分辨率约束下毫米波雷达波形参数及接收权联合设计

王洪雁*①②③ 薛喜扬② 杨小峰④ 汪祖民②

①(浙江理工大学信息学院 杭州 310018)

②(大连大学信息工程学院 大连 116622)

③(五邑大学智能制造学部 江门 529020)

④(西安邮电大学电子工程学院 西安 710121)

摘 要：针对自动驾驶中有限平台空间及发射功率导致毫米波雷达目标检测性能较低的问题，该文提出一种距离及速度分辨率约束下提升毫米波雷达目标检测概率的波形参数及接收权联合设计方法。首先，基于调频连续波(FMCW)信号，所提方法建立了毫米波相控阵阵列检测模型；其次，通过分析距离及速度分辨率与发射波形参数关系，构建考虑距离及速度分辨率的发射波形参数约束；然后，基于最大化输出信杂噪比(SCNR)准则，建立具有距离及速度分辨率约束的发射波形参数及接收权值联合优化模型以改善毫米波雷达目标检测及距离速度分辨性能；最后，所提方法基于交替迭代方法求解所得复杂非线性优化问题。仿真结果表明，所提方法可自适应调整发射波形参数和接收权以提升目标检测性能同时满足距离及速度分辨率需求。

关键词：毫米波雷达；自动驾驶；分辨率约束；波形参数设计

中图分类号：TN958 **文献标识码**：A **文章编号**：1009-5896(2021)11-3201-10

DOI: 10.11999/JEIT200978

Joint Design of Millimeter-wave Radar Waveform Parameters and Receiving Weight under Resolution Constraints

WANG Hongyan①②③ XUE Xiyang② YANG Xiaofeng④ WANG Zumin②

①(*School of Information Science and Technology, Zhejiang Sci-Tech University, Hangzhou* 310018, *China*)

②(*College of Information Engineering, Dalian University, Dalian* 116622, *China*)

③(*Faculty of Intelligent Manufacturing, Wuyi University, Jiangmen* 529020, *China*)

④(*School of Electronic Engineering, Xi'an University of Posts & Telecommunications, Xi'an* 710121, *China*)

Abstract: Considering the issue of poor target detection performance of millimeter-wave radar caused by the limited platform space and transmitting power in the case of autonomous driving, a joint design approach of waveform parameters and receiving weight is developed in this paper to improve the target detection probability of millimeter wave radar with range and velocity resolution constraints. Firstly, based on the Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) signal, the millimeter-wave phased array detection model is established via the proposed method; Secondly, the constraints of the transmitting waveform parameters concerning the range and velocity resolution are constructed by analyzing the relationship between the range along with speed resolution and the transmitting waveform parameters; After that, based on the criterion of maximizing the output Signal to Clutter plus Noise Ratio (SCNR), a joint optimization model of transmitting waveform parameters and receiving weight with range and velocity resolution constraints is established to improve the target detection and range-velocity resolution performance of millimeter wave radar; Finally, based on the alternate iteration method, the resultant complex nonlinear optimization problem can be solved via the

收稿日期：2020-11-17；改回日期：2021-02-20；网络出版：2021-03-03

*通信作者： 王洪雁 gglongs@163.com

基金项目：国家自然科学基金(61301258, 61871164)，浙江省自然科学基金重点项目(LZ21F010002)，中国博士后科学基金(2016M590218)，国防科技重点实验室基金(61424010106)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61301258, 61871164), The Key Projects of Natural Science Foundation of Zhejiang Province (LZ21F010002), China Postdoctoral Science Foundation (2016M590218), The National Defense Science and Technology Key Laboratory Foundation (61424010106)

developed approach. Simulation results show that the proposed method can adaptively adjust the transmitting waveform parameters and receiving weight to improve the target detection performance with satisfying the requirements of range and speed resolution.

Key words: Millimeter wave radar; Autonomous driving; Resolution constraints; Waveform parameters design

1 引言

近年来，随着汽车行业快速迭代，毫米波雷达因其成本低、精度高、稳定性好等优点，逐渐成为自动驾驶不可或缺的传感器[1,2]。毫米波雷达发射可设计信号并接收目标回波，而后处理所获得回波以感知环境信息，因而发射信号贯穿于信息获取全过程。通过设计发射信号可改善测量精度及杂波抑制性能从而提升目标检测估计能力进而增强无人驾驶水平，因此，波形设计一直是毫米波雷达领域的研究热点之一[3,4]。

