

基于数据失真的雷达通信一体化OFDM波形设计方法

刘燕 万显荣* 易建新
(武汉大学电子信息学院 武汉 430072)

摘要: 正交频分复用(OFDM)波形设计是实现雷达通信一体化的物理层关键技术之一。OFDM波形通常存在峰均功率比(PAPR)高,以及波形自相关旁瓣电平高的问题。该文针对现有联合降低PAPR和自相关旁瓣方法存在的通信速率下降问题,提出了一种基于数据失真的一体化波形设计方法。该文还将通信数据的误差矢量幅度作为优化目标之一,降低了数据失真引起的通信误码率。首先,构建了PAPR约束下最小化积分旁瓣比和误差矢量幅度的优化模型。其次,根据调制星座图特点,通过外围星座调制的数据失真和所有调制数据失真,将多目标高维非凸优化问题转化为两个单目标优化子问题,分别采取凸松弛操作和交替方向乘法(ADMM)求解简化后的子问题,得到低积分旁瓣比波形和PAPR约束下的低误差矢量幅度波形。仿真结果表明该方法设计的一体化波形可满足PAPR要求,同时具有良好的感知和通信性能。

关键词: 波形设计; 雷达通信一体化; 正交频分复用(OFDM); 峰均功率比(PAPR); 旁瓣; 误差矢量幅度

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2024)01-0160-14

DOI: 10.12000/JR23205

引用格式: 刘燕, 万显荣, 易建新. 基于数据失真的雷达通信一体化OFDM波形设计方法[J]. 雷达学报(中英文), 2024, 13(1): 160–173. doi: 10.12000/JR23205.

Reference format: LIU Yan, WAN Xianrong, and YI Jianxin. OFDM waveform design for joint radar-communication based on data distortion[J]. *Journal of Radars*, 2024, 13(1): 160–173. doi: 10.12000/JR23205.

OFDM Waveform Design for Joint Radar-communication Based on Data Distortion

LIU Yan WAN Xianrong* YI Jianxin

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

Abstract: Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) waveform design is one of the key physical layer technologies for achieving joint radar-communication. OFDM waveforms usually have issues with high Peak to Average Power Ratio (PAPR) and high waveform autocorrelation sidelobe levels. This paper proposes an integrated waveform design method based on data distortion to address the communication rate degradation problem of existing joint PAPR and autocorrelation sidelobe reduction methods. The paper also takes the Error Vector Magnitude (EVM) of communication data as one of the optimization objectives, reducing the communication bit error rate caused by data distortion. Firstly, an optimization model was constructed to minimize the Integrated Sidelobe Level Ratio (ISLR) and EVM under PAPR constraints. Secondly, based on the characteristics of the modulation constellation, the multi-objective high-dimensional non-convex

收稿日期: 2023-10-20; 改回日期: 2023-12-28; 网络出版: 2024-01-09

*通信作者: 万显荣 xrwan@whu.edu.cn

*Corresponding Author: WAN Xianrong, xrwan@whu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61931015, 62071335, 62250024), 湖北省自然科学基金创新群体项目(2021CFA002), 中央高校自主科研项目(2042022dx0001)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61931015, 62071335, 62250024), The Innovation Group Project of Natural Science Foundation of Hubei Province (2021CFA002), The Fundamental Research Funds for the Central Universities of China (2042022dx0001)

责任编辑: 刘凡 Corresponding Editor: LIU Fan

©The Author(s) 2024. This is an open access article under the CC-BY 4.0 License

(<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>)

optimization problem is transformed into two single objective optimization subproblems by using the data distortion of outer constellation modulation and all modulation data distortion. Convex relaxation operation and Alternating Direction Method of Multipliers (ADMM) are respectively used to solve the simplified subproblems, resulting in low ISLR waveform and low EVM waveform under PAPR constraint. The simulation results show that the integrated waveform designed by the proposed method can meet the requirements of PAPR, and has good sensing and communication performance.

Key words: Waveform design; Joint radar-communication; Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM); Peak to Average Power Ratio (PAPR); Sidelobe; Error Vector Magnitude (EVM)

1 引言

近年来, 频谱资源的日益紧张及电子设备的多功能需求等众多因素, 促进了雷达通信一体化技术的发展, 并成为当前研究热点^[1,2]。波形设计作为实现雷达通信一体化物理层关键技术之一, 受到广泛关注^[3,4]。一体化波形需要同时完成双功能, 既需要考虑雷达和通信的理论性能, 还需要关注硬件实现的复杂度、功率效率等工程实现问题, 当前的一体化波形设计缺少统一的衡量标准。现有的一体化波形设计可分为基于通信波形的共用波形、基于雷达波形的共用波形和基于联合设计的共用波形这3类^[4]。更多的关于一体化波形设计的详细介绍及分类可参考文献^[1-4]。其中正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术具有频谱效率高、抗多径衰落能力强的优势, 已被多个无线通信、数字广播等传输标准采用^[5], 并被广泛考虑用于实现雷达通信一体化, 成为最具潜力的一体化候选波形之一^[6,7]。文献^[4]对发射波形参数设计展开研究, 包括波形幅值特性、子载波间隔、通信信道容量、克拉默-拉奥界、雷达目标回波和目标冲击响应之间的互信息等作为优化指标。从无线感知方式的角度来看, 一体化可分为主动感知方式和被动感知方式^[1,8], 而关于主被动联合的感知方式已被考虑具体应用于感知移动网络中^[9]。主动感知场景下, 发射信号和接收信号对接收机来说都是已知的, 一体化波形设计可根据目标位置等信息调整。而被动感知场景下接收机仅已知导频和接收信号, 需要对目标进行被动检测^[10,11], 此时一体化波形设计无法依赖于准确及时的信道状态信息(目标位置、速度等信息)。为此, 本文的波形设计基于高动态无反馈链路的被动感知场景而展开以提升一体化系统性能, 考虑到现有许多优化指标涉及到复杂优化问题的求解并依赖信道状态信息^[4], 本文更加关注无需依赖信道状态信息的优化指标。

OFDM波形存在峰均功率比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)高及自相关旁瓣电平高的问题^[12]。现有的低PAPR和低自相关旁瓣相关的波形

设计主要分为两大类, 一类是以降低PAPR为目的的常规方法^[13-25], 这类方法较少考虑OFDM波形的自相关旁瓣性能, 适用于通信功能为主的应用场景。另外一类通常在恒模波形约束下降低积分旁瓣电平(Integrated Sidelobe Level, ISL)或峰值旁瓣电平^[26-28], 得到非OFDM结构的波形, 适用于雷达功能为主的应用场景。对于高通信传输速率需求的双功能应用场景, 迫切需要发展联合通信和感知性能的一体化波形设计方法。

提升功率放大器效率的常规PAPR降低技术有限幅^[13-16]、主动星座扩展(Active Constellation Extension, ACE)^[17]、预留子载波(Tone Reservation, TR)^[18-20]、选择映射^[21,22]等。其中, 限幅技术通过将超过设定门限的部分时域信号直接削峰来降低PAPR, 生成的削峰噪声不利于接收机解调。该技术可结合频域滤波器迭代, 以降低带外频谱扩散, 具有操作简单成本低廉的特点^[13-16]。为减小削峰噪声对通信误码率(Bit Error Rate, BER)的影响, 相关改进方法在降低PAPR基础上进一步优化了误差矢量幅度(Error Vector Magnitude, EVM)性能^[14-16]。文献^[14]提出设计优化滤波器代替常规的矩形滤波器, 实现了给定PAPR水平时减小迭代次数和误码率。主动星座扩展技术通过外围星座调制数据失真, 引入可扩展区域内的噪声来降低PAPR^[17]。它具有不增加系统误码率的优势, 尽管其PAPR降低性能受星座调制限制, 已被欧洲数字电视广播标准(DVB-T 2)和美国数字电视标准(ATSC 3.0)采用^[29,30]。本文的数据失真是指传输的OFDM信号通过功放前对其失真, 即失真后频域子载波数据与标准星座调制数据不一致。

为进一步优化波形的自相关旁瓣性能, 已有研究改进了常规TR技术, 并发展到雷达通信一体化系统中^[31,32]。常规TR技术在特定子载波上发送峰值消除噪声, 可达到降低PAPR的目的^[18-20], 也被纳入DVB-T 2和ATSC 3.0标准^[29,30]。该技术不影响通信子载波传输、无需额外交换信息, 但这些特定子载波不发送通信数据导致通信速率下降。其降

低PAPR效果受峰值消除信号生成方式、预留子载波数等因素影响。最近,文献[31,32]利用预留子载波降低一体化系统中OFDM波形的ISL和PAPR。所设计的波形具有离散周期自相关函数ISL为0的理想特性,保留TR技术优势,仅适用于OFDM所有调制子载波功率相等这一情形。因此无法摆脱保护带、导频等控制信息功率不一致的影响,实际应用场景有限。此外,这种利用引入噪声来设计波形的思路还被扩展到多输入多输出(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO)雷达通信一体化系统中,文献[33]为获得良好的MIMO雷达发射波束图和波形模糊性,采取对通信信号线性预编码并叠加非线性预编码波形的操作,研究了发射波束的积分主瓣旁瓣比和角波形相似性度量的加权和为优化目标,通信信干噪比、天线功率和PAPR约束下的优化问题,利用扩展的EPP-SCA方法求解。

现有以降低PAPR为主的方法较少考虑波形自相关旁瓣性能[13-22],联合降低PAPR和自相关旁瓣的方法导致通信速率下降[31,32]。为得到满足功放PAPR要求的低旁瓣波形,本文提出了一种基于数据失真的一体化OFDM波形设计方法。考虑到数据失真造成通信误码率上升,为最大化通信传输质量,本文还将EVM指标作为优化目标之一。因此,本文在PAPR约束下联合优化积分旁瓣比(Integrated Sidelobe Level Ratio, ISLR)和EVM来设计波形,而该多目标非凸优化问题难以直接求解。受ACE技术启发,根据调制星座图特点,本文将非凸优化问题转换为两个子问题优化以获得次优解。先利用属于外围星座图调制的数据失真,引入降低ISLR噪声,采取凸松弛操作求解获得低ISLR波形。再利用所有调制数据失真引入优化EVM性能的噪声,采取交替方向乘子法(Alternating Direction Method of Multipliers, ADMM)算法求解获得满足PAPR约束的低EVM波形。最终得到具有低旁瓣低EVM特性,且满足PAPR约束的一体化波形。显然,与同样借鉴引入噪声来优化波形一体化

