

面向车联网的认知雷达通信复合波形设计

姚誉¹, 李妍洁¹, 吴乐南², 苗圃³, 唐小渝¹

(1. 华东交通大学信息工程学院, 江西 南昌 330031; 2. 东南大学信息科学与工程学院, 江苏 南京 210096; 3. 青岛大学, 山东 青岛 266000)

摘要: 介绍了认知雷达通信 (CRC) 收发器的系统架构, 提出了一种认知雷达通信复合波形的设计方法。此方法旨在从雷达场景中估计目标散射系数 (TSC), 同时实现高速率数据通信。为了降低 TSC 的均方误差 (MSE), 建立了在实际雷达系统多约束条件下的认知复合波形优化模型。通过基于卡尔曼滤波的方法设计超宽带 (UWB) 传输脉冲集, 并利用多元位置相移键控调制技术 (MPPSK) 将信息数据嵌入其中, 从而实现峰均功率比 (PAPR) 约束的最佳解决方案。实验结果证明, 随着迭代次数的增加, TSC 估计和目标检测概率均有所提高。同时, 在 CRC 收发系统之间仍能够以低误码率和速率为几 Mbit/s 的范围内传输数据。

关键词: 雷达通信网; 目标检测; 超宽带; 车联网; 认知波形设计

中图分类号: TN951

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.2021.00232

Cognitive waveform design for radar-communication transceiver networks

YAO Yu¹, LI Yanjie¹, WU Lenan², MIAO Pu³, TANG Xiaoyu¹

1. School of Information Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330031, China

2. School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China

3. Qingdao University, Qingdao 266000, China

Abstract: The system architecture for cognitive radar-communication (CRC) transceiver was proposed. A cognitive waveforms design approach, which is suitable for simultaneously performing both data communication and target detection was presented. This approach aims at estimating target scattering coefficient (TSC) from the radar scene and facilitating high-data-rate communications. In order to minimize the mean square error (MSE) of the TSC, a convex cost function was established. The peak to average power ratio (PAPR)-constrained optimal solution was achieved by applying the Kalman filtering-based strategy to design the set of ultra-wideband (UWB) transmission pulses and embed into them the information data with the M-ary position phase shift keying modulation technique. In addition to theoretical considerations, the simulation results show an improvement in TSC estimation and target detection probability as the number of iterations increases, while still transmitting data rates in the range of several Mbit/s with low bit error rates between CRC transceivers.

Key words: radar communication network, target detection, UWB, Internet of vehicles, cognitive waveform design

1 引言

随着无线通信技术、车载雷达技术和汽车工业的发展, 以智能化和网联化为特征的智能网联汽车

已成为汽车产业发展的必然趋势, 作为网联化代表的车联网是实现智能网联汽车的支撑技术。与此同时, 雷达和无线通信技术中的射频前端架构变得越来越相似, 可以很容易地用于通信和雷达应用的联

收稿日期: 2020-02-01; 修回日期: 2021-11-22

通信作者: 姚誉, yaoyu@ecjtu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61761019)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61761019)

合射频硬件平台, 雷达任务和通信应用之类的多功能集成引起了研究者们极大的兴趣, 从而引出了一系列研究方案^[1-4], 雷达和通信一体化的研究方案为车联网发展提供了一种新的设计思路, 特别是要求同时实现车联网通信和环境感知的智能交通应用领域^[5]。合适的系统平台能够让道路上的所有车辆都可以在协作雷达传感器网络中交互, 提供独特的安全功能和智能交通路线。

雷达通信一体化系统要比只有车-车通信功能的系统更容易引入市场。由于车-车通信系统只能在通信对象在场时传输信息, 因此在市场引入时, 客户可能不会有太多的意愿配备只有车-车通信功能的系统。然而, 雷达通信一体化系统由于其雷达传感功能, 不受太阳光、雨、雪、雾等复杂天气的影响, 对交通环境进行全天时、全天候的测量感知, 被誉为智能汽车的“火眼金睛和顺风耳”。此外, 雷达通信一体化系统中两个应用也能互相从共享信息中获益。例如, 雷达应用可以利用分布在通信网上的信息提高其检测概率和测距精度。当下雷达通信一体化研究的主要挑战在于找到可同时用于信息传输和雷达感知的复合发射波形, 通过复合波形的设计, 频谱将得到非常有效的利用, 有助于克服频谱资源有限的问题。

当前, 雷达通信复合波形的设计可以分为两大类。一类是基于复用技术的设计, 包括空分复用 (SDM, space division multiplexing)^[6]、时分复用 (TDM, time division multiplexing)^[7]、频分复用 (FDM, frequency division multiplexing)^[8]和码分复用 (CDM, code division multiplexing)^[9], 但这类设计都有共同的缺点, 即雷达和通信不能在某个领域同时工作。如时分复用技术, 雷达和通信无法在同一时隙工作。另一类则是基于波形共享的设计, 此类设计分两种情况: 一种是通信信息被隐藏在传统雷达波形中^[10], 另一种是普遍使用的通信波形有轻微变化或者没有变化^[11]。在通信中, 传统的正交频分复用 (OFDM, orthogonal frequency division multiplexing) 波形一般是连续的^[12-14], 而脉冲雷达恰恰相反。此外, 雷达中大多数采用的 OFDM 波形由 OFDM 脉冲序列组成, 这种序列是通信中必不可少的, 其中一个脉冲只包含一个 OFDM 符号。若集成的雷达和通信系统采用连续 OFDM 波形, 则需要接收与发送天线远远分离, 这在实际中很难实现, 尤其是在收发天线彼此靠近的情况下。如果系统采用

的 OFDM 波形是脉冲, 则可以共享收发天线, 天线的数量将减少一半, 收发天线间的隔离问题也迎刃而解。然而, 对通信应用而言, 在雷达占空比为 10% 时, 通信的作用时间变为原来的 10% 的情况下, 通信数据速率将会下降。

这些集成的雷达和通信系统采用了与超宽带 (UWB, ultra wide band) 技术相结合的 OFDM 技术, 实现了通信雷达一体化设计。但这也产生一些实现上的问题, 例如对信号处理能力的要求过高以及对高速模数转换电路、多模式操作射频前端的过度需求。此外, 采用 UWB-OFDM 技术定位的系统^[13-14]利用相同的波形簇来设计雷达通信复合信号。由于 UWB-OFDM 信号的自相关性取决于陷波的位置和 OFDM 信号的带宽, 这些方法都有共同的缺点。尽管雷达目标距离估计不受 OFDM 信号的影响, 但其距离分辨率取决于嵌入 OFDM 信号的陷波带宽。文献[15]提出了采用 UWB 脉冲位置调制 (PPM, pulse-position modulation) 设计通信雷达复合信号的系统, 但与传统 OFDM 系统相比, 传统系统误码率 (BER, bit error ratio) 性能相对较差^[16-17]。

