

## 基于LFM的双基地通感一体化信号距离旁瓣抑制方法

季晨星<sup>1</sup>, 李澎<sup>2</sup>, 张天祥<sup>1</sup>, 高玉龙<sup>1</sup>

(1. 哈尔滨工业大学电子与信息工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001; 2. 北京遥测技术研究所, 北京 100076)

**摘要:** 通感一体化技术旨在缓解通信系统与雷达系统在频带资源上的冲突, 在未来的6G中应用前景广阔。双基地场景下, 通感一体化系统具有对抗强电磁干扰环境、高隐蔽性的优势。在现有的关于双基地场景下基于线性调频信号的通感一体化系统的设计中, 因为雷达感知受到了内嵌通信信息的影响, 存在距离旁瓣过高、虚假目标识别严重的问题。为了在正确完整提取通信信息的前提下, 抑制其产生的旁瓣干扰, 提升雷达感知性能, 以基于线性调频(LFM, linear frequency modulation)的通感一体化系统为基础进行优化研究, 以调制方式和接收机结构为切入点, 提出了减相调制和接收机结构优化两种创新方法, 并结合模糊函数和误码率这两种性能指标, 通过仿真分析对比, 验证了优化方法的可行性和有效性。

**关键词:** 通感一体化; 双基地; 波形优化; 虚假目标识别; 线性调频信号

**中图分类号:** TN911

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.2096-3750.2025.00472

## Method for suppressing range sidelobes of bistatic integrated sensing and communication signal based on LFM

Ji Chenxing<sup>1</sup>, Li Peng<sup>2</sup>, Zhang Tianxiang<sup>1</sup>, Gao Yulong<sup>1</sup>

1. School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China

2. Beijing Research Institute of Telemetry, Beijing 100076, China

**Abstract:** Integrated sensing and communication (ISAC) technology aims to alleviate the conflict between communication systems and radar systems over frequency band resources, presenting broad prospects in future 6G. In bistatic scenarios, ISAC systems offer advantages such as resistance to strong electromagnetic interference environments and high concealment. In the existing design of ISAC systems based on linear frequency modulation (LFM) signals in bistatic scenarios, issues such as excessively high range sidelobes and severe false target identification arise, primarily because the radar sensing is affected by the embedded communication information. In order to suppress the sidelobe interference while ensuring the accurate and complete extraction of communication information, thereby enhancing radar sensing performance, the optimization based on an integrated communication and sensing system utilizing LFM was studied. Focusing on modulation schemes and receiver architecture as key points of investigation, two innovative methods were proposed: phase reduction modulation and receiver structure optimization. By employing performance metrics such as ambiguity function and bit error rate, and through comparative simulation analysis, the feasibility and effectiveness of the optimization methods were verified.

**Key words:** integrated sensing and communication, bistatic, waveform optimization, false target identification, linear frequency modulation signal

收稿日期: 2024-12-20; 修回日期: 2025-02-16

通信作者: 高玉龙, ylgao@hit.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 62171163); 航空科学基金项目 (No. 2024M038077001)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (No. 62171163), The Aeronautical Science Foundation of China (No. 2024M038077001)

## 0 引言

在通信与雷达领域,科技的日新月异推动了微波器件的迭代升级与性能飞跃、信号处理技术的持续优化与创新以及计算机数据处理能力与速度的显著提升。这3个方面的进步,共同促使传统通信与雷达系统在传输速率和检测分辨率等性能指标上实现了巨大提升。然而,在性能增强的同时,资源消耗逐渐攀升,除了对能量、时间的需求增加,有限的频带资源对通信与雷达系统而言也愈发宝贵<sup>[1-3]</sup>。依据香农公式<sup>[4]</sup>及雷达分辨率公式<sup>[5]</sup>,传输速率与检测分辨率的提升均加剧了系统对频带资源的要求。从需求侧看,5G与自动驾驶技术的兴起,催生了前所未有的对高速通信、高精度测距及大用户需求的需求<sup>[6-8]</sup>,进一步加剧了传统系统对带宽的占用。在频带资源捉襟见肘的当下,通信系统与雷达系统在带宽资源上的冲突似乎已成必然<sup>[9-12]</sup>。

为更高效地提升频谱利用率,通感一体化思想应运而生<sup>[13-14]</sup>。一体化系统从信号结构上实现了通信与雷达系统的融合,将两个不同需求融入同一波形之中,从根本上优化了频谱资源的分配与使用。与此同时,通感一体化系统具备显著的硬件优势,它简化了传统通信与雷达系统的复杂结构,通过单一平台实现了两者的功能集成<sup>[15]</sup>,从而减轻了作战单位的载荷,减小了电磁散射面积,进一步降低了系统的成本与功耗。再者,在稳定性和隐蔽性方面,通感一体化波形同样表现出色。在拒止或电磁静默环境下<sup>[16]</sup>,它能够实现协同探测,增强系统的稳定性,同时提升雷达站与飞行器等关键设施的隐蔽性,确保其在复杂环境中的安全。在民用领域,尤其是自动驾驶方面,一体化波形展现出的快捷与稳定性,是超越了传统光学传感器<sup>[17]</sup>,为自动驾驶技术的进一步发展提供了有力支持。因此,通感一体化研究势在必行,对于推动我国国防建设与民生发展具有重大意义。

当前,针对单载波条件下的通感一体化波形设计领域,基于线性调频(LFM, linear frequency modulation)信号的研究占据了相当大的比重<sup>[18-26]</sup>。文献[27]创新性地结合了啁啾—二进制正交键控(Chirp-BOK, binary orthogonal keying)调制与频移键控(FSK, frequency shift keying)雷达技术,提出了一种全新的通感一体化方案,该方案利用调频

连续波(FMCW, frequency modulated continuous wave)实现频谱共享。在此系统中,通信信息可通过解析啁啾极性来解调,而目标信息则可从啁啾的相位中提取。为简化接收机设计,系统采用了匹配滤波技术,实现了雷达与通信功能的双重实现。文献[28]设计了频率偏移键控与LFM雷达通信的融合信号方案。该方案在每个LFM脉冲上巧妙地叠加了多个通信码元,从而显著提升了融合信号的通信速率。在雷达接收端,通过拍频处理与二维快速傅里叶变换(FFT, fast Fourier transform)的结合,对捕获的目标反射波进行精确分析,以确定目标的距离和速度信息。文献[29]提出了一种创新的一体化信号方案,该方案集成了两种LFM载波,借助LFM的优越自相关特性,开发了一种基于科斯塔斯(Costas)环的时频联合同步方法,实现了在不牺牲通信效率和雷达功能前提下的一体化信号时频同步。文献[30]设计了一种高级的通感一体化波形,该波形结合了16进制正交幅度调制(QAM, quadrature amplitude modulation)调制与LFM脉冲。在此波形中,LFM信号被用作16QAM信号的载波,既保持了雷达的核心功能,又实现了高数据速率通信。该波形在通信效率上与纯16QAM信号相当,同时提供了比低阶调制一体化信号更高的频谱效率,以及比高效一体化信号更简化的结构。在雷达性能方面,其雷达模糊函数接近理想的图钉型,展现了优于传统LFM信号的距离和速度分辨率。