性能文献[33]方案相比,二者从优化问题、求解方法以及应用场景都不尽相同。

2 雷达通信一体化系统模型

2.1 一体化信号模型

本文考虑如图1所示的基于循环前缀(Cyclic Prefix, CP) OFDM结构的雷达通信一体化系统。该系统发射端配有波形优化模块,利用优化后的一体化波形实现目标探测和通信双功能。

设向量 $\mathbf{X} = [X(0), X(1), \dots, X(N-1)]^T$ 表示原始 N 个子载波上独立传输的正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)星座图调制的数字,基于数据失真的波形优化模块引入的噪声向量为 $\mathbf{C} = [C(0), C(1), \dots, C(N-1)]^T$ 。其中, $(\cdot)^T$ 表示转置操作。那么,频域一体化信号 $\bar{\mathbf{X}} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 对应的时域离散表达式为

$$\begin{aligned} \bar{x}(n) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} [X(k) + C(k)] e^{j2\pi \frac{kn}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \bar{X}(k) e^{j2\pi \frac{kn}{N}}, n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (1)$$

式(1)可简写为 $\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{F}^H \bar{\mathbf{X}}$, 其中, $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 表示离散傅里叶变换(Discrete Fourier Transform, DFT)操作, $(\cdot)^H$ 表示共轭转置操作。

添加CP作为保护间隔后的一体化信号 $\bar{\mathbf{x}}$ 需经过功率放大器放大后,再通过天线发送出去,对应的CP-OFDM信号结构见图2。其中, T_g 和 T_u 分别表示CP时长和有效符号时长, N_{CP} 为CP对应的离散长度,到达通信或雷达接收机的时延通常满足 $\tau \leq T_g$ 。

2.2 一体化波形衡量指标

在分布式杂波的环境下,为了保持弱目标的可见性,雷达通信一体化系统使用具有低ISLR的波形十分重要[24]。此外,已有研究表明在无线通信的同步及信道估计模块、距离压缩雷达的目标时延估

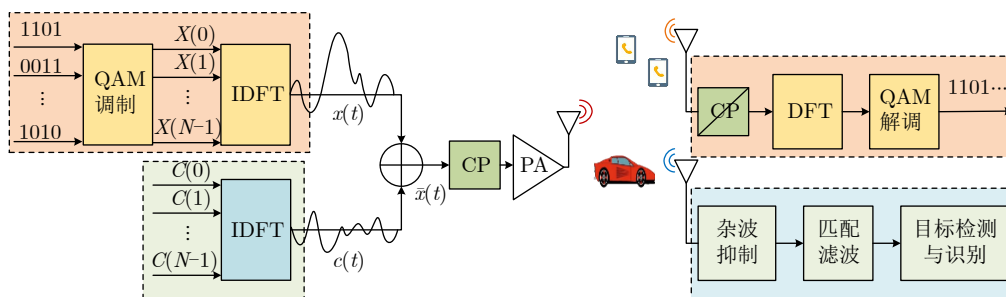


图1 雷达通信一体化系统模型

Fig. 1 The joint radar-communication system model

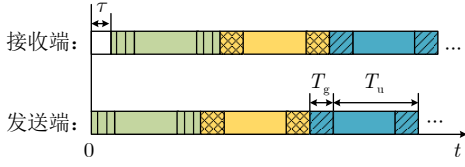


图2 雷达通信一体化信号结构

Fig. 2 The signal structure for joint radar-communication system

计等模块中都需要低ISLR的波形^[26]。对于时延 $\tau \leq T_g$ 的一般情形下，单个CP-OFDM符号的ISLR与周期自相关函数之间的关系为^[24]

$$\text{ISLR} = \frac{\sum_{m=1}^{N-1} |r(m)|^2}{|r(0)|^2} \quad (2)$$

其中，周期自相关函数

$$\begin{aligned} r(m) &= \sum_{n=0}^{N-1} \bar{x}(n) \bar{x}^*[(n-m) \bmod(N)] \\ &= r^*(-m), m = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned}$$

其中， $(\cdot)^*$ 表示复共轭操作， $|\cdot|$ 表示取模操作， $\bmod(\cdot)$ 表示取余数的操作。由于周期自相关函数与信号的功率谱是一对傅里叶变换对^[25]，即：

$$\mathbf{r} = \mathbf{F}^H |\bar{\mathbf{X}}|^2 \quad (3)$$

式(2)等价于

$$\text{ISLR} = \frac{N \sum_{k=0}^{N-1} |\bar{X}(k)|^4 - |r(0)|^2}{|r(0)|^2} \quad (4)$$

由于实际中并非所有的距离旁瓣都需要抑制^[26]，因此本文只关注感兴趣的 N_{int} ($N_{\text{int}} \leq N_{\text{CP}}$)个距离分辨单元内ISLR的优化，即：

$$\text{ISLR}_{N_{\text{int}}} = \frac{\sum_{m=1}^{N_{\text{int}}-1} |r(m)|^2}{|r(0)|^2} \quad (5)$$

低PAPR波形通过功放会带来更高的平均输入功率和输出功率增益，可作用更远的通信覆盖距离和雷达探测范围，相同噪声环境下更利于目标检测。为了获取接近连续波的PAPR值，本文采取在频域信号中间插入 $(L-1)N$ 个0的操作实现过采样^[34]，过采样后的时域信号 \bar{x}_L 对应的PAPR定义为峰值功率与平均功率的比值，具体表达如下^[14]：

$$\text{PAPR}(\bar{x}_L) = \frac{\max_{0 \leq n < LN-1} |\bar{x}_L(n)|^2}{\frac{1}{LN} \sum_{n=0}^{LN-1} |\bar{x}_L(n)|^2} \quad (6)$$

其中， L 为过采样率，已有研究表明 $L \geq 4$ 足以获得准确的PAPR结果^[35]。通常采用互补累积分布函数(Complementary Cumulative Distribution Func-

tion, CCDF)来表征PAPR的分布，其定义为PAPR大于参考值 PAPR_0 的概率^[2]：

$$\begin{aligned} \text{CCDF}(\text{PAPR}_0) &= P_r(\text{PAPR} > \text{PAPR}_0) \\ &= 1 - \left(1 - e^{-\frac{\text{PAPR}_0}{\sigma^2}}\right)^N \end{aligned} \quad (7)$$

其中， σ^2 为OFDM符号的平均功率。可见OFDM信号的PAPR随着子载波数的增加而增大，因此大带宽发展趋势下的低PAPR波形设计更为迫切。

此外，考虑到在联合降低ISLR和PAPR时会造成通信数据失真，即EVM增大而降低通信质量^[14-16]，本文还将EVM作为波形优化的准则之一。单个OFDM符号的EVM表达式为^[14]

$$\text{EVM} = \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^{N-1} |\bar{X}(k) - X(k)|^2}{\sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2}} = \frac{\|\bar{\mathbf{X}} - \mathbf{X}\|_2}{\|\mathbf{X}\|_2} \quad (8)$$

其中， $\|\cdot\|_2$ 表示2范数操作。

3 基于数据失真的一体化OFDM波形设计

一体化波形应满足低PAPR要求，并具有良好的自相关旁瓣性能。为最大化波形的雷达探测性能，并最小化数据失真对通信质量的影响，本文在PAPR约束下分别以ISLR和EVM为衡量指标。

3.1 优化问题建模

结合2.2节中波形的衡量指标，基于数据失真以联合提高功放效率、优化波形自相关旁瓣性和通信误码性能，构建的多目标多约束的OFDM一体化波形优化问题为

$$\begin{aligned} \mathbf{C} &= \begin{cases} \arg \min_{\mathbf{C}} \frac{\sum_{m=1}^{N_{\text{int}}-1} |r(m)|^2}{|r(0)|^2} \\ \arg \min_{\mathbf{C}} \frac{\|\bar{\mathbf{X}} - \mathbf{X}\|_2}{\|\mathbf{X}\|_2} \end{cases} \\ \text{s.t. } &\bar{\mathbf{X}} = \mathbf{X} + \mathbf{C} \\ &(\mathbf{I} - \mathbf{S}_D) \mathbf{C} = \mathbf{0} \\ &\|\mathbf{C}\|_{\infty}^2 \leq \alpha \\ &\text{PAPR}(\bar{x}_L) = \beta \\ &\bar{x}_L = \mathbf{A}_L(\bar{\mathbf{X}}) \end{aligned} \quad (9)$$

其中， $\mathbf{I} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 为单位矩阵。 $\mathbf{S}_D \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 为数据子载波选择矩阵，它是对角线上所有数据子载波位置为1，其他位置为0的二进制对角矩阵。 $\mathbf{0} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 为零矩阵。 $\mathbf{A}_L \in \mathbb{C}^{LN \times N}$ 为过采样矩阵，它是由 $L \times \sqrt{N} \times \mathbf{F}_{LN}^H$ 矩阵的前 $N/2$ 列和后 $N/2$ 列组

成的子阵, $\mathbf{F}_{LN} \in \mathbb{C}^{LN \times LN}$ 为离散傅里叶变换矩阵。式(9)中优化目标分别为最小化感兴趣范围内的ISLR和EVM。约束条件1和条件2分别表示一体化波形是采用数据失真的方法优化得到的, 一体化波形频域数据在保护带为0。约束条件3表示引入噪声最大功率不超过 α 。式(9)中关于ISLR的优化目标函数为四阶非凸函数, 关于PAPR的约束条件为二阶非凸函数, 因此该问题为高维多约束非凸问题。

3.2 次优求解算法

图3为16QAM星座可扩展区域示意图。区别于常规的ACE技术, 本文方法的解决算法思路: 在如图3中蓝色可扩展区域生成优化积分旁瓣比并尽可能降低PAPR的噪声, 得到低旁瓣波形 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}$ 。为达到功放要求, 本文方法再利用所有调制数据失真生成满足系统PAPR要求的噪声, 并最小化EVM指标以保证最大化通信质量。

