

WiFi 外辐射源雷达信号模糊函数及副峰抑制分析

饶云华^{*①} 朱逢园^① 张修志^② 万显荣^① 龚子平^①

^①(武汉大学电子信息学院 武汉 430072)

^②(宜昌测试技术研究所 宜昌 443003)

摘要: WiFi (Wireless Fidelity)信号具有覆盖范围广、带宽大等优点, 利用其作为外辐射源进行探测可达到较高的距离与多普勒分辨率。该文分析了典型 WiFi 信号的结构, 建立了描述信号的数学模型, 并针对双基地外辐射源雷达应用, 探讨了典型 WiFi 信号结构与其模糊函数特性的关系。同时根据模糊函数副峰出现的时频及幅度特征, 结合信号构成分析了其产生机理, 并提出了一种基于直达波提纯的副峰抑制方法, 从而可避免副峰干扰在目标探测中带来的虚警。仿真结果表明了该信号分析与处理方法的有效性。

关键词: 外辐射源雷达; WiFi (Wireless Fidelity); 模糊函数; 副峰抑制

中图分类号: TN958.5

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2012)03-0225-07

DOI: 10.3724/SP.J.1300.2012.20061

Ambiguity Function Analysis and Side Peaks Suppression of WiFi Signal for Passive Radar

Rao Yun-hua^① Zhu Feng-yuan^① Zhang Xiu-zhi^② Wan Xian-rong^① Gong Zi-ping^①

^①(*Electronics Information School, Wuhan University, Wuhan 430072, China*)

^②(*Yichang Testing Technology Research Institute, Yichang 443003, China*)

Abstract: WiFi (Wireless Fidelity) is widely deployed all the world. When it is utilized as external illuminator in Passive Radar, its broadband signal make the high resolution of detection be obtained in both the range and Doppler domains. In this paper, the typical WiFi signal format and its characters are analyzed, then the theoretical signal model is setup. Based on the theory of bistatic passive radar, the relationship between typical IEEE 802.11 signals format and the characters of its Ambiguity Function (AF) is analyzed. Moreover, the position and amplitude of side peaks in time and frequency domain is analyzed and its causes from the signal structure is also discussed. In this paper, a method for suppressing the side peaks based on the correction of direct-path reference signal is proposed, therefore to avoid the false alarm brought in target detection caused by side peak interference. Experimental results valid the proposed signal processing method.

Key words: Passive Radar; WiFi (Wireless Fidelity); Ambiguity Function (AF); Side peaks suppression

1 引言

现代社会紧急事件时有发生, 地震、火灾、劫持绑架、恐怖活动等严重威胁着公共及人身安全。作为一种非接触式近距离遥感手段, 穿墙探测雷达^[1]在上述领域获得广泛应用。利用外辐射源进行探测的无源穿墙雷达因其功耗低、隐蔽性和覆盖性好, 在安全与侦测领域也受到巨大关注。

基于 IEEE 无线局域网标准(802.11)的 WiFi 目前已在国内外主要城市普及, 利用其作为外辐射源

进行穿墙探测有着天然的优势: 覆盖范围广, 尤其是机场车站、宾馆酒店、居民小区等公共场所都被该信号所覆盖; WiFi 信号无线接入点密布, 有利于由众多 WiFi 基站构成雷达网络, 易于扩展探测范围; 大带宽的 WiFi 信号主要工作在 2.4/5.8 GHz, 这使其在具有较高距离分辨率的同时具有较强的穿透性, 无探测盲区; 具有低成本、低功率、隐蔽性好、生存能力强等优势。

利用外辐射源进行探测是近年来雷达界广泛研究的课题^[2], 目前外辐射源的利用主要集中在广播、电视等信号, 而利用 WiFi 信号进行无源探测是一个新领域, 就作者调研所及, 国内尚未见到公开的相关报道, 国外主要有英国的 UCL 和意大利 Rome 大学

2012-08-31 收到, 2012-09-11 改回; 2012-09-17 网络优先出版
国家自然科学基金(60971101, 41074116, 41106156, 61271400)资助
课题

*通信作者: 饶云华 ryh@whu.edu.cn

等,在该方向刚开始起步,目前研究内容主要集中在两个方面。

首先是外辐射源的选取与分析,H. D. Griffiths等人^[3]对基于外辐射源探测的雷达波形分析表明,辐射源信号的模糊函数(Ambiguity Function, AF)是分析其是否适合作为雷达波形的关键。F. Colone等人^[4-7]分析了802.11a/b/g协议数据包格式,并针对OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)和 DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)两种主要调制方式分析了模糊函数及其探测性能。文献[8, 9]分析了802.11 Beacon信号的模糊函数,并进行了初步的移动人体探测实验。这些研究表明经处理后WiFi信号的模糊函数具有较好的图钉形状,有利于无源探测。