然而必须注意的是,当前基于LFM的一体化波形设计均存在不足。例如,基于FMCW的幅度调制脉冲,在能够简化通信解调的同时,存在通信速率较低且信号包络波动较大的问题;基于LFM的频率调制脉冲,虽然能够确保有限的频谱扩展,却需要牺牲通信性能,解调过程复杂且通信速率较低;基于LFM的相位调制脉冲,则保持了包络波动较小的优点,但会导致雷达性能大幅下降。此外,主流研究多聚焦于单基地场景,即收发未分置的一体化系统,其中接收机具有内嵌信息的先验知识,而对双基地场景的研究相对较少,这两者是截然不同的。鉴于此,本文在双基地收发分置场景下,针对相位调制LFM脉冲,创新性地提出一种一体化系统优化方案,通过减相调制与接收机结构优化,以模糊函数和误码率两个性能指标作为衡量标准,在确保通信性能的同时,实现雷达感知性能的显著提升。

## 1 通感一体化信号建模及指标分析

### 1.1 LFM通感一体化信号建模

双基地一体化系统结构如图1所示,发射机通过雷达回波或视线链路将信息传递给接收机。不同于单基地场景,信号接收机并未安置于发射机处。在收发分置且两者间无额外通信链路连接的前提下,双基地场景下的一体化系统接收机并不具有发射信号波形相关的全部先验知识,一体化信号中内嵌的通信信息对接收机来说是随机且未知的。那么,关于发射波形的设计和接收机的构造就尤为重要,需要尽可能完整地还原通信信息,并且避免通信信息对雷达感知造成影响,这也正是本文研究的目的与重点。

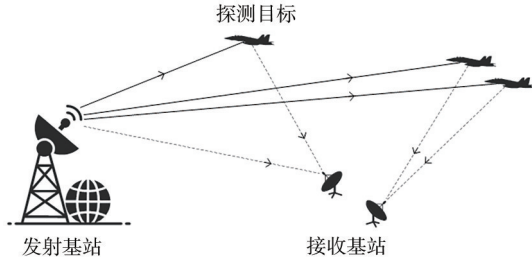


图1 双基地一体化系统结构

本文基于LFM信号进行通感一体化波形设计,每个一体化脉冲内包含 $N$ 个完整的LFM子脉冲信号,通信信息内嵌于每个子脉冲的相位中。

将一体化波形基带下单个脉冲信号建模为

$$f(t) = Ae^{jkt^2} \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\varphi_n} e^{j\gamma_n} \delta(t - nT_s) \quad (1)$$

其中, $A$ 为信号的复振幅; $T_s$ 为单个LFM子脉冲的脉冲长度; $k = B/T_s$ 表示LFM子脉冲的调频斜率; $B$ 为LFM子脉冲带宽; $n \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ 表示子脉冲对应序号; $\varphi_n$ 为第 $n$ 个子脉冲内嵌通信信息所映射的调制相位,与通信调制方式有关; $\gamma_n$ 为第 $n$ 个子脉冲的编码相位,与系统采用的编码序列有关。本文采用伪随机噪声码作为相位编码, $\gamma_n$ 取值为0或 $\pi$ , $\text{rect}(\cdot)$ 表示矩形窗函数,定义为

$$\text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) = \begin{cases} 1, & -T/2 \leq t-t_0 \leq T/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

其中, $\text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right)$ 表示LFM子脉冲在时域上的范围, $T$ 为矩形窗长度, $t_0$ 为矩形窗中心位置。

$\delta(t)$ 为单位冲激函数,定义为

$$\delta(t) = \begin{cases} +\infty, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases} \quad (3)$$

$\delta(t)$ 与任意函数 $f(t)$ 具有卷积特性为

$$f(t) \cdot \delta(t-t_0) = f(t-t_0) \quad (4)$$

特别的, $\gamma_n$ 相位编码的存在是有必要的,其利用伪随机噪声码的强自相关性,减轻内嵌通信信息带来的影响,抑制多径效应、码间串扰等干扰,确保了一体化信号的雷达感知性能保持在能够接受的水平<sup>[31]</sup>。需要注意的是,由于引入了相位编码,为了避免 $\varphi_n$ 受到影响,其映射范围需要由 $0 \sim \pi$ 调整为 $0 \sim \pi/2$ 。

对于点目标,接收机接收到的目标回波是窄带的。当只存在一个匀速运动目标时,其在视距方向的反射回波经过下变频后可建模为

$$f(t + \tau, f_d) \approx A' e^{j2\pi f_d(t+\tau)} e^{j\pi k(t+\tau)^2} \text{rect}\left(\frac{t+\tau}{T_s}\right) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\varphi_n} e^{j\gamma_n} \delta(t+\tau - nT_s) \quad (5)$$

其中, $\tau$ 为信号回波的时延, $f_d$ 为信号由于目标运动产生的多普勒频移, $A'$ 为通过信道传播后回波的复振幅。

### 1.2 LFM通感一体化系统性能指标

本文使用模糊函数对一体化信号的雷达感知性能进行分析。从定义出发,模糊函数表征了两个波形之间的差异度,在传统雷达系统中被用来评价系统对于不同目标回波的区别能力的强弱。通常将模糊函数表达为

$$\chi(\tau_D, f_D) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t - \tau_D) e^{j2\pi f_D(t - \tau_D)} u^*(t) dt = [u(\tau_D) e^{j2\pi f_D \tau_D}] \cdot [u^*(-\tau_D)] \quad (6)$$

其中, $\tau_D$ 为两个目标反射的回波到达接收端的时延之差, $f_D$ 为两个目标速度不同导致的回波中多普勒频移之差。

将 $u^*(t)$ 视作接收机匹配滤波器,模糊函数就可以看作一个时延为 $\tau_D$ 、多普勒频移为 $f_D$ 的回波信号,通过匹配滤波器的输出取模后的结果,即对于给定时延多普勒的回波信号,可以使用模糊函数表征其通过匹配滤波器后的输出结果。通过调整不同的时延和多普勒频移,可以得到回波信号处理输出后的幅值变化结果。

根据式(6),LFM一体化波形的模糊函数为

$$\chi(\tau, f_D) = |f(t + \tau, f_D) \cdot h_p(t)| \quad (7)$$

其中, $h_p(t)$ 表示接收机匹配滤波器。

对于式(7), 当设置 $f_D = 0$ 并做归一化处理, 模糊函数调整为时延模糊函数, 其主瓣的-3 dB 功率点对应了时延分辨率。同理 $\tau = 0$ 并归一化后, 模糊函数变为多普勒模糊函数, 可得多普勒频移分辨率。这两个分辨率都是一体化波形的固有指标, 可进一步体现雷达性能优越性。