认知雷达 (CR, cognitive radar) 系统可以根据目标和环境的先验知识来自适应地调整其发射波形和接收滤波器, 因此, 在增强对扩展目标的检测和识别性能方面, 该系统有很大的潜力^[18]。在 CR^[19]系统中, 认知在反馈回路中起着重要作用, 认知包括长期记忆, 如地理地图、海拔模型以及接收器在线开发的短期记忆。通过使用先验信息, CR 系统可以优化 CR 的工作模式、发射波形和信号处理方法, 由此可以获得更好的性能。宽带认知雷达对主动和被动干扰不敏感^[20], 但在实际驾驶场景中也可能存在由自身发射信号引起的相关杂波干扰、邻近车载雷达产生的信号干扰和两者的混合干扰, 传统雷达波形优化方法尚未考虑智能交通应用场景下的干扰。在宽带认知雷达系统中, 扩展目标经过系统会产生复杂的目标冲击响应 (TIR, target impulse response)^[21], 这就是频域中的目标散射系数 (TSC, target scattering coefficient)^[22]。在最近的雷达系统研究中, TSC 的估计受到了广泛关注^[23-25]。文献[23]将扩展目标建模为时不变 TIR 函数模型, 文献[26]考虑目标视角的变化及在脉冲间隔内 TSC 的强相关性, 将扩展目标建模为广义平稳不相关散射 TIR 模型。其中, 干扰可能包括杂波和噪声, 杂波是与

信号相关的，如多余的地面回波和环境杂波，而噪声则是与信号不相关的^[27]。另外，周围环境的雷达反射特性是不变的。

为了获得高功率的传输，有学者提出了恒包络的认知波形设计方案。文献[28]提出了在恒定包络约束下的 OFDM 优化波形设计方法，但是恒定包络条件在 OFDM 波形设计中过于严格。在峰均功率比（PAPR, peak to average power ratio）约束下的 OFDM 雷达系统中，PAPR 以松弛形式给出^[12]。如果发送信号功率很小，估计精度可能会急剧下降，无法估计目标 TIR 的功率谱密度（PSD），这是文献[29]中的算法不能直接用于 CR 波形设计的主要原因。为了解决此问题，应在 CR 传输波形中考虑 TSC 估计的性能，由此研究了一种用于估计和检测 CR 波形设计的新算法。在一个较长的时间段内，可以在波形设计中得到杂波的先验知识^[30]。在脉冲持续时间内，可以近似地认为具有文献[31]中的时不变性，但 TIR 在实际工程中会逐渐变化，且 TSC 随雷达和目标之间的相对运动而变化，因此需要 TSC 估计更新作为反馈信息。

Dai 等^[32]提出了一种基于卡尔曼滤波（KF, Kalman filtering）的迭代方法估计单个目标的 TIR。文献[33]对传输波形进行了优化以改善估计性能，然而在时间相关的认知雷达系统（CRS, cognitive radar system）中，波形设计的直接优化问题是非凸的，且此问题无法有效解决。考虑多目标场景，文献[34-35]提出了一种多波形设计算法，该算法的基本思想为基于目标的 TIR 与雷达波形的互信息最大化。文献[36-38]提出了多输入多输出（MIMO, multiple-input multiple-output）雷达系统波形设计的相关内容，论述了最大化互信息和最小化均方估计误差（MSE, mean square error）之间的等效性。就目前而言，只有基于注水原理的方法可以优化单个目标发射波形的功率谱密度^[13]，现有的研究并没有在时间相关的 CRS 中对多个扩展目标的发射波形进行直接优化。

综上所述，现有的雷达通信复合波形设计方法尚未考虑车载平台和车联网环境的特点，对于通信功能而言，无法同时保证高传输速率和良好的抗多径衰落性能。此外，考虑实际雷达系统对算法复杂度和多种因素的要求，如发射功率、PAPR、信干噪比等，传统认知雷达波形优化方法的目标检测和估计性能难以获得有效提升。

因此，本文将文献[22]中提到的时间相关认知算法与多元位置相移键控调制（MPPSK, multiple position phase shift keying）技术^[26]结合，提出了一种基于 MPPSK 的雷达通信复合波形设计方案，此复合波形能使认知雷达通信（CRC, cognitive radar-communication）收发器获得优越的雷达性能和高速率通信能力。雷达和通信信号可以通过共享相同的频带而共存。在此基础上，提出一种基于 KF 的 TSC 估计方法和复合发射波形优化方法，在不影响通信性能的前提下，进一步提高系统的交通环境感知能力。同时，雷达目标参数估计性能也不受通信信号参数设计的影响。本文所提出的复合波形设计和优化方法解决了雷达通信一体化技术应用于车联网场景中的关键问题。

2 系统模型

扩展型目标对不同频率电磁波的散射作用可以建模为线性时不变系统，在杂波与噪声干扰条件下，以目标检测概率、发送功率以及雷达发送信号的 PAPR 为约束条件，扩展型目标检测与估计的雷达系统模型如图 1 所示。接收回波信号 $r(t)$ 可以表示为 TIR $q(t)$ 与传输波形 $f(t)$ 的卷积，再与加性高斯白噪声（AWGN, additive white Gaussian noise） $n(t)$ 相加，可表示为

$$r(t) = q(t) * f(t) + n(t) \quad (1)$$

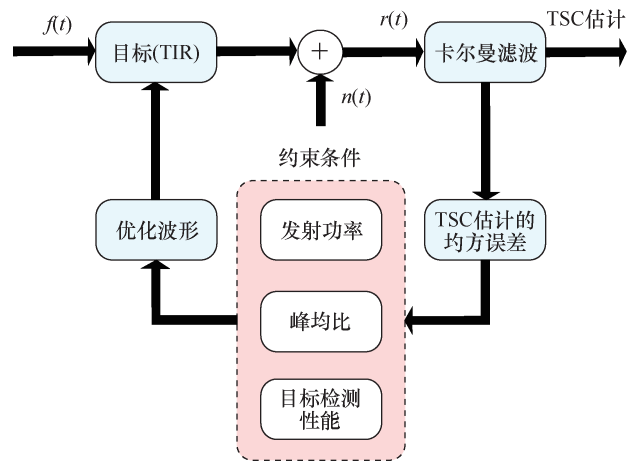


图1 扩展型目标检测与估计的雷达系统描述

将第 k 个脉冲的收发天线间的 TIR 向量定义为 \mathbf{q}_k ，雷达发射波形向量定义为

$$\mathbf{f}_k \triangleq [f_k(1), f_k(2), \dots, f_k(N)]^T \quad (2)$$

其中， N 是认知雷达波形的样本数，总发射能量为

$\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |f_k(n)|^2 = E_f$ ， A 表示信道衰减因子， $\mathbf{n} \sim \text{CN}(0, \mathbf{R}_N)$ 表示加性高斯白噪声向量， \mathbf{R}_N 表示噪声协方差矩阵。假设存在一个目标，则雷达所接收的散射信号向量可以表示为

$$\mathbf{r}_k = A \text{diag}\{\mathbf{q}_k\} \mathbf{f}_k + \mathbf{n} = A \mathbf{Q}_k \mathbf{f}_k + \mathbf{n} \quad (3)$$

