帧保护间隔与信号帧头 PN_MC 序列相同且长度有限，其模糊副峰被控制信道和数据信道模糊副峰遮挡，

可以忽略不计。上述理论分析均与 2.1 节中仿真信号模糊函数特征一致。

3 非均匀采样抑制模糊副峰

上一节根据定义式(2)计算 DTMB-A 信号模糊函数,该方法计算量大,耗时长,且不利于并行计算,严重制约了雷达系统的工作效率。在实际应用中,常采取“距离相关+多普勒变换”的分段方法获得模糊函数,实现目标探测跟踪。DTMB-A 结构不均匀,分段长度将极大地影响模糊副峰的位置,不适宜直接采用分段计算的快速方法。本节提出利用非均匀采样处理原始 DTMB-A 信号,使其变为均匀信号帧结构;然后将信号均匀分段,去除信号帧中的重复结构,实现抑制信号模糊副峰的目标;最后采用“距离相关+多普勒变换”方法计算距离多普勒谱(模糊函数),提高计算效率。图 6 为非均匀采样抑制模糊函数副峰方法示意图。

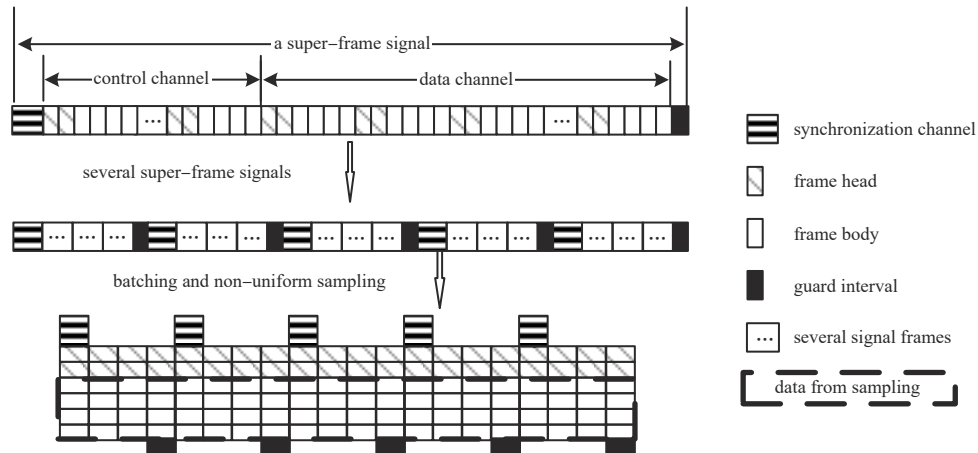


Fig.6 Diagram of AF suppression for DTMB-A signal using non-uniform sampling
图 6 非均匀采样抑制模糊函数副峰方法示意图

为方便讨论,以下假设控制帧和数据帧信号长度相同,均为 6 144。考虑感兴趣的距离范围大致在 120 km 以内,本文选取一个信号帧长度作为快时间维长度。图 6 中快时间维数据和单个复帧内所有数据仍满足均匀采样,复帧之间慢时间维数据不再是均匀样本,不能采用常规的慢时间维离散傅里叶变换(Discrete Time Fourier Transform, DFT)方法计算多普勒维信息,需要补偿因非均匀采样产生的相移因子。文献[23]提出频域相位补偿算法可以较快实现非均匀采样的多普勒处理。非均匀采样抑制模糊函数副峰方法流程图如图 7 所示,具体流程为:

1) 非均匀采样。去除同步信道和复帧保护间隔,只保留控制信道和数据信道中信号帧数据。

2) 距离维相关。DTMB-A 信号按帧结构分段并去掉帧头,快时间维数据仍为均匀采样样本,对快时间维数据进行距离相关,上述操作后式(7)仅剩余控制信道和数据信道模糊函数,表示为:

$$\chi[m, p] = \sum_{i=0}^{M-1} \left\{ \sum_{n'=0}^{L_B-1} s[n' + iL_B] s^*[n' + iL_B - m] e^{-j2\pi \frac{p}{N} n'} \right\} e^{-j2\pi \frac{p}{N} iL_B} \quad (10)$$