对一体化信号的通信性能, 本文使用误码率进行分析。误码率表示信号传输过程中出现错误码元的比例, 误码率越低, 系统通信性能越好。误码率通常与多方面因素有关, 如信道条件、信号调制方式、编码方式等。误码率通常用 $P_e$ 来表示, 计算方法是接收机解调出的通信信息序列与发射端通信信息进行比较, 出错的比特数与总比特数的比值就是误码率的数值。

从通信的角度对信号建模式(1)进行分析, 利用 LFM 脉冲承载通信信息, 本质上等同于对信号进行扩频处理。因此, 接收信号误码率所对应的信噪比有两个, 即解扩前后信噪比, 这两者所对应的误码率曲线也是不同的。对一体化波形, 解扩后的信噪比对应的误码率曲线并不能体现一体化对通信的增益, 因此还需要对解扩前的误码率曲线进行分析。

## 2 距离旁瓣抑制优化方法

本节将针对第 1 节建模的信号问题进行分析, 从信号接收的角度出发, 介绍一体化信号接收机的结构和信号处理方法, 指出内嵌通信信息如何作用于雷达感知并产生干扰。在此基础上, 根据发现的问题, 对一体化信号调制方式进行优化, 提出减相调制优化方法; 对信号接收处理进行优化, 提出接收机结构优化方法。

### 2.1 LFM 通感一体化信号接收

与传统雷达系统和单基地通感一体化系统不同, 双基地场景下的通感一体化系统在接收端需要做额外的设计与处理。这是因为对于双基地接收机来说, 一体化波形中内嵌的通信信息序列是未知的, 无法使用常规的匹配滤波器进行接收, 也就难以达到理论上的最佳性能。并且, 由于通信信息的存在, 脉冲的相参性也被破坏, 不利于提取和估计回波脉冲中的多普勒频移参数。因此, 在进行雷达目标侦测和实现感知功能前, 需要先提取通信信息, 利用匹配滤波器进行相位补偿, 消除其对一体

化信号的影响。

对于接收机而言, 接收信号实际上是一个二元确知信号, 即内嵌通信信息为 0 或内嵌通信信息为 1 的信号, 这与传统通信中接收机所面对的情况本质上是一致的, 因此本文选择采取同样的处理方法, 使用传统通信中常见的二元确知信号的最佳接收机作为第一级滤波器, 具体表达式为

$$h_{c_0}(t) = e^{-j\pi k t^2 - j\varphi_0} \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \quad (8)$$

$$h_{c_1}(t) = e^{-j\pi k t^2 - j\varphi_1} \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \quad (9)$$

将两者组合构成二元确知信号的最佳接收机, 具体表达式为

$$h_c(t) = h_{c_0}(t) + h_{c_1}(t) = e^{-j\pi k t^2} (e^{-j\varphi_0} + e^{-j\varphi_1}) \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \quad (10)$$

经过第一级匹配滤波器后的信号将分为两路输出, 其中一路将经过比较判决器得到内嵌信息的解调输出, 另一路则进入第二级匹配滤波器进行雷达感知。

此时, 接收信号已经通过第一级滤波器进行了相位矫正, 一定程度上消除了通信信息对雷达感知的影响, 按照传统雷达信号接收方法, 第二级匹配滤波器将针对相位编码 $\gamma_n$ 进行脉冲压缩处理, 所用的匹配滤波器表达式为

$$h_b(t) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\gamma_n} \delta(t + nT_s) \quad (11)$$

则接收端完整的接收机表达式为

$$h_p(t) = h_c(t) h_b(t) = h_c(t) \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\gamma_n} \delta(t - nT_s) = e^{-j\pi k t^2} (e^{-j\varphi_0} + e^{-j\varphi_1}) \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j\gamma_n} \delta(t + nT_s) \quad (12)$$

由式(12)所构造的接收机信号处理结构如图 2 所示, 虽然并非最佳的匹配滤波器, 但能够实现与之相同的雷达脉冲压缩功能, 并且同时能够将内嵌通信信息提取出来, 既实现了两种功能, 又实现了处理器件的共用, 有利于设备的小型化和集成化, 符合双基地场景通感一体化系统的要求。

然而, 对于所构建的一体化信号, 在完成第一步通信信息提取后, 输出信号表达式为



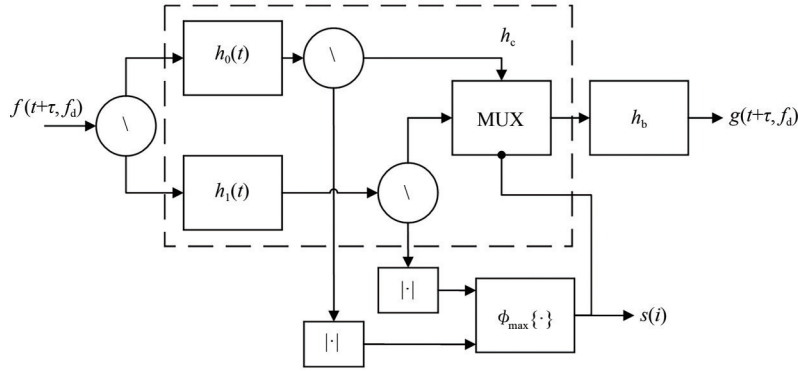


图3 优化后接收机结构

通过对优化后的接收机处理流程进行分析可以发现，相比减相调制，接收机结构优化这一方法对通信相关性能（如误码率），并不会产生影响。

### 3 仿真测试

#### 3.1 雷达感知性能仿真分析

将式(5)和式(12)代入式(7)化简得基于 LFM 的一体化波形模糊函数为

$$\chi(\tau, f_d) = \left| \left[ e^{j2\pi f_d(t+\tau)} e^{j\pi k(t+\tau)^2} \text{rect}\left(\frac{t+\tau}{T_s}\right) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\varphi_n} e^{j\gamma_n} \delta(t+\tau-nT_s) \right] \cdot \left[ (e^{-j\varphi_0} + e^{-j\varphi_1}) e^{-j\pi k t^2} \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \cdot \sum_{m=0}^{N-1} e^{-j\gamma_m} \delta(t+mT_s) \right] \right| \cdot \left| (e^{-j\varphi_0} + e^{-j\varphi_1}) \chi_{\text{LFM}}(\tau, f_d) \cdot \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j(\varphi_n + \gamma_n - \gamma_m)} e^{j2\pi f_d n T_s} \delta(t+\tau-nT_s+mT_s) \right| \quad (16)$$