其中， $\mathbf{Q}_k = \text{diag}\{\mathbf{q}_k\}$ 。通常情况下，很难用时域卷积运算优化传输波形，原因是增加了波形设计的复杂性。对 CRC 中的回波信号进行频谱处理，接收信号矢量为 $\mathbf{y}_k \triangleq \mathbf{\Gamma} \mathbf{r}_k$ ，其中 $\mathbf{\Gamma}$ 是傅里叶变换矩阵。频域中的回波信号可表示为

$$\mathbf{y}_k = A \mathbf{Z}_k \mathbf{g}_k + \mathbf{w} \quad (4)$$

发射波形可由对角矩阵 $\mathbf{Z}_k \triangleq \text{diag}\{\mathbf{z}_k\}$ 表示，在频域上该波形向量表示为 $\mathbf{z}_k \triangleq \mathbf{\Gamma} \mathbf{f}_k$ 。 $\mathbf{g}_k^T \triangleq \mathbf{\Gamma} \mathbf{h}_k^T$ 表示 TSC。 $\mathbf{g}_k \sim \text{CN}(0, \mathbf{R}_T)$ ， $\mathbf{w}_k \sim \text{CN}(0, \mathbf{R}_N)$ 表示加性高斯白噪声向量。 \mathbf{R}_T 和 \mathbf{R}_N 分别表示目标和噪声的协方差矩阵。

如果用于 TIR 估计的多脉冲样本在脉冲重复间隔 (PRI, pulse repetition interval) 内是时间相关的，那么这种类型的扩展目标是与目标雷达横截面 (RCS, radar cross-section) 密切相关的，因此该系统可以用广义平稳不相关散射模型描述。第 k 个脉冲采样期间的 TIR 为 $\mathbf{q}_k = e^{-T/\tau} \mathbf{q}_{k-1} + \mathbf{u}_{k-1}$ ，其中 $\mathbf{u}_{k-1} \sim \mathcal{N}\{0, (1 - e^{-2T/\tau}) \mathbf{R}_N\}$ 是零均值高斯向量， T 是雷达脉冲间隔， τ 是脉冲间隔内 TIR 的时间相关系数，扩展目标的频域特征可以由维纳-辛钦定理^[27]推导出 TSC 模型为 $\mathbf{g}_k = e^{-T/\tau} \mathbf{g}_{k-1} + \mathbf{v}_{k-1}$ ，其中 $\mathbf{v}_{k-1} \sim \mathcal{N}\{0, (1 - e^{-2T/\tau}) \mathbf{R}_N\}$ 是零均值高斯向量。

虽然可以通过利用目标散射特性提高雷达系统对未知目标的检测能力，但是目标冲击响应的估计过程是以目标存在为前提条件，所以这里存在一个系统实现上的矛盾，不能以目标是否存在作为雷达系统的先验知识再对目标特征参数进行估计。雷达系统的设计主要面临如下 4 个问题。

1) 在未知目标是否存在条件下，需要设计最佳雷达目标检测方案，使得基于恒虚警概率检测的雷达系统拥有最高的目标检测概率。

2) 雷达系统在初步检测到目标存在条件下，需要设计最佳复合波形，使得该波形中包含最多的目标冲击响应信息，从而提高对扩展型目标散射特

性的估计性能，但是受限于雷达系统波形产生条件，并不是所有的信号波形系统都可以方便地生成，因此需要设计便于生成的复合波形。

3) 在能够充分估计出一体化系统的冲击响应条件下，需要基于目标冲击响应的估计值设计出使回波信噪比最大化的复合波形，从而提高一体化系统的目标检测概率。

4) 一体化系统需要满足自适应调节复合波形的功能，并且在再次检测到目标存在时能够更新复合波形参数，从而提供更优的目标检测与估计性能。

3 波形设计

3.1 UWB-MPPSK 波形

每一个归一化的二阶高斯 UWB 波形可以表示为

$$u(t) = \sum_{i=1}^I a_i \left[1 - 4\pi \left(\frac{t - \alpha_i T}{T_p} \right)^2 \right] \exp \left\{ -2\pi \left(\frac{t - \alpha_i T}{T_p} \right)^2 \right\} \cos(\theta_i) \quad (5)$$

其中， I 表示 UWB 波形内的二阶高斯单脉冲数量， T_p 表示单个 UWB 脉冲的脉宽，假设为 0.2 ns，也是 UWB 测距应用中常用的值。 α_i 表示第 i 个单周期的均匀分布的归一化幅度， $\alpha_i T$ 表示在 $[0, T]$ 内均匀分布的随机脉冲重复时间， θ_i 表示第 i 个脉冲的相位，根据伪随机二进制序列，选择相位 θ_i 为 0 或 π 。MPPSK 调制的波形定义如下

$$g_0(t) = \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t < NT_c$$

$$g_1(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_c t), & 0 \leq t \leq (k-1)KT_c \\ -\sin(2\pi f_c t), & (k-1)KT_c < t < kKT_c; 1 \leq k \leq M-1 \\ \sin(2\pi f_c t), & KT_c \leq t < NT_c \end{cases} \quad (6)$$

其中， $g_0(t)$ 和 $g_1(t)$ 是符号“0”、“ $m(m > 0)$ ”的调制波形，用 f_c 和 T_c 分别表示载波频率和载波周期， K 和 N 分别表示每个时隙中的载波周期数和每个符号中的载波周期数， $\frac{N}{K}$ 表示每个符号的时隙号，

$m(m = 0, 1, \dots, M-1)$ 是 M ($M \geq 2$) 阶信源符号。随着更多时隙的使用， M 的增加将产生更高的传输速率。MPPSK 调制信号具有高精度的测距性能^[26]。UWB-MPPSK 脉冲波形定义为

$$\begin{aligned}
 f_0(t) &= g_0(t)u(t) & 0 \leq t < NT \\
 & & 0 \leq t \leq (m-1)KT_c \\
 f_1(t) &= g_1(t)u(t) & (m-1)KT_c < t < mKT_c; 1 \leq m \leq M-1 \\
 & & KT_c \leq t < NT_c
 \end{aligned} \tag{7}$$

其中， $f_0(t)$ 和 $f_1(t)$ 分别是符号“0”、“1”的调制波形。UWB-MPPSK 通信可提供较高的通信速率，并具有良好的抗短距离多径衰落能力，这完全可以满足车联网运用场景的要求。根据文献[42]，这种 UWB-MPPSK 波形的 BER 为

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 + Q_1 \left(\frac{A_0}{\delta}, \frac{u_T}{\delta} \right) - Q_2 \left(\frac{(1+k)A_0}{\delta}, \frac{u_T}{\delta} \right) \right] \tag{8}$$

