

基于FBMC信号的低截获雷达通信一体化波形设计

李琬璐 相征 任鹏*

(西安电子科技大学通信工程学院 西安 710071)

摘要: 针对正交频分复用(OFDM)雷达通信一体化波形方案中循环前缀引起的弱回波掩盖问题和敌方战场低截获概率问题, 该文提出了基于滤波器组的多载波偏移正交幅度调制(FBMC-OQAM)的低截获雷达通信一体化波形设计方案。分别构建FBMC雷达通信一体化波形与目标检测概率、通信信道容量之间的数学模型, 在保证一定系统雷达与通信性能的条件约束下, 设计最小化系统总发射功率联合优化问题, 优化各个子载波发射功率分配方案。该算法利用测量值和信道状态信息, 对下一个脉冲的发射波形参数进行优化设计, 实现自适应传输。此外, 从平均模糊函数角度分析了FBMC作为雷达信号的可行性和优势。仿真结果表明, 与等功率分配方案相比, 该文提出的功率分配方案可有效降低一体化系统总发射功率, 从而实现低截获性能, 并且FBMC波形可有效降低循环前缀引起的距离旁瓣, 提高雷达分辨率与信息速率。

关键词: 雷达通信一体化; 低截获概率; 滤波器组多载波; 通信容量; 检测概率

中图分类号: TN957

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2023)02-0287-10

DOI: 10.12000/JR22064

引用格式: 李琬璐, 相征, 任鹏. 基于FBMC信号的低截获雷达通信一体化波形设计[J]. 雷达学报, 2023, 12(2): 287-296. doi: 10.12000/JR22064.

Reference format: LI Wanlu, XIANG Zheng, and REN Peng. Filter bank multi-carrier waveform design for low probability of intercepting joint radar and communication system[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(2): 287-296. doi: 10.12000/JR22064.

Filter Bank Multi-carrier Waveform Design for Low Probability of Intercepting Joint Radar and Communication System

LI Wanlu XIANG Zheng REN Peng*

(School of Telecommunications Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: Cyclic prefixes in joint radar and communication systems based on Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) and low probability of interception lead to weak radar echo masking on the battlefield. To address this problem, a low probability of interception waveform design scheme based on Filter Bank Multi-Carrier (FBMC) with Offset Quadrature Amplitude Modulation (FBMC-OQAM) is proposed in this paper. Mathematical models for the FBMC joint radar and communication waveform, target detection probability, and communication channel capacity are established. Under the radar and communication performance constraints required by the system, a joint optimization problem of minimizing the total transmitted power of the system is designed, and the subcarrier and power allocation scheme are optimized. Furthermore, the proposed algorithm can realize adaptive transmission where the parameters of the transmitting waveform can be optimally designed for the next pulse by utilizing the measured values of the current signal and the channel state information. Moreover, the feasibility and advantages of FBMC as the radar signal are analyzed based on the average ambiguity function. Theoretical analysis and simulation experiments show that the power allocation scheme proposed in this paper can effectively reduce the total transmitted power of the system, to achieve low interception performance compared with the equal power

收稿日期: 2022-04-02; 改回日期: 2022-06-12; 网络出版: 2022-07-06

*通信作者: 任鹏 rp1816@126.com *Corresponding Author: REN Peng, rp1816@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(61971320)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (61971320)

责任编辑: 原进宏 Corresponding Editor: YUAN Jinhong

allocation. The FBMC waveform can effectively reduce the sidelobes caused by cyclic prefixes, which improves the radar resolution and information rate.

Key words: Joint Radar and Communication (JRC); Low probability of intercept; Filter Bank Multi-Carrier (FBMC); Channel capacity; Detection probability

1 引言

随着电子技术和信息处理技术的深入发展与信息化作战多样化的需要,现代信息化军事战争对抗由单一的作战平台对抗向系统体系对抗转变。作战平台需要装备诸如侦察、探测、通信、干扰等各种电子作战设备,在电子作战平台上简单叠加大量的先进装备一定程度提高了现代军队的作战能力,但同时也引起总体空间资源与能源资源紧张、电磁环境恶化及天线增加引起系统隐蔽性降低等问题。因此,探索和研究现代电子装备系统的综合性多功能一体化系统是现代信息化战争中一个亟待解决的问题。在综合性多功能一体化系统中的各个电子装备的组建方式不再是简单的纵向堆积,而是各子系统共用各类系统资源实现多种电子装备功能,减小设备间干扰,降低系统功耗和体积,实现各个系统装备的横向一体化发展^[1-3]。此外,多功能一体化系统除了应用于军事场景,在民用领域也用以解决电磁频谱拥挤问题,例如智能交通^[4]、无人机^[5]、室内定位等^[6],充满着巨大的市场机遇。

雷达通信一体化(Joint Radar and Communication, JRC)是实现多功能一体化系统的关键技术。近年来,雷达通信一体化系统波形设计问题引起了国内外专家学者的广泛关注^[7-9]。目前,一体化波形设计方法大致可以分为两类。第1类方法是利用雷达波形实现附加的通信功能。例如:广泛应用的线性调频信号(Linear Frequency Modulation, LFM),文献^[10]将通信符号通过一个扰动相位调制项附加在LFM信号上;文献^[11]将多个相移键控符号或位序列嵌入到多发多收(Multiple Input Multiple Output, MIMO) LFM雷达信号中实现通信功能。文献^[12]提出了一种基于LFM信号多载波雷达通信共享信号,主载波实现雷达功能,副载波通过改变调频率和初始频率参数调制通信信息。但是,上述基于LFM的方法通信速率较低。第2类方法是利用现有的通信信号来进一步发展或补充雷达功能。文献^[13,14]首先将正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)调制技术引入雷达领域,提出了多载波互补相位编码信号。此后,OFDM信号在数字传感领域也受到广泛的关注。文献^[15]提出利用OFDM信号估计雷达参数。为了提高有限频谱资源的有效

性,文献^[16]分析了随机目标脉冲响应与接收信号之间的条件互信息,以及频率选择性衰落信道的数据信息速率。

基于OFDM的雷达通信一体化系统相较于传统LFM雷达不存在距离速度耦合,通信速率更高。但是由于严格的子载波正交性要求,OFDM信号对频偏非常敏感。此外,OFDM系统需要引入循环前缀,消除符号间干扰与子载波间干扰。但由于循环前缀的存在,不仅降低了雷达通信一体化系统的通信速率,而且一体化信号模糊函数将存在两个旁瓣峰值。如果弱回波出现在强回波旁瓣中,它们可能会被掩盖,降低目标探测性能。而基于滤波器组的多载波偏移正交幅度调制(Filter Bank Multi-Carrier with Offset Quadrature Amplitude Modulation, FBMC-OQAM)信号,没有循环前缀,而是采用OQAM调制技术和高频谱效率的原型滤波器对抗符号间干扰和载波间干扰^[17],因此频带效率更高,对高时变信道鲁棒性更好。此外,FBMC-OQAM信号子载波间是非正交的,不需要严格的频率同步。因此,虽然FBMC信号复杂度高于OFDM信号,但是OFDM信号需要严格的时间频率同步,因此提高了网络规划复杂度。