如图4所示, 本文考虑空子载波作为保护带宽的一般情形, 将数据失真引入的噪声分为属于外围星座调制数据噪声 \mathbf{C}_{Out} 和所有调制数据噪声 \mathbf{C}_{D} 两部分, 即:

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_{\text{D}} \quad (10)$$

其中, \mathbf{C}_{Out} 表示原始调制数据属于调制星座图最外围星座点时, 为优化波形特性引入的噪声, 即图4

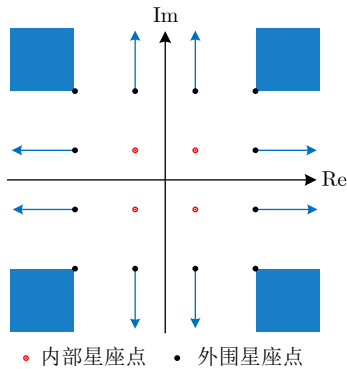


图3 外围星座调制数据可扩展区域(16QAM)
Fig. 3 Extended region of outer constellation modulation data (16QAM)

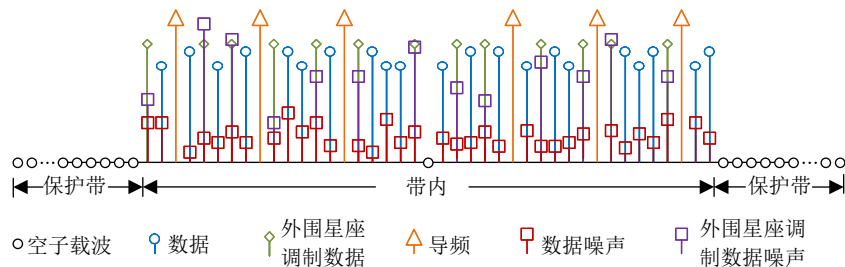


图4 数据失真引入的噪声频域分布

Fig. 4 The frequency domain distribution of noise induced by data distortion

中紫色线条; \mathbf{C}_{D} 表示所有原始调制数据为优化波形特性引入的噪声, 即图4中红色线条。定义 $\mathbf{S}_{\text{Out}} \in \mathbb{C}^{N \times N}$ 为外围星座调制的数据子载波选择矩阵, 它是对角线上属于外围星座调制的数据子载波索引处为1其他位置为0的二进制对角矩阵。显然, $(\mathbf{I} - \mathbf{S}_{\text{Out}})\mathbf{C}_{\text{Out}} = \mathbf{0}$, $(\mathbf{I} - \mathbf{S}_{\text{D}})\mathbf{C}_{\text{D}} = \mathbf{0}$ 。

如式(10), 本文将引入的噪声分为两个子变量, 此时优化问题式(9)等价于

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_{\text{Out}}, \mathbf{C}_{\text{D}} = & \begin{cases} \arg \min_{\mathbf{C}_{\text{Out}}, \mathbf{C}_{\text{D}}} \frac{\sum_{m=1}^{N_{\text{int}}-1} |r(m)|^2}{\|\mathbf{F}^{\text{H}}(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_{\text{D}})\|_2^2} \\ \arg \min_{\mathbf{C}_{\text{Out}}, \mathbf{C}_{\text{D}}} \frac{\|\mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_{\text{D}}\|_2^2}{\|\mathbf{X}\|_2^2} \end{cases} \\ \text{s.t. } & \mathbf{r} = \mathbf{F}^{\text{H}}|(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_{\text{D}})|^2 \\ & (\mathbf{I} - \mathbf{S}_{\text{Out}})\mathbf{C}_{\text{Out}} = \mathbf{0} \\ & \|\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}}\|_{\infty}^2 \leq \alpha_1 \\ & \mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} \in \mathcal{R}^{\text{ACE}} \\ & (\mathbf{I} - \mathbf{S}_{\text{Out}})\mathbf{C}_{\text{D}} = \mathbf{0} \\ & \|\mathbf{C}_{\text{D}}\|_{\infty}^2 \leq \alpha_2 \\ & \text{PAPR}(\bar{\mathbf{x}}_L) = \beta \\ & \bar{\mathbf{x}}_L = \mathbf{A}_L(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_{\text{D}}) \end{cases} \quad (11) \end{aligned}$$

其中, \mathcal{R}^{ACE} 为如图3所示的ACE扩展区域。关于非凸多目标多约束优化问题式(9)的最优解难以直接获取, 为此本文根据调制星座图特点, 将高维非凸优化问题转化为两个子问题以求得次优解。

本文所提的次优算法先求解外围星座调制数据噪声 \mathbf{C}_{Out} , 实现抑制ISLR并降低PAPR, 得到具有低旁瓣特性的波形 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}$ 。再以低旁瓣波形 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}$ 为基础, 求解所有调制数据失真引入的噪声 \mathbf{C}_{D} 以实现PAPR约束下最小化EVM, 生成最终的低ISLR低EVM特性且满足PAPR要求的一体化优化波形 $\bar{\mathbf{x}}$ 。具体步骤如下:

(1) 优化变量 \mathbf{C}_{Out}

结合ACE扩展区域优势, 基于外围星座调制数据失真引入的噪声 \mathbf{C}_{Out} 降低感兴趣范围内波形ISLR并尽可能降低PAPR的优化问题为

$$\begin{aligned}
\mathbf{C}_{\text{Out}} = & \begin{cases} \arg \min_{\mathbf{C}_{\text{Out}}} \frac{\sum_{m=1}^{N_{\text{int}}-1} |r(m)|^2}{|r(0)|^2} \\ \arg \min_{\mathbf{C}_{\text{Out}}} \text{PAPR}(\hat{\mathbf{x}}_{L,\text{Out}}) \end{cases} \\
\text{s.t. } & \mathbf{r} = \mathbf{F}^H |(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}})|^2 \\
& (\mathbf{I} - \mathbf{S}_{\text{Out}}) \mathbf{C}_{\text{Out}} = \mathbf{0} \\
& \|\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}}\|_{\infty}^2 \leq \alpha_1 \\
& \mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} \in \mathcal{R}^{\text{ACE}} \\
& \hat{\mathbf{x}}_{L,\text{Out}} = \mathbf{A}_L (\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}}) \quad (12)
\end{aligned}$$

其中, $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}$ 表示利用外围星座调制数据噪声优化得到的低旁瓣时域波形, $\hat{\mathbf{x}}_{L,\text{Out}}$ 为低旁瓣时域波形 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}$ 的过采样形式。优化问题式(12)为非凸问题, 本文采取先求解功率谱 $|(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}})|^2$ 最小化ISLR, 再求解其相位降低PAPR的操作来实现低旁瓣波形 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}$ 的优化。

首先, 求解次优功率谱 $|(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}})|^{2,\text{sub}}$ 以最小化ISLR可表达为

$$\begin{aligned}
|(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}})|^{2,\text{sub}} \leftarrow & \min_{|\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}}|^2} \frac{\sum_{m=1}^{N_{\text{int}}-1} |r(m)|^2}{|r(0)|^2} \\
\text{s.t. } & \mathbf{r} = \mathbf{F}^H |(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}})|^2 \\
& (\mathbf{I} - \mathbf{S}_{\text{Out}}) \mathbf{C}_{\text{Out}} = \mathbf{0} \\
& \|\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}}\|_{\infty}^2 \leq \alpha_1 \quad (13)
\end{aligned}$$

本文采取 $\|\mathbf{F}^H \mathbf{X}\|_2^2$ 来近似 $|r(0)|^2$ 后, 上述优化问题被松弛为凸问题, 可通过标准内点法解决。

其次, 为了满足功率谱 $|(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}})|^{2,\text{sub}}$ 和星座扩展区域 \mathcal{R}^{ACE} 的约束要求, 本文在扩展区域 \mathcal{R}^{ACE} 中随机生成相位不同但功率谱为 $|(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}})|^{2,\text{sub}}$ 的 K_{Out} 个备选信号集合 $\Omega = \{\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}^0, \hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}^1, \dots, \hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}^{K_{\text{Out}}-1}\}$ 。并按照式(14)搜索其中最小PAPR对应的信号作为低ISLR低PAPR的波形优化结果 $\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}^{\text{sub}}$ 输出。

$$\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}^{\text{sub}} = \arg \min_{\Omega} \text{PAPR}(\hat{\mathbf{x}}_{\text{Out}}^{k_{\text{Out}}}), \quad 0 \leq k_{\text{Out}} < K_{\text{Out}} \quad (14)$$

(2) 优化变量 \mathbf{C}_D

针对优化变量 \mathbf{C}_{Out} 时PAPR降低效果受功率谱和备选信号个数限制, 通常不能满足系统功放要求这一问题, 本文方法利用所有调制数据失真引入噪声来在最小化EVM指标时满足PAPR要求。可转化为如下关于次优一体化波形 $\bar{\mathbf{x}}_L^{\text{sub}}$ 的优化问题:

$$\begin{aligned}
\bar{\mathbf{x}}_L^{\text{sub}} \leftarrow & \min_{\mathbf{C}_D, \bar{\mathbf{x}}_L} \frac{1}{2} \|\mathbf{C}_D\|_2^2 \\
\text{s.t. } & (\mathbf{I} - \mathbf{S}_D) \mathbf{C}_D = \mathbf{0} \\
& \|\mathbf{C}_D\|_{\infty}^2 \leq \alpha_2 \\
& \text{PAPR}(\bar{\mathbf{x}}_L) = \beta \\
& \bar{\mathbf{x}}_L = \mathbf{A}_L (\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_D) \quad (15)
\end{aligned}$$

为了获得满足PAPR要求的波形, 式(15)并未添加ISLR约束, 与优化变量 \mathbf{C}_{Out} 对应的ISLR性能相比, 式(15)优化求解后可能会造成一定的ISLR性能损失。尽管最终得到的ISLR性能与优化变量 \mathbf{C}_{Out} 得到的ISLR性能之间存在一定的差距, 但本文方法在利用属于外围星座图调制的数据失真来降低ISLR, 与常规未考虑ISLR性能且只关注降低PAPR方法相比性能更优。