其中， A_0 表示传输信号的幅度， $Q(a, b)$ 是 Q-Marcum 函数。

3.2 系统架构和 CRC 波形设计

本文将用于通信和雷达功能的 UWB-MPPSK 设计 CRC 复合波形。其中，系统可以发送相位编码波形来检测目标，同时也将数据发到其他接收器。接收到的信号包括目标反射的雷达回波和其他接收器的通信信息，这些信号被传递到匹配滤波器组，再通过 MPPSK 解调提取通信数据。雷达回波送入目标参数估计器进行目标检测。CRC 收发器系统架构如图 2 所示。

UWB-MPPSK 认知复合波形设计反馈回路如图 3 所示。

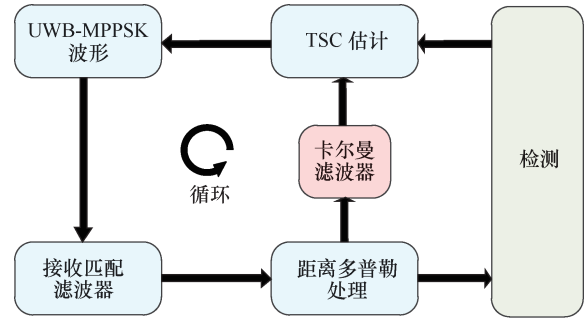


图 3 认知复合波形设计反馈回路

波形集合由基于 MPPSK 的单个 UWB 波形组成。其中，PRI、幅度和相位由均匀分布的随机变量决定。假设接收器已知发射波形，本文采用广义似然比检验 (GLRT, generalized likelihood ratio tests) 检测特定距离多普勒的目标，进行基于 KF 的 TSC 估计。因此，可以在接收端利用时间相关性进行 TSC 估计，在发射端利用最小化均方误差准则进行波形优化设计，在雷达通信一体化系统中的信号处理及目标检测与估计过程如下。

- 1) 系统发送未优化的 UWB-MPPSK 波形，加载通信信息后的 UWB-MPPSK 波形也可以传输信息。
- 2) 一体化系统采用基于 GLRT 理论对回波信号进行检测，并基于恒虚警概率 (CFAR, constant false alarm rate) 设定回波信号检测阈值，如果回波信号功率大于阈值则判定目标存在，反之，目标不存在。

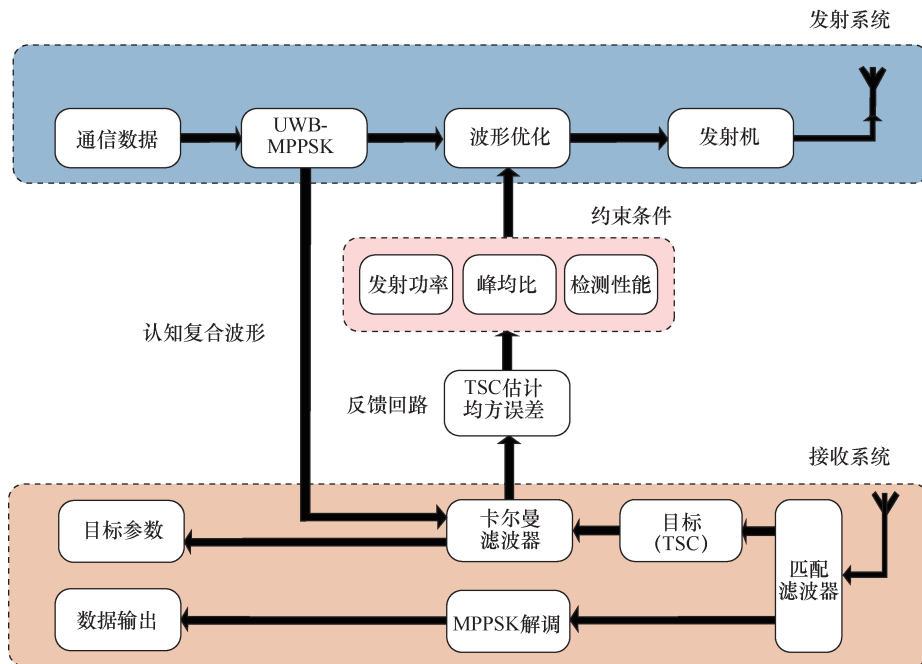


图 2 CRC 收发器系统架构

3) 在 GLRT 检测目标存在条件下, 因为目标散射系数在时间上的相关性, 本文提出采用基于 KF 的思想从回波信号中估计出目标频域散射系数。

4) 在雷达接收端, 为了使得 KF 可以在每次迭代过程中得到最佳的目标参数估计性能, 最优化设计使回波信号信噪比最大化的复合波形, 从而整体提高系统对该特定目标的检测概率。

5) 在通信接收端, MPPSK 波形经过解调后, 可以得到高传输速率的通信信息, 并具有良好的抗短距离多径衰落能力。

4 基于 KF 的波形优化方法

4.1 基于 MAP 的 TSC 估计

根据文献[13-14], 目标视角的变化和脉冲间间隔 TSC 的强相关性, 可将扩展目标建模为广义平稳不相关的散射 TIR 模型, 目标散射被建模成线性系统。根据贝叶斯定理, AWGN 信道中基于最大后验概率 (MAP, maximum a posteriori) 的 TSC 估计算法可表示为

$$\hat{\mathbf{g}}_k = \arg \max_{\mathbf{g}_k} p(\mathbf{g}_k | \mathbf{y}_k) = \arg \max_{\mathbf{g}_k} \frac{p(\mathbf{y}_k | \mathbf{g}_k) p(\mathbf{g}_k)}{p(\mathbf{y}_k)} \quad (9)$$

其中,

$$p(\mathbf{y}_k | \mathbf{g}_k) = \frac{1}{(2\pi)^{M/2} |\mathbf{R}_N|^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{y}_k - \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \mathbf{g}_k)^H \mathbf{R}_N^{-1} (\mathbf{y}_k - \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \mathbf{g}_k)\right) \quad (10)$$

$$p(\mathbf{g}_k) = \frac{1}{(2\pi)^{M/2} |\mathbf{R}_T|^{1/2}} \exp\left(-\frac{1}{2}(\mathbf{g}_k)^H \mathbf{R}_T^{-1} \mathbf{g}_k\right)$$

$$p(\mathbf{y}_k) = \int p(\mathbf{y}_k | \mathbf{g}_k) p(\mathbf{g}_k) d\mathbf{g}_k$$