其中，

$$\chi_{\text{LFM}}(\tau, f_d) = \left[ e^{j2\pi f_d(t+\tau)} e^{j\pi k(t+\tau)^2} \text{rect}\left(\frac{t+\tau}{T_s}\right) \right] \cdot \left[ e^{-j\pi k t^2} \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right) \right] \quad (17)$$

将  $\varphi_0 = 0$ ,  $\varphi_1 = \pi/2$  代入式(16)得

$$\chi(\tau, f_d) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j(\varphi_n + \gamma_n - \gamma_m)} e^{j2\pi f_d n T_s} \chi_{\text{LFM}}(t+\tau-nT_s+mT_s, f_d) \right| \quad (18)$$

考虑理想情况下的模糊函数，即通信相位信息对雷达感知无影响，令  $\varphi_n = 0$  得

$$\chi(\tau, f_d) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j(\gamma_n - \gamma_m)} e^{j2\pi f_d n T_s} \chi_{\text{LFM}}(t+\tau-nT_s+mT_s, f_d) \right| \quad (19)$$

从推导结果来看，LFM 一体化信号的模糊函数是在 LFM 子脉冲模糊函数的基础上，以伪随机噪声编码的自相关值为加权系数相加得到的。

根据一体化信号模糊函数推导进行仿真，设置子脉冲长度  $T_s = 1 \mu\text{s}$ ，子脉冲带宽  $B = 20 \text{ MHz}$ ，单个脉冲下子脉冲个数  $N = 13$ 。

绘制  $\varphi^n$  相位为 0 和  $\pi/2$  时，理想一体化波形模糊函数如图 4 所示，内嵌通信信息一体化波形模糊函数如图 5 所示。

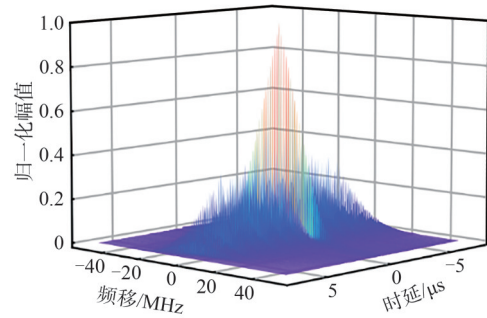


图4 理想一体化波形模糊函数

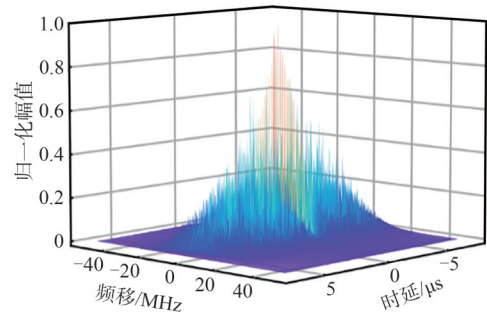


图5 内嵌通信信息一体化波形模糊函数

绘制  $\varphi^n$  相位为 0 和  $\pi/8$  时，减相调制优化后内嵌随机通信信息情况下的模糊函数如图 6 所示。绘制  $\varphi^n$  相位为 0 和  $\pi/2$  时，接收机结构优化后内嵌随机通信信息情况下的模糊函数如图 7 所示。

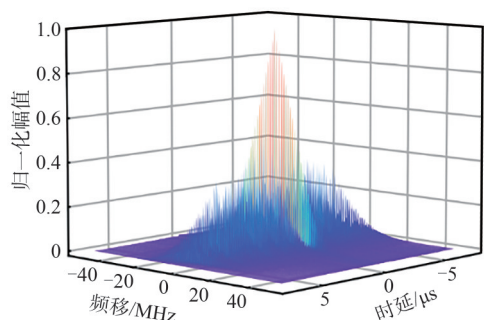


图6 减相调制优化后内嵌随机通信信息情况下的模糊函数

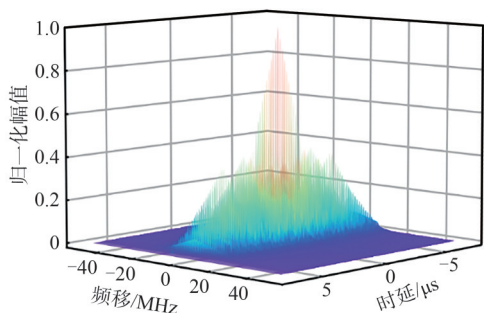


图7 接收机结构优化后内嵌随机通信信息情况下的模糊函数

由图4可知，LFM一体化波形理想模糊函数呈“钉板型”，在时延与多普勒频移为零时模糊函数取最大值。由图4、图5，将理想情况与存在随机信息情况进行对比，后者的模糊函数更粗糙，由于内嵌信息相位的影响未完全消除，模糊函数副峰处出现“毛刺”，即距离杂波干扰。这会导致更多的虚假目标被系统错误识别，这也说明原本的一体化系统在雷达感知性能方面存在可以优化的空间，与前文分析吻合。由图6可知，通过减相调制能够很好地消除内嵌信息相位的部分影响，相比优化前结果，即图5所示，减相调制后的模糊函数更接近理想情况，虚假目标识别的问题得到极大缓解。并且，随着调制相位 $\varphi_n$ 进一步减小，雷达感知性能也将进一步获得提升。由图7可知，进行接收机结构优化后得到的模糊函数相比优化前实现了性能的提升，与理想情况下模糊函数基本保持一致，可以更进一步地消除内嵌信息的影响。通过仿真，可以说明第2.3节分析正确。

绘制理想一体化波形模糊函数等高线、内嵌通信信息一体化波形模糊函数等高线、减相调制优化后模糊函数等高线、接收机结构优化后模糊函数等高线分别如图8~图11所示。由图8~图11可知，等高线图更清晰地展现了不同情况下模糊函数主峰和副峰的关系，所得结论与模糊函数图结论一致。