其次,因WiFi工作环境复杂,直达波和杂波对探测性能影响很大,研究其抑制算法对于实现探测目的是必要的。P. Falcone等人^[10]对实测WiFi信号的杂波抑制进行了研究,提出了较为有效的算法。K. Chetty等人^[11]分析了WiFi信号的距离多普勒模糊函数,研究了直达波及杂波抑制算法。F. Colone等人^[12,13]从理论上探讨了提高探测目标切向距离分辨率的方法。这些研究表明,在室内高杂波环境下,经过直达波和杂波抑制处理,基于典型WiFi信号进行移动人体检测是可行的,且WiFi无线接入点的广泛分布使得WiFi无源雷达可获得较传统穿墙雷达更高的探测灵敏度。

但WiFi信号模糊函数存在较强的副峰^[4],模糊副峰不仅可能会引起目标检测的虚警,而且强目标的副峰还可能掩盖弱目标回波主峰,从而影响探测性能^[14]。文献[5-7]采用了加窗和线性滤波方法对副峰进行抑制,但这种方法不仅容易导致主瓣展宽,还会带来信噪比的损失,这对于原本微弱的WiFi探测信号是不利的。

因此,本文从探测应用出发对WiFi信号形式进行分析,研究了模糊函数特点及副峰产生机理,推导了信号参数与副峰出现的时频位置及幅度间关系,并提出了基于提纯直达波信号的副峰抑制方法。该方法对于提高WiFi无源雷达探测性能、充分发挥

其应用于穿墙探测的优势具有积极意义。

本文第2节介绍了典型的WiFi信号结构,在第3节通过了理论分析和仿真研究了WiFi信号作为雷达辐射源的模糊函数特点,探讨了副峰的特点和产生原因,第4节提出了副峰抑制的方法,最后对全文进行了总结。

2 典型 WiFi 信号结构

IEEE 802.11标准包括a/b/g/n/ac等一系列协议,其中802.11g以其高速率与后向兼容性成为第3代WLAN标准,IEEE工作组为这一标准定义了4种物理层:DSSS/CCK(Complementary Code Keying),OFDM, DSSS/PBCC(Packet Binary Convolutional Code), DSSS/OFDM,各种模式都有各自的物理层汇聚过程PLCP(Physical Layer Convergence Procedure)帧结构,前两种是必选模式,后两种是可选模式。本文将典型的OFDM模式进行分析,其物理层帧结构如图1所示。

WiFi物理层信号是由来自上层的数据比特流经加扰、卷积编码、交织和星座映射后,插入导频进行OFDM调制,然后再加入循环前缀、加窗并插入前导符号形成物理层帧,最后经基带至射频变换后发射。

基于信道的突发特性,一帧信号的持续时间不定,信号长度具有时变特性,由图1可知,信号结构主要由前导符号、信号、数据3部分组成。前导符号由短训练序列和长训练序列组成,其中短训练序列由10个短训练符号组成,每个符号由12个子载波调制构成,每个符号周期 T_{ss} 为0.8 μs ;长训练序列由两个训练符号组成,每个符号由52个子载波调制构成,每个符号周期 T_{ll} 为3.2 μs 。信号部分包含数据部分的调制信息,单独形成一个OFDM符号,以鲁棒性较强的BPSK调制和1/2编码率发送。数据部分以Rate字段中指示的数据速率发送,并且可能组成多个OFDM符号。

OFDM模式下,基带复信号 $s(t)$ 可以表示为^[4]

$$s(t) = s_{\text{preamble}}(t) + s_{\text{signal}}(t - T_{\text{pre}}) + s_{\text{data}}(t - T_{\text{d}}) \quad (1)$$