式中: $M = N_M(F_C + F_D)$ 为总帧数; $s[n']$ 为非均匀采样后的 $s[n]$ 信号。考虑帧体信号的随机性,当且仅当 $m=0$ 时存在模糊副峰。

3) 加窗后分段 DFT。单个复帧中的慢时间维数据加海明窗并补零,补零后长度为慢时间维总长度,然后进行 DFT。每个复帧的频谱 $X_{i_M}^m[p]$ 表示为:

$$X_{i_M}^m[p] = \sum_{n=0}^{F_C+F_D-1} w[n + i_M(F_C + F_D)] s_m^{\text{slow}}[n + i_M(F_C + F_D)] e^{-j2\pi \frac{pn}{N_M(F_C+F_D)}} \quad (11)$$

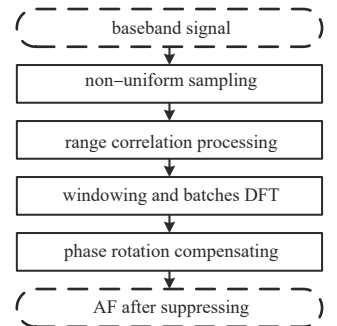


Fig.7 AF suppression schemes
图 7 模糊函数抑制算法流程图

式中: $X_{i_M}^m[p]$ 为在时延为 m 处, 第 i_M 个复帧信号慢时间维数据的频谱; $w[n]$ 为窗函数; $s_m^{\text{slow}}[n]$ 为时延为 m 处的慢时间维数据。

4) $X_{i_M}^m[p]$ 补偿相位后求和。非均匀采样引入的分数倍时延为 $\alpha = \frac{L_S + L_E}{L_{Si}} = 0.5$, 叠加后频谱表示为:

$$X[p] = \sum_{i_M=0}^{N_M-1} X_{i_M}^m[p] e^{\frac{j2\pi p(F_c + F_D + \alpha)i_M}{N_M(F_c + F_D)}} \quad (12)$$

图 8 展示了抑制模糊副峰前后的 DTMB-A 信号模糊函数, 经非均匀采样处理后帧内和帧间模糊副峰均被有效抑制, 同时非均匀采样后数据间相位不连续, 导致主峰附近出现等波纹的多普勒维副峰。该副峰强度比主峰弱约 40 dB, 无需考虑该副峰对大部分微弱目标的遮蔽效应。本节在仿真信号中加入位于同一个距离元的强弱 2 个目标, 考察等波纹副峰对雷达弱目标探测的影响, 具体目标仿真参数见表 3。图 9 为模糊副峰抑制后参考信号和监测信号的互模糊函数, 由图可知使用基于非均匀采样 DTMB-A 信号模糊副峰抑制方法可以同时检测到强弱目标, 验证了等波纹的多普勒副峰对目标探测性能几无影响。

表 3 目标仿真参数

Table 3 Simulated target parameters

	strong target 1	weak target 2
range cell	230	230
Doppler cell	-12	-85
signal noise ratio/dB	-10	-25