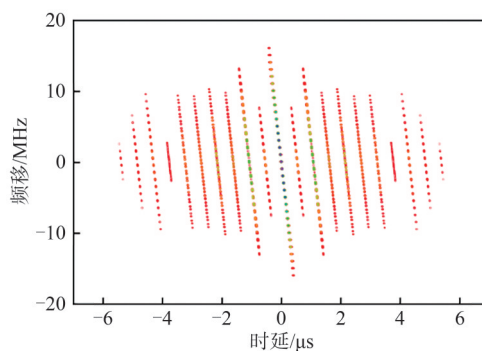


图8 理想一体化波形模糊函数等高线

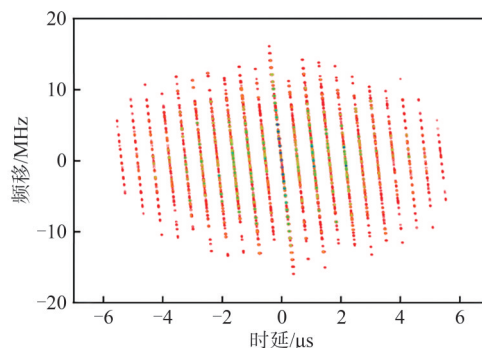


图9 内嵌通信信息一体化波形模糊函数等高线

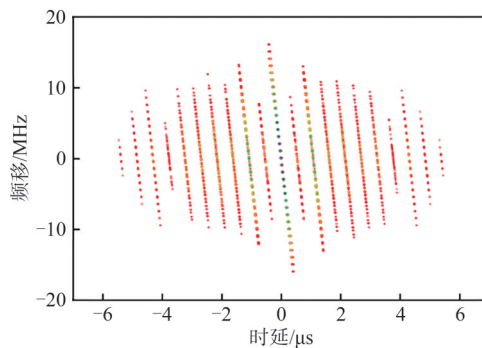


图10 减相调制优化后模糊函数等高线

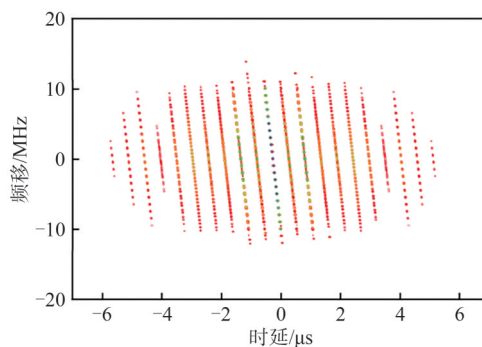


图11 接收机结构优化后模糊函数等高线

此外，可以注意到，内嵌通信信息且未进行任何优化处理的一体化信号，虽然在副峰处表现较差，存在虚假目标识别问题，但主峰处模糊函数并

没有展宽，即雷达的分辨性能并未受到影响，其分辨率与理想情况下分辨率一致。同理可以分析出，减相调制对系统分辨率无影响，而接收机结构优化方法能够提升雷达的多普勒分辨率。

本文以理想情况下时延分辨率和多普勒分辨率为例进行仿真分析。设置子脉冲长度，子脉冲带宽  $B = 20 \text{ MHz}$ ，单个脉冲下子脉冲个数  $N = 13$ ， $\varphi^n$  相位为  $0$  和  $\pi/2$ ，绘制零多普勒时延剖面如图 12 所示，绘制零时延多普勒剖面如图 13 所示。

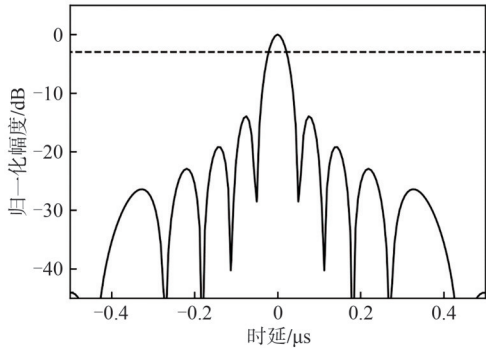


图 12 零多普勒时延剖面

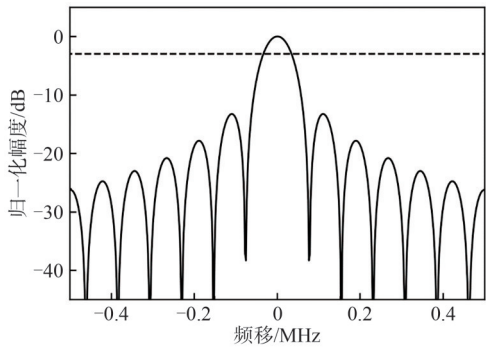


图 13 零时延多普勒剖面

由图 12 可知，多普勒频移为零时，取模糊函数时延剖面  $-3 \text{ dB}$  功率点，对应时延为  $-21.5 \text{ ns}$  和  $21.5 \text{ ns}$ ，从而由仿真得 LFM 一体化系统时延分辨率为  $0.043 \text{ }\mu\text{s}$ 。由图 13 可知，时延为零时，取模糊函数多篇剖面  $-3 \text{ dB}$  功率点，对应多普勒频移为  $-0.032 \text{ MHz}$  和  $0.032 \text{ MHz}$ ，从而由仿真得 LFM 一体化系统多普勒频移分辨率为  $0.064 \text{ MHz}$ 。同理可对另外 3 种情况下分辨率参数进行分析。

### 3.2 通信性能仿真分析

首先，对进行通信解调后的信息序列，在输出处信噪比下进行误码率分析。由于使用二元确知信号的最佳接收机对通信信息进行提取，判决过程为比较判决而非门限判决，其中一个码元出现错误则

判决失败，因此不同于一般 QPSK 调制的误码率  $P_{e-QPSK}$ ，一体化系统理论误码率为  $2P_{e-QPSK}$ ，即

$$\begin{cases} P_e = \text{erfc} \sqrt{\frac{r}{2}} \\ r = \frac{a^2}{2\sigma_n^2} \end{cases} \quad (20)$$

其中， $P_e$  为一体化系统理论误码率， $r$  为通信解调后的输出信噪比， $a$  为信号幅度， $\sigma_n$  为噪声的方差。

将通信理论误码率与通过蒙特卡洛仿真得到的仿真误码率进行对比，设置子脉冲长度  $T_s = 1 \text{ }\mu\text{s}$ ，子脉冲带宽  $B = 20 \text{ MHz}$ ，单个脉冲下子脉冲个数  $N = 13$ ， $\varphi^n$  相位为  $0$  和  $\pi/2$ ，采样倍数为 4，对  $2 \times 10^5$  个码元进行误码率的蒙特卡洛仿真，绘制理论、仿真误码率和信噪比关系曲线如图 14 所示。

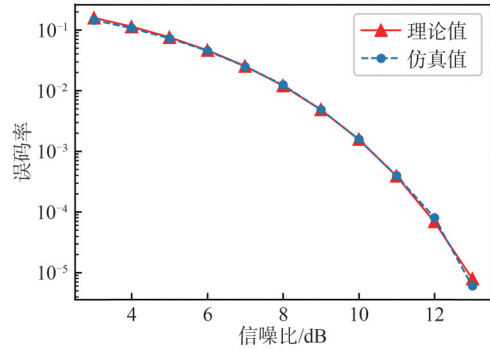


图 14 理论、仿真误码率和信噪比关系曲线

然后，为了体现通感一体化思想为通信带来的性能增益，具体来说，体现 LFM 子脉冲对通信信号进行扩频带来的性能增益，分析第一级匹配滤波前信噪比下的误码率。利用判决准则对  $P_e$  进行计算得

$$P_e = P(0)P(1/0) + P(1)P(0/1) \quad (21)$$

其中， $P(0)$ 、 $P(1)$  分别表示解调信息结果为 0、1 的概率， $P(1/0)$ 、 $P(0/1)$  分别表示解调信息结果为 0 但发送信息为 1 和解调信息结果为 1 但发送信息为 0 的概率。并且

$$\begin{aligned} P(1/0) &= P\left(\int_0^T n(t) (s_0(t) - s_1(t)) dt\right) \\ &< \frac{n_0}{2} \ln \frac{P(0)}{P(1)} - \frac{1}{2} \int_0^T (s_0(t) - s_1(t))^2 dt \end{aligned} \quad (22)$$