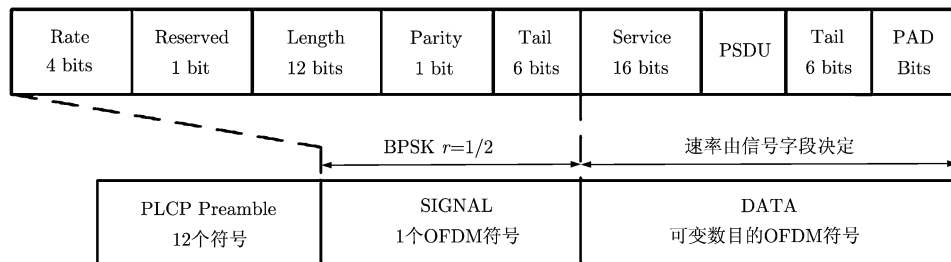


图1 OFDM 模式物理层帧结构

其中 $s_{\text{preamble}}(t)$ 为前导符号部分, $s_{\text{signal}}(t - T_{\text{pre}})$ 为信号部分, $s_{\text{data}}(t - T_{\text{d}})$ 为数据部分, $T_{\text{pre}} = 16 \mu\text{s}$ 为前导符号持续时间, $T_{\text{d}} = 20 \mu\text{s}$ 为前导符号和信号持续时间。故数据部分(子帧)信号可进一步表示为

$$s_{\text{SF}}(t) = w_{\text{T}}(t) \sum_{k=-N_{\text{ST}}/2}^{N_{\text{ST}}/2} d_k \exp[j2\pi k\Delta f(t - T_{\text{GI}})] \quad (2)$$

其中 $N_{\text{ST}} = N_{\text{d}} + N_{\text{p}} = 52$ 是总子载波个数, N_{d} , N_{p} 分别为数据子载波和导频子载波个数, 为避免在 D/A 和 A/D 变换器的频偏处理过程中出现问题, 跳过了序号为 0 的直流载波, $w_{\text{T}}(t)$ 为时域窗函数, 复调制数据 d_k 可以是发送数据、导频或训练符号, T_{GI} 是保护间隔, 在短训练符号中 $T_{\text{GI}} = 0 \mu\text{s}$, 在长训练符号中 $T_{\text{GI}} = 1.6 \mu\text{s}$, 在 OFDM 数据符号中即为循环前缀 $T_{\text{GI}} = T_{\text{cp}} = 0.8 \mu\text{s}$, 保护间隔可有效对抗符号间干扰(Inter Symbol Interference, ISI)。

短训练序列用作同步信号, 由 10 个重复的短符号组成, 可表示为

$$s_{\text{short}}(t) = w_{\text{Tshort}}(t) \sum_{k=-N_{\text{ST}}/2}^{N_{\text{ST}}/2} S_k \exp[j2\pi k\Delta ft] \quad (3)$$

其中序列 S_k ($k = -26, \dots, 26$) 只在 4 的整数倍载波上不为 0, 故实际利用 12 个子载波。长训练序列用于信道估计, 由 2 个重复的长符号组成, 表达式如下:

$$s_{\text{long}}(t) = w_{\text{Tlong}}(t) \sum_{k=-N_{\text{ST}}/2}^{N_{\text{ST}}/2} L_k \exp[j2\pi k\Delta f(t - T_{\text{GI}})] \quad (4)$$

其中 L_k ($k = -26, \dots, 26$) 为标准长训练序列, 其总持续时间为 $T_{\text{long}} = T_{\text{GI}} + 2T_{\text{ul}} = 8 \mu\text{s}$ 。

信号和数据域的 OFDM 符号具有相同表达式, 可表示如下:

$$s_n(t) = w_{\text{TSYM}}(t) \sum_{k=-N_{\text{ST}}/2}^{N_{\text{ST}}/2} d_{k,n} \exp[j2\pi k\Delta f(t - T_{\text{cp}})] \quad (5)$$

其中 $T_{\text{SYM}} = T_{\text{cp}} + T_{\text{ul}} = 4 \mu\text{s}$, 在 ($k = -21, -7, 7, 21$) 处插入导频信号, 导频极性由 127 位伪随机序列 P_n 决定。OFDM 模式下信号各参数如表 1 所示。

表1 OFDM模式参数

参数	数值
数据符号时间 T_{ud}	3.2 μs
循环前缀时间 T_{cp}	0.8 μs
OFDM符号时间 T_{SYM}	4.0 μs
数据子载波数 N_{d}	48
导频子载波数 N_{p}	4
子载波间隔 Δf	312.5 kHz
总子载波占用带宽	$(N_{\text{d}} + N_{\text{p}})\Delta f = 16.25 \text{ MHz}$

3 模糊函数副峰分析

3.1 模糊函数分析

信号 $s(t)$ 的模糊函数可以定义为

$$\chi(\tau, f_{\text{d}}) = |E\{\varepsilon(\tau, f_{\text{d}})\}|^2 = \left| E\left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)s^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_{\text{d}}t) dt \right\} \right|^2 \quad (6)$$