由于本文方法在优化变量 \mathbf{C}_D 时受PAPR这一非凸约束, 难以直接求解。而ADMM算法具有将多变量耦合问题解耦的优势, 与本文所要解决的优化问题相吻合, 因此本文采取ADMM的缩放形式求解上述非凸问题^[36]。在ADMM的框架下引入对偶变量 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 和 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{LN \times 1}$ 后, 式(15)的增广拉格朗日函数为

$$\begin{aligned}
\mathcal{L}_{\rho}(\mathbf{C}_D, \bar{\mathbf{x}}_L, \mathbf{U}, \mathbf{V}) &= \frac{1}{2} \|\mathbf{C}_D\|_2^2 + \frac{\rho}{2} \left(\|(\mathbf{I} - \mathbf{S}_D) \mathbf{C}_D + \mathbf{U}\|_2^2 - \|\mathbf{U}\|_2^2 \right) \\
&+ \frac{\rho}{2} \left(\|\bar{\mathbf{x}}_L - \mathbf{A}_L (\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_D) + \mathbf{V}\|_2^2 - \|\mathbf{V}\|_2^2 \right) \quad (16)
\end{aligned}$$

其中, $\rho > 0$ 为惩罚参数。式(15)中关于噪声功率 $\|\mathbf{C}_D\|_{\infty}^2 \leq \alpha_2$ 约束和 $\text{PAPR}(\bar{\mathbf{x}}_L) = \beta$ 约束对应的可行域分别被定义为 \mathcal{C} 和 \mathcal{X} 。则ADMM算法在第 $k_D + 1$ 次迭代的变量更新过程如下:

$$\mathbf{C}_D^{k_D+1} = \arg \min_{\mathbf{C}_D \in \mathcal{C}} \mathcal{L}_{\rho}(\mathbf{C}_D, \bar{\mathbf{x}}_L^{k_D}, \mathbf{U}^{k_D}, \mathbf{V}^{k_D}) \quad (17)$$

$$\bar{\mathbf{x}}_L^{k_D+1} = \arg \min_{\bar{\mathbf{x}}_L \in \mathcal{X}} \mathcal{L}_{\rho}(\mathbf{C}_D^{k_D+1}, \bar{\mathbf{x}}_L, \mathbf{U}^{k_D}, \mathbf{V}^{k_D}) \quad (18)$$

$$\mathbf{U}^{k_D+1} = (\mathbf{I} - \mathbf{S}_D) \mathbf{C}_D^{k_D+1} + \mathbf{U}^{k_D} \quad (19)$$

$$\mathbf{V}^{k_D+1} = \bar{\mathbf{x}}_L^{k_D+1} - \mathbf{A}_L (\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_D^{k_D+1}) + \mathbf{V}^{k_D} \quad (20)$$

步骤1 根据第 k_D 次迭代值 $\{\bar{\mathbf{x}}_L^{k_D}, \mathbf{U}^{k_D}, \mathbf{V}^{k_D}\}$, 求解 $\mathbf{C}_D^{k_D+1}$ 。式(17)的最小化问题转化为

$$\begin{aligned}
\mathbf{C}_D^{k_D+1} \leftarrow & \min \frac{1}{2} \|\mathbf{C}_D\|_2^2 + \frac{\rho}{2} \left\| (\mathbf{I} - \mathbf{S}_D) \mathbf{C}_D + \mathbf{U}^{k_D} \right\|_2^2 \\
& + \frac{\rho}{2} \left\| \bar{\mathbf{x}}_L^{k_D} - \mathbf{A}_L (\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_D) + \mathbf{V}^{k_D} \right\|_2^2 \\
\text{s.t. } & \|\mathbf{C}_D\|_{\infty}^2 \leq \alpha_2 \quad (21)
\end{aligned}$$

忽略噪声功率 $\mathbf{C}_D \in \mathcal{C}$ 约束时, 式(21)中的目标函数为凸函数, 其梯度为

$$\begin{aligned}
\nabla_{\mathbf{C}_D} \mathcal{L}(\mathbf{C}_D^{k_D+1}) = & \left(\mathbf{I} + \rho(\mathbf{I} - \mathbf{S}_D) - \rho \mathbf{A}_L^H \mathbf{A}_L \right) \mathbf{C}_D^{k_D+1} \\
& + \rho \left((\mathbf{I} - \mathbf{S}_D)^H \mathbf{U}^{k_D} + \mathbf{A}_L^H \bar{\mathbf{x}}_L^{k_D} \right. \\
& \left. - \mathbf{A}_L^H \mathbf{A}_L (\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}}) + \mathbf{A}_L^H \mathbf{V}^{k_D} \right) \quad (22)
\end{aligned}$$

令梯度为0时, 无约束的最优解形式如下:

$$\mathbf{C}_D^{k_D+1} = (\mathbf{I} + \rho(\mathbf{I} - \mathbf{S}_D) - \rho L \mathbf{I})^{-1} \rho \left((\mathbf{I} - \mathbf{S}_D)^H \mathbf{U}^{k_D} + \mathbf{A}_L^H (\bar{\mathbf{x}}_L^{k_D} + \mathbf{V}^{k_D}) - L(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}}) \right) \quad (23)$$

其中, $(\cdot)^{-1}$ 表示求逆操作。将上述无约束最优解投影到噪声功率 $\mathbf{C}_D \in \mathcal{C}$ 约束上, 则其解为

$$\mathbf{C}_D^{k_D+1} = \begin{cases} \frac{\sqrt{\alpha_2}}{|P^{k_D}(k)|}, & |P^{k_D}(k)|^2 > \alpha_2, 0 \leq k < N \\ P^{k_D}(k), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (24)$$

其中, $\mathbf{P}^{k_D} = (\mathbf{I} + \rho(\mathbf{I} - \mathbf{S}_D) - \rho L \mathbf{I})^{-1} \rho ((\mathbf{I} - \mathbf{S}_D)^H \cdot \mathbf{U}^{k_D} + \mathbf{A}_L^H (\bar{\mathbf{x}}_L^{k_D} + \mathbf{V}^{k_D}) - L(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}}))$ 。

步骤2 根据迭代值 $\{\mathbf{C}_D^{k_D+1}, \mathbf{U}^{k_D}, \mathbf{V}^{k_D}\}$, 求解 $\bar{\mathbf{x}}_L^{k_D+1}$ 。式(18)的最小化问题转化为

$$\bar{\mathbf{x}}_L^{k_D+1} \leftarrow \min \left\| \bar{\mathbf{x}}_L - \mathbf{A}_L (\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_D^{k_D+1}) + \mathbf{V}^{k_D} \right\|_2^2 \quad \text{s.t. PAPR}(\bar{\mathbf{x}}_L) = \beta \quad (25)$$

为了简化PAPR约束, 引入辅助变量 t 和 \mathbf{z} 代替表达 $\bar{\mathbf{x}}_L = t\mathbf{z}$, 其中 $t > 0$ 且 $\|\mathbf{z}\|_2^2 = 1$ ^[37,38]。带入式(25), 优化问题式(25)等价于^[38]

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{LN \times 1}, t > 0} & t^2 - 2t \text{Re}(\mathbf{z}^H \mathbf{b}^{k_D}) \\ \text{s.t. } & |z(n)|^2 \leq \frac{\beta}{LN}, 0 \leq n < LN \\ & \|\mathbf{z}\|_2^2 = 1 \end{aligned} \quad (26)$$

其中, $\mathbf{b}^{k_D} = \mathbf{A}_L (\mathbf{X} + \mathbf{C}_{\text{Out}} + \mathbf{C}_D^{k_D+1}) - \mathbf{V}^{k_D}$, $\text{Re}(\cdot)$ 表示复数取实部操作。由式(26)知目标函数最小化等价于最大化 $\text{Re}(\mathbf{z}^H \mathbf{b}^{k_D})$ 。不考虑 t 时, 优化问题为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{LN \times 1}, t > 0} & -\text{Re}(\mathbf{z}^H \mathbf{b}^{k_D}) \\ \text{s.t. } & |z(n)|^2 \leq \frac{\beta}{LN}, 0 \leq n < LN \\ & \|\mathbf{z}\|_2^2 = 1 \end{aligned} \quad (27)$$

等价于

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{LN \times 1}, t > 0} & -\text{Re}(\mathbf{z}^H \mathbf{b}^{k_D}) \\ \text{s.t. } & |z(n)|^2 \leq \frac{\beta}{LN}, 0 \leq n < LN \\ & \|\mathbf{z}\|_2^2 \leq 1 \end{aligned} \quad (28)$$

式(28)可以采取一种不精确的方法求解^[38]。引入拉格朗日乘子 γ^{k_D} , 式(28)可改写为

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{LN \times 1}, \gamma^{k_D} > 0} & \sum_{n=1}^{LN-1} -\text{Re}(z(n)^* b^{k_D}(n)) \\ & + \gamma^{k_D} \left(\sum_{n=1}^{LN-1} |z(n)|^2 - 1 \right) \\ \text{s.t. } & |z(n)|^2 \leq \frac{\beta}{LN}, 0 \leq n < LN \end{aligned} \quad (29)$$

式(29)中 $z(n)$ 在目标函数和约束中可被单独求解。因此式(29)等价于求解

$$\begin{aligned} \min_{z \in \mathbb{C}^{LN \times 1}, \gamma^{k_D} > 0} & -\text{Re}(z(n)^* b^{k_D}(n)) + \gamma^{k_D} |z(n)|^2 \\ \text{s.t. } & |z(n)|^2 \leq \frac{\beta}{LN}, 0 \leq n < LN \end{aligned} \quad (30)$$

令目标函数梯度为0, 并投影到PAPR约束的可行域 \mathcal{X} 上, 则式(29)解为

$$z^{k_D+1}(n) = \begin{cases} \frac{b^{k_D}(n)}{2\gamma^{k_D}}, & \frac{|b^{k_D}(n)|}{2\gamma^{k_D}} < \sqrt{\frac{\beta}{LN}} \\ \sqrt{\frac{\beta}{LN}} e^{j\phi(b^{k_D}(n))}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (31)$$

其中, $\phi(\cdot)$ 表示求取相位操作, 最优拉格朗日乘子 γ^{k_D} 可通过二进制区间搜索过程求解^[38]。接着将 z^{k_D+1} 带入式(26), 并将其简化为如下形式的二次问题:

$$t^{k_D+1} = \text{Re} \left((z^{k_D+1})^H \mathbf{b}^{k_D} \right) \quad (32)$$