其中， $n(t)$  表示功率谱密度为  $n_0$  的高斯白噪声， $s(t)$  表示发送的码元。

用互相关程度  $\rho$  表征不同码元之间的差异性为

$$\rho = \frac{\int_0^T s_0(t) s_1(t) dt}{E_b} \quad (23)$$

其中,  $E_b = (E_{s_0} + E_{s_1})/2$ 。

令先验概率  $P(0) = P(1)$ , 则

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b(1-\rho)}{2n_0}} \right) \quad (24)$$

由式(24)可知, 当信噪比一定时, 不同码元间差异性越大, 则误码率越低, 反之越高。

本文所设计的波形为

$$s_0(t) = A e^{jkt^2} \operatorname{rect} \left( \frac{t}{T_s} \right) \quad (25)$$

$$s_1(t) = A e^{jkt^2 + j\varphi} \operatorname{rect} \left( \frac{t}{T_s} \right) \quad (26)$$

将式(25)、式(26)代入式(23)得互相关程度为

$$\rho = \frac{A^2 \int_{T_s/2}^{T_s/2} e^{j2kt^2 + j\varphi} dt}{E_b} \quad (27)$$

由式(27)可知, 此时  $\rho$  中存在一个复数域的非涅耳积分, 其原函数并不存在, 因此误码率理论值难以进一步推导, 通过蒙特卡洛仿真进行分析。

设置子脉冲长度  $T_s = 1 \mu\text{s}$ , 子脉冲带宽  $B = 20 \text{ MHz}$ , 单个脉冲下子脉冲个数  $N = 13$ ,  $\varphi^n$  相位为  $0$  和  $\pi/2$ , 采样频率为  $40 \text{ MHz}$  和  $80 \text{ MHz}$ , 对  $2 \times 10^5$  个码元进行误码率的蒙特卡洛仿真, 绘制仿真误码率和信噪比关系曲线如图15所示。

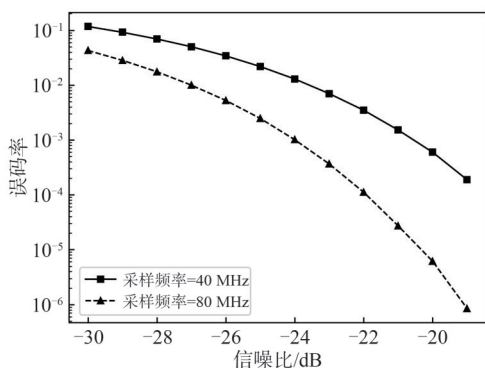


图15 仿真误码率和信噪比关系曲线

由图15可知, 一体化波形在较低信噪比下依旧有很好的误码率性能, 这得益于LFM脉冲带来的扩频增益, 可以看作通感一体化思想中雷达系统对通信系统的辅助。同时, 对于数字系统而言, 扩频增益与所选取的采样频率呈正相关, 在可选取的范围内使用更大的采样频率将会获得更好的通信性能。

根据第2.2节减相调制关于通信性能的分析, 调制相位减小后, 通信性能将下降, 用星座图仿真进行直观的观察。两次仿真中, 设置调制相位为  $0$  和  $\pi/2$  以及  $0$  和  $\pi/8$ , 其余参数一致, 仿真星座图对比如图16所示。

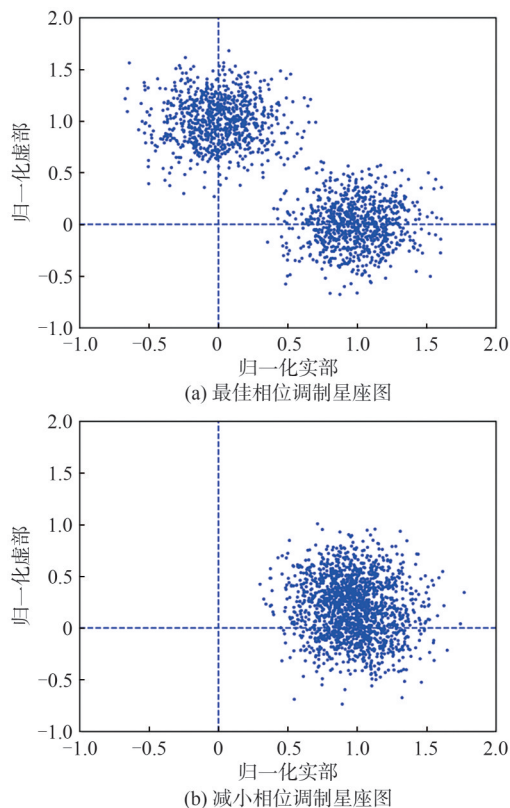


图16 仿真星座图对比

由图16可知, 随着调制相位不断减小, 不同通信信息之间的差异不断减小, 星座点间欧氏距离变小, 内嵌通信信息也更难提取, 通信性能下降成为必然。

进一步仿真比较不同调制相位下, 一体化波形误码率曲线。设置子脉冲长度  $T_s = 1 \mu\text{s}$ , 子脉冲带宽  $B = 20 \text{ MHz}$ , 单个脉冲下子脉冲个数  $N = 13$ , 分别对不同相位调制下的  $6.5 \times 10^4$  个码元进行误码率的蒙特卡洛仿真, 绘制一体化波形误码率和信噪比关系曲线如图17所示。

由图17可知, 仿真结果与第2.2节分析一致, 随着调制相位减小, 一体化波形通信性能逐渐变差, 减相调制方法通过牺牲通信性能实现了感知性能的提升。

### 3.3 实际场景RD图仿真分析

模糊函数能够部分定性评估系统雷达性能, 但还需要进一步利用信号累积及恒虚警概率检测等

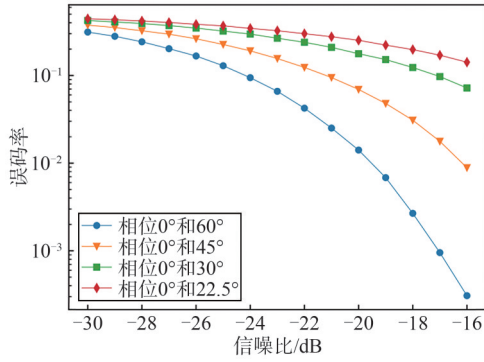


图17 一体化波形误码率和信噪比关系曲线

一系列方法，对距离—多普勒（RD, range-Doppler）数据进行处理，从而提取出具体的目标位置、速度等信息。本节将利用RD图仿真模拟雷达二维数据的处理，并将减相调制前后的结果进行对比，说明减相调制对雷达性能的提升。