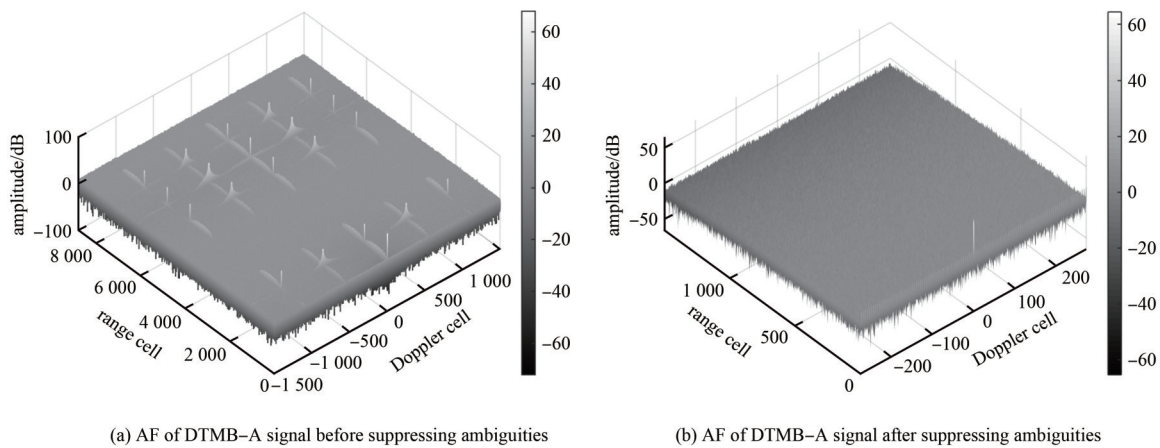


Fig. 8 AF of DTMB-A signal before and after suppressing ambiguities

图 8 抑制模糊副峰前后 DTMB-A 信号的模糊函数

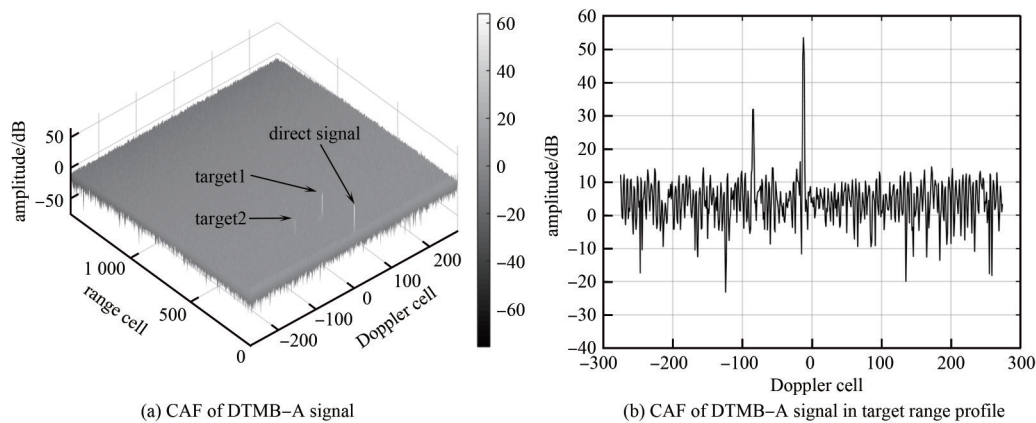


Fig. 9 Cross-Ambiguity Function(CAF) of DTMB-A signal after suppressing ambiguities

图 9 抑制模糊副峰后 DTMB-A 信号的互模糊函数

针对控制帧和数据帧长度不等且长度接近的情况, 只需将信号帧按照长度较小的一方截取, 调整相位补偿因子, 进行类似处理后进行非均匀离散傅里叶变换获取模糊函数, 由此可知该方法适用于抑制其他信号帧结构

不均匀的机会信号。当信号结构均匀时即分数倍时延不存在, 基于非均匀采样的模糊副峰抑制方法退化为常规的“距离相关+多普勒变换”方法。此外考虑模糊函数抑制算法的计算复杂度和信噪比损失, 针对固定接收模式(数据信道长度远大于控制信道长度)的DTMB-A信号更推荐采用去除控制信道数据的方式进行模糊函数抑制。

4 结论

本文探索性地将DTMB-A信号与外辐射源雷达系统目标探测研究相结合, 率先研究了DTMB-A信号模糊函数, 评估了DTMB-A信号作为外辐射源雷达机会信号的可行性。理论推导和仿真结果表明: 信号模糊副峰是由复帧结构中重复出现的同步信号和保护间隔导致的。结合信号模糊副峰成因, 本文提出了基于非均匀采样的模糊副峰抑制方法, 为基于DTMB-A信号的外辐射源雷达研究奠定了基础。该方法也可扩展用于其他具有非均匀信号结构的机会照射信号的模糊副峰抑制。后续将重点结合外辐射源雷达信号处理流程展开研究。