另一方面,现有研究工作大多数集中在提高雷达探测与跟踪性能和通信速率问题,但在实际复杂作战环境中,低截获概率问题(Low Probability of Intercept, LPI)由于其显著增强作战效能是雷达系统设计中需要考虑的关键研究问题。目前,关于实现低截获性能系统的研究可分为以下几类:增大发射信号带宽;超低旁瓣的隐身天线设计;频率调制、相位编码等低截获波形;发射时间控制和频率控制^[18]与功率管理^[19,20]。本文将从功率管理角度研究低截获雷达通信一体化信号。

综上所述,为解决现有OFDM雷达通信一体化技术中循环前缀影响探测性能与信息速率问题,同时提升系统低截获性能,提出了基于FBMC-OQAM的低截获雷达通信一体化波形设计方案。考虑一体化系统中通信信道为低空或地面场景,如无人机、车辆交通等的频率选择性信道,探测目标为频率敏感目标。在保证系统所需的一体化系统探测性能与通信性能的条件约束下,优化分配各个子载波发射功率,实现发射总功率最小化,并从平均模糊函数

角度分析了FBMC作为雷达信号的可行性和优势。仿真结果表明, 本文所提波形方案可有效降低系统发射总功率, 从而降低系统截获概率, 并且可有效解决OFDM循环前缀引起的弱回波掩盖问题, 提升通信速率。此外, 可根据测量值和信道状态信息, 自适应地调整下一个传输脉冲的发射波形参数。

2 信号模型

FBMC-OQAM信号模型如图1所示^[21], 在FBMC-OQAM系统的发射机处, N 个并行输入复信号通过 N 个子信道滤波器传输后叠加。在第 n 个子载波上发送的第 l 个复信号可表示为

$$U_l^n = \alpha_l^n + j\beta_l^n, 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq l \leq L-1 \quad (1)$$

其中, α_l^n 和 β_l^n 分别表示第 n 个子载波上的第 l 个复信号的实部和虚部, 符号的实部和虚部在时域上交错 $T/2$, 其中 T 是FBMC-OQAM符号周期。第 n 个子载波信号经滤波后可表示为

$$x_n(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \left(\alpha_l^n h(t-lT) + j\beta_l^n h\left(t-lT - \frac{T}{2}\right) \right) \quad (2)$$

其中, $h(t)$ 表示原型滤波器的脉冲响应。然后通过子载波调制器对数据调制。最后, 所有子载波数据叠加产生FBMC-OQAM信号。

考虑FBMC-OQAM雷达通信一体化脉冲信号包含 M 个符号, 一体化信号可以表示为

$$s(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_n x_{m,n} e^{j\frac{\pi n}{2} n} e^{j2\pi n \Delta f (t-mt_b)} e^{j2\pi f_c t} \cdot \text{rect}\left(\frac{t-mt_b}{t_b}\right) \quad (3)$$

其中, N 表示子载波数, f_c 表示载波频率, M 表示符号数, $\Delta f = 1/T$ 表示子载波间隔, 带宽为 $B = \Delta f \times N$, $x_{m,n}$ 表示第 m 个符号的第 n 个子载波

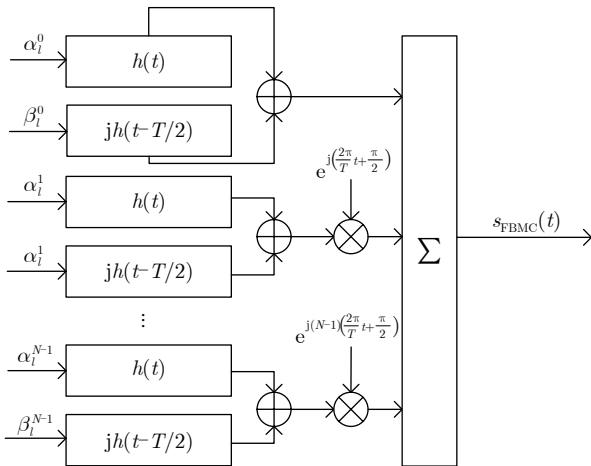


图1 FBMC-OQAM信号模型

Fig. 1 FBMC-OQAM signal model

上所要传输的通信信息, t_b 表示符号周期, a_n , $0 \leq n \leq N-1$ 表示在第 n 个子载波上传输的复权重, 则第 n 个子载波的发射功率为 a_n^2 。

假设探测目标与雷达之间的距离为 R , 相对雷达的径向速度为 v , 则接收信号为

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \xi_n a_n x_{m,n} e^{j2\pi f_m (t-mt_b-\tau)} e^{j2\pi f_c (t-\tau)} \cdot e^{j2\pi (f_c+f_n) \frac{2v}{c} t} e^{j\frac{\pi n}{2}} \text{rect}\left(\frac{t-mt_b-\tau}{t_b}\right) + \Omega(t) \quad (4)$$

其中, $\tau = 2R/c$ 表示时间延迟, c 为光速, ξ_n 表示第 n 个子载波上目标散射引起的响应, 因为本文针对频率敏感目标, 即散射强度参数会随频率变化扩展目标^[22,23], 因此 ξ_n 在各个子载波上是不同的。 $f_n = n\Delta f$ 表示第 n 个子载波频率, $\Omega(t)$ 为复高斯白噪声, $f_{d,n} = (2vf_n)/c$ 为第 n 个子载波对应的多普勒频移, 则第 m 个符号的第 n 个子载波输出的基带信号表示为

$$d_{m,n}(t) = e^{-j2\pi f_c \tau} \xi_n a_n x_{m,n} e^{j2\pi f_n (t-mt_b-\tau)} e^{j2\pi f_{d,n} t} \cdot e^{j\frac{\pi m}{2}} + \Omega_{m,n}(t), \quad m = 0, 1, \dots, M-1; n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (5)$$

其中, $\Omega_n(t)$ 表示第 n 个子信道的噪声。令 $t = mt_b$, 式(5)可表示为

$$d_n(m) = a_n \eta_{m,n} e^{j2\pi f_{d,n} mt_b} + \Omega_n(m), \quad m = 0, 1, \dots, M-1; n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6)$$

其中, $\eta_{m,n} = \xi_n x_{m,n} e^{j\frac{\pi n}{2}} e^{-j2\pi f_c \tau} e^{-j2\pi f_n \tau}$ 。因此, 所有子载波的输出矩阵形式可以表示为

$$\mathbf{d}(m) = \mathbf{A}\mathbf{G}(m)\boldsymbol{\eta}(m) + \boldsymbol{\Omega}(m), m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (7)$$