尽管毫米波雷达具有上述显著优势，然而也面临诸如参数估计精度较差以及分辨率较低等问题，为满足自动驾驶对毫米波雷达的高精度高分辨率要求，众多改善雷达检测估计性能的波形设计方法相继被提出[5]。传统调频连续波(Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW)信号具有较高距离速度分辨率，然而多目标情况下由于需要目标配对，因而会出现虚假目标[6]。而频移键控(Frequency Shift Keying, FSK)波形可有效避免虚假目标，但是无法确定目标距离方向[7]。针对此问题，文献[8]通过组合FMCW及FSK以消除虚假目标同时提升距离及速度分辨率。基于多频移键控(Multiple Frequency Shift Keying, MFSK)调制，文献[9]设计77 GHz汽车雷达波形以改善多目标检测能力。然而，相较于纯频率测量，基于频率相位测量的MFSK参数估计精度较低。基于此，文献[10]设计具有较短扫频时间的调频序列波形，其基于两次独立频率测量以提高距离速度估计精度。再者，自动驾驶雷达检测近距离目标需要较高距离分辨率，因而需要信号具有大带宽从而须占用大量存储资源[11]。针对此问题，文献[12]提出具有较低调制斜率的双斜率序列，通过组合基于双斜率序列的检测结果以获得较高距离速度分辨率。此外，文献[13]提出带宽可调波形设计方法，其基于最大化输出信杂噪比(Signal-to-Clutter-plus-Noise Ratio, SCNR)准则联合设计可调带宽参数及接收权从而提高目标检测及距离分辨性能。需要注意，雷达距离速度分辨率依赖发射波形参数，且目标检测性能又较大程度上取决于波形参数，因而，可通过设计发射波形参数以改善目标检测及分辨性能进而提升无人驾驶环境感知能力。然而，现有文献较少考虑同时改善目标检测及分辨能力的雷达波形参数设计问题。

针对上述问题，本文提出距离及速度分辨率约束下毫米波雷达波形参数及接收权联合设计方法。首先，所提方法构建基于FMCW信号的目标检测模型；再者，将距离速度分辨率映射至关于发射波形的参数约束；而后，基于最大化输出SCNR准则，构造距离速度分辨率约束下发射波形参数及接收权值联合优化模型；最后，基于交替迭代方法求解所得非线性优化问题。

2 毫米波雷达检测模型

2.1 FMCW信号

FMCW雷达由于其结构简单、低成本、高分辨率以及高集成度等特点，广泛应用于自动驾驶领域[14,15]。FMCW信号振幅恒定，频率在扫频周期内线性变化，基于此，第l个扫频周期内FMCW信号可表示为

$$s_{\mathrm{t}}(t,l)=\exp\left[\mathrm{j}2\pi f_0(t-lT)+\mathrm{j}\pi\mu(t-lT)^2\right],\quad t\in[lT,(l+1)T] \tag{1}$$

其中，f_0为初始频率，$\mu=B/T$为调制频率，B和T分别为信号调频带宽和扫频周期。

假设运动目标相对雷达的径向速度为v，初始距离为R_0，则第l个扫频周期内回波信号可表示为

$$s_{\mathrm{r}}(t,l)=\exp\left[\mathrm{j}2\pi f_0(t-lT-\tau)+\mathrm{j}\pi\mu(t-lT-\tau)^2\right],\quad t\in[lT,(l+1)T] \tag{2}$$

其中，$\tau=2(R_0+vt)/\mathrm{c}$为目标延迟，c为光速。

将回波信号与本地参考信号混频，可得第l个扫频周期内差拍信号为

$$s_{\mathrm{b}}(t,l)=\exp\left[\mathrm{j}2\pi f_0\tau+\mathrm{j}2\pi\mu(t-lT)\tau-\mathrm{j}\pi\mu\tau^2\right] \tag{3}$$

考虑有效区间$t'\in[0,T]$，令$t'=t-lT$，并进行变量替换，将t'替换为t，则有$\tau=2(R_0+vt+vlT)/\mathrm{c}$，将其代入式(3)，由于$\tau^2=4(R_0+vt+vlT)^2/\mathrm{c}^2$，$\mathrm{c}^2$远大于$4(R_0+vt+vlT)^2$，故$\mathrm{j}\pi\mu\tau^2$可忽略，进而可得

$$s_{\mathrm{b}}(t,l)=\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(\left(\frac{2vf_0}{\mathrm{c}}+\mu\frac{2(R_0+vlT)}{\mathrm{c}}\right)t+\frac{2v}{\mathrm{c}}\mu t^2+\frac{2R_0f_0}{\mathrm{c}}+\frac{2vf_0lT}{\mathrm{c}}\right)\right] \tag{4}$$

由式(4)可知，该差拍信号调频带宽为$4vB/\mathrm{c}$，由于目标速度远小于光速，故该调频带宽很小，因此该差拍信号可近似为单频信号，即

$$s_{\mathrm{b}}(t,l)=\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(\left(\frac{2vf_0}{\mathrm{c}}+\mu\frac{2\left(R_0+vlT\right)}{\mathrm{c}}\right)t+\frac{2R_0f_0}{\mathrm{c}}+\frac{2vf_0lT}{\mathrm{c}}\right)\right] \tag{5}$$

