



针对数字宽带接收机信号截获机制约束的低截获概率雷达波形设计方法

彭润龙¹, 王福来^{1*}, 崔畅², 祝迪¹, 李楠君¹, 王陶然¹, 庞晨¹,
李永祯¹, 王雪松¹

1. 国防科技大学电子科学学院, 长沙 410073

2. 国防科技大学理学院, 长沙 410073

* 通信作者. E-mail: wflmadman@outlook.com

收稿日期: 2024-09-27; 修回日期: 2025-06-12; 接受日期: 2025-08-21; 网络出版日期: 2026-01-07

国家自然科学基金 (批准号: 62401579) 资助项目

摘要 随着数字宽带接收机 (DWR) 技术的快速发展, 现有的低截获概率 (LPI) 雷达面临更为严峻的侦察威胁. 本文以降低 DWR 对雷达信号的截获概率为目标, 首次提出了一种针对 DWR 信号截获机制约束的 LPI 雷达波形设计方法. 首先建立了 DWR 编码器模型, 定义了脉冲描述字 (PDW) 截获概率作为核心 LPI 指标, 揭示了 DWR 编码器的暂态响应抑制 (TRE) 与频域多信号检测 (FD-MSD) 机制中存在的机制约束, 并设计了极窄脉冲 (VNP) 和同频正交 (CFO) 两种 LPI 波形, 以降低 PDW 截获概率, 并通过仿真实验验证了所提出 LPI 波形的有效性.

关键词 低截获概率, 波形设计, 数字宽带接收机, 数字信道化接收机, 侦察接收机, 正交波形

1 引言

电子侦察接收机 (electronic reconnaissance receiver, ERR) 能够采集空间中的微弱电磁信号并对其进行信号检测、特征提取和分选识别, 确定信号所属的平台类型并估计信号的威胁程度, 从而获取电子情报或为电子对抗系统提供精确引导^[1]. 数字宽带接收机 (digital wideband receiver, DWR) 是现代 ERR 的常用架构^[2~4], 其通过在中频或射频对模拟信号直接采样, 保留了信号的相位信息^[4], 并能够灵活使用各种数字信号处理方法以在特定特征域中积累信号能量^[5~7] 或对雷达脉冲进行分选识别^[8~11], 从而大幅提高了对现有采用扩频调制^[12]、噪声波形^[13, 14]、脉间频率捷变和脉冲重复间隔 (pulse repetition interval, PRI) 捷变^[15, 16] 等低截获概率 (low probability of intercept, LPI) 雷达波形的截获能力^[17], 对雷达的探测安全构成了严峻威胁. 鉴于上述现状, 研究针对 DWR 的 LPI 波形设计方法对提高雷达在现代电磁环境中的生存能力和电子反对抗能力具有重要军事价值.

目前, 国内外研究中针对 DWR 的雷达 LPI 波形设计主要可分为对抗信号检测的波形设计和对抗信号分类的波形设计两类^[1, 18]. 在对抗信号检测的波形设计中, DWR 信号检测器对信号的检测概率 P_d 是评价波形

引用格式: 彭润龙, 王福来, 崔畅, 等. 针对数字宽带接收机信号截获机制约束的低截获概率雷达波形设计方法. 中国科学: 信息科学, 2026, 56: 216–236, doi: 10.1360/SSI-2024-0291

Peng R L, Wang F L, Cui C, et al. Design methods for LPI radar waveforms targeting constraints of signal interception mechanisms in digital wideband receivers. Sci Sin Inform, 2026, 56: 216–236, doi: 10.1360/SSI-2024-0291

低截获性能的核心指标. 文献 [6] 针对 DWR 设计中广泛采用的、基于快速傅里叶变换 (fast Fourier transform, FFT) 滤波器组 [5,19] 的求和检测器, 使用针对截获概率的单调最小化器算法进行波形优化, 降低了 DWR 检测器的检测概率 P_d . 文献 [20] 则针对 DWR 检测器中通过提取信号循环平稳特性对信号能量进行积累的机制 [7], 以最小化设计波形的循环谱与高斯白噪声循环谱的差异 $f(W)$ 为目标优化得到 LPI 波形, 其 LPI 原理与噪声波形 [13,14] 类似. 由于不涉及具体的检测器, 该研究没有直接讨论 DWR 检测器的检测概率 P_d 的降低程度, 但暗含了最小化 $f(W)$ 可降低 DWR 检测器对信号循环平稳特性的提取能力, 从而降低 P_d 的假设. 然而, 由于 P_d 受雷达发射功率、DWR 检测器灵敏度、雷达与 DWR 的距离等因素的影响, 若 DWR 检测器实际灵敏度高于雷达方预期、雷达发射功率过高或与 DWR 距离过近, 均可能导致信号能量超过检测器门限, 从而使得此类以最小化 P_d 为目标的 LPI 波形的低截获特性失效.

另一类 LPI 波形以对抗 DWR 对信号调制样式的分类为目的, 其核心 LPI 指标为 DWR 对雷达信号的贝叶斯识别错误概率 [1,18]. 此类波形假设 DWR 已完成信号检测但无法正确识别被有意扭曲的信号特征, 旨在使敌电子对抗系统因参数失配而损失干扰效率. 相较于前一类 LPI 波形, 此类波形无法中断 DWR 的信号截获链路, 亦无法影响其在信号检测后对信号脉冲描述字 (pulse description word, PDW) 中到达时间 (time of arrival, TOA)、结束时间 (time of departure, TOD)、脉冲宽度 (pulse width, PW)、信号载频 (radio frequency, RF)、脉冲幅度 (pulse amplitude, PA)、到达方位 (direction of arrival, DOA) 等这些基本参数的估计. 因此, 对于不依靠信号调制样式、仅依靠 PDW 基本参数即可工作的、利用数字射频存储器 (digital radio frequency memory, DRFM) 实现信号存储转发的干扰, 这类 LPI 波形基本不具备相应的对抗能力, 其低截获效果有限. 综上所述, 现有的对抗信号检测和分类的 LPI 波形均难以保障同现代 DWR 对抗时的低截获性能.

基于上述背景, 提出一种针对现代宽带数字侦察接收机 (DWR) 信号截获机制约束的 LPI 波形设计方法, 为提升雷达在复杂电磁环境下的生存能力提供新方法. 本文的核心贡献在于: (1) 揭示 DWR 编码器的固有约束机制: 首次系统分析 DWR 编码器在暂态响应抑制 (transient response elimination, TRE) 机制与频域多信号检测 (frequency domain multi-signal detection, FD-MSD) 机制中存在的设计局限, 为 LPI 波形设计提供理论切入点; (2) 建立 LPI 性能新指标: 定义 PDW 截获概率 (P_{pdw}) 作为核心 LPI 指标, 突破传统检测概率 (P_d) 指标的局限性; (3) 提出两类新型 LPI 波形: 极窄脉冲 (very-narrow pulse, VNP) 波形利用 TRE 机制对短脉冲的截获缺陷, 通过脉宽约束实现完全抗截获; 同频正交 (co-frequency orthogonal, CFO) 波形基于 FD-MSD 机制的同频信号分辨瓶颈, 通过多雷达协同发射正交信号干扰 DOA 估计, 显著降低 PDW 截获概率.

本文主要内容安排如下. 第 2 节介绍针对 DWR 编码器的低截获概率雷达波形设计理论, 首先介绍了 DWR 脉冲描述字截获算法, 重点分析了编码器模型, 基于编码器模型推导得到相应的 LPI 波形设计理论及指标, 再分别引出针对编码器 TRE 机制和 FD-MSD 机制的 LPI 波形. 第 3 和 4 节结合仿真实验对 VNP 波形和 CFO 波形降低 DWR 截获概率的性能进行了分析.

2 针对 DWR 信号截获机制约束的低截获概率雷达波形设计理论

2.1 DWR 脉冲描述字截获算法及脉冲描述字截获概率

现有 LPI 波形研究通常将 DWR 信号截获流程划分为信号检测、脉冲分选 (pulse de-interleaving) 和雷达识别 (radar recognition) 3 部分, 缺乏对其脉冲描述字 (PDW) 截获过程的分析与讨论. 其中, 信号检测环节仅能指示信号是否存在, 无法输出脉冲分选和雷达识别所需的脉冲结束时间 (TOD)、脉冲宽度 (PW)、信号载频 (RF) 和到达方位 (DOA) 等信息 [21,22]. 因此, DWR 需基于信号检测结果进一步提取脉冲描述字 (PDW), 否则将无法执行后续的脉冲分选和雷达识别, 即信号截获过程被中断. 因此, 文献 [19,23] 均指出, 正确输出 PDW 是 DWR 实现信号截获的必要条件.

在 DWR 中, 负责对信号进行检测、分离并提取 PDW 的硬件电路或软件程序被称为编码器 [19,24] (encoder, 部分中文文献中将该词译为“译码器”). 编码器是 DWR 的 PDW 截获算法的具体实现, 通常由 FFT 处理器

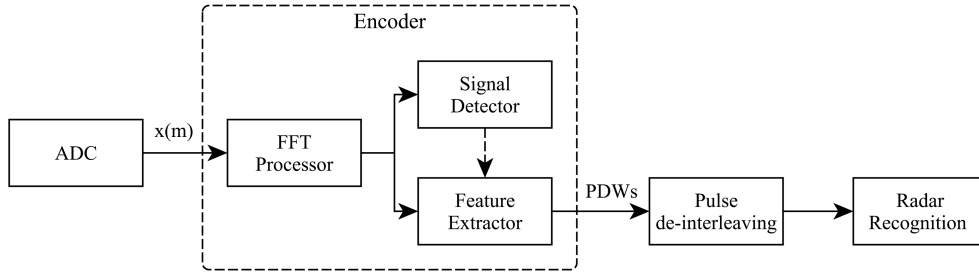


图 1 DWR 信号截获流程.

Figure 1 DWR signal interception process.

(FFT processor)、信号检测器 (signal detector) 和特征提取器 (feature extractor) 3 部分组成, 其结构如图 1 所示. 其中, FFT 处理器负责对输入数据进行滑窗 FFT 处理, 获取信号的时频分布 (time-frequency distribution, TFD). 该处理实现了数字信道化, 将不同载频的信号分离至不同子信道, 从而在后续信号检测中, 相较于传统能量检测器, 既能实现更高的检测灵敏度, 又能兼顾对同时到达多雷达信号的检测和分离能力 [2, 5, 6, 19].

当窗长、滑窗步长均为固定值时, 上述滑窗 FFT 操作可以用短时傅里叶变换 (short-time Fourier transform, STFT) 来表征: 设 $x[m]$ 为经模数转换器 (analog-to-digital converter, ADC) 数字化的输入信号, 其 STFT 过程如式 (1) 所示 [24]:

$$\text{STFT}_x^{[w]}[n, k] = \sum_{m=n}^{n+(N-1)} x[m]w[m-n]e^{-j(2\pi k/N)m}, k = 0, \dots, N-1, \quad (1)$$

其中, $w[m]$ 是 STFT 所使用长为 N 的窗函数, N 是 FFT 点数, n 是计算 STFT 的起始时刻, k 指的是归一化中心频率 k/N 的信道编号. 部分文献中, 将一次滑窗对应的 STFT 输出称为“一帧” [19].

信号检测器基于 FFT 处理器输出的 TFD 对信号进行检测, 并执行对同时到达信号的分离. TFD 不仅具有良好的物理直观性, 而且能够满足 DWR 在先验知识缺失条件下的信号检测需求 [11]. 信号检测过程可建模为对频率、幅度、相位和到达时间未知的正弦脉冲的检测问题, 在其广义似然比检验 (generalized likelihood ratio test, GLRT) 判决式如下所示 [25]:

$$\max_{n_0} \frac{I_{n_0}(\hat{k}_0)}{\sigma^2} > \ln \gamma, \quad (2)$$

其中, $\hat{k}_0$ 为 TFD 在第 n_0 帧中峰值对应的频率

$$I_{n_0}(\hat{k}_0) = \frac{1}{N} \left| \sum_{m=n_0}^{n_0+N-1} x[m]e^{-j(2\pi\hat{k}_0/N)m} \right|^2, \quad (3)$$

该模型的检测统计量为 TFD 的峰值能量, 其检测门限根据所需的虚警率设定 [26].