其中

$\mathbf{d}(m) = [d_0(m), d_1(m), \dots, d_{N-1}(m)]^T$ 为 $N \times 1$ 的向量, $[\cdot]^T$ 为转置运算;

$\mathbf{A} = \text{diag}\{a_0, a_1, \dots, a_{N-1}\}$ 为 $N \times N$ 维对角矩阵, $\text{diag}\{\cdot\}$ 表示对角化操作;

$\mathbf{G}(m) = \text{diag}\{e^{j2\pi m f_{d,0} t_b}, e^{j2\pi m f_{d,1} t_b}, \dots, e^{j2\pi m f_{d,N-1} t_b}\}$ 为 $N \times N$ 维对角矩阵;

$\boldsymbol{\eta}(m) = [\eta_0, \eta_1, \dots, \eta_{N-1}]^T$ 为 $N \times 1$ 的向量, 由目标散射响应、通信数据等部分组成;

$\boldsymbol{\Omega}(m) = [\Omega_0(m), \Omega_1(m), \dots, \Omega_{M-1}(m)]^T$ 是 $N \times 1$ 的向量。

3 低截获波形设计

3.1 信道容量

本文使用信道容量来衡量系统通信性能。在频率选择性衰落信道中, 整个频带可以划分为多个带宽为 Δf 的平坦子信道。信道容量可表示为^[24]

$$C = \sum_{n=0}^{N-1} \Delta f \text{lb} \left(1 + \frac{P_n^c |\lambda_n|^2}{\sigma^2} \right) \quad (8)$$

其中, P_n^c 和 λ_n 分别代表第 n 个子载波的发射功率和频率响应, $|\cdot|$ 代表模值, σ^2 表示信道噪声功率。

在一定的系统所需信道容量的约束下, 通过合理分配信道功率可以使发射总功率最小化。此优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{P}}^c &= \arg \min_{\mathbf{P}^c} \sum_{n=0}^{N-1} P_n^c \\ \text{Subject to } &\begin{cases} \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} \text{lb} \left(1 + \frac{P_n^c |\lambda_n|^2}{\sigma^2} \right) \geq C_{\min} \\ P_n^c \geq 0 \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\mathbf{P}^c = [P_0^c, P_1^c, \dots, P_{N-1}^c]$ 为每个子通信信道分配的功率, C_{\min} 为信道容量的最低门限。此优化问题可以使用拉格朗日乘子法求解, 通过拉格朗日乘数建立拉格朗日函数:

$$Z = \sum_{n=0}^{N-1} P_n^c - L \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} \text{lb} \left[1 + \frac{P_n^c |\lambda_n|^2}{\sigma^2} \right] \quad (10)$$

其中, L 是拉格朗日乘子, 令

$$\frac{\partial Z}{\partial P_n^c} = 0,$$

$$L \left(C_{\min} - \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} \text{lb} \left(1 + P_n^c \frac{|\lambda_n|^2}{\sigma^2} \right) \right) = 0 \quad (11)$$

$$\frac{\partial Z}{\partial P_n^c} = 1 - L \frac{\Delta f}{\ln 2} \cdot \frac{|\lambda_n|^2 / \sigma^2}{1 + P_n^c |\lambda_n|^2 / \sigma^2} = 0 \text{ 则可得:}$$

$$P_n^c = \left(\frac{L \Delta f}{\ln 2} - \frac{\sigma^2}{|\lambda_n|^2} \right)^+ = \left(\mu - \frac{\sigma^2}{|\lambda_n|^2} \right)^+ \quad (12)$$

其中, $\mu = \frac{L \Delta f}{\ln 2}$, $(\cdot)^+ = \max(\cdot, 0)$, 则发射总功率为 $\sum_{n=0}^{M-1} \left(\mu - \frac{\sigma^2}{|\lambda_n|^2} \right)^+$ 。

结果表明, $|\lambda_n|^2 / \sigma^2$ 越大, 即第 n 个通信子信道越好, 将发射功率越多地分配给该子信道可有效降低发射总功率。

3.2 检测概率

对于多符号情况的目标检测问题, 由于各个符号独立, 因此利用一个符号推导检测性能。雷达检测二元假设检验问题可表示为

$$\begin{cases} H_0 : \mathbf{d} = \mathbf{\Omega} \\ H_1 : \mathbf{d} = \mathbf{AG}\boldsymbol{\eta} + \mathbf{\Omega} \end{cases} \quad (13)$$

其中, 零假设 H_0 代表无目标, 而备择假设 H_1 代表目标存在。考虑雷达噪声 $\mathbf{\Omega}$ 是零均值复高斯白噪

声, 即 $\mathbf{\Omega} \sim \text{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{K})$, $\text{CN}(\cdot)$ 表示复高斯分布, $\mathbf{0}$ 表示 $N \times 1$ 的零向量, $\mathbf{K} = \sigma_r^2 \mathbf{I}_N$, σ_r^2 为雷达噪声功率, \mathbf{I}_N 为 $N \times N$ 的单位矩阵。

对于先验概率和代价函数未知的问题, 最优检测器是 Neyman-Pearson 检测器^[25], 在给定虚警概率下可使检测概率最大化。因此, 需要构造似然比检验, 但 \mathbf{G} 和 $\boldsymbol{\eta}$ 是在目标存在假设下的未知参数, 因此似然比不能直接从测量数据中得到。故本文采用广义似然比检验, 需要先通过最大似然估计 (Maximum Likelihood Estimate, MLE) 来估计未知参数, 构造广义似然比检测可表示为

$$J = \frac{\max_{\mathbf{G}, \boldsymbol{\eta}} f(\mathbf{d} | H_1)}{f(\mathbf{d} | H_0)} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \theta \quad (14)$$

其中, $f(\mathbf{d} | H_0)$ 和 $f(\mathbf{d} | H_1)$ 分别表示在零假设 H_0 和备择假设 H_1 下输出信号 \mathbf{d} 的概率密度函数; θ 表示检测阈值; $\underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \theta$ 表示当 $J > \theta$ 时检测结果为目标存在, 当 $J < \theta$ 时检测结果为无目标存在。式(14)取对数可得:

$$\begin{aligned} J_L &= [\mathbf{AG}\boldsymbol{\eta}]^H \mathbf{K}^{-1} \mathbf{d} + \mathbf{d}^H \mathbf{K}^{-1} \mathbf{AG}\boldsymbol{\eta} \\ &\quad - [\mathbf{AG}\boldsymbol{\eta}]^H \mathbf{K}^{-1} \mathbf{AG}\boldsymbol{\eta} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \theta_L \end{aligned} \quad (15)$$