$\chi(\tau, f_{\text{d}})$ 是一个关于时延 τ 和多普勒频率 f_{d} 的 3 维函数, 从距离和速度两个方面表征雷达探测性能。

根据上节所述的信号结构, 基于 OFDM 调制的 WiFi 信号模糊函数可表示如下^[4]:

$$\chi(\tau, f_{\text{d}}) = |\varepsilon_{\text{short}}(\tau, f_{\text{d}}) + \exp(-j2\pi f_{\text{d}}T_{\text{short}})\varepsilon_{\text{long}}(\tau, f_{\text{d}}) + \exp(-j2\pi f_{\text{d}}T_{\text{pre}})E\{\varepsilon_{\text{DATA}}(\tau, f_{\text{d}})\}|^2 \quad (7)$$

其中 $\varepsilon_{\text{short}}(\tau, f_{\text{d}})$, $\varepsilon_{\text{long}}(\tau, f_{\text{d}})$ 和 $\varepsilon_{\text{DATA}}(\tau, f_{\text{d}})$ 为信号各部分模糊函数。

由于信号导频极性由 127 位伪随机序列 P_n 决定, 其产生的距离模糊超过 $\Delta R = c \cdot 127T_{\text{SYM}}/2 = 76.2 \text{ km}$, 不在所关注的范围内, 因此可忽略导频对模糊函数的影响。

将信号和数据看作一体, 设有 N_{SYM} 个符号, 假设不同子载波上发送的数据是相互独立的, P_{d} 为基带调制信号星座图的平均功率, 信号各部分模糊函数可表达为^[4]

$$\varepsilon_{\text{short}}(\tau, f_{\text{d}}) = \sum_{k=-N_{\text{ST}}/2}^{N_{\text{ST}}/2} \sum_{l=-N_{\text{ST}}/2}^{N_{\text{ST}}/2} S_k S_l^* \exp(j2\pi l\Delta f\tau) \cdot \varepsilon_{w_{\text{T}}}[\tau, f_{\text{d}} - (k - l)\Delta f] \quad (8)$$

$$\varepsilon_{\text{long}}(\tau, f_{\text{d}}) = \exp(-j2\pi f_{\text{d}}T_{\text{GI}}) \cdot \sum_{k=-N_{\text{ST}}/2}^{N_{\text{ST}}/2} \sum_{l=-N_{\text{ST}}/2}^{N_{\text{ST}}/2} L_k L_l^* \exp(j2\pi l\Delta f\tau) \cdot \varepsilon_{w_{\text{T}}}[\tau, f_{\text{d}} - (k - l)\Delta f] \quad (9)$$

$$\varepsilon_{\text{DATA}}(\tau, f_{\text{d}}) = P_{\text{d}}(T_{\text{SYM}} - |\tau|) \text{dsinc}(\pi\Delta f\tau, N_{\text{ST}} + 1) \cdot \text{sinc}[\pi f_{\text{d}}(T_{\text{SYM}} - |\tau|)] \text{dsinc}(\pi f_{\text{d}}T_{\text{SYM}}, N_{\text{SYM}}) \quad (10)$$

其中 $\varepsilon_{w_{\text{T}}}[\tau, f_{\text{d}} - (k - l)\Delta f]$ 是时域窗函数 $w_{\text{T}}(t)$ 的互相关。

取 40 个 OFDM 符号数据, 总持续时间 180 μs , 对应的多普勒分辨率 $\Delta f = 5.56 \text{ kHz}$, 其仿真结果如图 2 所示, 可发现在多普勒域 250 kHz 处产生副峰。

通过分析 WiFi 信号帧结构可知 OFDM 符号时间 $T_{\text{SYM}} = T_{\text{cp}} + T_{\text{u}} = 4.0 \mu\text{s}$, 故该副峰为循环前缀在频域产生且其位置固定。由于 WiFi 无源穿墙雷达主要应用于低速目标探测, 故该多普勒域副峰对实际探测不会产生影响, 我们将主要集中于时域副峰分析。

不失一般性,本文选取 153 个 OFDM 符号数据,对应一个数据包的持续时间为 632 μs , 对应的多普勒分辨率 $\Delta f = 1.58 \text{ kHz}$, 则其信号模糊函数如图 3 所示。

由图 3 可见,在模糊函数时域存在由循环前缀及前导符号所带来的有规律出现的副峰,而在频域则因数据加扰后破坏了规则性,在所感兴趣的多普勒域范围内无副峰产生。后面将基于信号格式对时域副峰生成原因进行详细分析。