基于式(5)，差拍信号的第$n(n=1,2,\cdots,N)$个采样点可表示为

$$s(n,l)=\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(\left(\frac{2vf_0}{\mathrm{c}}+\mu\frac{2\left(R_0+vlT\right)}{\mathrm{c}}\right)\cdot\frac{(n-1)}{f_{\mathrm{s}}}+\frac{2R_0f_0}{\mathrm{c}}+\frac{2vf_0lT}{\mathrm{c}}\right)\right] \tag{6}$$

其中，f_{s}为采样频率，进而可得第l个扫频周期内差拍采样信号离散化形式为

$$s(l)=\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(\left(\frac{2vf_0}{\mathrm{c}}+\mu\frac{2\left(R_0+vlT\right)}{\mathrm{c}}\right)\cdot\frac{(n-1)}{f_{\mathrm{s}}}+\frac{2R_0f_0}{\mathrm{c}}+\frac{2vf_0lT}{\mathrm{c}}\right)\right] \tag{7}$$

2.2 毫米波阵列雷达检测模型

毫米波雷达接收阵列由M个均匀间隔且各向同性的阵元所构成，自动驾驶场景可离散化为K个杂波块的叠加，基于式(7)，第l个扫频周期内毫米波雷达所得阵列差拍信号可表示为

$$\boldsymbol{x}(l)=\alpha_0\boldsymbol{a}(\theta_0)s(l)+\sum_{k=1}^{K}\alpha_k\boldsymbol{a}(\theta_k)s(l)+\boldsymbol{n}(l) \tag{8}$$

其中，$\boldsymbol{x}(l)\in\mathbb{C}^{M\times1}$为阵列差拍信号矢量，$\alpha_0$和$\alpha_k$分别表示目标信号和第$k$个杂波块的复幅度，杂波块可假设为服从均值为0，方差为$\sigma_k{}^2$的高斯分布[2]。$\boldsymbol{a}(\theta_0)=[1\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi d\sin(\theta_0)/\lambda}\ \cdots\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(M-1)d\sin(\theta_0)/\lambda}]^{\mathrm{T}}$为$\theta_0$方向目标导向矢量，$\boldsymbol{a}(\theta_k)=[1\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi d\sin(\theta_k)/\lambda}\ \cdots\ \mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi(M-1)d\sin(\theta_k)/\lambda}]^{\mathrm{T}}$为$\theta_k$方向杂波导向矢量，$d$和$\lambda$分别为相邻阵元间隔及载波波长，通常$d\le\lambda/2$。$\boldsymbol{n}(l)$为接收阵列噪声，可建模为服从均值为0，协方差为$\sigma^2$的高斯分布[16]。

基于式(8)，可得L个周期内所得阵列差拍信号为

$$\boldsymbol{x}=\alpha_0(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)\boldsymbol{a}(\theta_0)+\sum_{k=1}^{K}\alpha_k(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)\boldsymbol{a}(\theta_k)+\boldsymbol{n} \tag{9}$$

其中，$\boldsymbol{x}=[\boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(1)\ \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(2)\ \cdots\ \boldsymbol{x}^{\mathrm{T}}(L)]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{LM\times1}$为$L$周期内阵列差拍信号矢量，$\boldsymbol{s}=[\boldsymbol{s}(1)\ \boldsymbol{s}(2)\cdots\boldsymbol{s}(L)]^{\mathrm{T}}\in\mathbb{C}^{L\times1}$为$L$周期内差拍信号矢量，$\boldsymbol{I}_M$为$M$维单位矩阵，$\otimes$表示Kronecker积，$\boldsymbol{n}=[\boldsymbol{n}^{\mathrm{T}}(1)\ \boldsymbol{n}^{\mathrm{T}}(2)\cdots\boldsymbol{n}^{\mathrm{T}}(L)]^{\mathrm{T}}$为接收噪声矢量。

由式(9)可得，波束形成后输出数据可表示为

$$y=\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\alpha_0(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)\boldsymbol{a}(\theta_0)+\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\sum_{k=1}^{K}\alpha_k(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)\boldsymbol{a}(\theta_k)+\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{n} \tag{10}$$

其中，$\boldsymbol{w}\in\mathbb{C}^{LM\times1}$为接收权矢量，$(\cdot)^{\mathrm{H}}$表示共轭转置。

众所周知，高斯噪声条件下最大化检测概率可等价为最大化输出SCNR[17]。因此，本文通过最大化输出SCNR以最大化毫米波雷达检测性能。基于式(10)，输出SCNR可表示为

$$\begin{aligned}\mathrm{SCNR}&=\frac{\mathrm{E}[|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\alpha_0(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)\boldsymbol{a}(\theta_0)|^2]}{\mathrm{E}\left[|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\sum_{k=1}^{K}\alpha_k(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)\boldsymbol{a}(\theta_k)|^2\right]+\sigma^2\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}}\\&=\frac{\mathrm{snr}|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)\boldsymbol{a}(\theta_0)|^2}{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}[(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM}]\boldsymbol{w}}\\&=\frac{\mathrm{snr}|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0)|^2}{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM})\boldsymbol{w}}\end{aligned} \tag{11}$$