其中, $J_L = \ln J$, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置, $(\cdot)^{-1}$ 表示逆矩阵。 $\theta_L = \ln \theta$, $\mathbf{G}\boldsymbol{\eta}$ 包括了所有未知参数, $\mathbf{G}\boldsymbol{\eta}$ 的最大似然估计为 $\hat{\mathbf{G}}\boldsymbol{\eta} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{d}$, 带入式(15)且 $\mathbf{K}^{-1} = \mathbf{I}_N / \sigma_r^2$ 可得:

$$J_L = \frac{1}{\sigma_r^2} \mathbf{d}^H \mathbf{d} \underset{H_0}{\overset{H_1}{\geq}} \theta_L \quad (16)$$

将式(13)带入式(16)可得

$$J_L = \begin{cases} \frac{1}{\sigma_r^2} \mathbf{\Omega}^H \mathbf{\Omega}, & H_0 \\ \frac{1}{\sigma_r^2} [\mathbf{AG}\boldsymbol{\eta} + \mathbf{\Omega}]^H [\mathbf{AG}\boldsymbol{\eta} + \mathbf{\Omega}], & H_1 \end{cases} \quad (17)$$

在无目标假设 H_0 下, 式(17)服从复自由度为 N 的复卡方分布, 概率分布函数只与 σ_r^2 和 N 参数有关, 因此, 式(16)是一种恒虚警率检测器。在目标存在假设 H_1 下, 式(17)服从复自由度为 N 的非中心复卡方分布:

$$\begin{cases} J_L \sim C\chi^2(N), & H_0 \\ J_L \sim C\chi^2(N, \varphi), & H_1 \end{cases} \quad (18)$$

其中, $\varphi = ([\mathbf{AG}\boldsymbol{\eta}]^H [\mathbf{AG}\boldsymbol{\eta}]) / \sigma_r^2$ 是非中心参数。

因此, 虚警概率和探测概率可表示为

$$\tilde{P}_{fa} = p(C\chi^2(N) > \gamma) \quad (19)$$

$$\tilde{P}_d = p(C\chi^2(N, \varphi) > \gamma) \quad (20)$$

对于给定的虚警概率, 检测门限 γ 可以通过式(20)计算得出。因此, 通过控制非中心参数可以控制雷达检测概率。如图2所示, 给出了检测概率随非中心参数变化情况。对于给定的虚警概率, 非中心参数越大, 雷达探测概率就越大。因此, 在一定的检测概率约束下, 通过合理分配信道功率使发射总功率最小化问题可转化为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{A}} &= \arg \min_{\mathbf{A}} \text{tr} [\mathbf{A}\mathbf{A}^H] \\ \text{Subject to } & \frac{1}{\sigma_r^2} [\mathbf{A}\mathbf{G}\boldsymbol{\eta}]^H [\mathbf{A}\mathbf{G}\boldsymbol{\eta}] \geq \varphi_{\min} \end{aligned} \quad (21)$$

其中, $\text{tr}[\cdot]$ 表示矩阵的迹, φ_{\min} 表示非中心参数最低门限, 可由检测概率最低门限计算, 令 $\mathbf{a} = [a_0, a_1, \dots, a_{N-1}]^T$, \mathbf{g} 是 $\mathbf{G}\boldsymbol{\eta}$ 元素组成的对角矩阵, 可得:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{a}} &= \arg \min_{\mathbf{a}} \mathbf{a}^H \mathbf{a} \\ \text{Subject to } & \begin{cases} \mathbf{a}^H \mathbf{g}^H \mathbf{g} \mathbf{a} \geq \varphi'_{\min} \\ a_n \geq 0, 0 \leq n \leq N-1 \end{cases} \end{aligned} \quad (22)$$

由式(22)可知, 因为 $\mathbf{g}^H \mathbf{g}$ 为对角矩阵, 因此将全部功率发送到 $\mathbf{g}^H \mathbf{g}$ 最大元素对应的子信道, 可使总发射功率最小。

3.3 一体化波形设计

为提高FBMC雷达通信一体化系统抗截获性能, 需综合考虑通信性能与雷达性能, 即在一定的信道容量和目标探测概率约束下, 优化各个子载波发射功率使发射信号总功率最小化, 根据3.1节与3.2节讨论, 低截获一体化波形优化问题可表示为

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{P}}^J &= \arg \min \sum_{n=0}^{N-1} P_n^J \\ \text{Subject to } & \begin{cases} P_n^J \geq 0, n = 0, 1, \dots, N-1 \\ \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} \text{lb} \left(1 + P_n^J \frac{|\lambda_n|^2}{\sigma^2} \right) \geq C_{\min} \\ \sum_{n=0}^{N-1} P_n^J |g_n|^2 \geq \varphi'_{\min} \end{cases} \end{aligned} \quad (23)$$

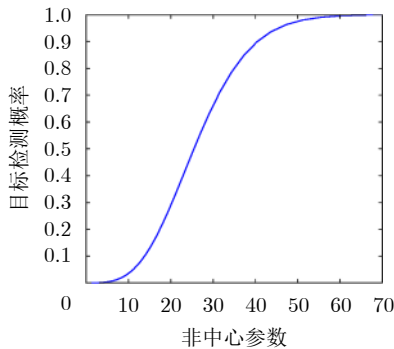


图2 检测概率随非中心参数变化情况

Fig. 2 Radar detection probability versus non-central parameter

其中, C_{\min} 和 φ_{\min} 分别表示一体化系统所需最小信道容量与最小检测概率对应的非中心参数。 $\mathbf{P}^J = [P_0^J, P_1^J, \dots, P_{N-1}^J]$ 为每个子通道信道分配功率, 且 $P_n^J = |a_n|^2$, g_n 是 $\mathbf{G}\boldsymbol{\eta}$ 的第 m 个对角元素。式(23)是一个有不等式约束的凸优化问题, 可使用KKT条件求解。KKT条件为

$$\begin{aligned} L(P_n^J, a, b) &= \sum_{n=0}^{N-1} P_n^J - a \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} \text{lb} \left(1 + P_n^J \frac{|\lambda_n|^2}{\sigma^2} \right) \\ &\quad - b \sum_{n=0}^{N-1} P_n^J |g_n|^2 - \sum_{n=0}^{N-1} c_n P_n^J \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{cases} L'(P_n^J, a, b) = 0 \\ a \left(C_{\min} - \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} \text{lb} \left(1 + P_n^J \frac{|\lambda_n|^2}{\sigma^2} \right) \right) = 0 \\ b \left(\varphi'_{\min} - \sum_{n=0}^{N-1} P_n^J |g_n|^2 \right) = 0 \\ c_n P_n^J = 0, n = 0, 1, \dots, N-1 \\ a \geq 0 \\ b \geq 0 \\ c_n \geq 0 \\ \sum_{n=0}^{N-1} P_n^J |g_n|^2 \geq \varphi'_{\min} \\ \Delta f \sum_{n=0}^{N-1} \text{lb} \left(1 + P_n^J \frac{|\lambda_n|^2}{\sigma^2} \right) \geq C_{\min} \\ P_n^J \geq 0, n = 0, 1, \dots, N-1 \end{cases} \quad (25)$$