将 t^{k_D+1} 和 z^{k_D+1} 带入 $\bar{\mathbf{x}}_L = t\mathbf{z}$ 中, 即可得到 $\bar{\mathbf{x}}_L^{k_D+1}$ 。

步骤3 根据迭代值 $\{\mathbf{C}_D^{k_D+1}, \bar{\mathbf{x}}_L^{k_D+1}, \mathbf{U}^{k_D}, \mathbf{V}^{k_D}\}$, 求解 \mathbf{U}^{k_D+1} 和 \mathbf{V}^{k_D+1} 。式(16)中关于变量 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 的求解为无约束的二次问题, 其最优解可分别按照式(19)和式(20)求取。

最后, ADMM算法迭代完成 K_D 次后的得到过采样优化波形 $\bar{\mathbf{x}}_L^{\text{sub}}$, 其对应的时域一体化波形为

$$\bar{\mathbf{x}}^{\text{sub}} = \mathbf{F}^H (\mathbf{A}_L^H \bar{\mathbf{x}}_L^{\text{sub}}) \quad (33)$$

此时, 次优解 $\bar{\mathbf{x}}^{\text{sub}}$ 满足系统PAPR要求, 且其具有低ISLR和EVM特性。

综上, 基于数据失真的一体化OFDM波形设计次优算法流程可总结如算法1所示。由于本文方法在优化变量 \mathbf{C}_{Out} 时采取 $\|\mathbf{F}^H \mathbf{X}\|_2^2$ 来近似 $|r(0)|^2$ 将最小化ISLR问题转化为凸问题解决; 随后在ISLR约束下采取随机搜索策略以进一步降低PAPR; 在优化变量 \mathbf{C}_D 时采取一种不精确方法得到非常接近连续波PAPR要求的波形, 这些导致本文方法的次优解与最优解之间可能存在一定的差距。其中, 将 $\|\mathbf{F}^H \mathbf{X}\|_2^2$ 凸松弛为 $|r(0)|^2$ 的操作在降低PAPR的研究中十分常见^[14]; 而ISLR约束下利用外围数据子载波相位作为自由度进一步降低PAPR的效果有限, 采取随机搜索策略可减轻计算负担; 最后得到非常接近连续波PAPR要求的不精确方法是收敛的^[38]。由于目前无法直接求得式(11)的最优解, 因此本文方法不失为一种值得参考的方法。

3.3 计算复杂度和收敛性分析

为了方便统计本文方法的计算复杂度, 定义用于外围星座调制数据子载波数为 N_{Out} 。通过标准内

算法1 基于数据失真的一体化OFDM波形设计次优算法

Alg. 1 A suboptimal algorithm for integrated OFDM waveform design based on data distortion

1. 输入: \mathbf{X} , \mathbf{S}_D , \mathbf{S}_{Out} , N_{int} , K_{Out} , K_D , α_1 , α_2 , β , ρ
2. 初始化: $\mathbf{U}^0 = \mathbf{0}^{N \times 1}$, $\mathbf{V}^0 = \mathbf{0}^{LN \times 1}$
- 优化变量 \mathbf{C}_{Out} :
3. 计算 $\|(\mathbf{X} + \mathbf{C}_{Out})\|_{2,sub}^2$, 通过 $\|\mathbf{F}^H \mathbf{X}\|_2^2$ 近似 $r(0)$, 解问题(13);
4. 计算 $\bar{\mathbf{x}}_{Out}^{sub}$, 通过式(14)在集合 Ω 中搜索;
- 优化变量 \mathbf{C}_D :
5. for $k_D = 0, 1, \dots, K_D - 1$
6. 更新 $\mathbf{C}_D^{k_D+1}$, 通过式(23)和式(24)解式(21);
7. 更新 $\bar{\mathbf{x}}_L^{k_D+1}$, 通过式(31)和式(32)解式(25);
8. 更新 \mathbf{U}^{k_D+1} , 通过式(19);
9. 更新 \mathbf{V}^{k_D+1} , 通过式(20);
10. end for
11. 输出: 优化后的一体化波形 $\bar{\mathbf{x}}_L^{sub}$, 通过式(33)。

点法求解算法1中第3步优化ISLR的计算复杂度在最优化情况下为 $\mathcal{O}(N_{Out}^3)$, 该计算复杂度可通过设计专门的内点法被有效降低^[14]。第4步在功率谱和外围星座扩展区域约束下找到最小PAPR信号的计算复杂度主要在于 LN 点的IDFT变换, 其复杂度大约为 $\mathcal{O}(LN \log_2 LN)$ 。在每次ADMM算法迭代时, 利用第6步中关于对角矩阵求逆操作的计算复杂度约为 $\mathcal{O}(N)$, 更新 $\mathbf{C}_D^{k_D+1}$ 的复杂度约为 $\mathcal{O}(3N + LN \log_2 LN)$ 。第7步中计算 \mathbf{b}^{k_D} 的复杂度仍然来自于 LN 点的IDFT变换, 即 $\mathcal{O}(LN \log_2 LN)$ 。关于二进制区间搜索过程求解最优拉格朗日乘子 γ^{k_D} 与计算 \mathbf{b}^{k_D} 相比, 可忽略不计^[38]。第8步更新 \mathbf{U}^{k_D+1} 和第9步更新 \mathbf{V}^{k_D+1} 的计算复杂度分别约为 $\mathcal{O}(N)$ 和 $\mathcal{O}(LN \log_2 LN)$ 。最后输出优化的时域一体化波形 $\bar{\mathbf{x}}^{sub}$ 的计算复杂度约为 $\mathcal{O}(LN \log_2 LN + N \log_2 N)$ 。那么, 在ADMM算法每次迭代时的计算复杂度约为 $\mathcal{O}(4N + 3LN \log_2 LN + N \log_2 N)$ 。ADMM算法共迭代 K_D 次后, 整个次优方法的计算复杂度在最坏情况下约为 $\mathcal{O}(K_D(4N + 3LN \log_2 LN + N \log_2 N) + LN \log_2 LN + N_{Out}^3)$ 。

本文采用ADMM算法的精确收敛性分析是困难的, 因为求解式(15)的可行区域是非凸的。事实上, ADMM算法对一般非凸优化问题的收敛性分析到目前为止仍然是开放的。尽管, 非凸式(15)不能满足现有分析方法的特定条件, 但本文将直接从数值仿真结果中探讨其收敛性能。

4 仿真验证

本节给出所提的基于数据失真的一体化OFDM

波形设计方法的数值仿真结果, 包括PAPR性能、雷达感知性能和通信误码性能。具体参数设置如表1所示, 其中算法1的步骤3可通过matlab凸优化工具箱(CVX)求解^[39]。此外, 本节将本文方法与其他相关方法进行对比分析, 以验证所提方法的综合性能。具体包括文献[13]中经典的ICF方法(迭代10次, 剪切率为5 dB), 文献[14]中联合降低EVM和PAPR为优化目标的New-ICF方法(迭代1次, 剪切率为5 dB), 文献[17]中降低PAPR但不增加误码率的ACE方法(迭代10次, 剪切率为5 dB), 以及文献[31]中所提的联合降低ISLR和PAPR的TR-LNCA方法(迭代10次, 预留100子载波用来生成优化信号)进行对比。

关于外围星座调制数据失真功率约束 α_1 的选取可参考频谱模板确定, 所有调制数据失真功率约束 α_2 选取应小于相邻星座欧式距离的一半以避免增大误码率。

4.1 PAPR性能

图5描绘了不同方法降低波形PAPR的性能曲线。显然, 基于CP-OFDM结构的原始波形具有最高的PAPR值。与PAPR降低效果显著的ICF方法和New-ICF方法相比, 本文方法优化后的一体化波形满足PAPR为5 dB的要求, 且PAPR降低效果更优。ICF方法需要带外滤波, 经过多次迭代才能满足PAPR约束。New-ICF方法通过松弛PAPR非凸约束来求解, 松弛后波形的PAPR效果比较接近开放的PAPR约束, 但略差于ICF方法和本文方法。

与不恶化系统误码性能的方法相比, ACE方法受调制星座图和扩展区域限制, 如图5中绿色性能曲线所示PAPR降低效果有限。TR-LNCA方法不影响非预留子载波处数据解调, 它利用预留的100个

表1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数	数值
OFDM符号数	2000
OFDM子载波数 N	512
保护带宽的空子载波数	50
CP长度 N_{CP}	128
数据子载波调制方式	16QAM
感兴趣距离单元数 N_{int}	100
功率约束 α_1	2
功率约束 α_2	0.12
PAPR约束 β	5 dB
惩罚参数 ρ	200
备选信号个数 K_{Out}	100
ADMM迭代次数 K_D	10

带内子载波优化后波形的PAPR性能略优于ACE方法。由于其优化自由度不如本文方法高,导致PAPR降低效果与本文方法相比有一定差距。

此外,为了直观的体现本文方法的收敛性能,图6分析了利用ADMM框架实现优化变量 C_D 在不同迭代次数下的收敛性能曲线。在图6(b)中单个OFDM符号的迭代残差被定义为

$$\Delta r(k_D+1) = \frac{\|C_D^{k_D+1} - C_D^{k_D}\|_2^2}{\|C_D^{k_D+1}\|_2^2} + \frac{\|\bar{x}_L^{k_D+1} - \bar{x}_L^{k_D}\|_2^2}{\|\bar{x}_L^{k_D+1}\|_2^2} \quad (34)$$

其中,图6的性能曲线为所有OFDM符号的统计平均值。观察图6(a)易知,本文方法在迭代3次后PAPR性能稳定,优化后的一体化波形满足功放要求。在迭代大约12次以后,迭代残差小于 10^{-3} ,并逐渐收敛。

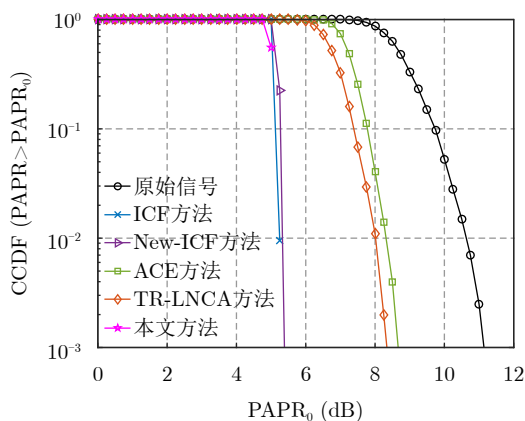
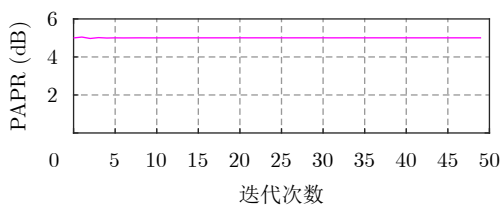