参考文献:

- [1] KUSCHEL H, CRISTALLINI D, OLSEN K E. Tutorial: passive radar tutorial[J]. IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine, 2019, 34(2): 2–19. doi:10.1109/MAES.2018.160146.
- [2] 万显荣, 易建新, 占伟杰, 等. 基于多照射源的被动雷达研究进展与发展趋势[J]. 雷达学报, 2020, 9(6): 939–958. (WAN Xianrong, YI Jianxin, ZHAN Weijie, et al. Research progress and development trend of the multi-illuminator-based passive radar[J]. Journal of Radars, 2020, 9(6): 939–958.) doi:10.12000/JR20143.
- [3] 陈小龙, 南钊, 张海, 等. 飞鸟与旋翼无人机雷达微多普勒测量实验研究[J]. 电波科学学报, 2021, 36(5): 704–714. (CHEN Xiaolong, NAN Zhao, ZHANG Hai, et al. Experimental research on radar micro-Doppler of flying bird and rotor UAV[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2021, 36(5): 704–714.) doi:10.12665/j.cjors.2020192.
- [4] 陈小龙, 黄勇, 关键, 等. MIMO 雷达微弱目标长时积累技术综述[J]. 信号处理, 2020, 36(12): 1947–1964. (CHEN Xiaolong, HUANG Yong, GUAN Jian, et al. Review of long-time integration techniques for weak targets using MIMO radar[J]. Journal of Signal Processing, 2020, 36(12): 1947–1964.) doi:10.16798/j.issn.1003-0530.2020.12.001.
- [5] EDRICH M, SCHROEDER A, MEYER F. Design and performance evaluation of a mature FM/DAB/DVB-T multi-illuminator passive radar system[J]. IET Radar, Sonar and Navigation, 2014, 8(2): 114–122. doi:10.1049/ietrsn.2013.0162.
- [6] WAN Xianrong, YI Jianxin, ZHAO Zhixin, et al. Experimental research for CMMB-based passive radar under a multipath environment[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2014, 50(1): 70–85. doi:10.1109/TAES.2013.120737.
- [7] LYU Min, YI Jianxin, WAN Xianrong, et al. Cochannel interference in DTMB-based passive radar[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2019, 55(5): 2138–2149. doi:10.1109/TAES.2018.2882959.
- [8] 陈刚, 王俊, 王珏, 等. GSM 信号外辐射源雷达同频干扰抑制方法[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2017, 44(6): 37–42. (CHEN Gang, WANG Jun, WANG Jue, et al. Method of cochannel interference cancellation for the GSM based PBR[J]. Journal of Xidian University, 2017, 44(6): 37–42.) doi:10.3969/j.issn.1001-2400.2017.06.007.
- [9] ZHENG Xiaokun, JIANG Ting, XUE Wenling. Improving passive radar target recognition using a convolution composite WiFi preamble[J]. IEEE Sensors Journal, 2020, 20(12): 6470–6477.
- [10] 王珏, 高博, 李英军. 基于L波段导航信号无源雷达探测[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2019, 17(2): 216–220. (WANG Jue, GAO Bo, LI Yingjun. Target detection based on L-band navigation signal for passive radar[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2019, 17(2): 216–220.) doi:10.11805/TKYDA201902.0216.
- [11] DAN Yangpeng, YI Jianxin, WAN Xianrong, et al. LTE-based passive radar for drone detection and its experimental results[J]. The Journal of Engineering, 2019(20): 6910–6913. doi:10.1049/joe.2019.0583.
- [12] 吕晓德, 张汉良, 杨璟茂, 等. 基于LTE信号的外辐射源雷达副峰特性及抑制方法研究[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(10): 2498–2505. (LYU Xiaode, ZHANG Hanliang, YANG Jingmao, et al. Research on characteristics and suppression methods of side peaks of passive radar based on LTE signal[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2018, 40(10): 2498–2505.) doi:10.11999/JEIT180019.
- [13] KOVALEV D A, VEREMYEV V I. Correction of DVB-T2 signal cross-ambiguity function for passive radar[C]// 2014 International Radar Conference. Lille, France: IEEE, 2014: 1–4. doi:10.1109/RADAR.2014.7060403.
- [14] 程珊珊. 基于5G信号的外辐射源雷达低慢小目标检测方法研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2019. (CHENG Shanshan. Study on LSS-target detection method using passive radar based on 5G signal[D]. Xi'an, China: Xidian University, 2019.) doi:10.27389/d.cnki.gxadu.2019.000777.
- [15] LIU Yuqi, YI Jianxin, WAN Xianrong, et al. Time-varying clutter suppression in CP-OFDM based passive radar for slowly