其中, a , b 和 c_n 是拉格朗日乘子, 通过式(25)可求解一体化波形各个子载波的发射功率 P_n^J , 并在下一个脉冲中传输设计的一体化波形。当目标散射特性或信道状态信息发生变化时, 重新估计未知参数, 实现自适应一体化波形传输。

综上所述, 低截获雷达通信一体化波形设计方案具体步骤如下:

步骤1 估计未知参数 $\mathbf{G}\boldsymbol{\eta}$: 先发送未优化的波形, 即每个子载波发射功率相同。系统可以利用接收到的信号进行最大似然估计: $\hat{\mathbf{G}}\boldsymbol{\eta} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{d}$;

步骤2 确定阈值: 确定一体化系统所需最小信道容量与目标检测概率, 并计算对应的最小非中心参数;

步骤3 波形优化: 利用选定的阈值和最大似然估计 $\mathbf{G}\boldsymbol{\eta}$, 可以计算出低截获波形, 并在下一个脉冲中传输优化的一体化波形, 有效控制发射信号总功率。当信道信息和目标散射发生变化时, 重新估计未知参数, 实现自适应的低截获FBMC一体化波形传输。

4 仿真验证

4.1 FBMC与OFDM波形比较

本节的目的是分析FBMC-OQAM波形、OFDM波形、CP-OFDM波形。通过对比分析模糊函数,验证FBMC-OQAM信号作为雷达信号的可行性,并说明FBMC-OQAM波形可有效解决循环前缀引起的模糊旁瓣问题。

雷达平均模糊函数(Average Ambiguity Function, AAF)可直观反应雷达距离和多普勒分辨能力、测量精度和模糊度等,是衡量雷达波形质量的重要数学工具^[26,27],定义如下:

$$\phi(\tau, f_d) = \left| E \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t-\tau) \exp(-j2\pi f_d t) dt \right\} \right|^2 \quad (26)$$

其中, $(\cdot)^*$ 表示复共轭, τ 和 f_d 表示时间延迟和多普勒频率。理想的模糊函数可以表征为在原点处具有一个宽度无限小的尖峰,其余各点均为零。在原点处无穷小宽度这一特性使得雷达可同时估计时间延迟和多普勒参数,即雷达目标距离与速度参数,并且具有任意高的精度。但是由于模糊函数的最大值和体积不变性,已经从数学上证明了这种理想的模糊函数是不存在的^[28]。通常具有一个狭窄的中心峰且峰周围包含大量低旁瓣模糊量的“图钉形”模糊函数已足够满足成像雷达与目标照射雷达在其延迟多普勒区域内的实际需求。

FBMC波形AAF可推导为

$$\begin{aligned} \phi_{\text{FBMC}}(\tau, f_d) &= \left(P_d \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j2\pi f_d m t_b / 2} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi n \Delta f \tau} \right)^2 \\ &\quad \cdot \phi_{\text{PF BMC}} \\ &= P_d^2 \phi_{\text{PF BMC}} [e^{-j\pi f_d (M-1)t_b / 2} e^{j\pi \Delta f (N-1)\tau} \\ &\quad \cdot d \sin c(\pi f_d t_b / 2, M) d \sin c(\pi \Delta f \tau, N)]^2 \\ &= P_d^2 d \text{sinc}^2(\pi \Delta f \tau, N) d \text{sinc}^2(\pi f_d T / 2, M) \\ &\quad \cdot \phi_{\text{PF BMC}} \end{aligned} \quad (27)$$

其中, P_d 是平均功率且

$$d \sin c(x, N) = \begin{cases} \frac{\sin(Nx)}{\sin(x)}, & x \neq 0 \\ N, & x = 0 \end{cases} \quad (28)$$

$$\phi_{\text{PF BMC}}(\tau, f_d) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h^*(t-\tau) e^{-j2\pi f_d t} dt \right|^2 \quad (29)$$

分别对OFDM, CP-OFDM和FBMC-OQAM波形的平均模糊函数进行仿真,为消除通信信息随机性影响,试验次数为100次后平均值,系统其他参数设置如表1所示。

PHDYAS原型滤波器的脉冲响应表示为

$$h(t) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{K-1} H_k \cos \left(2\pi \frac{kt}{KT} \right) \quad (30)$$

具体参数如表2所示。

OFDM, CP-OFDM和FBMC波形的平均模糊函数图、零多普勒图与零时延图如图3、图4与图5所示。仿真中多普勒频率范围取 $(-B, B)$,归一化后为 $(-1, 1)$,时间延迟范围取 $(-t_b, t_b)$,归一化后为 $(-1, 1)$ 。如图3(a)、图4(a)与图5(a)所示,3种多载波信号的平均模糊函数图均呈“图钉形”,主峰以外的能量均匀分布在整个平面上。因此,3种多载波波形均具有良好的探测性能。

然而,它们之间存在着细微的差异。一方面FBMC-OQAM的零多普勒图与OFDM类似,但是由于循环前缀的存在,CP-OFDM波形在零多普勒图中会出现两个旁瓣峰值,将导致弱目标回波掩盖问题;另一方面,在零时延图中,OFDM和CP-OFDM波形由于矩形窗的应用而存在一系列旁瓣。相比之下,FBMC-OQAM采用PHDYAS原型滤波器,具有良好的时频局部化特性(Time Frequency Localization, TFL),只有主峰存在,没有带外功率泄漏,但是主瓣有所展宽,导致速度分辨率略有下降。综上分析,FBMC作为雷达波形是可行的,并且可以有效解决循环前缀引起的模糊旁瓣问题。

4.2 低截获一体化波形

利用仿真数据包括雷达性能和通信性能分析验证本文所提方案有效性。仿真参数设置如下:子载波数 $N=4$,中心频率 $f_c=5$ GHz,子载波间隔 $\Delta f=0.5$ MHz,距离 $R=1000$ m,速度 $v=100$ m/s,噪声功率为10 mW。利用凸优化工具包CVX求解目标函数式(23)。

根据3.1节与3.2节分析,针对雷达检测概率,

表 1 多载波波形仿真参数设置

Tab. 1 Multi-Carrier waveform parameters setting

波形	符号周期	子载波数	CP长度	符号数	调制方式	滤波器
OFDM	1.65 μ s	64	0	4	16QAM	矩形窗
CP-OFDM	2.07 μ s	80	0.42 μ s	4	16QAM	矩形窗
FBMC-OQAM	0.83 μ s	64	0	4	16QAM	PHDYAS $K=4$