为增大频域截获概率、提升对大带宽 LPI 信号的检测能力, DWR 通常具有较大的瞬时带宽 (不小于 1 GHz [2]). 更大的瞬时带宽增加了多个雷达到达信号同时进入 DWR 的概率, 要求 DWR 必须具备对同时到达信号的检测和分离能力 [19]. 然而, 上述对 TFD 采用 GLRT 的检测模型仅适用于描述对单个信号的检测过程、不适用于检测多个同时到达信号的场景. 因此, 现代 DWR 编码器引入了频域多信号检测 (frequency domain multi-signal detection, FD-MSD) 机制实现同时到达信号的检测与分辨 [5, 24, 27], 其本质是查找频域各信道幅度输出的过门限局部极大值 [19]. 该机制难以抽象成特定检测器的表述形式 [19], 因此采用算法方式描述, 如算法 1 所示.

算法 1 中, 设已经得到了一帧数据 $\text{STFT}_x^{(w)}(n_0, k)$, 提取各信道输出幅度

$$A_k = |\text{STFT}_x^{(w)}(k)| = \{A_0, A_1, \dots, A_{N-1}\}. \quad (4)$$

Algorithm 1 Frequency domain multi-signal detection (FD-MSD) algorithm.**Require:** $\mathbf{a} = \{A_0, A_1, \dots, A_{N-1}\}$, γ_0 , $D_{\min}$.

```

1: Initialization: Initialize  $\mathbf{p} \leftarrow \emptyset$  {List of peak indices},  $\mathbf{h} \leftarrow \emptyset$  {List of peak values},  $p_0 \leftarrow -1$  {Last peak index};
2: for  $k \leftarrow 1$  to  $N - 1$  do
3:   if  $A_k > A_{k-1}$  and  $A_k > A_{k+1}$  then
4:     if  $A_k > \gamma_0$  then
5:       Calculate the distance  $d$  between  $A_k$  and the nearest detected peak indice  $p_0$ ;
6:       if  $d > D_{\min}$  then
7:         Append  $k$  and the corresponding  $A_k$  to the sets  $\mathbf{p}$  and  $\mathbf{h}$ , respectively;
8:         Set  $p_0 \leftarrow k$ ;
9:       end if
10:    end if
11:  end if
12: end for
13: return  $\mathbf{p}, \mathbf{h}$ .

```

随后, FD-MSD 机制根据预设的最小峰值高度 (即检测门限 γ_0) 和最小峰值间距 $D_{\min}$, 初始化空的峰值信道编号列表 $\mathbf{p}$ 和峰值高度列表 $\mathbf{h}$. 遍历 A_k 是否大于相邻点, 如果是, 则 A_k 是一个潜在的峰值, 并检查其是否满足最小高度和最小距离的要求. 由于需截获信号中包括线性调频 (linear frequency modulation, LFM) 及相位编码等扩频信号, 其能量可能扩散至多个相邻信道, 因此算法 1 中的最小峰值距离 $D_{\min}$ 通常设置为不少于 2 个信道. 如果满足条件, 将 A_k 对应的信道编号和值添加到 $\mathbf{p}$ 和 $\mathbf{h}$, 直至完成对所有信道输出的检查.

随后, 特征提取器基于信号检测器给出的结果, 根据相应 TFD 单元中的数据进一步估计信号参数以得到脉冲描述字 (PDW). 由上述分析可知, DWR 编码器的核心功能是对输入信号进行信号检测和特征提取并输出 PDW, 可将其抽象为一个从含噪声 $s[m]$ 的数字域信号 $x[m]$ 到脉冲描述字 PDW 的映射

$$\Phi : x[m] + s[m] \rightarrow \text{PDWs}, \quad (5)$$

由于 PDW 在 DWR 信号截获中的关键作用, 负责输出 PDW 的编码器性能已成为制约 DWR 信号截获能力的关键. 文献 [19] 指出, 现代雷达侦察中约 90% 问题来源于编码器设计. 然而, 现有 LPI 研究尚缺乏针对 DWR 编码器截获过程的深入探讨.

DWR 编码器的截获失败主要可分为无法输出 PDW 或输出 PDW 偏少这两种情况. 其中, 编码器无法输出 PDW 是指输入数据中存在信号, 但编码器未输出任何 PDW, 即

$$\Phi : x[m] + s[m] \rightarrow 0, x[m] \neq 0, \quad (6)$$

而编码器输出 PDW 偏少则是指当输入数据中实际上存在 a_0 个信号脉冲, 但输出 PDW 数量 b_0 少于真实脉冲数时, 未被输出 PDW 的信号无法被 DWR 后续截获流程处理或输出. 基于对 DWR 编码器的截获失败情况的分析, 以“PDW 截获概率”作为核心低截获指标以衡量所提出雷达波形对于 DWR 的 LPI 性能, 定义如下.

定义1 PDW 截获概率指 DWR 编码器输出的 PDW 数量 b_0 与输入数据中实际存在的信号脉冲数 a_0 之比, 用 P_{pdw} 表示

$$P_{\text{pdw}} = \frac{b_0}{a_0}. \quad (7)$$

在计算 P_{pdw} 时, 实际存在的信号脉冲数 a_0 为我方雷达实际发射脉冲的个数, 为已知量; DWR 编码器输出的 PDW 数量 b_0 可由所建立的 DWR 仿真模型或实测数据得出. 当 $P_{\text{pdw}} = 0$ 时, 编码器未截获任何雷达信号, 雷达具备完全的 LPI 能力, 2.2 小节中提出的极窄脉冲 LPI 波形即以此为设计目标; 当 $P_{\text{pdw}} \in (0, 1)$ 时, DWR 编码器输出的 PDW 个数少于我方雷达实际发射的脉冲数, 雷达实现了有限的 LPI, 这是 2.3 小节中提出的同频正交 LPI 波形的设计目标.

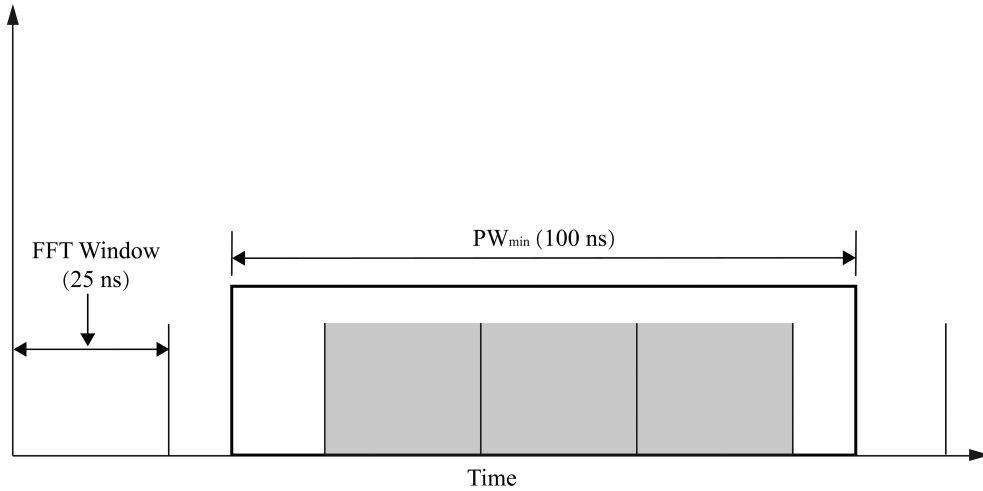


图2 窗与预期的最短输入信号的匹配情况.

Figure 2 Matching between the window and the expected shortest input signal.

2.2 针对编码器暂态响应抑制机制约束的极窄脉冲 LPI 波形设计方法

本小节首先介绍暂态响应 (transient response, TR) 对 DWR 编码器信号检测、特征提取以及 PDW 输出的影响, 接着 DWR 编码器为应对 TR 而引入的暂态响应抑制 (TRE), 分析在编码器该机制约束下对具有特定脉宽的信号不输出 PDW 的条件, 并以此为基础提出了极窄脉冲 (VNP) 低截获概率波形的定义.

在 DWR 编码器中, TR 是指当信号在时域中未完全填充 STFT 窗时的输出. 文献 [12,19] 指出, TR 使 STFT 输出出现频谱泄漏, 导致信号真实 RF 所在信道输出的幅度降低, 影响 DWR 编码器的信号检测和同时到达信号分辨能力, 并使得特征提取得到的 PDW 出现误差. 显然, 当 STFT 窗长 N 大于信号长度 N_0 时, 无论滑窗步长如何选取, 得到输出均为 TR, 此时 DWR 将无法达到标称的灵敏度和动态范围, 且特征提取得到的脉冲幅度始终偏低、无法输出准确 PDW. 因此, 预期需处理的最短脉冲宽度 $PW_{\min}$ 成为 DWR 编码器设计的必需参数.

文献 [2] 指出, 一般认为 DWR 应处理的最短脉宽 $PW_{\min}$ 是 100 ns. 考虑到最新的 DWR 研究亦使用该值作为应处理 PW 的下限 [28], 且在文献调研中未查找到对 DWR 截获更短 PW 的描述, 以 100 ns 作为 DWR 需处理的 PW 下限, 即要求编码器所使用的窗长 N 对应的时长 T_w 不大于 $PW_{\min}$, 即

$$T_w \leq PW_{\min} = 100 \text{ ns}. \quad (8)$$

在 DWR 编码器中, 信号检测器和特征提取器的处理对象均为 FFT 处理器的 TFD. 特征提取器根据信号检测器报告的在信道 k_0 中首次出现过门限的峰值的帧号 n_0 以及最后一次过门限的帧号获取脉冲 TOA 和 TOD, 并由 TOD 减去 TOA 得到 PW [19]. 同时, 考虑到脉冲上升、下降沿对应的 STFT 输出为 TR, 无法用于特征提取器对 PA, RF 和 DOA 等参数的估计 [19]. 当 TFD 幅度峰值首次出现过门限的帧号 (TR 所在的帧号) 为 n_0 时, 特征提取器假设第 $n_0 + 1$ 帧中不包含 TR, 可用于估计脉冲的 PA, RF 和 DOA 等参数. 因此, 最短的脉宽输入应至少完全填充 3 个 STFT 窗 [19,23]. 文献 [19] 指出, 在 $PW_{\min} = 100 \text{ ns}$ 时, 应将滤波器窗长 T_w 设置为 25 ns 并采用不重叠滑窗 ($S = N$), 从而将 TR 控制在首个过门限帧和最后一帧内, 实现了暂态响应抑制 (TRE). 图 2 展示了在这一策略下 STFT 窗与预期的最短输入信号的匹配情况.

图 2 中, 等距竖线标示了每个 STFT 窗在时间轴上的位置, 黑色加粗方框标示了输入脉冲的位置, 灰色底纹标示了被完全填充的 3 个窗. 绘制该图时, 输入脉冲的起始位置是随机选择的. 图 2 表明, 窗长 25 ns 能够保证 100 ns 的信号输入至少在时域中填满 3 个连续的窗, 保证编码器能够在标称的灵敏度下对 $PW \geq PW_{\min} = 100 \text{ ns}$ 在连续三帧中实现检测, 实现对预期的最短输入信号的 TRE.

基于对应处理的最短脉宽 $PW_{\min}$ 的假设, 当 TFD 中连续过门限帧数小于 3 时, DWR 编码器的 TRE 机制将认为此时过门限帧中均包含脉冲边沿、无法得到稳态响应, 并将对此信号的检测视为误报、不输出 PDW

($P_{\text{pdw}} = 0$)^[19,23]. 文献 [19,23] 对上述现象进行了定性分析,且在仿真中观察到 DWR 出现了无法输出较短脉冲的 PDW 的现象. 因此,可将 DWR 编码器 TRE 机制作为 LPI 波形设计的切入点、通过设计一种极窄脉冲波形,使得雷达信号在 PW 减少后无法在连续三帧 TFD 中过门限,从而被 TRE 机制自动舍弃、降低被 DWR 截获的概率. 为明确对极窄脉冲波形的定义,需要对 DWR 编码器因 TRE 机制约束而不输出 PDW 的边界条件进行推导如下.