3.2 循环前缀引起的副峰分析

原始二进制数据流经过信源编码、信道编码后,经比特交织及加扰的作用,确保了数据的随机性,

因此,OFDM 符号有效部分间的相关不会产生副峰。但由于循环前缀是将 OFDM 符号有效部分后面一段数据复制到符号前,因此这两部分相关会引起副峰。从图 3 中可以看到,在主峰两旁时延分别为 $\tau = \pm 3.2 \mu\text{s}$ 处存在明显的副峰,为插入的循环前缀所致,则在 $R = c / (2\Delta f) = 480 \text{ m}$ 会出现距离模糊。这与文献[4]的分析结果一致,但文中未提出如何对副峰进行抑制。

消除循环前缀副峰必须移除这两部分间的相关性,这可通过将循环前缀置零来实现,其处理后的结果如图 4 所示。对比图 3 与图 4 可看到,由循环前缀引起的副峰已消除,只剩下因前导符号引起的副峰。

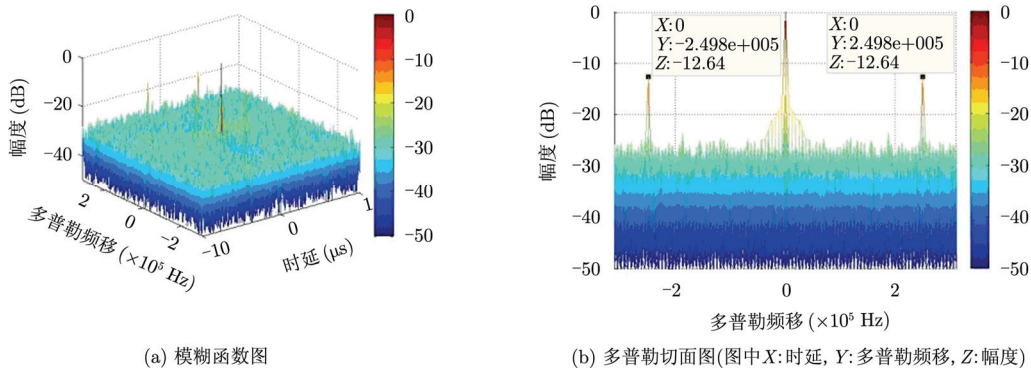


图 2 基于 OFDM 调制的 WiFi 符号数据模糊函数图(40 个 OFDM 符号)

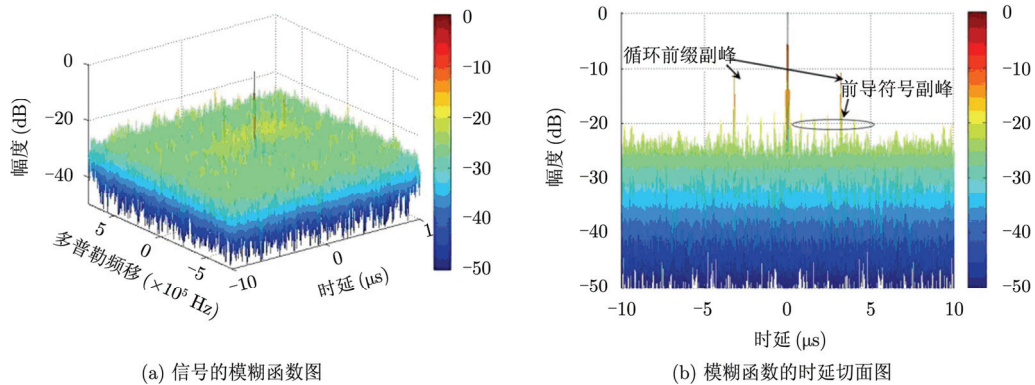


图 3 信号的模糊函数图(153个OFDM符号)

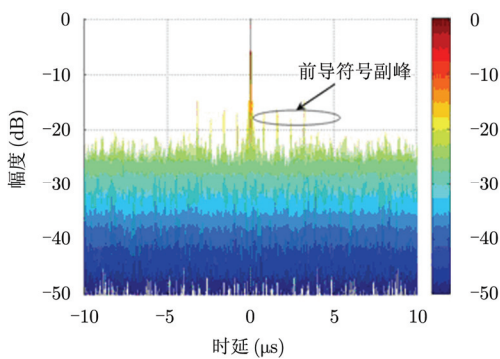


图 4 处理循环前缀后的信号模糊函数图

3.3 前导符号引起的副峰分析

前导符号由长前导和短前导训练序列组成,在每帧中的固定位置出现,进行自相关后会产生副峰,如图 4 所示。

对于长前导训练序列,因为发送的是两个相同的符号加循环前缀,因此在时延 $\tau = 3.2 \mu\text{s}$ 与 $\tau = 6.4 \mu\text{s}$ 处会产生副峰,则相应的模糊距离为 $R = k \cdot c \cdot T_{\text{us}} / 2 = k \cdot 480 \text{ m}$, $k = 1, 2$ 。