- moving targets detection[J]. IEEE Sensors Journal, 2020,20(16):9079–9090. doi:10.1109/JSEN.2020.2986717.
- [16] 杨鹏程,吕晓德,李纪传,等. 基于压缩感知的外辐射源雷达目标检测[J]. 雷达科学与技术, 2015,13(4):384–389. (YANG Pengcheng,LYU Xiaode,LI Jichuan,et al. Target detection for passive radar using compressive sensing[J]. Radar Science and Technology, 2015,13(4):384–389.) doi:10.3969/j.issn.1672–2337.2015.04.009.
- [17] LIU Yuqi,WAN Xianrong,TANG Hui,et al. Digital television based passive bistatic radar system for drone detection[C]// 2017 IEEE Radar Conference(RadarConf). Seattle,WA,USA:IEEE, 2017:1493–1497. doi:10.1109/RADAR. 2017 7944443.
- [18] SONG Jian,ZHANG Chao,PENG Kewu,et al. Key technologies and measurements for DTMB–A system[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2019,65(1):53–64. doi:10.1109/TBC.2018.2835779.
- [19] SONG Jian,ZHANG Chao. Technical review on DTMB–Advanced(DTMB–A) standard[C]// 2016 International Conference on Engineering and Telecommunication(EnT). Moscow,Russia:IEEE, 2016:128–133. doi:10.1109/EnT.2016.036.
- [20] PAN Changyong,ZHANG Chao,YANG Hui,et al. Results of the DTMB–A field trials in Hong Kong[C]// 2019 International Conference on Engineering and Telecommunication(EnT). Dolgoprudny,Russia:IEEE, 2019:1–4. doi:10.1109/EnT47717.2019.9030555.
- [21] 高志文,陶然,王越. DTTB 辐射源雷达信号模糊函数的分析及副峰识别[J]. 中国科学(F 辑:信息科学), 2009,39(11):1231–1238. (GAO Zhiwen,TAO Ran,WANG Yue. Ambiguity function analysis and side peaks recognition of DTTB signal based passive radar[J]. Science in China(F:Information Science), 2009,39(11):1231–1238.) doi:10.1360/zf2009–39–11–1231.
- [22] MOSCARDINI C,PETRI D,CAPRIA A,et al. Batches algorithm for passive radar: a theoretical analysis[J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, 2015,51(2):1475–1487. doi:10.1109/TAES.2015.130407.
- [23] 易建新,万显荣,方亮,等. 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[J]. 电子与信息学报, 2012,34(11): 2648–2653. (YI Jianxin,WAN Xianrong,FANG Liang,et al. Coherent integration implementation for china mobile multimedia broadcasting based passive radar with nonuniform sampling[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2012,34(11): 2648–2653.) doi:10.3724/SP.J.1146.2012.00540.

作者简介:

宋佳乐(1995–), 女, 硕士, 主要研究方向为外辐射源雷达信号处理算法. email:jlson@whu.edu.cn.

张 勋(1989–), 男, 博士, 主要研究方向为雷达信号处理、实时信号并行处理.

占伟杰(1993–), 男, 博士, 主要研究方向为雷达信号处理、实时信号并行处理和微多普勒效应研究.

万显荣(1975–), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为新体制雷达设计, 如外辐射源雷达、高频雷达系统及信号处理.

易建新(1989–), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为外辐射源雷达信号处理、目标跟踪和信息融合.