首先考察 VNP 波形的脉宽上限. 设雷达发射具有恒定包络的脉冲信号,信号脉宽 PW_0 , DWR 编码器中 STFT 滤波器窗长 T_w 、滑窗步长对应的时间为 T_s . 为考察 PW 的上限,假设 $PW_0 > T_w$, 记首次出现信号上升沿的窗编号为 n_0 , 设此窗的起始位置为零时刻,则信号起始时间 t_0 即为信号上升沿与窗函数前沿的时间间隔. 为简化讨论,暂不考虑信号边沿的持续时间. 考虑到信号能量的增加可能使脉冲边沿所在的窗输出的 TFD 过门限, VNP 的脉宽应能够使得第 $(n_0 + 1)$ 个窗包含脉冲下降沿、而第 $(n_0 + 2)$ 个窗与信号不产生任何重叠. 此时,无论信号幅度(雷达发射功率)如何变化,TFD 中至多得到连续两帧过门限,无法正常输出 PDW. 使得上述条件成立的 PW_0 应满足

$$PW_0 \leq \min \{T_w + T_s - t_0, 2T_s - t_0\}, \quad (9)$$

考虑到滑窗步长通常不超过滤波器窗长,可认为 $T_w + T_s - t_0 \geq 2T_s - t_0$, 因此上式可简化为

$$PW_0 \leq 2T_s - t_0, \quad (10)$$

考虑到信号起始时间 t_0 相对于 DWR 而言具有随机性,要使得 VNP 在任何 t_0 下均满足式 (10), 需取 t_0 的最大值 $t_0 = T_w$, 得到 VNP 的 PW 边界.

定义2 极窄脉冲 (VNP) LPI 波形指信号脉宽 (PW) 满足以下条件的雷达波形:

$$PW_{\text{vnp}} \leq 2T_s - T_w. \quad (11)$$

根据上文分析,无论雷达发射功率、DWR 检测器灵敏度和雷达与 DWR 的距离如何变化, VNP 均可实现 $P_{\text{pdw}} = 0$ 的 LPI 效果. 当信号脉宽大于 PW_{vnp} 时,因信号起始时间 t_0 的随机性,信号可能会因功率变化而出现在 TFD 中连续三帧过门限的情况,使 $P_{\text{pdw}} > 0$. 此时具体的 P_{pdw} 一方面需计算信号边沿所在窗被信号填充的百分比,另一方面需借助截获方程综合考量雷达发射功率、DWR 检测器灵敏度和雷达与 DWR 距离等影响检测器检测概率 P_d 的因素,部分回归了第一类传统 LPI 波形的设计思路.

上述分析表明, DWR 编码器为减轻暂态响应 (TR) 的影响而采用的暂态响应抑制 (TRE) 机制,使得 DWR 在截获脉宽不大于 $(2T_s - T_w)$ 的 VNP 信号时存在完全不输出 PDW 的风险,这一现象尚未被现有 DWR 设计或雷达 LPI 波形设计文献讨论. 在第 3 节中具体讨论了极窄脉冲 LPI 波形的生成方法,通过仿真实验分析其 LPI 性能,并给出相应的敏感性分析.

2.3 针对编码器频域多信号检测机制约束的同频正交 LPI 波形设计方法

在 DWR 编码器的信号检测器中, FD-MSD 机制 (算法 1) 实现了对同时到达的不同载频 (RF) 信号的分离. 然而,一旦多部雷达使用相同 RF 发射信号且雷达信号在到达 DWR 时存在重叠, FD-MSD 机制将难以区分多个信号. FD-MSD 机制的这一不足启发了同频正交 (CFO) LPI 波形的设计. CFO 波形的设计目标是在多部雷达同时发射信号时,使得 DWR 编码器输出的 PDW 个数 b_0 可能少于实际信号数 a_0 , 因此使得 PDW 截获概率 P_{pdw} 出现下降,从而实现 LPI.

多部雷达使用相同载频工作可能引发互扰,需要引入正交波形以解决这一问题. 正交波形 (orthogonal waveform) 是常用于 MIMO 雷达中的一种特殊信号设计方法,广泛应用于各类 MIMO 雷达技术中^[29,30]. 在 MIMO 雷达中,从不同天线元件发射的波形必须在时域中编码为与任何其他天线元件发射的波形正交或几乎正交,以便可以通过接收器的匹配滤波来对其进行分离、提取和识别^[30]. 理想情况下,一组具有理想相关特性

的正交波形 $\{s_m(t)\}_{m=1}^M$ 及其对应的接收滤波器 $\{h_m(t)\}_{m=1}^M$ 应满足

$$R_{s_{m_1} h_{m_2}}(t) = \begin{cases} 0, & m_1 \neq m_2, \\ A_{\max} \delta(t), & m_1 = m_2, \end{cases} \quad (12)$$

$$[2ex] m_1, m_2 = 1, \dots, M,$$

其中, $R_{s_{m_1} h_{m_2}}(t)$ 表示信号 $s_{m_1}(t)$ 和接收滤波器 $h_{m_2}(t)$ 之间的互相关函数, $A_{\max}$ 代表脉冲压缩峰值, $\delta(t)$ 是冲激函数. 通过利用不同发射波形和接收滤波器的互相关特性 (即当 $m_1 \neq m_2$ 时), 脉冲压缩技术可以实现不同雷达发射回波的分离和提取.

现有的正交波形研究通常关注优化波形间的正交性、实现特定的探测性能, 而缺少对其 LPI 潜力的讨论. 基于上述背景, 根据所建立的 DWR 编码器模型及其 FD-MSD 机制模型, 基于对采用同频发射的正交波形的 LPI 特性的分析, 使得 DWR 出现 PDW 截获概率 P_{pdw} 下降的 CFO 波形定义如下.

定义3 同频正交 (CFO) LPI 波形指多部雷达使用相同载频 (RF) 发射的、能够在 DWR 中形成时域重叠的正交波形.

由上述定义可得, CFO 波形要实现使 P_{pdw} 下降的 LPI 效果, 需满足以下两项条件, 即 (1) 多雷达发射 CFO 的载频应相同, (2) 应控制各雷达的发射 CFO 波形的时序、使得信号能够在 DWR 中形成重叠.

除讨论 CFO 波形使得 P_{pdw} 下降的 LPI 效果外, 还将讨论 CFO 对 DWR 编码器特征提取器的到达方位 (DOA) 估计性能的影响. 干涉仪测向是现代 DWR 最常用的 DOA 估计方法之一^[31,32], 其核心思想是利用两个及以上天线阵元接收信号的相位差来解算目标信号的到达方位. 假设平面波前以角度 θ 入射到基线长度为 d 的两天线阵列, 两天线接收信号的相位差 $\Delta\phi$ 与入射角度 θ 满足如下关系:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin(\theta), \quad (13)$$

其中, λ 是信号波长, 通过对两天线接收信号的相位差进行估计, 可反推得到入射角度

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\lambda\phi}{2\pi d}\right). \quad (14)$$

由于正弦信号的相位具有周期性 (周期为 2π), 单一基线的相位差测量会出现模糊现象. 实际工程中一般使用长短多基线的组合以实现解模糊^[31,32]. 由于相位模糊不是本文主要关注和利用的机制, 假定测向天线基线长已根据信号波长恰当选取, 不考虑相位模糊问题.

在 CFO 波形的选择上, 考虑到线性调频 (LFM) 波形样式简单且易于生成, 选取一对正负斜率线性调频波形^[33] 作为基础 CFO 波形, 对其 LPI 性能以及对 DWR 编码器的 DOA 估计的干扰能力进行分析. 首先建立雷达发射与接收信号的模型: 假设两部雷达 (雷达 α 和 β) 使用相同载频 f_0 分别发射具有相反调频斜率的线性调频 (LFM) 信号:

$$s_{\alpha}(t) = \begin{cases} \cos(2\pi(f_0 - B/2)t + \pi\gamma t^2), & 0 \leq t \leq T_p, \\ 0, & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (15)$$

$$s_{\beta}(t) = \begin{cases} \cos(2\pi(f_0 + B/2)t - \pi\gamma t^2), & 0 \leq t \leq T_p, \\ 0, & \text{otherwise,} \end{cases}$$

其中, T_p 为脉冲持续时间, γ 是 LFM 信号的调制斜率, $B = \gamma T_p$ 为信号带宽, 两部雷达所使用的频带相同, 均为 $[f_0 - B/2, f_0 + B/2]$. 为适当简化讨论, 下文分析中省略任何由于自由空间损耗、天线增益和目标 RCS 等因素引起的幅度缩放. 假设两部雷达到 DWR 的距离分别为 r_{α} 和 r_{β} , 则收到的雷达回波分别为

$$x_{\alpha}(t) = s_{\alpha}\left(t - \frac{2r_{\alpha}}{c}\right) + s_{\beta}\left(t - \frac{r_{\alpha} + r_{\beta}}{c}\right),$$

$$x_{\beta}(t) = s_{\alpha}\left(t - \frac{r_{\alpha} + r_{\beta}}{c}\right) + s_{\beta}\left(t - \frac{2r_{\beta}}{c}\right), \quad (16)$$

其中, c 表示电磁波传播的速度. 随后, 两部雷达分别使用基于式 (12) 构造的滤波器对回波进行脉压处理, 以实现目标探测.

下面建立 DWR 编码器中的信号模型. DWR 主接收天线收到的信号为两部雷达发射信号的合成:

$$y(t) = s_\alpha \left(t - \frac{r_\alpha}{c} \right) + s_\beta \left(t - \frac{r_\beta}{c} \right). \quad (17)$$

在 ADC 对信号进行数字化后, DWR 编码器对信号进行 STFT 处理. 为简化推导过程, 在上式中暂不考虑距离项 r_α, r_β , 即假设两雷达发射信号同时到达 DWR 的主接收天线; 假设两部雷达的天线波束均指向 DWR 所在平台, 波束指向与 DWR 测向天线法向的夹角 (入射角) 分别为 $\theta_\alpha, \theta_\beta$. 不同的入射角将在测向辅助天线中引起不同的相移 $\Delta\phi_\alpha$ 和 $\Delta\phi_\beta$. 此时 DWR 编码器对主接收天线和测向辅助天线接收信号执行 STFT 时, 输出的结果分别为

$$\begin{aligned} \text{STFT}_y^{(w)}(n, k) &= \sum_{m=n}^{n+(N-1)} s_\alpha(m)w(m-n)e^{-j(2\pi k/N)m} + \sum_{m=n}^{n+(N-1)} s_\beta(m)w(m-n)e^{-j(2\pi k/N)m}, \\ \text{STFT}_y^{(w)}(n, k)' &= \sum_{m=n}^{n+(N-1)} s_\alpha(m)w(m-n)e^{-j(2\pi k/N)m} \cdot e^{j\Delta\phi_\alpha} \\ &\quad + \sum_{m=n}^{n+(N-1)} s_\beta(m)w(m-n)e^{-j(2\pi k/N)m} \cdot e^{j\Delta\phi_\beta}, \\ k &= 0, \dots, N/2 - 1. \end{aligned} \quad (18)$$

假定输入为实信号, 仅使用位于 $0 < f_0 < 1/2$ 的 $N/2$ 个频率通道. 编码器根据输出的幅度数据, 基于 FD-MSD 机制约束 (算法 1) 判断信号个数及信号中频所在信道. 由于此时两雷达使用同一载频 f_0 发射信号, 输出的信道编号列表 $\mathbf{p}$ 将仅包含单一元素 k_0 . 随后, 编码器将信号所在帧对应时刻 $n = n_0$ 与所在信道 $k = k_0$ 代入式 (18), 从而得到该帧中信号中频所在信道的频域输出 $Y_1 = \text{STFT}_y^{(w)}(n_0, k_0)$ 与 $Y_2 = \text{STFT}_y^{(w)}(n_0, k_0)'$. 通过对 Y_1 与 Y_2 提取相位并比相, 有

$$\Delta\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\Im\{Y_2\}}{\Re\{Y_2\}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{\Im\{Y_1\}}{\Re\{Y_1\}} \right), \quad (19)$$

其中, $\Re$ 表示复信号的实部, $\Im$ 表示复信号的虚部. 联合式 (13) 和 (19) 即可解算来波方位 $\hat{\theta}$. 一般情况下, DWR 编码器的 STFT 输出中单一信道在同一时刻中一般仅包含一个信号. 此时, 对 Y_1 与 Y_2 提取相位并作差得到 $e^{j\Delta\phi}$ 后, 根据式 (13) 即可估计信号的来波方位 $\hat{\theta}$. 然而, 由于 $s_\alpha(m) \neq s_\beta(m)$ 且 $\theta_\alpha \neq \theta_\beta$, 式 (19) 将难以约简, 得到的相位差 $\Delta\phi$ 不仅与来波角度 θ 有关, 还将被雷达信号本身的相位变化所调制, 因此使得 DWR 编码器的 DOA 估计出现大量错误和不稳定, 阻止其正确获取雷达的方位信息.