表 2 PHDYAS滤波器系数

Tab. 2 PHDYAS filter coefficients

参数	数值	参数	数值
K	4	H_1	0.971960
H_0	1	H_2	$\sqrt{2}/2$
		H_3	0.235147

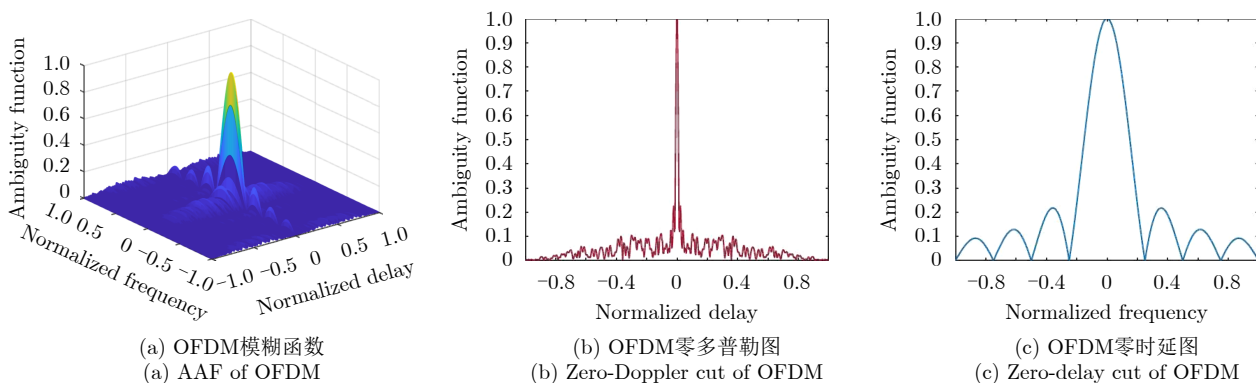


图3 OFDM模糊函数、零多普勒图及其零时延图

Fig. 3 AAF of OFDM waveform and its zero-Doppler and zero-delay cut

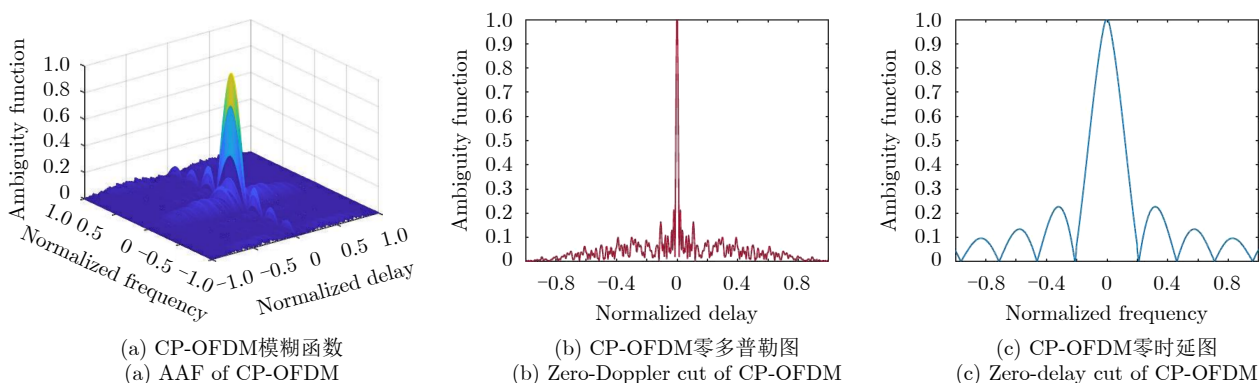


图4 CP-OFDM模糊函数、零多普勒图及其零时延图

Fig. 4 AAF of CP-OFDM waveform and its zero-Doppler and zero-delay cut

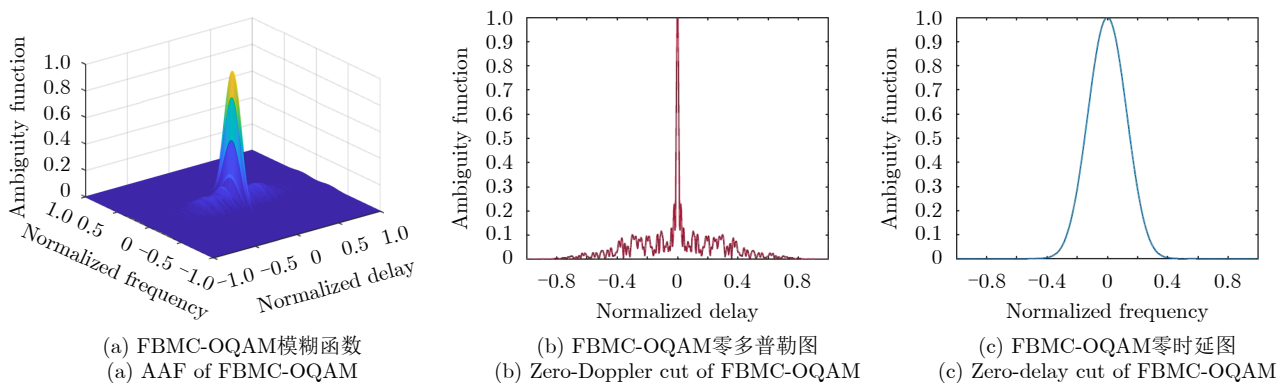


图5 FBMC-OQAM模糊函数、零多普勒图及其零时延图

Fig. 5 AAF of FBMC-OQAM waveform and its zero-Doppler and zero-delay cut

将全部功率发送到 $\mathbf{g}^H \mathbf{g}$ 最大元素对应的子信道，可使总发射功率最小，即所有的功率将被分配到最佳的雷达子信道中。对于通信性能，每个信道发射功率为 $P_n^c = \left(\frac{L\Delta f}{\ln 2} - \frac{\sigma^2}{|\lambda_n|^2} \right)^+ = \left(\mu - \frac{\sigma^2}{|\lambda_n|^2} \right)^+$ 时可使发射总功率最小化。

因此，两种系统性能功率分配方案决定因素是不同的，首先考虑了两种因素重合情况。对于雷达检测概率，将全部功率分配到 $\mathbf{g}^H \mathbf{g}$ 最大元素对应的

子信道中。同时，对于通信性能，如若使用同样功率分配方案，根据式(12)，将全部功率分配给信道条件好的子信道，其余信道功率为零，即：

$$\begin{cases} \mu - \frac{\sigma^2}{|\lambda_n|^2} = P, & n = \hat{n} \\ \mu - \frac{\sigma^2}{|\lambda_n|^2} \leq 0, & n \neq \hat{n} \end{cases} \quad (31)$$