接收波形 \mathbf{y}_k 服从给定的高斯分布 $\mathbf{y}_k | \mathbf{g}_k \sim \mathcal{CN}(\mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \mathbf{g}_k, \mathbf{R}_N)$, $p(\mathbf{g}_k | \mathbf{y}_k)$ 是 TSC 在第 k 个脉冲时的概率分布, 由此基于 MAP 的 TSC 估计为

$$\hat{\mathbf{g}}_k = \arg \max_{\mathbf{g}_k} \left\{ -\frac{1}{2} \mathbf{g}_k^T \left(\frac{1}{\sigma_n^2} (\mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k)^T \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k + \mathbf{R}_N^{-1} \right) \mathbf{g}_k + \frac{1}{\sigma_n^2} (\mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \mathbf{g}_k)^T \mathbf{y}_k \right\} = \left((\mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k)^T \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k + \sigma_n^2 \mathbf{R}_N^{-1} \right)^{-1} (\mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k)^T \mathbf{y}_k \quad (11)$$

接收滤波器可以表示为

$$\mathbf{Q}_k = \left((\mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k)^T \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k + \sigma_n^2 \mathbf{R}_N^{-1} \right)^{-1} (\mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k)^T \quad (12)$$

已知 $\hat{\mathbf{g}}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{y}_k$, 传输波形为 $\mathbf{S}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \hat{\mathbf{g}}_k$ 。因此, 均方误差可以由下式得到

$$e_k = E \left\{ \|\hat{\mathbf{g}}_k - \mathbf{g}_k\|_2^2 \right\} = \mathcal{E} \left\{ (\mathbf{Q}_k \mathbf{y}_k - \mathbf{g}_k)(\mathbf{Q}_k \mathbf{y}_k - \mathbf{g}_k)^H \right\} = \mathbf{Q}_k (\mathbf{S}_k \mathbf{R}_T \mathbf{S}_k^H + \mathbf{R}_N) \mathbf{Q}_k^H - \mathbf{Q}_k \mathbf{S}_k \mathbf{R}_T - \mathbf{R}_T \mathbf{S}_k^H \mathbf{Q}_k^H + \mathbf{R}_T \quad (13)$$

4.2 波形优化

由于雷达系统为了充分利用非线性功率放大器, 一般要求发送波形的 PAPR 应当小于某一数值。而且, 即使在目标散射系数估计过程中, 当雷达系统不能对其进行精度更高的估计时, 应当保证至少在 CFAR 条件下, 可以对目标的存在与否提供比较高的检测性能。所以综合考虑以上两个因素, 将优化基于 KF 的目标散射系数估计过程中的发送波形, 同时保证 PAPR 满足某一数值以及 CFAR 条件下目标检测概率足够的高。根据 TSC 的时间相关性, 本文提出一种基于 KF 的 TSC 估计方法, 迭代过程见算法 1。

算法 1 CRC 系统中基于 KF 的 TSC 估计

步骤 1 设置 TSC 估计中 MSE 的初始值;

步骤 2 利用 TSC 的时间相关性, 可以得到 TSC 的预测值;

$$\hat{\mathbf{g}}_{k|k-1} = e^{-T/\tau} \hat{\mathbf{g}}_{k-1|k-1}$$

步骤 3 根据 TSC 预测值, MSE 矩阵估计为

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = e^{-2T/\tau} \mathbf{P}_{k-1|k-1} + (1 - e^{-2T/\tau}) \mathbf{R}_T$$

步骤 4 卡尔曼增益矩阵定义为

$$\Phi_k = \mathbf{P}_{k|k-1} (\mathbf{Q}_k \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k)^H$$

$$\left[(\mathbf{Q}_k \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k) \mathbf{P}_{k|k-1} (\mathbf{Q}_k \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k)^H + \mathbf{Q}_k \mathbf{R}_N (\mathbf{Q}_k)^H \right]^{-1}$$

步骤 5 TSC 估计为

$$\hat{\mathbf{g}}_{k|k} = \hat{\mathbf{g}}_{k|k-1} + \Phi_k (\hat{\mathbf{g}}_k - \mathbf{Q}_k \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \hat{\mathbf{g}}_{k|k-1})$$

$$\hat{\mathbf{g}}_k = \mathbf{Q}_k \mathbf{y}_k$$

其中, $\hat{\mathbf{g}}_k$ 是基于 MAP 的估计值。

步骤 6 MSE 矩阵为

$$\mathbf{P}_{k|k} = \mathbf{P}_{k|k-1} - \Phi_k \mathbf{Q}_k \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \mathbf{P}_{k|k-1}$$

如果 $k = K_{\max}$, 结束; 否则, 重复步骤 2~步骤 6。

在发射功率 E_f ，PAPR σ 和目标检测概率 ε 的约束条件下，UWB 雷达波形优化设计问题可以描述为

$$\begin{aligned} \mathbf{f} &= \arg \min_f \left\{ \text{tr}(\mathbf{P}_{k|k}) \right\} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{k=1}^K P_q(\omega_k) P_f(\omega_k) - \sum_{k=1}^K P_n(\omega_k) \geq 0 \\ & \mathbf{f}^H \mathbf{f} \leq E_f \\ & \text{PAPR} \leq \zeta \\ & P_D \geq \varepsilon \end{aligned} \quad (14)$$

显然，目标函数是最小化 TSC 估值的均方误差，可以简化为

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{k|k} &= \\ & \left(\left(\mathbf{P}_{k|k-1} \right)^{-1} + \left(\mathbf{Q}_k \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \right)^H \left(\mathbf{Q}_k \mathbf{R}_N \left(\mathbf{Q}_k \right)^H \right)^{-1} \mathbf{Q}_k \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \right)^{-1} = \\ & \left(\left(\mathbf{P}_{k|k-1} \right)^{-1} + \left(\mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \right)^H \left(\mathbf{R}_N \right)^{-1} \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \right)^{-1} \end{aligned} \quad (15)$$

根据文献[18]，式(15)可以改写为

$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \arg \min_z \left\{ \text{tr} \left(\left(\left(\mathbf{P}_{k|k-1} \right)^{-1} + \left(\mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \right)^H \mathbf{R}_N^{-1} \mathbf{A}_k \mathbf{Z}_k \right)^{-1} \right) \right\} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{k=1}^K P_q(\omega_k) P_f(\omega_k) - \sum_{k=1}^K P_n(\omega_k) \geq 0 \\ & \mathbf{z}^H \mathbf{z} \leq E_f \\ & \sqrt{\sigma E_f} \mathbf{I} - \text{diag}\{\mathbf{f}\} \geq 0 \\ & \sqrt{\sigma E_f} \mathbf{I} + \text{diag}\{\mathbf{f}\} \geq 0 \\ & \mathbf{z}^H \hat{\mathbf{Q}}_k^H \mathbf{R}_N^{-1} \hat{\mathbf{Q}}_k \mathbf{z} \geq \varepsilon' \end{aligned} \quad (16)$$