综上所述, 同频正交 (CFO) LPI 波形不是一种新型正交波形或对已有正交波形的优化, 而是首次将正交波形与 DWR 编码器模型相结合而约束得到的、强调其 LPI 性能的正交波形. 将在第 4 节中, 结合仿真分析结果, 对 CFO 波形的 LPI 性能进行进一步讨论.

3 极窄脉冲波形 LPI 性能分析

3.1 极窄脉冲波形 LPI 性能仿真验证

为测试 DWR 编码器对 VNP 的截获能力, 基于 2.1 小节给出的模型对编码器进行仿真实现. DWR 编码器参数选取如表 1 所示. 考虑到现代 DWR 需覆盖至少 1 GHz 瞬时带宽, 通常需使用采样率达到 2.56 GHz 或更高的 ADC [19, 34] 对信号进行数字化. 设置 DWR 编码器输入信号 $x[m]$ 的采样率为 2.56 GHz. 在 STFT 窗长的选取方面, 基于 2.2 小节中对 TRE 机制约束的分析以及文献 [19] 给出的参数, 设置 STFT 窗长 $T_w = 25$ ns. 采

表 1 仿真中使用的编码器参数.

Table 1 Encoder parameters used in simulation.

Parameter	Value
Sampling rate	2560 MHz
Window function	Blackman
Window length	25 ns
Samples of overlap between adjoining segments	None
FFT points	64
Bandwidth of subchannel	40 MHz

用上述参数, DWR 编码器能够截获脉宽 $PW \geq PW_{\min} = 100 \text{ ns}$ 的脉冲. 在 2.56 GHz 的采样率下, $T_w = 25 \text{ ns}$ 对应的窗函数点数为 64 点. 窗函数选用 Blackman 窗, 对信号进行无重叠滑窗截取和 FFT 处理.

为控制变量、排除脉内调制对波形 LPI 性能的影响, 仿真生成的 VNP 均使用无调制正弦波. 将信号载频选取为 STFT 中任一子信道的中心频率 (本仿真中选取为 520 MHz), 以使 DWR 能够以最大灵敏度检测该信号. 由于仅包含单个信号, DWR 的检测模型与式 (2) 一致, 检测统计量为 TFD, 虚警率设置为 10^{-6} , 根据检测统计量与虚警率选取检测门限值为 5.2.

使用蒙特卡罗仿真方法验证提出的 VNP 波形的 LPI 性能, 每次仿真中独立添加方差为 1 的加性高斯白噪声, 在每个选定的信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 下进行 1000 次仿真. 此处的 SNR 为 DWR 编码器输入端的信噪比, 即到达 DWR 编码器的信号功率与输入噪声功率之比. 每次仿真中生成一个 TOA 随机并服从均匀分布的脉冲信号, 统计仿真中成功输出 PDW 的频次以判断 DWR 编码器的 PDW 截获概率.

2.2 小节中分析了 TRE 机制约束对于 DWR 编码器截获窄脉冲的影响, 认为当 TFD 中连续过门限帧数小于 3 时, TRE 机制将认为无法得到稳态响应, 并将对此信号的检测视为误报、不输出 PDW ($P_{\text{pdw}} = 0$), 仿真中同样引入了这一机制. 基于对 TRE 机制约束的分析, 表 1 所示参数下, 根据式 (11), VNP 波形的 PW 应满足

$$PW_{\text{vnp}} \leq 2T_s - T_w = 25 \text{ ns}. \quad (20)$$

当 $PW > PW_{\text{vnp}}$, 即不满足 VNP 条件时, 因信号起始时间 t_0 的随机性, 信号可能会因功率变化而出现在 TFD 中连续三帧过门限的情况. 此时由于首、尾帧仅被信号部分填充, 因而能使得 DWR 的检测灵敏度出现一定程度的下降. 为验证上述结论, 在仿真中选取了多组 PW, 在不同的 SNR 下观察编码器的 P_{pdw} . 首先对 PW 不满足 VNP 条件时编码器的 PDW 截获能力进行考察, 结果如图 3 所示.

对图 3 进行分析, 可得到以下结论. (1) 当脉冲长度大于 75 ns (连续三帧总长) 时, 接收机对信号的截获能力随信噪比的增长有着相似的增长曲线. 这是因为此时信号均能完整覆盖 3 个连续的 FFT 窗, 使算法具有较为一致的检测性能. (2) 当脉冲长度小于 75 ns 但大于 50 ns 时, 此时接收机的检测能力严重下滑, 表现在图 3 中为对 70 ns 脉宽和 60 ns 脉宽的检测概率随信噪比的提升较脉宽大于 80 ns 的三组明显更为缓慢. 当输入信号 $PW = 60 \text{ ns}$ 时, 信号在时间上最多与两个窗重叠, 如图 4 所示. 此时, 如果信号能量较强, 则未完全重叠部分可能在另一个窗中被积累并超过门限, 从而形成连续三帧过门限、能够正常输出 PDW; 如果剩余部分不能过门限, 则 DWR 编码器无法正常输出该信号对应的 PDW. (3) 当信号长度小于 50 ns 但高于 PW_{vnp} 时, 侦察接收机在图中的 SNR 范围 ($0 \sim 10 \text{ dB}$) 内完全忽略了信号. 此时, 信号在时域上仅能与一个窗完全重叠, 如图 5 所示, 此时脉冲在三帧中均过门限的概率被大幅降低.

然而, 如果进一步提高信号功率, 此类脉冲也将可能在 TFD 中形成连续三帧过门限、并在 DWR 编码器中形成 DWR 输出, 而 VNP 波形的 LPI 特性则不受信号功率影响. 进一步增大 SNR, 分析 DWR 对包含 VNP 在内的各 PW 脉冲进行截获得到 P_{pdw} 的仿真结果如图 6 所示. 该图表明, 随着 SNR 进一步增大, 不满足 VNP 条件的窄脉冲能够被编码器截获并输出 PDW, 且在信号 PW 小于 TFD 中三帧对应时长时, PW 越短, DWR 编码器成功截获信号所需的 SNR 就越高. 当信号 PW 满足 VNP 条件时, 在仿真中使用的 SNR 范围内, 得到的

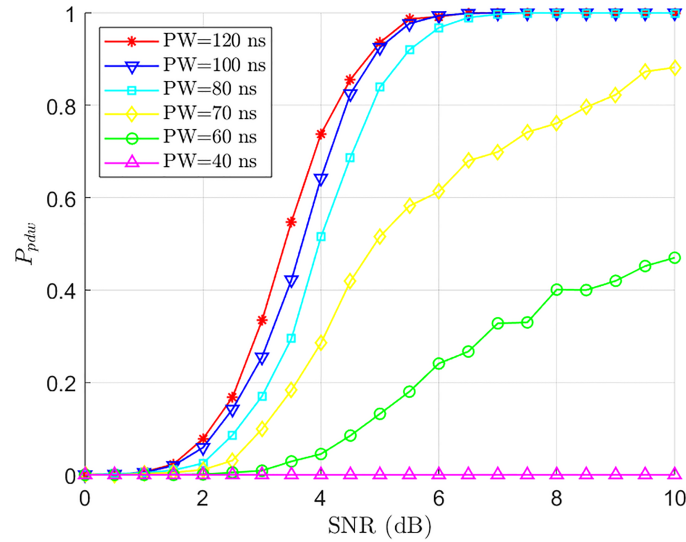


图 3 (网络版彩图) 编码器对不满足 VNP 条件脉冲的 PDW 截获概率随信噪比的变化情况.

Figure 3 (Color online) Variation of the PDW interception probability of the encoder with SNR for pulses failing the VNP condition.

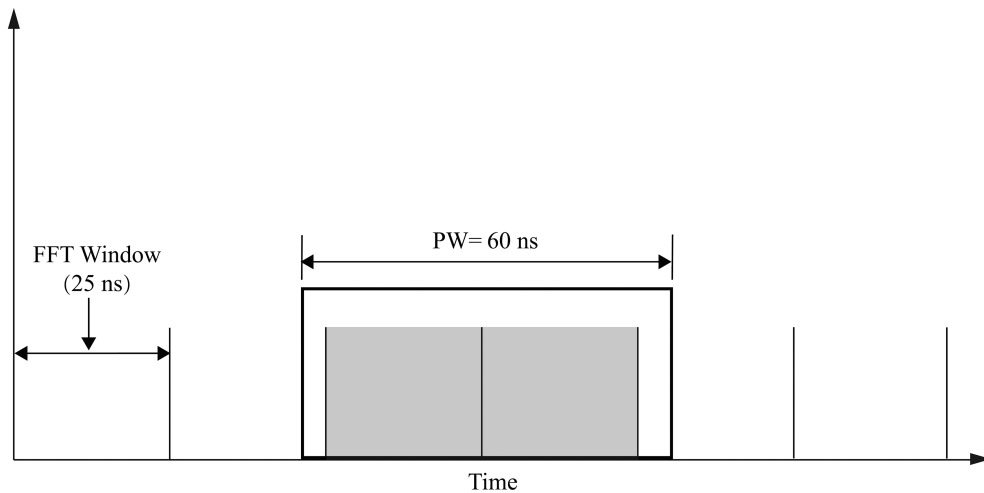


图 4 窗与脉宽 60 ns 脉冲的匹配情况.

Figure 4 Matching between the window and a 60 ns pulse.

P_{pdw} 始终为 0, 即编码器无法输出任何 PDW, VNP 波形实现了 LPI 效果.

上述分析表明, DWR 编码器为减轻暂态响应 (TR) 的影响而采用的暂态响应抑制 (TRE) 机制, 使得 DWR 在截获 VNP 波形时出现不输出任何 PDW 的现象. 然而, 由于脉冲宽度 PW 直接决定单个脉冲的能量 $E = P_t \times PW$, 其中 P_t 为信号功率. 在发射功率一定的条件下, 通常认为更大的 PW 可提升雷达的最大探测距离. 为说明 PW 的减少是否会对 VNP 的探测性能产生影响, 将在 3.2 小节中对 VNP 与 LFM 和相位编码这两类经典 LPI 波形^[12] 进行比较, 以对 VNP 波形的探测能力和 LPI 性能进行更全面的分析.