对于短前导训练序列,因为是连续发送 10 个相同符号,因此在时延 $\tau = k \cdot 0.8 \mu\text{s}$, $k = 1, \dots, 9$ 处会产

生副峰, 则相应的模糊距离为 $R = k \cdot c \cdot T_{\text{us}} / 2 = k \cdot 120 \text{ m}$, $k = 1, \dots, 9$ 。

对前导符号的长短训练序列分别做自相关, 其结果如图5所示, 其中图5(a), 5(b)分别表示短训练符号和长训练符号在时延轴上的自相关曲线(归一化), 由于符号间的重复性, 可以看到在0点的两侧产生了等间距的副峰, 幅值依次减小。

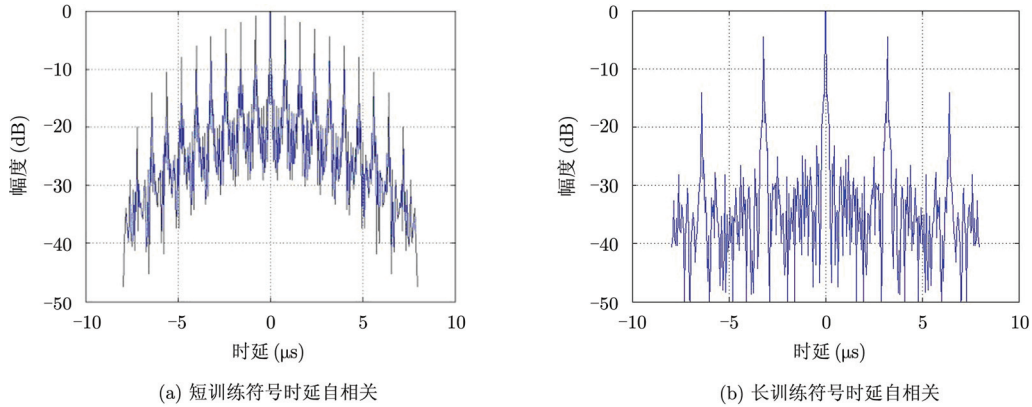


图5 前导符号各部分的时延自相关

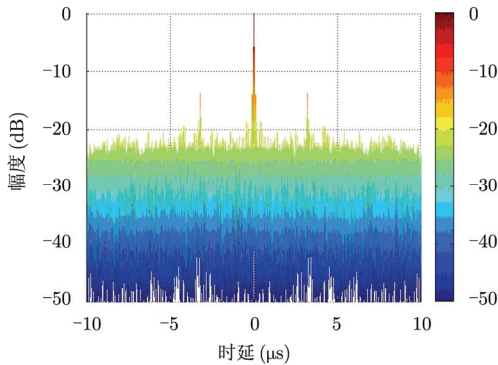


图6 处理前导训练符号后的模糊函数图

4 副峰抑制

在目标探测中, 雷达接收机通常具有参考与监测两个通道, 利用参考通道获取的直达波信号与监测通道获取的目标回波信号的互相关性可检测目标的存在。根据互模糊函数峰值出现的位置, 可提取出目标距离和速度参数。由于 WiFi 外辐射源雷达信号中前导符号及循环前缀的存在, 使得互相关后会产生副峰, 这将导致难以辨别目标位置, 并且强目标的副峰还可能掩盖弱目标的主峰, 因此需要对直达波信号进行预处理, 抑制副峰, 以减小副峰对探测性能的影响。

在不考虑噪声与多径情况下, 对信号中的循环前缀和前导符号均进行置零的预处理, 然后再将预处理后的信号做相关运算, 其结果如图7所示, 可

与消除循环前缀副峰的方法类似, 要消除前导引起的副峰, 可通过将信号中相应部分置零, 处理后的结果如图6所示。比较图3与图6可知, 由前导训练符号引起的副峰已消除, 只剩下因循环前缀引起的副峰。相较于数据符号, 前导符号结构只占整个帧结构的一小部分, 对模糊函数特性的影响是有限的。

以看到此时的模糊函数只在 $\tau = 0, f_d = 0$ 处有一个主峰, 其余的副峰均被抑制, 呈现出较好的图钉形状, 具备良好的探测性能, 因此, 我们可以利用 WiFi 信号作为外辐射源雷达的信号源。