仿真中一体化波形参数设置见表1。其中， $f_c$ 为载波频率，PRI为脉冲间隔。

表1 波形参数设置

参数	取值
$B/\text{MHz}$	2
$T_s/\mu\text{s}$	1
$f_c/\text{GHz}$	10
$N$	13
$\lambda_r/\text{巴克码}$	13
PRI/ms	1

考虑双基地场景，目标参数设置见表2。其中， $\sigma$ 为雷达截面积， $L$ 为收发雷达站间间隔， $V$ 为目标速度， $l_2$ 为目标相对发射基站距离， $\theta_r$ 为到达信号入射角。

表2 目标参数设置

参数	取值
$\sigma/\text{m}^2$	0.12、0.1、0.08、0.005
$L/\text{km}$	100
$V/(\text{m}\cdot\text{s}^{-1})$	-40、0、0.50
$l_2/\text{km}$	103、100、101、102
$\theta_r/(\text{°})$	5

系统相关参数设置见表3。其中， $P_t$ 为发射信号功率， $G_t$ 为发射天线增益， $G_r$ 为接收天线增益， $L_a$ 为传播损耗， $T_n$ 为系统温度， $F_n$ 为接收噪声系数， $P_n$ 为噪声功率。

利用相关参数对接收功率进行计算

表3 系统相关设置

参数	取值
$P_t/\text{kW}$	10
$G_t/\text{dBi}$	46.53
$G_r/\text{dBi}$	26.53
$L_a/\text{dB}$	0
$T_n/\text{°C}$	27
$F_n/\text{dB}$	3
$P_n/\text{dBm}$	-136.05

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 l_1^2 l_2^2 L_a} \quad (28)$$

由式(28)可以得到，4个目标对应回波的接收功率分别为-153.3 dBm、-153.74 dBm、-154.84 dBm、-157.39 dBm。从而可以对4个回波的信噪比进行计算，分别为-17.29 dB、-17.69 dB、-18.79 dB、-21.35 dB。

绘制减相调制优化前、后一体化波形RD图分别如图18、图19所示。

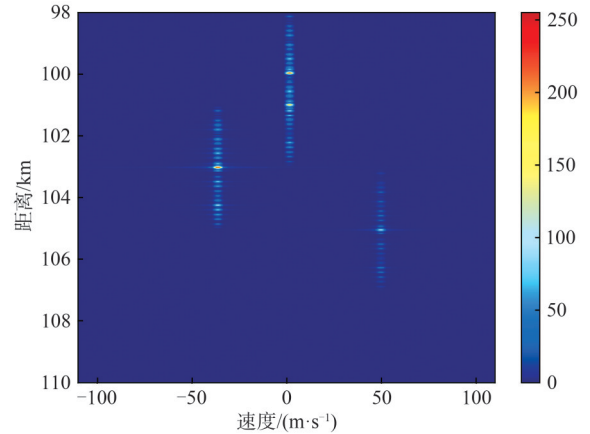


图18 减相调制优化前一体化波形RD图

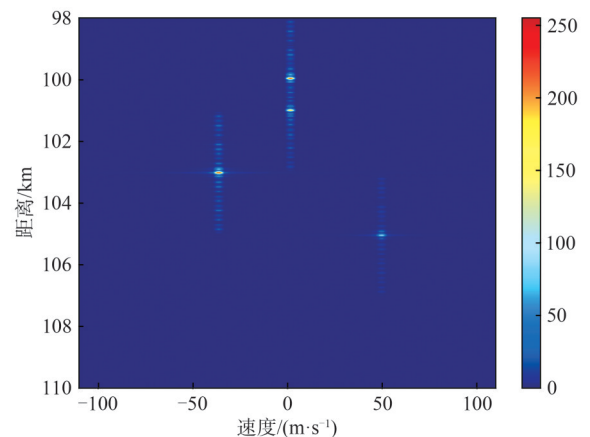


图19 减相调制优化后一体化波形RD图

由图18可知,未使用减相调制优化时,速度为-40 m/s、0 m/s、50 m/s时出现多个目标,且分别排列构成多条平行于距离轴的线段,在线段的中间点处亮度达到最高,可以判定为探测到的目标。这些目标对应距离轴上坐标分别为103 km、100 km、101 km和105 km。除了这些目标外,在RD图中还存在有亮度较高的虚假目标。在实际的应用场景中,接收端不再和仿真情况一样知道具体探测目标的个数和对应参数,那么这些虚假目标将会对雷达目标感知造成干扰,不只是虚警还有可能造成漏警的问题。由图19可知,在使用减相调制优化后,RD图上目标周围的栅瓣被大大抑制,从而探测目标更为清楚明显,相比优化前结果,弱目标也不再会轻易丢失。

#### 4 结束语

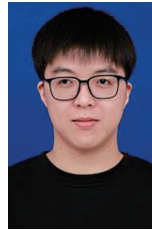
在双基地场景下,本文对基于LFM的通感一体化波形展开优化研究。首先,对一体化信号进行了建模分析,在LFM的基础上引入伪随机噪声序列,并从模糊函数、误码率这两个性能指标出发,简单分析了一体化波形的雷达感知性能和通信性能。然后,根据一体化信号的特点设计对应的接收机,根据对建模信号以及接收机的理论分析,发现了一体化波形的距离旁瓣过高、虚假目标识别问题,创新性地提出减相调制和接收机结构优化的方法,对原本的一体化波形进行了改进。最后,利用具体表达式推导分析系统性能,结合仿真实验,对比验证了优化方法的有效性。在后续的工作中,笔者将对原有的单载波形式进行调整,尝试使用多载波方法,在保证原有雷达感知性能的前提下,对通信信息传递量进行提升。