3.2 极窄脉冲波形与经典 LPI 波形的比较分析

采用单个脉冲的总辐射能量 E 作为对比 VNP 波形与 LFM 波形和相位编码波形探测距离的指标, 采用距离分辨率 ΔR 作为选择 LFM 及相位编码波形的关键参数的依据. ΔR 主要由信号带宽 B 决定, 其计算公式为

$$\Delta R = \frac{c}{2B}, \quad (21)$$

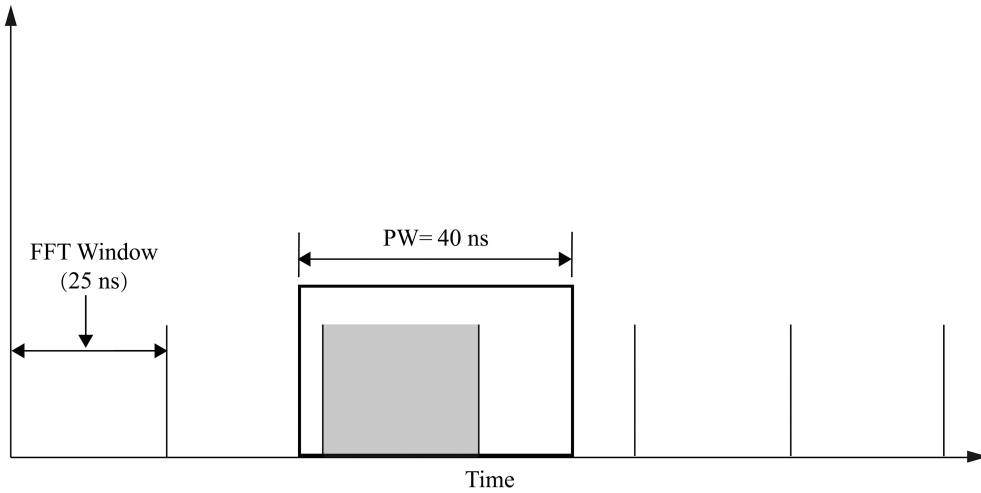


图5 窗与脉宽 40 ns 脉冲的匹配情况.

Figure 5 Matching between the window and a 40 ns pulse.

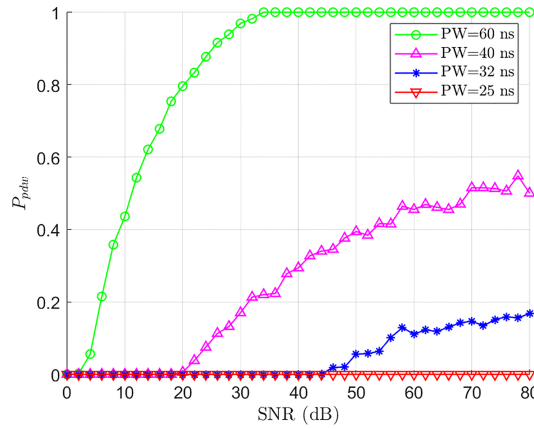


图6 (网络版彩图) 编码器对 VNP 波形的 PDW 截获概率随信噪比的变化情况.

Figure 6 (Color online) Variation of the PDW interception probability of the encoder with SNR for VNP waveforms.

其中, c 为光速, 通常取 3×10^8 m/s. 对于 VNP 波形, 基于表 1 所示的 DWR 编码器参数得到的 VNP 脉宽 $PW_{\text{vnp}} = 25$ ns, 由于 VNP 采用无调制正弦脉冲, 其带宽近似为 PW 的倒数:

$$B \approx 1/PW_{\text{vnp}} = 40 \text{ MHz}. \quad (22)$$

根据式 (21), 可计算得到距离分辨率 $\Delta R = 3.75$ m. 为实现这一距离分辨率, LFM 和相位编码波形同样需具备 40 MHz 的有效带宽, 即 LFM 的调频带宽为 40 MHz, 相位编码的码片宽度为 $1/B = 25$ ns. 假定 LFM 波形的脉宽为 $PW_{\text{LFM}} = 10$ μ s, 相位编码波形脉宽 PW_{BPSK} 与 LFM 一致, 则码片数为 400. 采用 m 序列对码元相位进行编码得到二进制相移键控 (binary phase shift keying, BPSK) 信号, 首先生成 511 位 m 序列, 取前 400 位码得到相位编码序列. 分别生成上述波形, 按上文方法测试不同 SNR 下 DWR 编码器对 LFM, BPSK 和无调制正弦波波形的 PDW 截获概率如图 7 所示. 在该图中, 以具有相同 PW 的无调制正弦波作为比较对象可以发现, 由于 LFM 和 BPSK 波形的扩频特性, 在相同的 P_{pdw} 下截获 LFM 和 BPSK 波形所需的 SNR 比无调制正弦波更高; 以 100 ns 无调制正弦脉冲作为比较对象可以发现, 当 SNR 为 0 dB 时, LFM 和 BPSK 波形的 PDW 截获概率均低于 0.1, 此时到达 DWR 编码器的信号功率为 1 W, 则 LFM 和 BPSK 脉冲中包含的总信号能量为

$$E = P_t \times PW = 1 \times 10^{-6} = 10^{-6} \text{ J}, \quad (23)$$

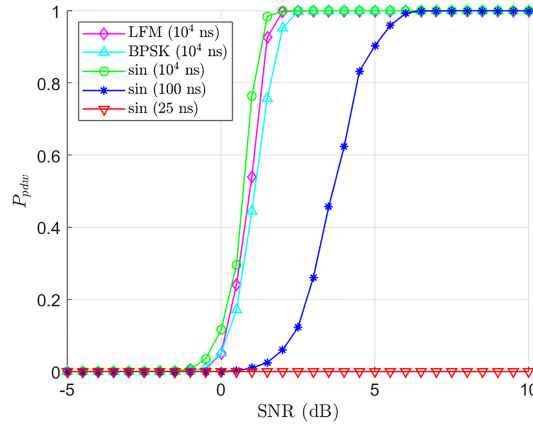


图 7 (网络版彩图) 编码器对各波形的 PDW 截获概率随信噪比的变化情况.

Figure 7 (Color online) Variation of the PDW interception probability of each waveform by the encoder with SNR.

对使用 $PW = 100 \text{ ns}$ 的无调制正弦脉冲的雷达而言, 由于 PW 仅为这两种 LPI 波形的 $1/100$, 要携带相同的总能量, 就需要将信号功率 P_t 增加约 100 倍, 因此使得 DWR 编码器输入端 SNR 上升 20 dB. 由图 7 可知, 对于截获 $PW = 100 \text{ ns}$ 的无调制正弦脉冲, 该 DWR 编码器仅需 SNR 达到 5 dB 即实现了约 90% 的 P_{pdw} , 在更大的 SNR 下将具备对信号更稳健的截获能力. 因此, 以 LFM 和 BPSK 为代表的传统 LPI 波形通过增加 PW 以降低了对信号功率的需求, 增强了雷达的 LPI 性能, 前提是雷达发射功率被控制在较低水平.

当采用 VNP 波形时, 由于 PW 仅为两种经典 LPI 波形的 $1/400$, 需要使用 400 倍于 LFM 和 BPSK 波形的发射功率 (考虑到使用 LFM 和 BPSK 波形的 LPI 发射功率通常较低, 结合现有雷达硬件中阵列天线的功率合成和大功率功放硬件的现有技术水平, 这一功率将是可以实现). 此时 DWR 编码器输入端的 SNR 上升约 26 dB, 根据图 6 可知, 无论 SNR 达到或超过 26 dB, DWR 编码器均无法成功截获 VNP 波形. 如果由于雷达发射功率过大或雷达与 DWR 距离过近, SNR 上升, 则 DWR 截获 LFM, BPSK 的概率将增大, 但对于 VNP 波形的 PDW 截获概率得不到提升 (图 6). 因此, VNP 波形尽管对 PW 进行了限制, 但可以让雷达无需考虑发射功率的控制问题, 简化了 LPI 条件, 实现了与发射功率和距离变化无关的、显著区别于传统 LPI 波形的低截获效果.

3.3 DWR 参数调整对极窄脉冲波形 LPI 性能的影响

D. C. Schleher 指出, LPI 雷达系统是雷达和电子侦察技术的结合体, 雷达波形的 LPI 性能需由雷达和电子侦察接收机 (ERR) 共同决定 [22]. 因此, 在对雷达波形的 LPI 性能进行分析时, 应将 ERR 系统也纳入讨论. 然而, 现有 LPI 波形研究较少探讨现代高性能 DWR 在处理算法与系统设计上的灵活性对波形 LPI 性能的影响, 因此难以保证所提出的波形在实际对抗环境中的低截获性能. 下文中将对 DWR 为截获极窄脉冲 (VNP) 波形而可能进行的调整进行分析, 重点关注 DWR 所面临的限制条件以及性能权衡, 从而进一步说明极窄脉冲 LPI 波形的独特优势.

站在 DWR 的视角, 在发现存在 VNP 波形后, 根据 TRE 的要求, 首要需将窗长 T_w 及滑窗步长 T_s 同步缩短一半以上以获取稳态响应, 即将窗长从 25 ns 降至 12.5 ns 或者更短. 根据上文分析, 这一设计使得 VNP 脉宽被压缩至 12.5 ns, DWR 能截获的脉宽范围更加宽广. 同时, 由于每 12.5 ns 进行一次检测, DWR 的时间分辨率也得到了提升.

然而, 由于用于处理的信号时长减半, DWR 通过 FFT 获取的相参积累得益将大幅下降、系统灵敏度降低 [31], 降低的频率分辨率也限制了 DWR 对 RF 的估计精度和同时多信号分辨能力. 下面对 DWR 的性能损失进行分析: 假设窗函数长度与 FFT 点数 N 一致, 考察 N 对信号幅度 A 、频率 f_0 和相位 ϕ 的估计量克拉美罗下界 (Cramér-Rao lower bound, CRLB) 的影响. CRLB 是统计估计理论中的重要概念, 为无偏估计量的方差提

供了一个理论下限, 表明任何无偏估计量的方差都无法低于该界限.

考虑到缩短窗长及滑窗步长不改变 DWR 编码器的 TRE 机制, 因此截获 VNP 波形的前提仍然是信号能量连续三帧过门限. 此时, 特征提取器在对信号幅度、频率和相位进行估计时, 将自动根据 TRE 机制忽视过门限首帧及尾帧输出, 仅使用中间一帧或多帧的输出. 在该帧中, 对应的信号数据不包含上升或下降沿, 为稳态响应, 对于使用的无调制 VNP 信号而言, 该帧对应的信号输入可以用一个单频信号来建模. 假定待估计数据为

$$x[n] = A \cos(2\pi f_0 n + \phi) + w[n], \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (24)$$

其中, $A > 0, 0 < f_0 < 1/2$. 由于多个参数是未知的, 对于 $\theta = [A f_0 \phi]^T$, 使用式

$$[\mathbf{I}(\theta)]_{ij} = \frac{1}{\sigma^2} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\partial s[n; \theta]}{\partial \theta_i} \frac{\partial s[n; \theta]}{\partial \theta_j}, \quad (25)$$

以计算 CRLB. 假定 f_0 不靠近 0 或 1/2, 可以根据如下近似进行一定简化. 对于 $i = 0, 1, 2$, 有

$$\begin{aligned} \frac{1}{N^{i+1}} \sum_{n=0}^{N-1} n^i \sin(4\pi f_0 n + 2\phi) &\approx 0, \\ \frac{1}{N^{i+1}} \sum_{n=0}^{N-1} n^i \cos(4\pi f_0 n + 2\phi) &\approx 0. \end{aligned} \quad (26)$$

利用这些近似, 得到 Fisher 信息矩阵如下所示:

$$\mathbf{I}(\theta) = \frac{1}{\sigma^2} \begin{bmatrix} N/2 & 0 & 0 \\ 0 & 2A^2\pi^2 \sum_{n=0}^{N-1} n^2 & \pi A^2 \sum_{n=0}^{N-1} n \\ 0 & \pi A^2 \sum_{n=0}^{N-1} n & NA^2/2 \end{bmatrix}. \quad (27)$$

对 Fisher 信息矩阵求逆并计算得到参数估计的 CRLB 如下所示:

$$\text{var}(\hat{A}) \geq \frac{2\sigma^2}{N}, \text{var}(\hat{f}_0) \geq \frac{12}{(2\pi)^2 \eta N(N^2 - 1)}, \text{var}(\hat{\phi}) \geq \frac{2(2N - 1)}{\eta N(N + 1)}, \quad (28)$$

其中, $\eta = A^2/(2\sigma^2)$ 为 SNR. 注意到频率的 CRLB 随 $1/N^3$ 减少, 因此它对所使用的信号长度相当敏感. 不妨假定 $A = 1, \sigma = 1$, 当采样率为 2560 MHz 时, 计算窗长为 16, 32, 64, 128 点 (对应 6.25, 12.5, 25, 50 ns) 时频率的 CRLB 如表 2 所示. 可以看出, 当窗长为 64 点 (25 ns) 时, 在该信噪比条件下能将频率的 CRLB 控制在 kHz 量级; 如果将窗长缩短一半以上, 此时频率的 CRLB 将增大 8 倍以上, 达到 47.54 kHz 甚至更高. 根据上述推导和不确定性原理^[35], 减少窗长不仅不利于精确估计单个信号的频率, 而且在频率相近的多信号同时到达时也更加难以区分. 因此, 缩短滤波器窗长对 DWR 的系统灵敏度、频率估计精度和同时多信号分辨能力均有较大负面影响, 可能难以被 DWR 设计者采纳.