其中， \mathbf{I} 是单位矩阵，若 $\hat{\mathbf{z}}$ 是最大特征值 $\hat{\mathbf{Q}}_k^H \mathbf{R}_N^{-1} \hat{\mathbf{Q}}_k$ 对应的特征向量，得到 $\max p(\mathbf{z}) = \lambda_{\max} E_f$ ， λ_{\max} 是 $\hat{\mathbf{Q}}_k^H \mathbf{R}_N^{-1} \hat{\mathbf{Q}}_k$ 的最大特征值^[28]。这个优化问题是满足条件 $\lambda_{\max} E_f \geq \varepsilon'$ 的凸问题，如果 $\text{rank}(\mathbf{f}^H) = 1$ ，则 \mathbf{f}_0 是最佳发射波形。根据文献[30]，可通过 CVX 工具箱获得 $\text{rank}(\mathbf{f}^H) > 1$ 的最佳发射波形。在每次迭代中，可使用 CVX 工具箱解决可行性问题，以此来确定可行集是否为空。因此，经过上述发射波形优化设计后，可以进一步提高目标检测与估计性能，同时保证高通信传输速率和良好的抗短距离多径衰落能力。

5 仿真结果与讨论

5.1 实验环境

首先，设置 MPPSK 调制参数 $M \leq 3$ 、 $N = 10$ 、 $K = 5$ 和发射波形的互相关系数 $\Delta \leq 0.4$ 。因此获得通信的 BER 性能^[42]。为优化雷达波形，保证 CRC 发射波形之间的正交性，将接收机接收到的信号进行匹配滤波以及估计传播时延。TSC 估计模块分别对通信数据进行解调和处理雷达信号，在之后的时间间隔内用 KF 估计 TSC 的 MSE 矩阵。估计性能通常用归一化的 MSE 定义

$$\text{MSE} = \frac{\|\hat{\mathbf{g}} - \mathbf{g}\|_2^2}{\|\mathbf{g}\|_2^2} \quad (17)$$

其中， $\hat{\mathbf{g}}$ 和 \mathbf{g} 分别表示 TSC 估计值和实际测量值。

实验仿真参数见表 1。

表 1		实验仿真参数
仿真参数		
E_s	发射功率	1
ASNR	平均信噪比	8 dB
τ	时间相关系数	0.1 s
M_t	脉冲间隔	1 ms
p_{fa}	虚警概率	0.05
p_d	检测概率	0.95
PAPR	峰均比	3 dB
f_s	采样频率	10 GHz
f_c	UWB 中心频率	3 GHz

5.2 雷达目标检测性能

基于奈曼-皮尔逊准则虚警概率 $p_{fa} = 5\%$ ，几种卡尔曼迭代次数下的检测概率如图 4 所示。已对每个 SNR 进行了 800 次模拟仿真。根据 KF 算法选择一个 CRC 波形，并重复 20 次迭代过程。所提算法在 10 次迭代后检测概率会收敛，与第一次迭代时 SNR=15 dB 对比，SNR=6 dB 时的检测概率为 0.9，但是在 15 次迭代后检测概率并没有明显提高。

如图 5 所示，基于 KF 的优化波形的检测概率与基于互信息 (MI, mutual information) 最小化的优化波形的检测概率进行比较，并将此结果与多径信道下的随机波形进行比较。由于基于 KF 在脉冲间隔内利用了 TSC 的时间相关性，所以基于 KF 的 CRC 收发器比起传统的基于 MI 最小化的优化系统，能更好地检测变化的雷达目标。相反，未优化

的波形在多次迭代后无法匹配时变的 TSC，因此在这种情况下其检测性能不是最优的。

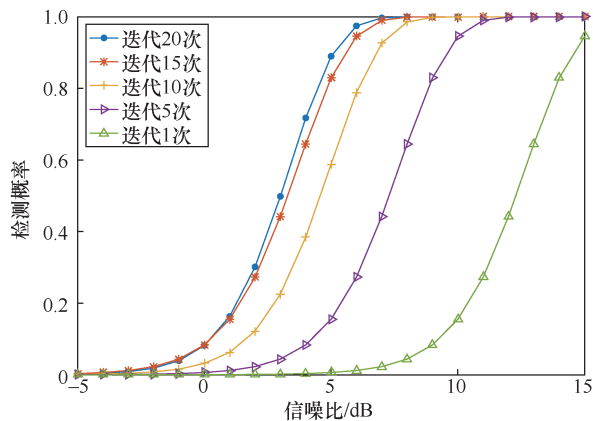


图 4 几种卡尔曼迭代次数下的检测概率

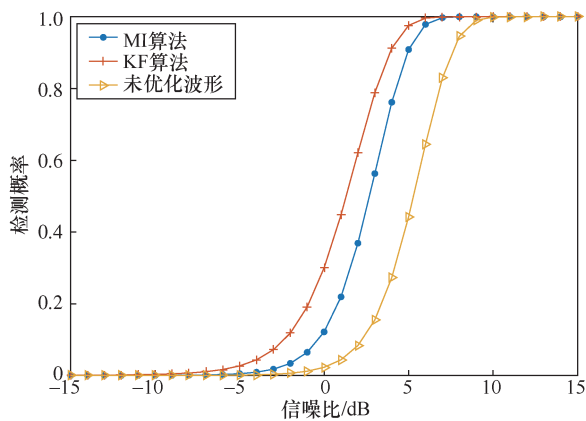


图 5 基于 KF、MI 的优化波形和未优化波形的检测概率

5.3 算法的收敛性

在功率和 SNR 的约束条件下，基于 KF 的优化波形和未优化波形 TSC 估值的均方误差对比如图 6 所示，验证了基于 KF 优化算法的有效性。

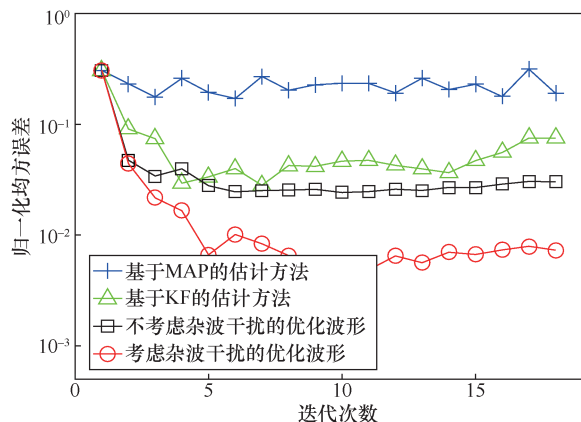


图 6 在功率和 SNR 的约束下 TSC 估值的均方误差

在功率、SNR、PAPR 的检测约束下 TSC 估值的均方误差如图 7 所示，随着迭代次数的增加，TSC

估值的均方误差的值减小，考虑 PAPR 和检测的约束条件，TSC 估值的均方误差的值增大，需要增加迭代次数进一步减小 TSC 估值的均方误差。但是在实际工程中，需要在 TSC 估计精度提高和计算复杂度增大之间进行权衡折衷。