#### 参考文献:

- [1] LIU F, YUAN W J, YUAN J H, et al. Radar-communication spectrum sharing and integration: overview and prospect[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(3): 467-484.
- [2] LIANG X D, LI Q, WANG J, et al. Joint wireless communication and radar sensing review and future prospects[J]. *Journal of Signal Processing*, 2020, 36(10): 1615-1627.
- [3] CHEN X B, WANG X M, XU S F, et al. A novel radar waveform compatible with communication[C]//*Proceedings of the 2011 International Conference on Computational Problem-Solving (ICCP)*. Piscataway: IEEE Press, 2011: 177-181.
- [4] SHANNON C E. Communication in the presence of noise[J]. *Proceedings of the IRE*, 1949, 37(1): 10-21.
- [5] RICHARDS M. *Fundamentals of radar signal processing*[M]. New York: McGraw Hill, 2005.
- [6] XIAO Y Q, DU Q H, CHENG W C, et al. Model-ML integrated intelligence in URLLC towards end-to-end delay fulfillment over vehicular networks[J]. *IEEE Internet of Things Magazine*, 2023, 6(3): 62-68.
- [7] XIAO Y Q, DU Q H, CHENG W C, et al. Secure communication guarantees for diverse extended-reality applications: a unified statistical security model[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2023, 17(5): 1007-1021.
- [8] MA B Y, REN Z Y, CHENG W C, et al. Latency-constrained multi-user efficient task scheduling in large-scale Internet of Vehicles[J]. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2024, 23(10): 9821-9834.
- [9] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work![J]. *IEEE Access*, 2013, 1: 335-349.
- [10] DENG H, HIMED B. Interference mitigation processing for spectrum-sharing between radar and wireless communications systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(3): 1911-1919.
- [11] ZHENG L, LOPS M, WANG X D. Adaptive interference removal for uncoordinated radar/communication coexistence[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2018, 12(1): 45-60.
- [12] NARTASILPA N, SALIM A, TUNINETTI D, et al. Communications system performance and design in the presence of radar interference[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2018, 66(9): 4170-4185.
- [13] LIU F, ZHENG L, CUI Y H, et al. Seventy years of radar and communications: the road from separation to integration[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2023, 40(5): 106-121.
- [14] LIU A, HUANG Z, LI M, et al. A survey on fundamental limits of integrated sensing and communication[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2022, 24(2): 994-1034.
- [15] 谷焱. 雷达通信感知一体化研究综述[J]. *电声技术*, 2024, 48(2): 134-137.
- [16] GU Y. A review of research on radar communication perception integration[J]. *Audio Engineering*, 2024, 48(2): 134-137.
- [17] 杨小牛, 张春磊. “电磁静默战”: 电磁战场新“剑谱”[N]. *解放军报*, 2017-09-19(007).
- [18] YANG X N, ZHANG C L. “Electromagnetic silent warfare”: a new “sword spectrum” on the electromagnetic battlefield[N]. *People's Liberation Army Daily*, 2017-09-19(007).
- [17] PATOLE S M, TORLAK M, WANG D, et al. Automotive radars: a review of signal processing techniques[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2017, 34(2): 22-35.
- [18] NOWAK M J, ZHANG Z P, QU Y, et al. Co-designed radar-communication using linear frequency modulation waveform[C]//

- Proceedings of the MILCOM 2016 - 2016 IEEE Military Communications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2016: 918-923.
- [19] 周宇, 杨慧婷, 谷亚彬, 等. 基于调频率调制的雷达通信共享信号研究[J]. 电子科技大学学报, 2017, 46(6): 830-835.  
ZHOU Y, YANG H T, GU Y B, et al. Study on integrated radar and communication signal based on chirp-rate modulation[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2017, 46(6): 830-835.
- [20] 荆春晖, 郭文彬. 基于独立分量分离的雷达通信一体化接收算法[J]. 无线电工程, 2021, 51(2): 111-117.  
JING C H, GUO W B. Radar communication integrated receiving algorithm based on independent component separation[J]. Radio Engineering, 2021, 51(2): 111-117.
- [21] 李晓柏, 杨瑞娟, 程伟. 基于 Chirp 信号的雷达通信一体化研究[J]. 雷达科学与技术, 2012, 10(2): 180-186.  
LI X B, YANG R J, CHENG W. Integrated radar and communication based on chirp[J]. Radar Science and Technology, 2012, 10(2): 180-186.
- [22] 邹广超, 刘以安, 吴少鹏, 等. 雷达-通信一体化系统设计[J]. 计算机仿真, 2011, 28(8): 1-4, 32.  
ZOU G C, LIU Y A, WU S P, et al. Design of radar-communications integrated system[J]. Computer Simulation, 2011, 28(8): 1-4, 32.
- [23] XIE R, LUO K, JIANG T. Waveform design for LFM-MPSK-based integrated radar and communication toward IoT applications[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2022, 9(7): 5128-5141.
- [24] ZHONG N Y, LI P X, BAI W L, et al. Spectral-efficient frequency-division photonic millimeter-wave integrated sensing and communication system using improved sparse LFM sub-bands fusion[J]. Journal of Lightwave Technology, 2023, 41(23): 7105-7114.
- [25] LYU Z D, ZHANG L, ZHANG H Q, et al. Preamble-free synchronization based on dual-chirp waveforms for photonic THz-ISAC[J]. Journal of Lightwave Technology, 2024, 42(8): 2657-2665.
- [26] ZHANG W X, ZHANG H. The design of integrated waveform based on MSK-LFM signal[C]//Proceedings of the 2020 15th IEEE International Conference on Signal Processing (ICSP). Piscataway: IEEE Press, 2020: 565-569.
- [27] YANG C, WANG M, ZHENG L, et al. Dual function system with shared spectrum using FMCW[J]. IEEE Access, 2018, 6: 79026-79038.
- [28] 刘永军, 廖桂生, 唐皓, 等. FSK-FMCW 雷达通信一体化信号设计与处理方法研究[J]. 信号处理, 2022, 38(11): 2265-2275.  
LIU Y J, LIAO G S, TANG H, et al. Integrated FSK-FMCW radar and communication signal design and processing method[J]. Journal of Signal Processing, 2022, 38(11): 2265-2275.
- [29] 胡廷舟, 谢锐, 刘俊, 等. LFM-MPSK 雷达通信一体化系统时频联合同步技术研究[J]. 信号处理, 2020, 36(10): 1687-1697.  
HU T Z, XIE R, LIU J, et al. Joint timing and frequency synchronization in LFM-MPSK based radar and communication integrated system[J]. Journal of Signal Processing, 2020, 36(10): 1687-1697.
- [30] 曾浩, 吉利霞, 李凤, 等. 16QAM-LFM 雷达通信一体化信号设计[J]. 通信学报, 2020, 41(3): 182-189.  
ZENG H, JI L X, LI F, et al. 16QAM-LFM waveform design for integrated radar and communication[J]. Journal on Communications, 2020, 41(3): 182-189.
- [31] QUAN Y, SHI L F, LIU J L, et al. A novel bistatic joint radar-communication system in multi-path environments[C]//Proceedings of the 2020 12th International Conference on Communication Software and Networks (ICCSN). Piscataway: IEEE Press, 2020: 186-191.

## [作者简介]



季晨星(2002-), 男, 哈尔滨工业大学电子与信息工程学院硕士生, 主要研究方向为通感一体化。



李澎(1985-), 男, 北京遥测技术研究所研究员, 主要研究方向为信号处理。



张天祥(1998-), 男, 哈尔滨工业大学电子与信息工程学院博士生, 主要研究方向为通信感知一体化、一体化波形设计等。



高玉龙(1978-), 男, 博士, 哈尔滨工业大学电子与信息工程学院教授, 主要研究方向为智能信号处理和智能通信、智能图像处理 and 计算机视觉等。