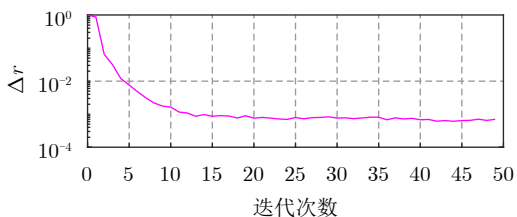
图5 不同方法的PAPR性能对比

Fig. 5 The comparison of PAPR performance between different methods



(a) PAPR与迭代次数的关系

(a) The relationship between PAPR and iteration times



(b) 迭代残差与迭代次数的关系

(b) The relationship between iteration residual and iteration times

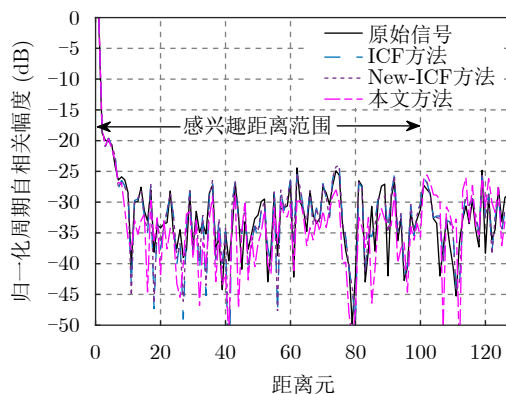
图6 本文方法的收敛性能

Fig. 6 The convergence performance of the proposed method

4.2 雷达感知性能

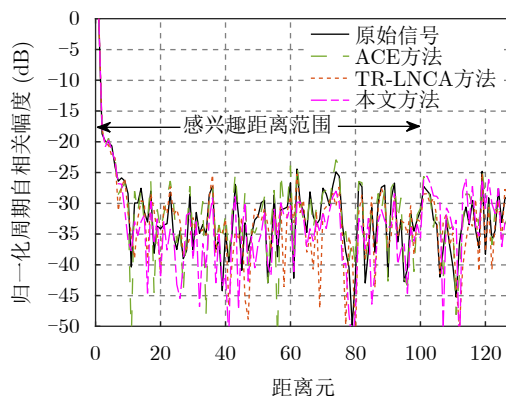
本节展示的雷达感知性能包括优化波形后的自相关旁瓣性能,以及相同噪声环境下本文方法优化前后的目标检测性能。图7展示了不同优化方法得到的随机单个OFDM符号的周期自相关幅度对比结果。考虑到单个OFDM符号的数据结果具有偶然性^[40],为此统计多个符号的ISLR均值更具有说服力,不同方法对应的ISLR均值结果统计在表2中。图8为本文方法的ISLR性能与迭代次数的关系。

图7直观地显示了不同方法对应的随机单个符号下的周期自相关幅度,其中本文所提方法对应的亮红色性能曲线在优化范围内的周期自相关旁瓣低于其他对比方法。结合表2的数据可知,与原始未优化信号相比,本文方法在感兴趣的100个距离元范围内可获得约1.88 dB的ISLR性能增益。从图8可知随着迭代次数的增加,本文方法优化后的波形ISLR均值随之降低,在迭代30次以后逐渐趋于稳定。



(a) ICF, New-ICF与本文方法对比

(a) The comparison of ICF, New-ICF and the proposed method



(b) ACE, TR-LNCA与本文方法对比

(b) The comparison of ACE, TR-LNCA and the proposed method

图7 不同方法的归一化周期自相关幅度对比

Fig. 7 The comparison of normalized periodic autocorrelation amplitudes using different methods

图7(a)和表2的数据结果表明，与PAPR降低效果显著的ICF方法和New-ICF方法相比，本文方法优化在感兴趣的100个延迟采样范围内分别获得约2.02 dB和2.00 dB的ISLR性能增益。这得益于本文方法利用外围星座扩展优势来降低ISLR，而ICF方法和New-ICF方法并未考虑波形旁瓣性能。PAPR性能相近时，ISLR的降低可以减少分布式杂波回波的有害影响，也被理解为噪声基底的降低，有利于获得更精确的检测阈值以避免掩盖低回波功率的峰值，提高弱目标的检测能力^[24]。受限于通信传输数据及保护带宽等约束，本文方法在满足当前功放需求时获得的ISLR性能增益虽然仅为2 dB，但它可与其他时频空域优化技术结合以进一步降低ISLR。

图7(b)和表2的数据结果表明，与不恶化系统误码性能的ACE方法和TR-LNCA方法相比，因ACE方法只关注如何降低PAPR，导致其ISLR性能不如本文方法。TR-LNCA方法只适用于所有子载波功率恒定的场景，导致其积分旁瓣水平无法达到理想特性，因此其对应的ISLR比本文方法高约1.11 dB。

此外，需要说明的是本文方法利用所有调制数据失真引入优化EVM性能得到满足PAPR要求的

表 2 不同方法的ISLR均值(dB)
Tab. 2 The average ISLR of different methods (dB)

方法	ISLR
原始信号	9.00
ICF方法	9.14
New-ICF方法	9.12
ACE方法	9.42
TR-LNCA方法	8.23
本文方法	7.12

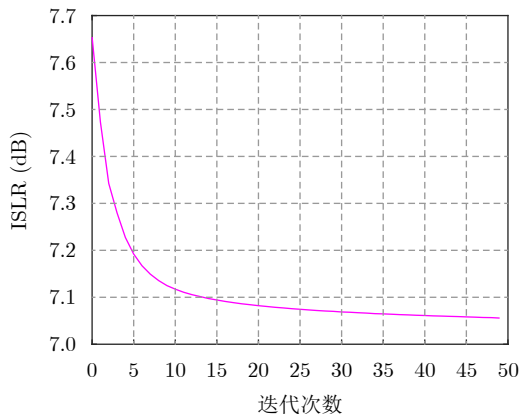


图 8 ISLR均值与迭代次数的关系

Fig. 8 The relationship between the average ISLR and iteration times

波形时未添加优化变量 C_{Out} 对应的ISLR约束，这是因为ISLR约束下功率谱固定，只有相位作为优化自由度往往难以优化满足PAPR要求。因此本文方法最终得到的ISLR性能并不等同于利用属于外围星座图调制的数据失真对应的ISLR性能。经统计得到，先利用属于外围星座图调制的数据失真降低ISLR后对应的ISLR均值为6.69 dB。结合表2的数据结果可知，为了得到满足功放PAPR要求的波形即优化变量 C_D 后对应的ISLR升高了约0.43 dB。尽管本文方法在求解 C_D 时ISLR性能略差与求解 C_{Out} 对应的ISLR性能，但由于本文先利用属于外围星座图调制的数据来优化ISLR性能，与那些不考虑ISLR性能只关注降低PAPR的方法相比，本文方法还是能获得ISLR性能增益。

常见的功率放大器输入输出特性如图9所示^[12]，输入功率 P_{in} 超过一定最大值 P_{in}^{max} 后输出功率也达到饱和水平，且饱和输出功率一定时，输入功率回退(Input-Back-Off, IBO)越小则输出的平均功率 P_{out}^{avg} 越大。图10为相同噪声环境下通过功放，不同方法

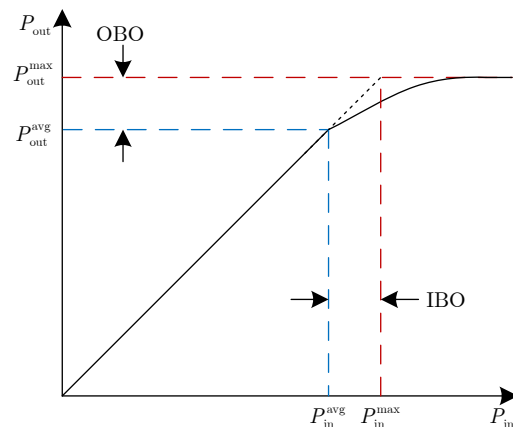


图 9 功率放大器输入输出特性

Fig. 9 Input and output characteristics of power amplifiers

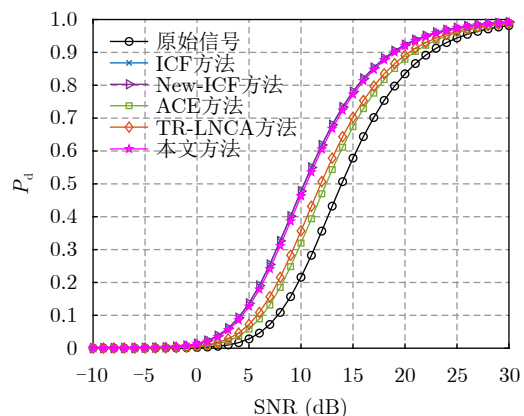


图 10 不同方法的目标检测概率

Fig. 10 Target detection probability of different methods

优化前后根据奈曼-皮尔逊(Neyman-Pearson, N-P)准则,在虚警率 $P_{fa} = 10^{-4}$ 时计算得到的目标检测概率 P_d 。为了减小信号失真,不同方法优化后信号通过功放的输入功率回退分别为其PAPR均值。其中,横坐标轴信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)表示原始信号平均功率与噪声平均功率的比值。图10的数据表明相同噪声环境下,本文方法因和ICF以及New-ICF方法具有相近的PAPR性能,且三者的PAPR性能优于ACE和TR-LNCA方法,所以本文方法、ICF以及New-ICF方法在恒虚警检测下对应的目标检测概率也十分相近,都优于ACE和TR-LNCA方法。目标检测概率在0.1~0.8之间时,与原始信号相比,本文方法具有更低的PAPR会带来更高的平均输入和输出功率,所以可获得约3.5 dB的目标SNR增益。