其中， \hat{n} 为最佳的雷达子信道数， P 为发射总功率。

因此, 当 $g^H g$ 与 λ 满足式(31)时, 总发射功率会比其他一般情况的总发射功率小。

根据式(31), 设置复杂加性高斯白噪声信道下的两种不同场景方案, 两场景归一化信道参数 λ 与 η 设置如表3所示, 场景1为 λ 随机生成, 场景2满足式(31)。

场景1中扩展目标各个子载波目标散射响应设为[1.5, 1.0, 2.0, 4.0], 场景2中扩展目标各个子载波目标散射响应设为[5.0, 1.5, 2.0, 0.5], 通信信息调制方式为16QAM。

如图6和图7所示, 分别给出了场景1和场景2中不同虚警概率下发射总功率随目标检测概率的变化情况, 信道容量约束为0.5 Mb/s。从图6与图7可以

看出, 虚警概率越小, 所需总功率越大。对比图6与图7可以看出, 在相同目标检测概率相同虚警概率下, 场景2比场景1所需发射功率小, 其实验结果与理论分析一致。

图8对比了所提方案与等功率分配方案的发射总功率随检测概率的变化情况, 仿真中虚警概率为 10^{-6} 。图9给出了场景1和场景2所提方案与等功率分配方案的发射总功率随通信信道容量的变化情况, 检测概率约束为0.2。对于同样的信道容量, 场景2比场景1所需发射功率小, 仿真结果与理论分析一致。

此外, 从图8与图9可以看出, 在保证系统所需的信道容量与检测概率条件下, 本文所提方案比等

表 3 参数 λ 与 η 仿真参数设置
Tab. 3 λ and η parameters setting

参数	子信道1	子信道2	子信道3	子信道4
场景1 λ	-0.1369-0.0619i	0.3611+0.2125i	0.0075-0.0921i	0.2667-0.2076i
场景1 η	-0.046+0.1705i	0.0304+0.1136i	0.0609+0.2273i	0.1218-0.4546i
场景2 λ	0.6288-0.1170i	0.1064+0.0408i	0.0617+0.0590i	0.0449+0.1549i
场景2 η	0.5520+0.1479i	0.0370-0.1380i	0.2070+0.0055i	0.0018-0.0690i

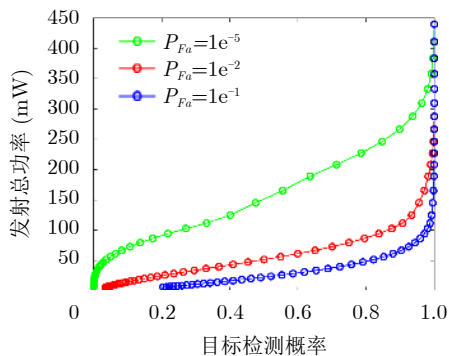


图 6 场景1中发射总功率随检测概率变化情况
Fig. 6 Total power versus probability of detection in scenario I

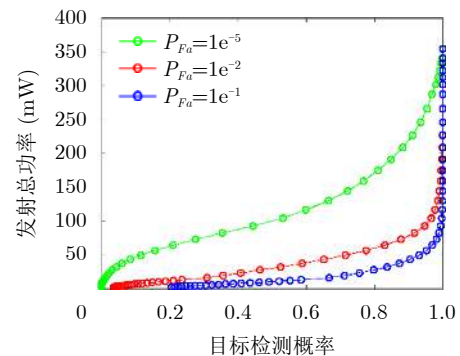


图 7 场景2中发射总功率随检测概率变化情况
Fig. 7 Total power versus probability of detection in scenario II

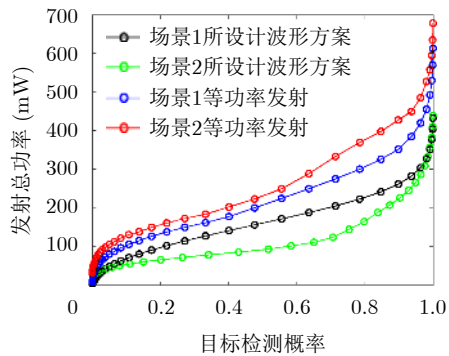


图 8 不同方案发射总功率随检测概率变化情况
Fig. 8 Total power versus probability of detection in different scheme

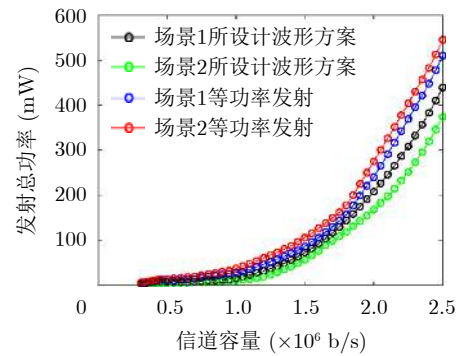


图 9 不同方案发射总功率随信道容量变化情况
Fig. 9 Total power versus channel capacity in different scheme

功率分配发射功率方案在场景1与场景2中都减小发射总功率, 从而获得更好的系统低截获性能。为使结果更清晰, 并简化参数 λ 与 η 设置说明, 仿真中减小了子载波数量, 但所提方法可以扩展到子载波数较大的信号上。

5 结语

本文研究了FBMC-OQAM低截获雷达通信一体化波形设计方案, 在保证系统雷达性能和通信性能的前提下最小化发射功率。针对频率选择性衰落信道和频率敏感目标, 分别建立了FBMC雷达通信一体化波形与目标检测概率、通信信道容量之间的数学模型, 设计最小化系统总发射功率联合优化问题, 优化各个子载波发射功率分配方案。该算法利用测量值和信道状态信息, 为下一脉冲自适应分配发射功率。本文还分析了FBMC-OQAM作为雷达信号的可行性和优势。仿真结果表明, 本文所设计的波形方案比等功率传输波形具有更好的低截获性能。