在实际的目标探测中, 参考通道除了含有直达波, 还包括多径分量、杂波和噪声等, 故由参考通道接收到的信号可表示为

$$y_{\text{ref}}(t) = A_{\text{ref}}s(t) + \sum_{k=1}^N \lambda_k s(t - \tau_k) + n_{\text{ref}}(t) \quad (11)$$

其中, 第1项为参考通道所接收到的直达波信号, A_{ref} 表示直达波信号的衰减幅度; 第2项为多径信号, N 表示路径条数, λ_k 与 τ_k 分别表示各路径信号的幅度与时延; 第3项表示参考通道中的高斯噪声。

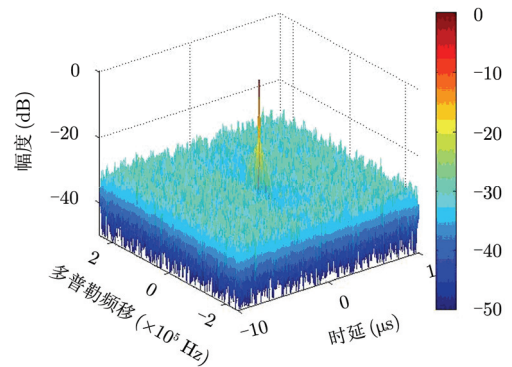


图7 处理后的信号模糊函数

要得到纯净的参考信号必须对参考通道信号中的这些干扰进行抑制, 本文使用基于参考信号重构的直达波提纯方法进行干扰抑制, 然后对提纯后的直达波信号做预处理, 再与目标回波信号互相关以消除不必要的副峰, 避免了由副峰带来的虚警。如图8所示对提纯的重构信号进行预处理后, 与原信号的互相关结果, 其仿真条件为: 多径数 $N=4$, 各径相对幅度 $\text{decay}=[1 \ 0.12 \ 0.11 \ 0.20]$, 延时点数 $\text{delay}=[0 \ 2 \ 4 \ 5]$ 。从图8中可以看出基于直达波提纯的参考信号预处理方法可以对副峰抑制起到很好的效果, 其抑制能力达到 10 dB 以上。

文献[10]中, 提出了利用加窗和滤波的方法对信号进行副峰抑制, 但文中的信号没有考虑多径和噪声, 这种方法与本文所使用方法的处理结果如表2所示。

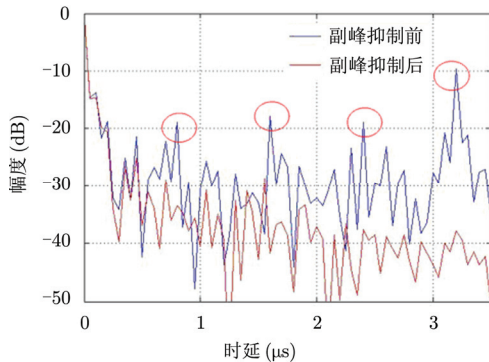


图8 重构的信号做预处理后的互相关

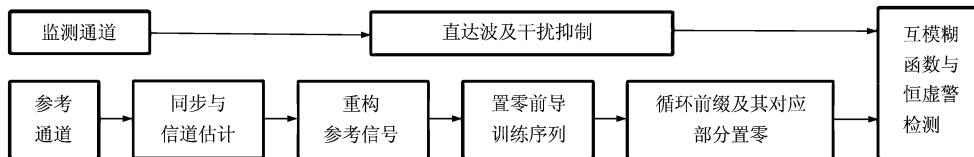


图9 WiFi 外辐射源雷达信号处理流程图

5 结论

本文首先介绍了典型WiFi信号结构, 接着从利用外辐射源探测的角度, 具体分析了其模糊函数时频特性。分析表明信号结构中的循环前缀和前导符号都会导致模糊函数副峰的产生, 从而影响探测性能。针对这两种模糊副峰产生因素, 并结合信号本身特性, 提出了基于提纯后直达波信号修正的副峰抑制方法。该方法不仅有效利用信号OFDM调制特性消除多径等干扰的影响, 还可通过预处理有效抑制副峰, 为利用WiFi信号作为外辐射源进行穿墙探测提供了理论依据。仿真表明, 通过该方法处理后信号模糊函数呈现较好的探测能力, 较采用加窗和

表2 两种方法的对比

处理方法	延时 $\tau(\mu\text{s})$				
	0.8	1.6	2.4	3.2	
文献[10]中加窗和滤波方法	抑制前(dB)	-18	-19	-22	-9
	抑制后(dB)	-38	-36	-32	-42
本文重构预处理方法	抑制前(dB)	-19	-18	-18	-9
	抑制后(dB)	-35	-41	-38	-39