4.3 通信误码性能

图11为不同方法优化波形后通过AWGN信道的通信BER性能,各方法对应的BER性能均为多个符号的统计均值。与PAPR降低效果显著的ICF方法和New-ICF方法相比,本文方法利用ADMM算法实现PAPR约束下最小化EVM指标,其BER性能最佳。ICF方法由于操作简单,每次迭代的计算复杂度最低为 $\mathcal{O}(2LN\log_2 LN)$,但并未考虑降低PAPR引入的噪声对解调的影响,所以其BER性能最差。New-ICF方法利用凸松弛将非凸优化问题转为关于EVM的凸问题解决,BER性能次优,其初次迭代时计算复杂度在最坏的情况下约为 $\mathcal{O}(N^3 + 2LN\log_2 LN)$ 。区别于New-ICF方法,本文方法由于属于外围星座调制数据子载波数 N_{Out} 小于 N ,因此所提方法在计算复杂度低于New-ICF方法时能获得更优的ISLR和BER性能。

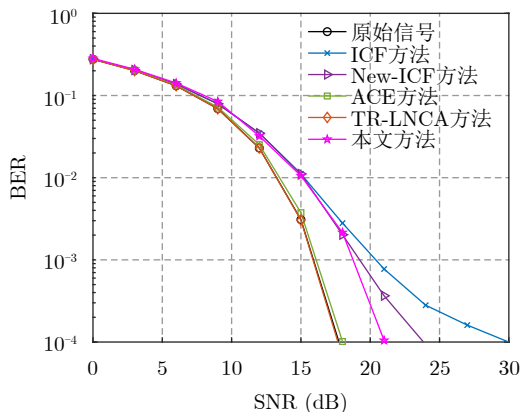


图11 不同方法的BER性能对比

Fig. 11 The comparison of BER performance between different methods

与BER性能和原始信号几乎一致的ACE和TR-LNCA方法相比,ACE方法具有星座扩展优势,其降低PAPR后并不恶化系统BER性能。TR-LNCA方法预留的子载波专门用来优化,尽管不影响数据子载波处的通信解调,但造成通信速率降低约21.6%。尽管本文方法中数据失真引入的噪声影响通信解调,因此其误码率高于ACE方法和TR-LNCA方法。但本文方法降低PAPR效果和抑制旁瓣性能远优于ACE方法和TR-LNCA方法。

此外,图12描绘了PAPR抑制效果显著但会增加系统误码率的ICF方法,New-ICF方法,以及本文方法对应的频域波形。观察图12发现,本文方法先利用外围星座数据失真降低ISLR,得到的频域数据属于ACE扩展范围,具有不增加BER性能的优势。随后利用所有数据失真在优化EVM指标并满足PAPR要求时,增加了引入数据失真功率约束以进一步降低引入的噪声对解调的影响。优化后波形的外围星座数据频域分布明显不同于ICF方法和New-ICF方法,它们是基于ACE扩展区域范围的外围星座数据失真,并考虑了最小化EVM指标得到的。因此,得益于ACE扩展区域优势和数据失真功率约束,本文方法的外围星座频域数据与邻近的内部星座频域数据之间的欧氏距离大于ICF方法和New-ICF方法,内部星座频域数据与对应的标准星座之间更加集中,因此本文方法的BER性能优于ICF方法和New-ICF方法。与原始信号总功率相比,本文方法利用数据失真引入噪声会增大输入信号总功率开销,经统计得到本文方法增加约7.1%的总功率。结合图9可知,增大的输入信号总功率开销也大幅提升了PAPR性能,转化为功放效率的提升。据统计射频功放是无线发射机中的最主要能量消耗单元,因此以可接受的输入信号总功率和计算复杂度增加换取发射机能量效率提升是值得的。

结合图5至图12的数据结果可知,与优化前的原始信号相比,本文方法在相同环境中因具有低PAPR使得目标检测概率更高,且自相关旁瓣性能更佳。与PAPR降低效果相近的方法相比,本文方法可获得显著的旁瓣性能和BER性能增益。与不增加误码的方法相比,本文方法以一定的误码性能损失为代价,大幅提升了PAPR和自相关旁瓣性能。

5 结语

本文针对雷达通信一体化系统中OFDM波形设计问题,提出了基于数据失真的波形设计方法,实现了PAPR约束下联合优化ISLR和EVM性能,得到了具有良好感知性能和通信性能的波形。本文方

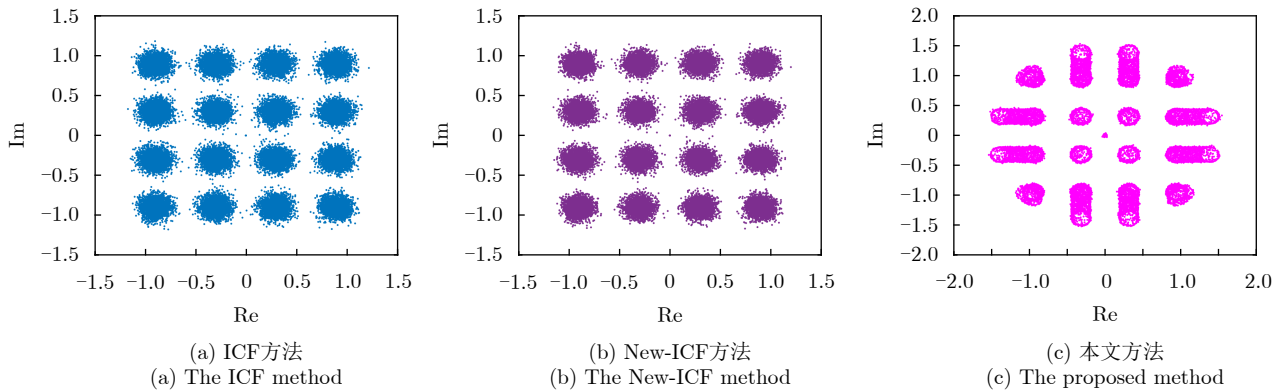


图 12 不同方法的频域波形

Fig. 12 Frequency domain waveforms of different methods

法根据调制星座图特点, 采取先优化ISLR性能, 再优化PAPR约束下EVM性能的步骤, 将多目标高维非凸优化问题转化为两个单目标优化子问题。相对于其他PAPR降低效果相近的方法, 本文方法取得了更优的自相关旁瓣和BER性能表现。该方法适用于基于现有通信波形改进的一体化波形设计应用场景, 降低了波形的PAPR和自相关旁瓣, 提升了目标检测概率, 为一体化技术的工程实现提供参考价值。

利益冲突 所有作者均声明不存在利益冲突

Conflict of Interests The authors declare that there is no conflict of interests

参考文献

- [1] 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).
LIU Fan, YUAN Weijie, YUAN Jinhong, *et al.* Radar-communication spectrum sharing and integration: Overview and prospect[J]. *Journal of Radars*, 2021, 10(3): 467–484. doi: [10.12000/JR20113](https://doi.org/10.12000/JR20113).
- [2] 余显祥, 姚雪, 杨婧, 等. 面向感知应用的通感一体化信号设计与综述[J]. 雷达学报, 2023, 12(2): 247–261. doi: [10.12000/JR23015](https://doi.org/10.12000/JR23015).
YU Xianxiang, YAO Xue, YANG Jing, *et al.* Radar-centric DFRC signal design: Overview and future research avenues[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(2): 247–261. doi: [10.12000/JR23015](https://doi.org/10.12000/JR23015).
- [3] 兰岚, 廖桂生, 许京伟, 等. 基于频率分集阵列的多功能一体化波形设计与信号处理方法[J]. 雷达学报, 2022, 11(5): 850–870. doi: [10.12000/JR22163](https://doi.org/10.12000/JR22163).
LAN Lan, LIAO Guisheng, XU Jingwei, *et al.* Waveform design and signal processing method of a multifunctional integrated system based on a frequency diverse array[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(5): 850–870. doi: [10.12000/JR22163](https://doi.org/10.12000/JR22163).
- [4] 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).
MA Dingyou, LIU Xiang, HUANG Tianyao, *et al.* Joint radar and communications: Shared waveform designs and performance bounds[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 198–212. doi: [10.12000/JR21146](https://doi.org/10.12000/JR21146).
- [5] HWANG T, YANG Chenyang, WU Gang, *et al.* OFDM and its wireless applications: A survey[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2009, 58(4): 1673–1694. doi: [10.1109/TVT.2008.2004555](https://doi.org/10.1109/TVT.2008.2004555).
- [6] XU Zhaoyi and PETROPULU A. A bandwidth efficient dual-function radar communication system based on a MIMO radar using OFDM waveforms[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2023, 71: 401–416. doi: [10.1109/TSP.2023.3241779](https://doi.org/10.1109/TSP.2023.3241779).
- [7] 肖博, 霍凯, 刘永祥. 雷达通信一体化研究现状与发展趋势[J]. 电子与信息学报, 2019, 41(3): 739–750. doi: [10.11999/JEIT180515](https://doi.org/10.11999/JEIT180515).
XIAO Bo, HUO Kai, and LIU Yongxiang. Development and prospect of radar and communication integration[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2019, 41(3): 739–750. doi: [10.11999/JEIT180515](https://doi.org/10.11999/JEIT180515).
- [8] 吴文俊, 唐波, 汤俊, 等. 杂波环境中雷达通信一体化系统波形设计算法研究[J]. 雷达学报, 2022, 11(4): 570–580. doi: [10.12000/JR22105](https://doi.org/10.12000/JR22105).
WU Wenjun, TANG Bo, TANG Jun, *et al.* Waveform design for dual-function radar-communication systems in clutter[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(4): 570–580. doi: [10.12000/JR22105](https://doi.org/10.12000/JR22105).
- [9] NI Zhitong, ZHANG J A, WU Kai, *et al.* Uplink sensing using CSI ratio in perceptive mobile networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2023, 71: 2699–2712. doi: [10.1109/TSP.2023.3294626](https://doi.org/10.1109/TSP.2023.3294626).