另一种调整方案是为 DWR 增加一套采用更短窗长进行 FFT 处理的编码器. 为不损失系统性能, 这套额外的编码器将同原有的编码器并行工作. 此时, 两套编码器将工作在不同的时间分辨率和频率分辨率上, 且由于频率分辨率的不同, 其 FD-MSD 能力也存在差异, 因此各编码器对相同的信号进行截获输出的 PDW 可能不同, 需要引入额外的 PDW 合路器以实现 PDW 间关联^[23]. 文献 [23] 讨论了基于多个不同窗长 FFT 输出的 PDW 生成方案, 其通过增加 FFT 窗长来改进其频率估计, 其目的在于同时实现较高的时间分辨率和频率分辨率、而非截获极窄脉冲, 论文中 $\text{PW}_{\min}$ 被设定为 150 ns. 该文献讨论了 PDW 合路器中可能出现的信号分段检测、多信

表 2 不同信号长度下的频率估计 CRLB.

Table 2 CRLB of frequency estimation under different signal lengths.

Window length N	Cramér-Rao lower bound of frequency (kHz)
16	381.45
32	47.54
64	5.94
128	0.74

表 3 波形及场景仿真参数.

Table 3 Waveform and scenario simulation parameters.

Parameter	Value
Waveform bandwidth	20 MHz
Waveform PW	20 μ s
Radial distance between Radar and DWR	10 km
Angle between Radar α 's beam and DWR antenna array normal	45°
Angle between Radar β 's beam and DWR antenna array normal	-30°
SNR	10 dB

号混淆等问题, 并为应对 PA, PW, TOA 等参数估计差异带来的矛盾提出了多阈值的经验性设定方法、给出了相应的判断逻辑. 该文献明确指出, PDW 合路器是较 DWR 编码器设计更加困难的组件. 此外, 并行运行的多个编码器将使得硬件资源消耗显著增加, PDW 合路器的阈值判定逻辑也将进一步提升了算法复杂度, 可能影响 DWR 的实时处理能力. 综上所述, 多编码器架构包含诸多技术难点, 同样难以被 DWR 设计者轻易采纳, 因而难以影响 VNP 波形的 LPI 性能.

综上所述, 极窄脉冲 (VNP) 波形的设计以 DWR 编码器的 TRE 机制约束为切入点, 能够使得基于现有参数和编码器设计的 DWR 难以截获雷达信号, 并能够使得 DWR 设计者难以为截获 VNP 对系统做出有效调整, 实现了对于 DWR 的低截获概率.

4 同频正交波形 LPI 性能分析

4.1 同频正交波形 LPI 性能仿真验证

为展示所提出的 CFO 波形的性能, 本节将对两部雷达分别从不同方位、在相同载频上发射调频斜率相反的 LFM 波形时编码器的响应情况进行仿真. DWR 信号截获流程如图 1 所示, 编码器参数同表 1, 其他仿真参数如表 3 所示. 使用两部雷达分别在不同方向上向 DWR 所在平台发射调频斜率相反、脉宽和带宽相同的 LFM 信号, 并控制信号同时到达 DWR. 为简化仿真流程, 设置两部雷达到达 DWR 的距离一致以实现信号的同时到达. 两部雷达使用不同载频 (RF) 和使用相同载频发射时 DWR 编码器 STFT 输出的时频图如图 8 所示.

此时, DWR 对信号脉内逐帧 DOA 估计结果及脉冲 DOA 估计结果分别如图 9 和 10 所示. 可以看出, 在频率可区分的前提下, 即使两部雷达的信号在时域上高度重合, 编码器能够检测到两个脉冲, 能正确对两部雷达信号的来波方位实现逐帧估计与稳定跟踪, 因此正确获取了脉冲的 DOA 信息、具备对两部雷达精准测向的能力; 而当两部雷达在同一频段上发射信号时, DWR 仅能检测到单个脉冲, 且因两部雷达的来波方位不同, 逐帧 DOA 估计结果将出现大幅跳变 (式 (19)), 因此编码器此时无法准确跟踪脉冲的 DOA 信息, 从而指示了错误的雷达目标. 因此, 此时两部雷达发射的 CFO 波形具备 LPI 能力.

下面考察 CFO 波形对雷达探测性能的影响. 同频正交波形的正交性旨在避免雷达间互扰, 可以使用互相关函数峰值这一指标来评价雷达间互扰的强度. 式 (12) 给出了理想的正交波形组的相关函数性质, 表明理想的正

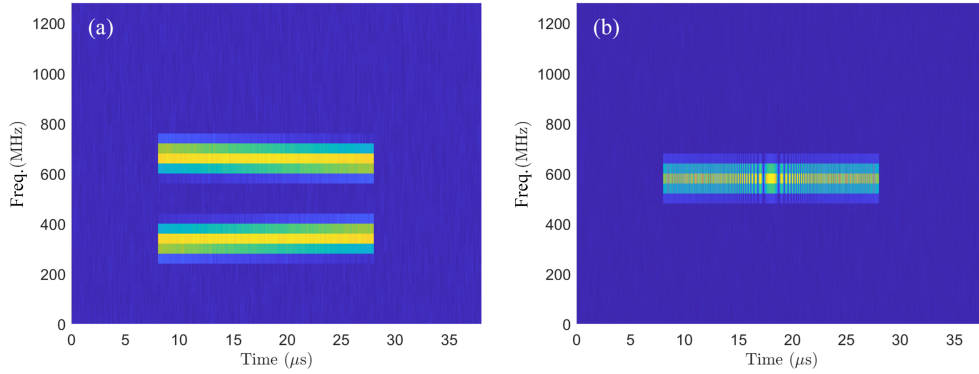


图 8 (网络版彩图) 两部雷达使用不同频率 (a) 或同频 (b) 发射正负斜率 LFM 波形时编码器 STFT 输出结果.

Figure 8 (Color online) The encoder's STFT outputs when two radars transmit LFM waveforms with positive and negative slopes at different RFs (a) or at the same RF (b).

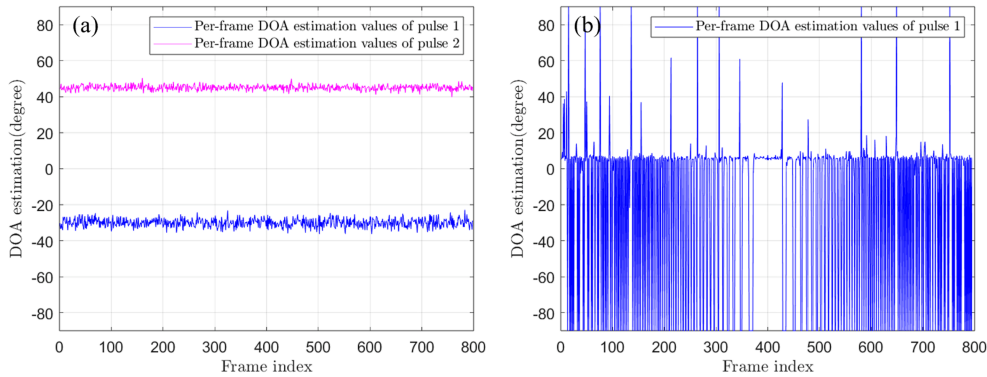


图 9 (网络版彩图) 两部雷达使用不同频率 (a) 或同频 (b) 发射正负斜率 LFM 波形时编码器逐帧 DOA 估计结果.

Figure 9 (Color online) The encoder's frame-by-frame DOA estimation results when two radars transmit LFM waveforms with positive and negative slopes at different RFs (a) or at the same RF (b).

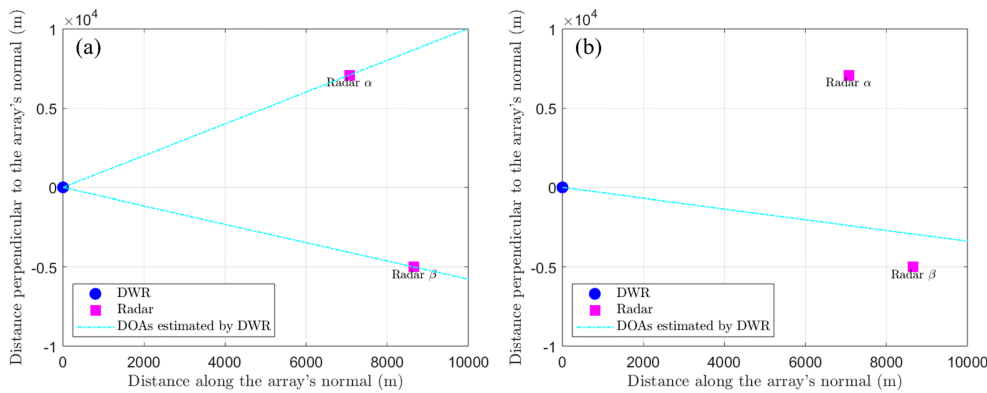


图 10 (网络版彩图) 两部雷达使用不同频率 (a) 或同频 (b) 发射正负斜率 LFM 波形时编码器脉冲 DOA 估计结果.

Figure 10 (Color online) The encoder's pulse DOA estimation results when two radars transmit LFM waveforms with positive and negative slopes at different RFs (a) or at the same RF (b).

交波形应使得自相关函数具有冲激函数的形式, 并使得波形间的互相关为 0. 仿真得到所使用 CFO 波形的自相关函数 $R_{s_{m_1} h_{m_1}}$ 与互相关函数 $R_{s_{m_2} h_{m_1}}$, 以自相关函数峰值为参考进行归一化, 结果及局部放大结果如图 11 所示. 图 11 表明, 所使用的 CFO 波形互相关函数峰值约为 -26.47 dB, 远低于 LFM 波形自相关函数 -13.29 dB 的峰值旁瓣比 (peak sidelobe level ratio, PSLR) 和 -10.12 dB 的积分旁瓣电平 (integrated sidelobe level ratio,

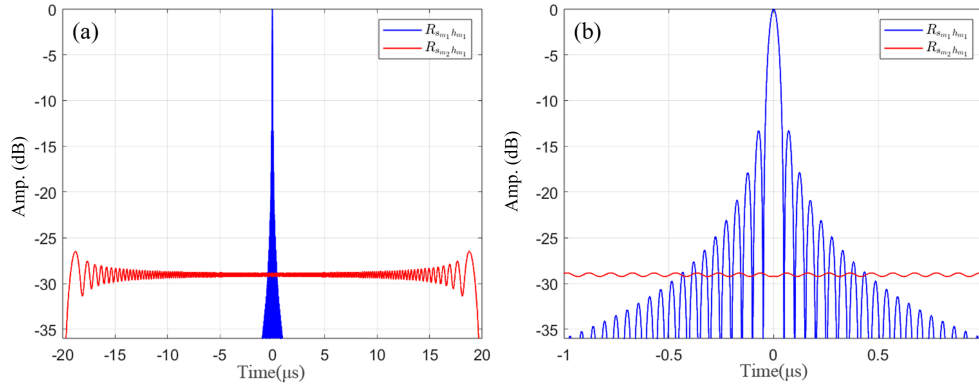


图 11 (网络版彩图) 正负斜率线性调频 CFO 波形自相关函数与互相关函数. (a) 全局; (b) 局部.