由表2可见, 采用本文直达波重构的副峰抑制方法在延时1.6 μs 与2.4 μs 时, 对副峰的抑制较加窗和滤波方法更好, 且不会产生因为加窗和滤波带来的主瓣展宽和能量损失。同时, 直达波重构的方法基本上不受多径的影响, 只要多径延时在循环前缀长度内, 没有引起符号间干扰, 就可恢复出原始的发射信号, 从而获得纯净的参考信号, 可充分利用OFDM体制信号抗多径和噪声的优点。

在实际探测中, 由于目标信号的不可预知性, 无法对其前导符号和循环前缀进行处理, 因此, 为了有效抑制由于信号结构带来副峰, 不仅需要对参考通道中所获取的参考信号进行直达波提纯, 消除多径等影响, 同时还需要对提纯后的直达波信号进行预处理: 将前导符号、循环前缀及其有效数据后部与循环前缀对应的部分置零, 其信号处理流程如图9所示。

滤波方法在干扰消除和副峰抑制方面都可获得更好的性能。本文的WiFi外辐射源雷达信号处理只进行了理论与仿真分析, 下一步将结合实测数据对目标探测进行具体研究。

参考文献

- [1] Chetty K, Smith G E, and Woodbridge K. Through-the-wall sensing of personnel using passive bistatic WiFi radar at standoff distances[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2011, 50(4): 1218-1226.
- [2] 万显荣. 基于低频段数字广播电视信号的外辐射源雷达发展现状与趋势[J]. *雷达学报*, 2012, 1(2): 109-123.
Wan Xian-rong. An overview on development of passive radar based on the low frequency band digital broadcasting

- and TV signals[J]. *Journal of Radars*, 2012, 1(2): 109-123.
- [3] Griffiths H D. New direction in bistatic radar[C]. IEEE Radar Conference, Rome, Italy, May 2008: 1-6.
- [4] Colone F, Woodbridge K, Guo H, *et al.*. Ambiguity function analysis of wireless LAN transmissions for passive radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(1): 240-264.
- [5] Colone F, Falcone P, and Lombardo P. Passive bistatic radar based on mixed DSSS and OFDM WiFi transmissions[C]. European Radar Conference, Manchester, United Kingdom, Oct. 2011: 154-157.
- [6] Guo H, Woodbridge K, and Baker C J. Evaluation of WiFi beacon transmissions for wireless based passive radar[C]. IEEE Radar Conference, Rome, Italy, 2008: 1-6.
- [7] Colone F, Falcone P, Lombardo P, *et al.*. Ambiguity function side-lobes reduction WiFi-based passive bistatic radar[OL]. http://www.gtti.it/GTTI09/files/papers/Telerilevamento/Telerilevamento_12.30_Colone.pdf, 2009.
- [8] Kulpa K, Rzewuski S, Gajo Z, and Malanowski M. Concept of multistatic passive radar based on wireless packet communication systems[C]. IEEE Radar Conference, Chengdu, China, Nov. 2011: 149-152.
- [9] Falcone P, Colone F, Lombardo P, *et al.*. Range sidelobes reduction filters for WiFi-based passive bistatic radar[C]. European Radar Conference, Rome, Italy, Sept. 2009: 133-136.
- [10] Chetty K, Smith G, Guo H, *et al.*. Target detection in high clutter using passive bistatic WiFi radar[C]. IEEE Radar Conference, Pasadena, CA, USA, May 2009: 1-5.
- [11] Falcone P, Colone F, Bongioanni C, *et al.*. Experimental results for OFDM WiFi-based passive bistatic radar[C]. IEEE Radar Conference, Washington, DC, USA, May 2010: 516-521.
- [12] Colone F, Falcone P, Macera A, *et al.*. High resolution cross-range profiling with passive radar via ISAR processing[C]. International Radar Symposium, Leipzig, Germany, Sept. 2011: 301-306.
- [13] Falcone P, Bongioanni C, and Lombardo P. WiFi-based passive bistatic radar: data processing schemes and experimental results[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2012, 48(2): 1061-1079.
- [14] 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 Zhi-wen, Tao Ran, and Wan 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.

作者简介



饶云华(1972-), 男, 博士, 副教授, 研究生导师, 研究方向为新体制雷达、雷达系统设计、无线通信网等。



万显荣(1975-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为无源雷达、超视距雷达、新体制雷达系统与雷达信号处理等。

朱逢园(1988-), 女, 硕士生, 研究方向为新型雷达系统设计、雷达信号处理、阵列信号处理等。

龚子平(1977-), 男, 讲师, 研究方向为电波传播与无线电海洋遥感等。