参考文献

- [1] CALDWELL D, FREDA J, and GOLDSTEIN L J. China maritime report No. 5: China's dreadnought? The PLA Navy's type 055 cruiser and its implications for the future maritime security environment[R]. CMSI China Maritime Reports. 5, 2020.
- [2] MCCASLIN I B and ERICKSON A S. The Impact of Xi-Era Reforms on the Chinese Navy[M]. SAUNDERS P C, DING A S, SCOBELL A, *et al.* Chairman Xi Remakes the PLA: Assessing Chinese Military Reforms. Washington: National Defense University Press, 2018.
- [3] MCMAHON B, LAPIERRE R, MACCABE A, *et al.* ORCHESTRA: Optimizable RF converged hardware expression of a scalable transmit/receive architecture[C]. 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting, Boston, USA, 2018: 2139–2140. doi: [10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8609390](https://doi.org/10.1109/APUSNCURSINRSM.2018.8609390).
- [4] MENZEL W. Millimeter-wave radar for civil applications[C]. The 7th European Radar Conference, Paris, France, 2010: 89–92.
- [5] ERDELJ M, NATALIZIO E, CHOWDHURY K R, *et al.* Help from the sky: Leveraging UAVs for disaster management[J]. *IEEE Pervasive Computing*, 2017, 16(1): 24–32. doi: [10.1109/MPRV.2017.11](https://doi.org/10.1109/MPRV.2017.11).
- [6] YANG Chouchang and SHAO Huairong. WiFi-based indoor positioning[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(3): 150–157. doi: [10.1109/MCOM.2015.7060497](https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7060497).
- [7] MISHRA K V, SHANKAR M R B, KOIVUNEN V, *et al.* Toward millimeter-wave joint radar communications: A signal processing perspective[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2019, 36(5): 100–114. doi: [10.1109/MSP.2019.2913173](https://doi.org/10.1109/MSP.2019.2913173).
- [8] 马丁友, 刘祥, 黄天耀, 等. 雷达通信一体化: 共用波形设计和性能边界[J]. 雷达学报, 2022, 11(2): 198–212. doi: [10.12000/JR21146](https://doi.org/10.12000/JR21146).
- [9] 刘凡, 袁伟杰, 原进宏, 等. 雷达通信频谱共享及一体化: 综述与展望[J]. 雷达学报, 2021, 10(3): 467–484. doi: [10.12000/JR20113](https://doi.org/10.12000/JR20113).
- [10] LIU Fan, YUAN Weijie, YUAN Jinhong, *et al.* Radar-communication spectrum sharing and integration: overview and prospect[J]. *Journal of Radar*, 2021, 10(3): 467–484. doi: [10.12000/JR20113](https://doi.org/10.12000/JR20113).
- [11] ZHANG Qiuyue, ZHOU Yu, ZHANG Linrang, *et al.* Circulating code array for a dual-function radar-communications system[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2020, 20(2): 786–798. doi: [10.1109/JSEN.2019.2944470](https://doi.org/10.1109/JSEN.2019.2944470).
- [12] BEKAR M, BAKER C J, HOARE E G, *et al.* Joint MIMO Radar and communication system using a PSK-LFM waveform With TDM and CDM approaches[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2021, 21(5): 6115–6124. doi: [10.1109/JSEN.2020.3043085](https://doi.org/10.1109/JSEN.2020.3043085).
- [13] 杨慧婷, 周宇, 谷亚彬, 等. 参数调制多载波雷达通信共享信号设计[J]. 雷达学报, 2019, 8(1): 54–63. doi: [10.12000/JR18001](https://doi.org/10.12000/JR18001).
- [14] YANG Huiting, ZHOU Yu, GU Yabin, *et al.* Design of integrated Radar and communication signal based on multicarrier parameter modulation signal[J]. *Journal of Radar*, 2019, 8(1): 54–63. doi: [10.12000/JR18001](https://doi.org/10.12000/JR18001).
- [15] LEVANON N. Multifrequency complementary phase-coded radar signal[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2000, 147(6): 276–284. doi: [10.1049/ip-rsn:20000734](https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20000734).
- [16] MOZESON E and LEVANON N. Multicarrier radar signals with low peak-to-mean envelope power ratio[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2003, 150(2): 71–77. doi: [10.1049/ip-rsn:20030263](https://doi.org/10.1049/ip-rsn:20030263).
- [17] STURM C and WIESBECK W. Waveform design and signal processing aspects for fusion of wireless communications and radar sensing[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(7): 1236–1259. doi: [10.1109/JPROC.2011.2131110](https://doi.org/10.1109/JPROC.2011.2131110).
- [18] LIU Yongjun, LIAO Guisheng, XU Jingwei, *et al.* Adaptive OFDM integrated radar and communications waveform

- design based on information theory[J]. *IEEE Communications Letters*, 2017, 21(10): 2174–2177. doi: [10.1109/LCOMM.2017.2723890](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2017.2723890).
- [17] FARHANG-BOROJENY B. OFDM versus filter bank multicarrier[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2011, 28(3): 92–112. doi: [10.1109/MSP.2011.940267](https://doi.org/10.1109/MSP.2011.940267).
- [18] PACE P E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar[M]. 2nd ed. Norwood: Artech House, 2009: 231–245.
- [19] SHI Chenguang, WANG Fei, SELLATHURAI M, *et al.* Low probability of intercept-based optimal power allocation scheme for an integrated multistatic radar and communication system[J]. *IEEE Systems Journal*, 2020, 14(1): 983–994. doi: [10.1109/JSYST.2019.2931754](https://doi.org/10.1109/JSYST.2019.2931754).
- [20] SHI Chenguang, WANG Fei, SELLATHURAI M, *et al.* Low probability of intercept based multicarrier radar jamming power allocation for joint radar and wireless communications systems[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2017, 11(5): 802–811. doi: [10.1049/iet-rsn.2016.0362](https://doi.org/10.1049/iet-rsn.2016.0362).
- [21] JAMAL H and MATOLAK D W. Dual-polarization FBMC for improved performance in wireless communication systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(1): 349–358. doi: [10.1109/TVT.2018.2879573](https://doi.org/10.1109/TVT.2018.2879573).
- [22] MADHOW U. Fundamentals of Digital Communication[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2008: 213–243.
- [23] KNOTT E F, SHAEFFER J F, and TULEY M T. Radar Cross Section[M]. 2nd ed. SciTech Publishing, 2004: 23–45. doi: [10.1049/SBRA026E](https://doi.org/10.1049/SBRA026E).
- [24] SEN S, TANG Gongguo, and NEHORAI A. Multiobjective optimization of OFDM radar waveform for target detection[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(2): 639–652. doi: [10.1109/TSP.2010.2089628](https://doi.org/10.1109/TSP.2010.2089628).
- [25] KAY S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1993: 125–132.
- [26] LEVANON N and MOZESON E. Radar Signals[M]. New York: John Wiley & Sons, 2004: 211–232.
- [27] AUSLANDER L and TOLIMIERI R. Characterizing the radar ambiguity functions[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1984, 30(6): 832–836. doi: [10.1109/TIT.1984.1056980](https://doi.org/10.1109/TIT.1984.1056980).
- [28] SKOLNIK M I. Introduction to Radar Systems[M]. New York: McGraw-Hill, 1980.

作者简介

李琬璐，博士生，主要研究方向为雷达通信一体化的系统设计和信号处理。

相 征，博士，教授，主要研究方向为研究方向为感知通信一体化、自组织网络与空天地一体化。

任 鹏，副教授，主要研究方向为感知通信一体化、信道编码、数据链。

(责任编辑：高华)