- [10] COLONE F, FILIPPINI F, and PASTINA D. Passive radar: Past, present, and future challenges[J]. *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2023, 38(1): 54–69. doi: [10.1109/MAES.2022.3221685](https://doi.org/10.1109/MAES.2022.3221685).
- [11] 万显荣, 易建新, 占伟杰, 等. 基于多照射源的被动雷达研究进展与发展趋势[J]. *雷达学报*, 2020, 9(6): 939–958. doi: [10.12000/JR20143](https://doi.org/10.12000/JR20143).
WAN Xianrong, YI Jianxin, ZHAN Weijie, *et al.* Research progress and development trend of the multi-illuminator-based passive radar[J]. *Journal of Radars*, 2020, 9(6): 939–958. doi: [10.12000/JR20143](https://doi.org/10.12000/JR20143).
- [12] RAHMATALLAH Y and MOHAN S. Peak-to-average power ratio reduction in OFDM systems: A survey and taxonomy[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2013, 15(4): 1567–1592. doi: [10.1109/SURV.2013.021313.00164](https://doi.org/10.1109/SURV.2013.021313.00164).
- [13] ARMSTRONG J. Peak-to-average power reduction for OFDM by repeated clipping and frequency domain filtering[J]. *Electronics Letters*, 2002, 38(5): 246–247. doi: [10.1049/el:20020175](https://doi.org/10.1049/el:20020175).
- [14] WANG Y C and LUO Z Q. Optimized iterative clipping and filtering for PAPR reduction of OFDM signals[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2011, 59(1): 33–37. doi: [10.1109/TCOMM.2010.102910.090040](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2010.102910.090040).
- [15] TANG Bo, QIN Kaiyu, ZHANG Xiangyin, *et al.* A clipping-noise compression method to reduce PAPR of OFDM Signals[J]. *IEEE Communications Letters*, 2019, 23(8): 1389–1392. doi: [10.1109/LCOMM.2019.2916052](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2019.2916052).
- [16] SOHN I and KIM S C. Neural network based simplified clipping and filtering technique for PAPR reduction of OFDM signals[J]. *IEEE Communications Letters*, 2015, 19(8): 1438–1441. doi: [10.1109/LCOMM.2015.2441065](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2015.2441065).
- [17] KRONGOLD B S and JONES D L. PAR reduction in OFDM via active constellation extension[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2003, 49(3): 258–268. doi: [10.1109/TBC.2003.817088](https://doi.org/10.1109/TBC.2003.817088).
- [18] LI Haibo, JIANG Tao, and ZHOU Yang. An improved tone reservation scheme with fast convergence for PAPR reduction in OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2011, 57(4): 902–906. doi: [10.1109/TBC.2011.2169622](https://doi.org/10.1109/TBC.2011.2169622).
- [19] NI Chunxing, MA Yahui, and JIANG Tao. A novel adaptive tone reservation scheme for PAPR reduction in large-scale multi-user MIMO-OFDM systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2016, 5(5): 480–483. doi: [10.1109/LWC.2016.2588489](https://doi.org/10.1109/LWC.2016.2588489).
- [20] WU Wenhua, CAO Yunhe, WANG Shenghua, *et al.* Joint optimization of PAPR reduction based on modified TR scheme for MIMO-OFDM radar[J]. *Digital Signal Processing*, 2018, 80: 27–36. doi: [10.1016/j.dsp.2018.05.008](https://doi.org/10.1016/j.dsp.2018.05.008).
- [21] ZHANG Siyu and SHAHRRAVA B. A SLM scheme for PAPR reduction in Polar coded OFDM-IM systems without using side information[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2021, 67(2): 463–472. doi: [10.1109/TBC.2020.3039696](https://doi.org/10.1109/TBC.2020.3039696).
- [22] 季策, 祝雯婧, 魏颖, 等. 降低OFDM系统PAPR的改进SLM算法[J]. *通信学报*, 2018, 39(4): 152–158. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2018059](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2018059).
JI Ce, ZHU Wenjing, WEI Ying, *et al.* Improved SLM algorithm for PAPR reduction in OFDM system[J]. *Journal on Communications*, 2018, 39(4): 152–158. doi: [10.11959/j.issn.1000-436x.2018059](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-436x.2018059).
- [23] 王鑫海, 王超宇, 张宁, 等. 一种相位域低积分旁瓣雷达波形优化方法[J]. *雷达学报*, 2022, 11(2): 255–263. doi: [10.12000/JR21137](https://doi.org/10.12000/JR21137).
WANG Xinhai, WANG Chaoyu, ZHANG Ning, *et al.* Phase-only method for designing a unimodular radar waveform with low ISL[J]. *Journal of Radars*, 2022, 11(2): 255–263. doi: [10.12000/JR21137](https://doi.org/10.12000/JR21137).
- [24] LELLOUCH G, MISHRA A K, and INGGIS M. Design of OFDM radar pulses using genetic algorithm based techniques[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2016, 52(4): 1953–1966. doi: [10.1109/TAES.2016.140671](https://doi.org/10.1109/TAES.2016.140671).
- [25] TSAI L S, CHUNG W H, and SHIU D S. Synthesizing low autocorrelation and low PAPR OFDM sequences under spectral constraints through convex optimization and GS algorithm[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(5): 2234–2243. doi: [10.1109/TSP.2011.2108652](https://doi.org/10.1109/TSP.2011.2108652).
- [26] STOICA P, HE Hao, and LI Jian. New algorithms for designing unimodular sequences with good correlation properties[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(4): 1415–1425. doi: [10.1109/TSP.2009.2012562](https://doi.org/10.1109/TSP.2009.2012562).
- [27] 周凯, 李德鑫, 栗毅, 等. 雷达脉冲压缩低旁瓣发射波形和非匹配滤波联合设计方法[J]. *电子学报*, 2021, 49(9): 1701–1707. doi: [10.12263/DZXB.20201405](https://doi.org/10.12263/DZXB.20201405).
ZHOU Kai, LI Deixin, SU Yi, *et al.* Joint design of transmitted waveform and mismatched filter suppressing radar pulse compression sidelobe level[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2021, 49(9): 1701–1707. doi: [10.12263/DZXB.20201405](https://doi.org/10.12263/DZXB.20201405).
- [28] ZHOU Shenghua, LIANG Xueling, YU Yao, *et al.* Joint radar-communications Co-Use waveform design using optimized phase perturbation[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2019, 55(3): 1227–1240. doi: [10.1109/TAES.2019.2909254](https://doi.org/10.1109/TAES.2019.2909254).
- [29] BARUFFA G, RUGINI L, FRESCURA F, *et al.* Low-complexity PAPR reduction by coded data insertion on DVB-T2 reserved carriers[J]. *IEEE Access*, 2023, 11:

- 73377–73393. doi: [10.1109/ACCESS.2023.3296256](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3296256).
- [30] BULUSU S S K C, CRUSSIÈRE M, HÉLARD J F, *et al.* Quasi-optimal tone reservation PAPR reduction algorithm for next generation broadcasting systems: A performance/complexity/latency tradeoff with testbed implementation[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2018, 64(4): 883–899. doi: [10.1109/TBC.2018.2811623](https://doi.org/10.1109/TBC.2018.2811623).
- [31] HUANG Yixuan, HU Su, MA Shiyong, *et al.* Designing low-PAPR waveform for OFDM-based RadCom systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2022, 21(9): 6979–6993. doi: [10.1109/TWC.2022.3153606](https://doi.org/10.1109/TWC.2022.3153606).
- [32] VARSHNEY P, BABU P, and STOICA P. Low-PAPR OFDM waveform design for radar and communication systems[J]. *IEEE Transactions on Radar Systems*, 2023, 1: 69–74. doi: [10.1109/TRS.2023.3275210](https://doi.org/10.1109/TRS.2023.3275210).
- [33] WEN Cai, HUANG Yan, ZHENG Le, *et al.* Transmit waveform design for dual-function radar-communication systems via hybrid linear-nonlinear precoding[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2023, 71: 2130–2145. doi: [10.1109/TSP.2023.3278858](https://doi.org/10.1109/TSP.2023.3278858).
- [34] WANG Luqing and TELLAMBURA C. A simplified clipping and filtering technique for PAR reduction in OFDM systems[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2005, 12(6): 453–456. doi: [10.1109/LSP.2005.847886](https://doi.org/10.1109/LSP.2005.847886).
- [35] JIANG Tao and WU Yiyang. An overview: Peak-to-average power ratio reduction techniques for OFDM signals[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2008, 54(2): 257–268. doi: [10.1109/TBC.2008.915770](https://doi.org/10.1109/TBC.2008.915770).
- [36] 杨婧, 余显祥, 沙明辉, 等. MIMO系统探通一体化信号矩阵设计方法[J]. *雷达学报*, 2023, 12(2): 262–274. doi: [10.12000/JR22087](https://doi.org/10.12000/JR22087).
- YANG Jing, YU Xianxiang, SHA Minghui, *et al.* Dual function radar and communication signal matrix design method for MIMO system[J]. *Journal of Radars*, 2023, 12(2): 262–274. doi: [10.12000/JR22087](https://doi.org/10.12000/JR22087).
- [37] LIU Shuang, WANG Yajun, LIAN Zhuxian, *et al.* Joint suppression of PAPR and OOB radiation for OFDM systems[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2023, 69(2): 528–537. doi: [10.1109/TBC.2023.3243410](https://doi.org/10.1109/TBC.2023.3243410).
- [38] WANG Yongchao, WANG Yanjiao, and SHI Qingjiang. Optimized signal distortion for PAPR reduction of OFDM signals with IFFT/FFT complexity via ADMM approaches[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(2): 399–414. doi: [10.1109/TSP.2018.2880711](https://doi.org/10.1109/TSP.2018.2880711).
- [39] GRANT M and BOYD S. CVX: Matlab software for disciplined convex programming, version 2.2[EB/OL]. <http://cvxr.com/cvx>, 2020.
- [40] DU Zhen, LIU Fan, XIONG Yifeng, *et al.* Probabilistic constellation shaping for OFDM-based ISAC signaling[EB/OL]. <http://arxiv.org/abs/2310.18090>, 2023.

作者简介

刘燕, 博士生, 主要研究方向为新体制雷达信号处理、雷达通信一体化信号设计等。

万显荣, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为新体制雷达设计, 如外辐射源雷达、高频超视距雷达系统及信号处理。

易建新, 博士, 副研究员, 主要研究方向为外辐射源雷达信号处理、目标跟踪和信息融合。

(责任编辑: 高山流水)