Figure 11 (Color online) Autocorrelation function and cross-correlation function of linear frequency modulated CFO waveforms with positive and negative slopes. (a) Overall; (b) detailed.

ISLR). 因此, 当其他雷达所发射信号 (含直达波和目标回波) 到达本雷达接收天线的信号功率与本雷达发射信号的目标回波相当时, 其他雷达发射的 CFO 波形对本雷达探测性能影响不大, 自身的多目标探测性能主要受发射波形的自相关函数旁瓣影响; 当其他雷达所发射信号 (含直达波和目标回波) 到达本雷达接收天线的信号功率远大于本雷达发射信号的回波功率时, 互相关峰值能量可能超过本雷达发射波形的旁瓣能量, 从而使本雷达检测到多个虚假目标. 因此, 在使用 CFO 波形工作时, 各雷达需控制自身波束指向、避免直接照射其他雷达; 同时, 应考虑提高正负线性调频波形的时宽带宽积以降低互相关函数峰值, 或使用具有更低互相关函数峰值的正交波形, 以进一步减少雷达间的互扰.

4.2 信号重叠百分比对同频正交波形 LPI 性能的影响

上文中对两雷达发射信号在 DWR 中完全重叠时 CFO 波形的 LPI 性能进行了讨论. 在实际应用中, 为实现信号完全重叠, 两部雷达需分别估计自身与 DWR 的距离 R_1, R_2 , 并基于一致的时间基准对信号发射进行控制. 由于雷达发射信号到达 DWR 时为单程传输, 不考虑多径效应, 两部雷达发射信号的时间 t_1, t_2 应满足

$$t_1 - t_2 = \frac{R_1 - R_2}{c}. \quad (29)$$

考虑到精准控制信号在 DWR 中完全重叠对雷达的时间同步精度和距离分辨率 ΔR 的要求通常较高, 且两雷达与 DWR 的距离 R_1, R_2 通常未知、需要雷达通过探测获取, 信号同步到达 DWR 在雷达准确获取目标距离前难以实现. 因此, 本节重点讨论当两个 CFO 波形到达 DWR 的时间存在差异时 DWR 的 PDW 截获概率. 假设信号在 DWR 编码器输入端的 SNR 为 10 dB, 设置信号到达时间差范围为 $\Delta t \in [-1.5PW, 1.5PW]$ 、步长 $2 \mu s$, 涵盖从完全不产生信号覆盖到信号重叠百分比为 100% 的情况. 仿真得到 DWR 的 PDW 截获概率以及信号重叠百分比 (overlap ratio) 随到达时间差的变化情况如图 12 所示.

从图中可以看出, 当信号重叠百分比为 0 时, DWR 编码器能对信号进行区分并输出 2 个 PDW; 而一旦信号重叠百分比不为 0, DWR 编码器的 PDW 截获概率立刻下降一半, 表明其无法区分两个信号、仅能将其作为一个脉冲输出. 这是由于 CFO 波形使得 FD-MSD 机制无法在频域上对信号进行区分, 此时如果两个 CFO 波形能够在时域上存在重叠、连接成为一个脉冲, 则 DWR 编码器将对这一完整脉冲输出单一 PDW, 其 DOA 按对所有帧测得的 DOA 进行平均而得到. 图 13 展示了重叠百分比为 40% 时 DWR 编码器的脉内逐帧 DOA 估计结果, 重叠百分比为 80%, 60% 时的结果与此相似. 综上所述, 在所使用的 DWR 编码器模型、FD-MSD 算法及现有参数条件下, CFO 波形对于波形重叠度不敏感.

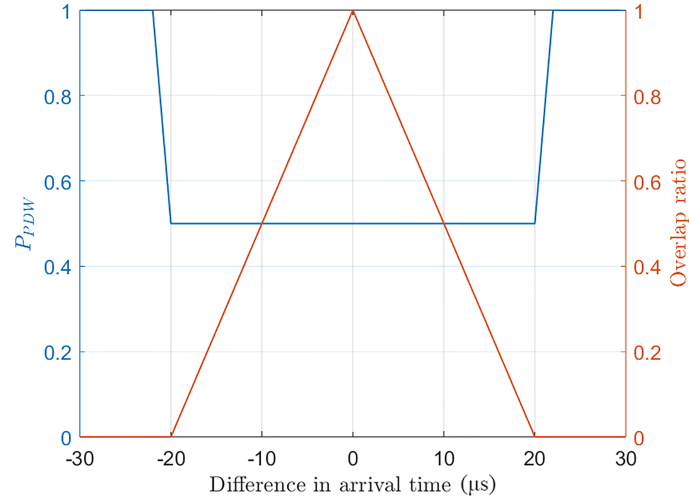


图 12 (网络版彩图) DWR 的 PDW 截获概率以及信号覆盖百分比随到达时间差的变化情况。

Figure 12 (Color online) The interception probability of PDW in DWR and the percentage of signal coverage as they change with the time difference of arrival.

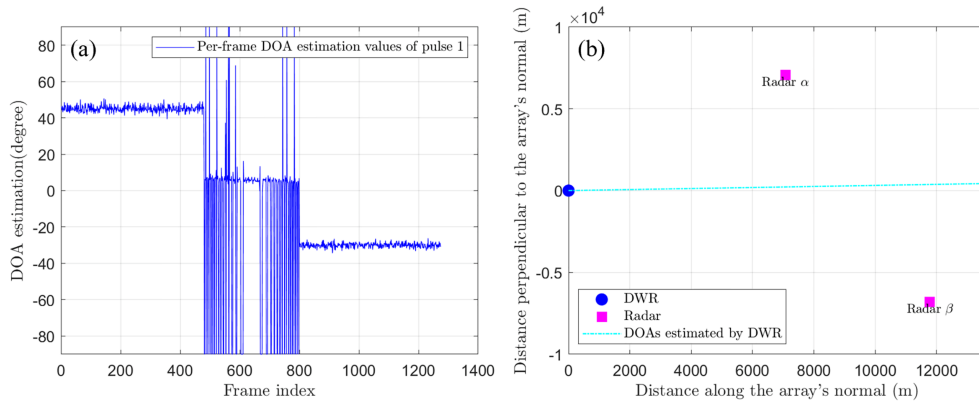


图 13 (网络版彩图) 波形脉冲重叠 40% 时 CFO 波形的 LPI 性能. (a) DWR 获取的脉冲中逐帧 DOA 估计; (b) DWR 获取的 DOA 估计。

Figure 13 (Color online) The LPI performance of the CFO waveform when the pulse overlap is 40%. (a) Per-frame DOA estimation values in pulse by DWR; (b) DOA estimated by DWR.

4.3 雷达部署方式对同频正交波形 LPI 性能的影响

上述仿真中设定两雷达相对于 DWR 天线阵列法向的角度分别为 45° , -30° , 考虑到双雷达的相对位置可能影响 CFO 波形的 LPI 效果, 需考察不同雷达部署方式对 CFO 波形 LPI 性能的影响. 由于已在上一节中讨论过雷达到 DWR 的距离差的影响, 为控制变量, 本节中重点考察两雷达相对 DWR 天线法线方向的角度关系对 CFO 波形的影响.

设两雷达的来波方向所形成的夹角为 $\Delta\theta$, 首先分析 $\Delta\theta$ 对 DWR 编码器的 PDW 截获概率以及 DOA 估计误差绝对值的影响, 主要分以下 3 类情况讨论. 在第 1 类情况中, 假设 DWR 天线法向指向两部雷达连线中点, 此时两部雷达入射角互为相反数, 仿真中从零开始同步逐渐增大两部雷达入射角 (绝对值), 最大入射角绝对值为 60° , 共测试 50 组角度值. 此时 $\Delta\theta$ 为入射角两倍. 设定信噪比为 10 dB, 在每组角度值下进行多次仿真. 仿真结果表明, DWR 编码器在各个入射角下截获到两个脉冲的概率不超过 6%, 即 PDW 截获概率约为 53%, CFO 波形的 LPI 特性始终有效. 此时 DWR 编码器对两部雷达的 DOA 估计误差随两雷达夹角 $\Delta\theta$ 的变化情况如图 14(a) 所示. 可以看到, 在两部雷达信号到达 DWR 天线的入射角为相反数时, DWR 基于所输出的单个 PDW,

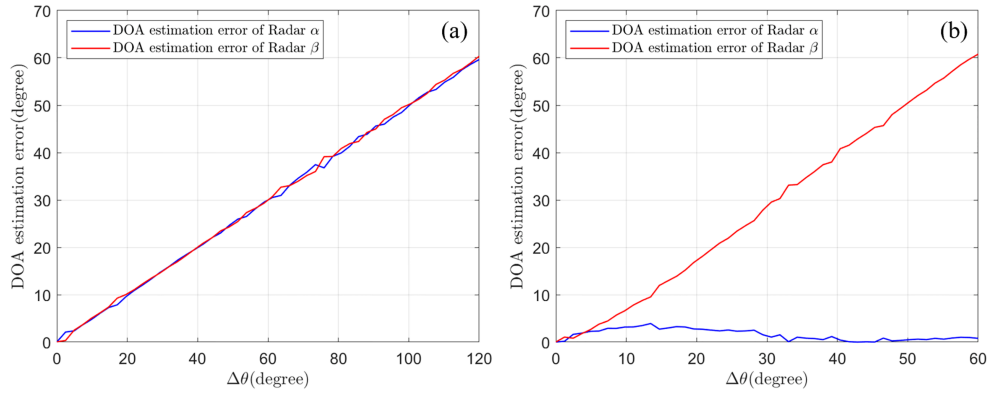


图 14 (网络版彩图) 不同部署方式下 DOA 估计误差随雷达夹角变化. (a) 对称部署下的 DOA 估计误差随夹角变化; (b) 雷达 α 处于法线方向时 DOA 估计误差的变化.

Figure 14 (Color online) The DOA estimation error varies with the radar angle under different deployment methods. (a) DOA estimation error under symmetric deployment varies with the included angle; (b) the change of DOA estimation error when radar α is in the normal direction.

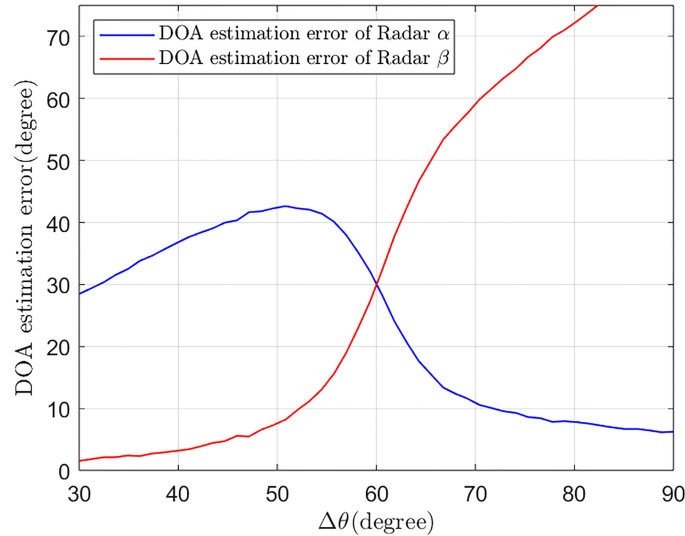


图 15 (网络版彩图) 第 3 类部署情况下 DOA 估计误差变化.

Figure 15 (Color online) The DOA estimation error varies under the third type of deployment.

对两部雷达的 DOA 估计误差随两雷达夹角 $\Delta\theta$ 的增大而增大, 其测向结果也始终指向两部雷达连线中点附近, 即在大夹角时所指示的目标与任一真实雷达无关, 两部雷达均实现了较好的自我隐蔽.