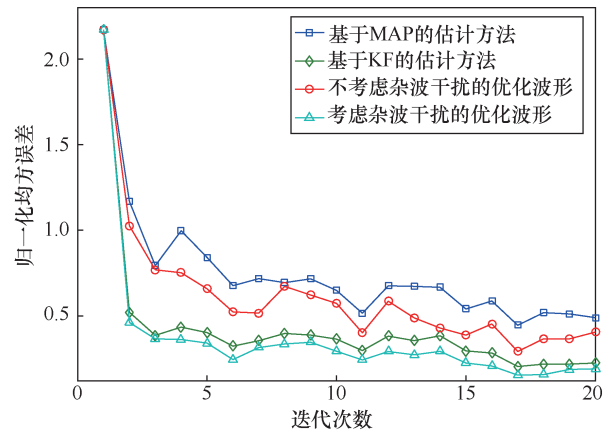


图 7 在功率、SNR、PAPR 和检测的约束下 TSC 估值的均方误差

5.4 通信性能分析

从通信角度讨论 UWB-MPPSK 波形的性能。UWB-MPPSK 波形和 UWB-OFDM 波形的 BER 性能如图 8 所示，二进制 UWB-PPM 与四进制 UWB-MPPSK、十六进制 UWB-MPPSK 相比，二进制 UWB-MPPSK 信号的 SNR 性能分别可以提高大约 1 dB、4 dB 和 8 dB。OFDM 信号具有更好的误码性能，但是当未添加用于差错控制的数据冗余位时，MPPSK 设计的性能与 OFDM 方案相当。MPPSK 信号的速率与载波频率和调制参数 M 成正比，而与调制参数 N 成反比。设调制参数 $N = 10$ 、 $M = 4$ ，下变频 $f_c = 100$ MHz，脉冲信号的占空比 $T = 1/10$ ，脉冲宽度 $\tau = 20 \mu s$ ，可得到突发传输速率为 $2 \times 100/10 \times 1/10 = 2$ Mbit/s。

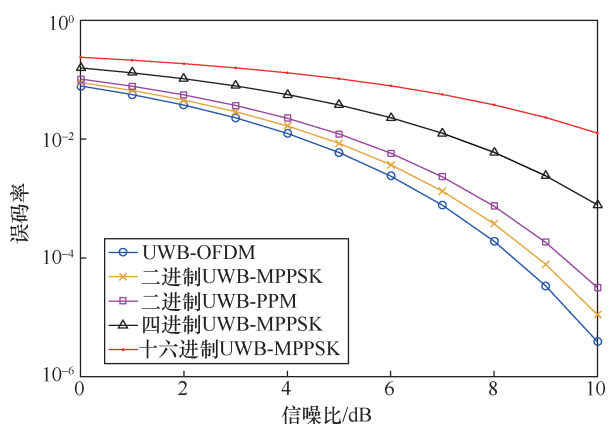


图 8 UWB-OFDM、二进制 UWB-MPPSK、二进制 UWB-PPM、四进制 UWB-MPPSK 和十六进制 UWB-MPPSK 比较结果

与 OFDM 波形相比,所提出波形的吞吐量结果如图 9 所示。四进制 UWB-PPSK 波形在 15 m 距离上的突发传输速率约为 1.8 Mbit/s, 优于 OFDM 提供的速率。随着收发器之间的距离增加, 吞吐量下降, UWB 通信可以在短距离上实现高数据速率。

波束的数据量=比特率×脉冲宽度×脉冲数

基于 MPPSK 的 CRC 收发器在雷达波束内传输 20 个脉冲, 据此可以获得 $20 \times 4000 / 10 = 8$ KB 的突发传输数据量。但是随着调制参数 M 的增加, 自相关曲线图中的旁瓣变得更加突出, 这会使 MPPSK 波形的正交性失真, 进而使目标检测性能下降。所以要选择合理的 MPPSK 调制参数, 要求在通信和雷达信号设计要求之间进行权衡选择。

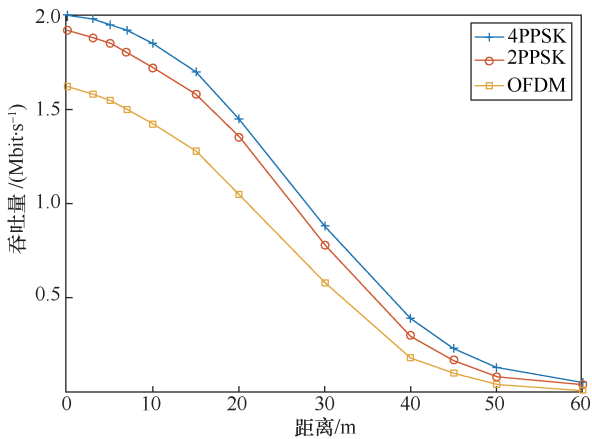


图9 OFDM、2PPSK、4PPSK 的吞吐量性能比较

6 结束语

本文研究了 CRC 收发系统的复合波形设计概念, 该系统允许同时进行无线通信和雷达目标检测。针对复合波形设计, 提出了一种新的 UWB-MPPSK 调制方案。为了提高目标估计性能, 提出了一种基于 KF 的波形优化方法。该方法通过不断学习探测环境, 调整传输波形适应动态变化的目标场景。这种实现方式在雷达应用方面有许多优势, 尤其是具有更好的 TSC 估计性能, 还可以保证传输时用户数据的独立性。该方法还为通信应用提供了较高的数据传输速率。本文讨论的复合波形设计概念为未来智能交通系统中传感器设备的实现提供了独特的视角。

参考文献:

- [1] BLISS D W. Cooperative radar and communications signaling: the estimation and information theory odd couple[C]//Proceedings of 2014 IEEE Radar Conference. Piscataway: IEEE Press, 2014: 50-55.
- [2] GUERCI J R, GUERCI R M, LACKPOUR A, et al. Joint design and operation of shared spectrum access for radar and communications[C]//Proceedings of 2015 IEEE Radar Conference (RadarCon). Piscataway: IEEE Press, 2015: 761-766.
- [3] CHIRIYATH A R, PAUL B, JACYNA G M, et al. Inner bounds on performance of radar and communications co-existence[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(2): 464-474.
- [4] CHIRIYATH A R, PAUL B, BLISS D W. Joint radar-communications information bounds with clutter: the phase noise menace[C]//Proceedings of 2016 IEEE Radar Conference (RadarConf). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [5] KWAK J S, LEE J H. Infrared transmission for intervehicle ranging and vehicle-to-roadside communication systems using spread-spectrum technique[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2004, 5(1): 12-19.
- [6] HASSANIEN A, AMIN M G, ZHANG Y D, et al. Dual-function radar-communications: information embedding using sidelobe control and waveform diversity[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2016, 64(8): 2168-2181.
- [7] HAN L, WU K. 24-GHz integrated radio and radar system capable of time-agile wireless communication and sensing[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2012, 60(3): 619-631.
- [8] SABHARWAL A, SCHNITER P, GUO D N, et al. In-band full-duplex wireless: challenges and opportunities[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(9): 1637-1652.
- [9] TAKASE H, SHINRIKI M. A dual-use radar and communication system with complete complementary codes[C]//Proceedings of 2014 15th International Radar Symposium (IRS). Piscataway: IEEE Press, 2014: 1-4.
- [10] CIUNZO D, DE MAIO A, FOGLIA G, et al. Intrapulse radar-embedded communications via multiobjective optimization[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(4): 2960-2974.
- [11] SIT Y L, ZWICK T. MIMO OFDM radar with communication and interference cancellation features[C]//Proceedings of 2014 IEEE Radar Conference. Piscataway: IEEE Press, 2014: 265-268.
- [12] STURM C, ZWICK T, WIESBECK W. An OFDM system concept for joint radar and communications operations[C]//Proceedings of VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-5.
- [13] SEN S. PAPR-constrained Pareto-optimal waveform design for OFDM-STAP radar[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2013, 52(6): 3658-3669.
- [14] CAILEAN A, CAGNEAU B, CHASSAGNE L, et al. Visible light communications: application to cooperation between vehicles and road infrastructures[C]//Proceedings of 2012 IEEE Intelligent Vehicles Symposium. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1055-1059.
- [15] NIJSURE Y, CHEN Y F, BOUSSAKTA S, et al. Novel system architecture and waveform design for cognitive radar radio networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(8): 3630-3642.
- [16] SHEN Y S, UENG F B, CHEN J D, et al. A performance analysis of the high-capacity TH multiple access UWB system using PPM[C]//Proceedings of 2009 IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Piscataway: IEEE Press, 2009: 2454-2458.
- [17] KOKKALIS N V, MATHIOPOULOS P T, KARAGIANNIDIS G K, et al. Performance analysis of M-ary PPM TH-UWB systems in the pres-

- ence of MUI and timing jitter[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2006, 24(4): 822-828.
- [18] GONG X H, MENG H D, WEI Y M, et al. Phase-modulated waveform design for extended target detection in the presence of clutter[J]. Sensors (Basel, Switzerland), 2011, 11(7): 7162-7177.
- [19] HAYKIN S. Cognitive radar: a way of the future[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2006, 23(1): 30-40.
- [20] CHEN Y, RAPAJIC P. Ultra-wideband cognitive interrogator network: adaptive illumination with active sensors for target localisation[J]. IET Communications, 2010, 4(5): 573.
- [21] DENG X, QIU C, CAO Z, et al. Waveform design for enhanced detection of extended target in signal-dependent interference[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2012, 6(1): 30.
- [22] CHEN P, WU L N. Waveform design for multiple extended targets in temporally correlated cognitive radar system[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2016, 10(2): 398-410.
- [23] SEN S, GLOVER C W. Optimal multicarrier phase-coded waveform design for detection of extended targets[C]//Proceedings of 2013 IEEE Radar Conference (RadarCon13). Piscataway: IEEE Press, 2013: 1-6.
- [24] ZHANG X, CUI C. Range-spread target detecting for cognitive radar based on track-before-detect[J]. International Journal of Electronics, 2014, 101(1): 74-87.
- [25] PATTON L K, FROST S W, RIGLING B D. Efficient design of radar waveforms for optimised detection in coloured noise[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2012, 6(1): 21.
- [26] SEN S. Characterizations of PAPR-constrained radar waveforms for optimal target detection[J]. IEEE Sensors Journal, 2014, 14(5): 1647-1654.
- [27] ROMERO R A, GOODMAN N A. Waveform design in signal-dependent interference and application to target recognition with multiple transmissions[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2009, 3(4): 328.
- [28] THOMPSON S C, STRALKA J P. Constant envelope OFDM for power-efficient radar and data communications[C]//Proceedings of 2009 International Waveform Diversity and Design Conference. Piscataway: IEEE Press, 2009: 291-295.
- [29] NUSURE Y, CHEN Y, RAPAJIC P, et al. Information-theoretic algorithm for waveform optimization within ultra wideband cognitive radar network[C]//Proceedings of 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1-4.
- [30] GOODMAN N A, VENKATA P R, NEIFELD M A. Adaptive waveform design and sequential hypothesis testing for target recognition with active sensors[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2007, 1(1): 105-113.
- [31] FAN M M, LIAO D P, DING X F, et al. Waveform design for target recognition on the background of clutter[C]//Proceedings of 2011 8th European Radar Conference. Piscataway: IEEE Press, 2011: 329-332.
- [32] DAI F Z, LIU H W, WANG P H, et al. Adaptive waveform design for range-spread target tracking[J]. Electronics Letters, 2010, 46(11): 793.
- [33] JIU B, LIU H W, ZHANG L, et al. Wideband cognitive radar waveform optimization for joint target radar signature estimation and target detection[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2015, 51(2): 1530-1546.
- [34] LESHEM A, NAPARSTEK O, NEHORAI A. Information theoretic adaptive radar waveform design for multiple extended targets[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2007, 1(1): 42-55.
- [35] 张鑫, 崔琛, 余剑. 信号相关杂波环境中的认知雷达多扩展目标跟踪[J]. 电路与系统学报, 2013, 18(2): 492-499.
- ZHANG X, CUI C, YU J. Multiple extended targets tracking for cognitive radar in the presence of signal-dependent clutter[J]. Journal of Circuits and Systems, 2013, 18(2): 492-499.
- [36] SEN S, NEHORAI A. OFDM MIMO radar with mutual-information waveform design for low-grazing angle tracking[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(6): 3152-3162.
- [37] HUANG T Y, ZHAO T. Low PMEPR OFDM radar waveform design using the iterative least squares algorithm[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2015, 22(11): 1975-1979.
- [38] YAO Y, LIU H T, WU L N. Robust transmit waveform and receive filter design in the presence of eclipsing loss and signal-dependent interference[J]. Signal Processing, 2021, 181: 107901.

[作者简介]



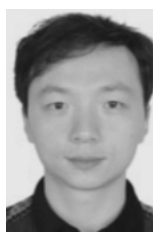
姚誉 (1986-), 男, 博士, 华东交通大学信息工程学院副教授, 主要研究方向为车联网、雷达通信网、优化算法、智能信号处理等。



李妍洁 (1985-), 女, 华东交通大学信息工程学院硕士生, 主要研究方向为车联网、最优化理论、智能信号处理等。



吴乐南 (1952-), 男, 东南大学信息科学与工程学院教授, 主要研究方向为物联网技术、车联网、多媒体信息处理、信号检测与估计等。



苗园 (1985-), 男, 青岛大学讲师, 主要研究方向为物联网技术、车联网、最优化理论、信号检测与估计等。



唐小渝 (1999-), 女, 华东交通大学信息工程学院在读, 主要研究方向为车联网、最优化理论、智能信号处理等。