在第 2 类情况中, 假设 DWR 天线法向指向雷达 α , 即雷达 α 的入射角固定为 0, 雷达 β 的入射角从 0 逐次均匀地增加到 60° , 共测试 50 组角度值. 其余仿真参数和仿真方法与上文一致, 得到 PDW 截获概率与第 1 类情况一致, DWR 编码器对两部雷达的 DOA 估计误差随两雷达夹角 $\Delta\theta$ 的变化情况如图 14(b) 所示. 随两雷达夹角 $\Delta\theta$ 的增大, DWR 输出的唯一 PDW 所指示的 DOA 将始终指向雷达 α 附近, 而与雷达 β 的实际 DOA 的偏差将不断增大. 此时, 雷达 α 将难以隐蔽自身, 而雷达 β 则在夹角较大时实现了不被 DWR 发现. 由此可见, 在以 CFO 波形为输入时, DWR 编码器的 DOA 估计值可能更偏向入射角绝对值更小的雷达的真实 DOA. 将在第 3 类情况中对这一猜想进行验证.

在第 3 类情况中, 假设雷达 α 的入射角固定为 -30° , 雷达 β 的入射角从 0 逐次均匀地增加到 60° , 使得其入射角绝对值从小于到超过雷达 α 的入射角. 仿真参数、仿真方法和仿真得到的 PDW 截获概率上述情况一致, DWR 编码器对两部雷达的 DOA 估计误差随两雷达夹角 $\Delta\theta$ 的变化情况如图 15 所示.

从图 15 可以看出, 由于雷达 α 的入射角为 -30° , 当两雷达夹角 $\Delta\theta < 60^\circ$ 时, 雷达 β 的入射角小于雷达 α 入射角的绝对值; 根据对第 2 类情况的分析, 此时 DWR 编码器的 DOA 估计将偏向雷达 β , 使得 DOA 估计误差随 $\Delta\theta$ 的增长较第 1 和 2 类情况缓慢; 然而当 $\Delta\theta$ 接近 60° 时, 雷达 β 的入射角与雷达 α 入射角的绝对值接近, 根据对第 1 类情况的分析, 此时 DWR 编码器的 DOA 估计将反偏至两雷达连线的中点; 当 $\Delta\theta > 60^\circ$ 时, 雷达 β 的入射角大于雷达 α 入射角的绝对值, 随着雷达 β 入射角的增大, DOA 估计将愈发偏向雷达 α , 因此 DWR 编码器对雷达 β 的 DOA 估计误差迅速提高, 而对雷达 α 的 DOA 估计误差则持续减少。

综上所述, 在不同的雷达部署角度下, CFO 波形均能有效干扰 DOA 估计, 并为至少一部雷达提供隐蔽性。在实际雷达部署中, 应使得两部雷达在相对于 DWR 的空间夹角上分得足够开, 以增大 DWR 编码器对其中一部或多部雷达信号的 DOA 估计误差; 同时, 由于雷达方无法控制 DWR 的天线指向, 因此当其中一台雷达通过高分辨成像或其他方式, 发现自身位于 DWR 阵列天线法向附近时, 应考虑到此时 DWR 可能以准确测得自身 DOA 并引导干扰机天线主瓣对准, 因此需要主动加强抗干扰措施, 并重点利用另一部实现了 LPI, 对可能未被干扰的雷达进行信息获取, 从而对目标态势建立更准确的感知。

5 总结与展望

本文提出了一种针对现代宽带数字侦察接收机 (DWR) 信号截获机制约束的低截获概率 (LPI) 波形设计方法, 并基于该方法设计了两种新型 LPI 雷达波形: 极窄脉冲 (VNP) 波形和同频正交 (CFO) 波形。TRE 机制为 DWR 编码器引入了时域稳态判定准则, 通过对输入数据进行筛选并舍弃短于其处理下限 ($PW_{\min}$) 的脉冲信号, 该机制在面对更短脉宽信号时存在脆弱性, 导致信号丢失风险。VNP 波形的提出揭示了 DWR 在截获极窄脉冲信号方面存在的性能短板, 为 LPI 波形设计提供了新思路; CFO 波形则主要针对 DWR 编码器的频域多信号检测 (FD-MSD) 机制缺陷, 通过协同控制多部雷达从不同方向发射同频正交信号, 有效破坏 DWR 的信号分离与到达方位 (DOA) 估计能力, 显著提升了雷达的隐蔽性。

参考文献

- 1 Liu X, Yuan Y, Zhang T, et al. LPI radar signal design resistant to identification by ESM systems. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2023, 59: 9233–9246
- 2 Tsui J B. *Digital Techniques for Wideband Receivers*. 2nd ed. London: IET, 2004
- 3 de Martino A. *Introduction to Modern EW Systems*. 2nd ed. Norwood: Artech House, 2018
- 4 George K, Chen C I H. Multiple signal detection digital wideband receiver using hardware accelerators. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2013, 49: 706–715
- 5 George K, Chen C I H, Tsui J B Y. Extension of two-signal spurious-free dynamic range of wideband digital receivers using kaiser window and compensation method. *IEEE Trans Microwave Theor Techn*, 2007, 55: 788–794
- 6 Liu Q, Zhang M, Guo F C, et al. Low-intercept waveform sequence design based on iterative quadratic optimization algorithm. *J Electron Inf Sci*, 2024, 46: 2048–2056
- 7 Lima A F. Analysis of low probability of intercept (LPI) radar signals using cyclostationary processing. Dissertation for Ph.D. Degree. Monterey: Naval Postgraduate School, 2015
- 8 Zhang C J, Liu Y C, Si W J. Synthetic algorithm for deinterleaving radar signals in a complex environment. *IET Radar Sonar Navi*, 2020, 14: 1918–1928
- 9 Mottier M, Chardon G, Pascal F. Deinterleaving RADAR emitters with optimal transport distances. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2024, 60: 3639–3651
- 10 Al-Malahi A, Farhan A, Feng H C, et al. An intelligent radar signal classification and deinterleaving method with unified residual recurrent neural network. *IET Radar Sonar Navig*, 2023, 17: 1259–1276
- 11 Ammar M A, Badran K M, Hassan H A, et al. A robust cognitive electronic support measures approach based on computer vision. *IEEE Aerosp Electron Syst Mag*, 2024, 39: 20–31
- 12 Lynch D. *Introduction to RF stealth*. Raleigh: Scitech Publishing Inc, 2004
- 13 Galati G, Pavan G, Savci K, et al. Counter-interception and counter-exploitation features of noise Radar technology. *Remote Sens*, 2021, 13: 4509

- 14 Barbosa M, Pralon L, Ramos A L L, et al. On a closer look of a Doppler tolerant noise radar waveform in surveillance applications. *Sensors*, 2024, 24: 2532
- 15 Chang R J, Jones C C, Owen J W, et al. Gradient-based optimization of pseudo-random PRI staggering. *Trans Rad Sys*, 2023, 1: 249–263
- 16 Jia J W, Liu L M, Han Z Z, et al. Review on anti-sorting signal design technology of low probability intercept Radar. *Telecommun Eng*, 2023, 63: 748–756
- 17 Robertson S. *Practical ESM Analysis*. Norwood: Artech House, 2019
- 18 Ravi Kishore T, Rao K D. Automatic intrapulse modulation classification of advanced LPI radar waveforms. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2017, 53: 901–914
- 19 Tsui J. *Special Design Topics in Digital Wideband Receivers*. Norwood: Artech House, 2010
- 20 Liu X, Zhang T, Yu X, et al. LPI waveform design for radar system against cyclostationary analysis intercept processing. *Signal Process*, 2022, 201: 108681
- 21 Scholl S, Brüggewirth S. Incremental deinterleaving of radar emitters. *IEEE Aerosp Electron Syst Mag*, 2023, 38: 26–36
- 22 Schleher D C. LPI radar: fact or fiction. *IEEE Aerosp Electron Syst Mag*, 2006, 21: 3–6
- 23 Cheng C H, Lin D M, Liou L L, et al. Electronic warfare receiver with multiple FFT frame sizes. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2012, 48: 3318–3330
- 24 López-Risueno G, Grajal J, Sanz-Osorio A. Digital channelized receiver based on time-frequency analysis for signal interception. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2005, 41: 879–898
- 25 Kay S M. *Fundamentals of Statistical Processing, Volume 2: Detection Theory*. New Delhi: Pearson Education India, 2009
- 26 Oliveira A D, Pires J. A Novel detection method of unmodulated Radar pulses in scenarios with interference for digital wideband ESM receivers. In: *Proceedings of the 16th European Radar Conference*, 2019. 61–64
- 27 Hamschin B M, Ferguson J D, Grabbe M T. Interception of multiple low-power linear frequency modulated continuous wave signals. *IEEE Trans Aerosp Electron Syst*, 2017, 53: 789–804
- 28 Gradinaru S J, Harrington C L, Clinton J T, et al. An integrated time-frequency detector and radar pulse modulation CNN classifier. In: *Proceedings of the SoutheastCon 2025, Concord*, 2025. 575–582
- 29 Krieger G. MIMO-SAR: opportunities and pitfalls. *IEEE Trans Geosci Remote Sens*, 2013, 52: 2628–2645
- 30 Wang F L, Pang C, Huang D T, et al. An anti-jamming method against interrupted sampling repeater jamming based on designing transmitted waveforms and receiving filters for simultaneous polarimetric radar. *Sci Sin Inform*, 2022, 52: 1333–1348
[王福来, 庞晨, 黄大通, 等. 一种同时全极化雷达发射波形和接收滤波器联合设计的抗间歇采样转发干扰方法. *中国科学: 信息科学*, 2022, 52: 1333–1348]
- 31 Wiley R. *ELINT: the Interception and Analysis of Radar Signals*. Norwood: Artech House, 2006
- 32 Guo F C, Li J Z, Zhang M, et al. *Passive Location Theories and Methods*. Beijing: National Defense Industry Press, 2021
- 33 Li C, Yang Y, Li Y, et al. Frequency calibration for the scattering matrix of the simultaneous polarimetric radar. *IEEE Geosci Remote Sens Lett*, 2018, 15: 429–433
- 34 Daram P K, Chen C I H. Smart FFT measurement for reconfigurable sensor using a wideband digital receiver. In: *Proceedings of IEEE National Aerospace and Electronics Conference, Dayton*, 2021. 200–203
- 35 Soto-Bajo M, Collar A F, Herrera-Vega J. On the concept of frequency in signal processing: a discussion. *IEEE Signal Process Mag*, 2023, 40: 18–25

Design methods for LPI radar waveforms targeting constraints of signal interception mechanisms in digital wideband receivers

Runlong PENG¹, Fulai WANG^{1*}, Chang CUI², Di ZHU¹, Nanjun LI¹, Taoran WANG¹, Chen PANG¹, Yongzhen LI¹ & Xuesong WANG¹

1. *College of Electronic Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China*

2. *College of Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China*

* Corresponding author. E-mail: wflmadman@outlook.com

Abstract With the rapid development of digital wideband receiver (DWR) technology, existing low probability of intercept (LPI) radars are confronted with substantial reconnaissance threats. Aiming to reduce the interception probability of radar signals by DWR, this paper proposes, for the first time, a novel LPI radar waveform design method targeting the constraints of signal interception mechanisms in DWR. First, a DWR encoder model is configured. The pulse description word (PDW) interception probability is defined as the core LPI metric of this paper. Constraints inherent to the transient response elimination and frequency-domain multiple signal detection mechanisms of the DWR encoder are revealed. Two LPI waveforms, the very narrow pulse waveform and the co-frequency orthogonal waveform, are designed to achieve a reduction in PDW interception probability. The effectiveness and performance advantages of the proposed LPI waveforms are verified through simulation experiments.

Keywords low probability of intercept (LPI), waveform design, digital wideband receiver, digital channelized receiver, reconnaissance receiver, orthogonal waveform