其中，$\boldsymbol{S}=(\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M)\in\mathbb{C}^{LM\times M}$为差拍信号矩阵，$\boldsymbol{A}=[\boldsymbol{a}(\theta_1)\ \boldsymbol{a}(\theta_2)\cdots\boldsymbol{a}(\theta_K)]\in\mathbb{C}^{M\times K}$为杂波导向矢量矩阵，$\mathrm{snr}=\alpha_0^2/\sigma^2$，$\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}=\mathrm{diag}(\sigma_1{}^2,\sigma_2{}^2,\cdots,\sigma_k{}^2)/\sigma^2$，$\mathrm{diag}(\cdot)$表示对角矩阵。

3 问题提出

3.1 波形参数与距离分辨关系

由文献[18]可知，FMCW雷达距离分辨率ΔR可表示为

$$\Delta R=\frac{\mathrm{c}}{2B} \tag{12}$$

由调制频率$\mu=B/T$，可知距离分辨率ΔR与调制频率μ之间的关系可表示为

$$\Delta R=\frac{\mathrm{c}}{2\mu T} \tag{13}$$

由式(13)可知，T给定条件下，ΔR与μ成反比，增加调制频率，可提升距离分辨率，即若要求距离分辨率不大于ΔR，则调制频率须满足$\mu\ge\mathrm{c}/2T\Delta R$。然而，需要注意，调制频率的选择还需考虑作用距离及工程实现复杂度，由此调制频率不能任意增加[19]。

采样频率f_{s}确定情况下，雷达最大可测距离$R_{\max}$可表示为[19]

$$R_{\max}=\frac{f_{\mathrm{s}}\mathrm{c}T}{4B}=\frac{f_{\mathrm{s}}\mathrm{c}}{4\mu} \tag{14}$$

由式(14)可知，$R_{\max}$与μ成反比，因而可通过降低调制频率以增加最大可测距离，即若要求最大作用距离不小于$R_{\max}$，则调制频率须满足$\mu\le f_{\mathrm{s}}\mathrm{c}/4R_{\max}$。

综上所述，雷达距离分辨率ΔR与最大可检测距离$R_{\max}$相互掣肘，故而须在实际应用中加以权衡。由此，同时满足距离分辨率ΔR及最大可检测距离$R_{\max}$的调制频率应满足如下约束：$\mathrm{c}/2T\Delta R \le \mu \le f_{\mathrm{s}}\mathrm{c}/4R_{\max}$。

3.2 波形参数与速度分辨关系

由文献[20]可知，速度分辨取决于多普勒分辨率，而多普勒分辨率Δf_{d}与扫频周期数有关，即

$$\Delta f_{\mathrm{d}} = \frac{1}{LT} \tag{15}$$

其中，L为扫频周期数。基于式(15)，可得速度分辨率为

$$\Delta v = \frac{\Delta f_{\mathrm{d}}\lambda}{2} = \frac{\lambda}{2LT} \tag{16}$$

由式(16)可知，L给定条件下，速度分辨率Δv与扫频周期T成反比，因此，若要求速度分辨率不大于Δv，则调制周期须满足：$T \ge \lambda/2L\Delta v$。同时，扫频周期亦受制于如下所示最大可检测速度$v_{\max}$[21]

$$v_{\max} = \frac{\lambda}{4T} \tag{17}$$

由此可得，T与$v_{\max}$成反比，基于此，若要求最大可检测速度不小于$v_{\max}$，则调制周期须满足：$T \le \lambda/4v_{\max}$。

综合考虑速度分辨率Δv和最大可检测速度$v_{\max}$，则发射信号扫频周期应满足如下条件：$\lambda/2L\Delta v \le T \le \lambda/4v_{\max}$。

3.3 分辨率约束下目标检测性能改善问题表述

由式(11)可知，目标检测性能依赖于接收权及发射信号，而发射信号又取决于调制频率及扫频周期；再者，基于式(12)及式(15)，距离速度分辨率又分别由调制频率及扫频周期决定。基于以上所述，可通过联合优化接收权、调制频率及扫频周期改善毫米波雷达检测及速度距离分辨性能，进而提升自动驾驶系统环境感知能力。基于此，速度距离分辨约束下，最大化输出SCNR以提高毫米波雷达检测性能的发射波形及接收权联合优化问题可表述为

$$\begin{aligned} &\max_{\boldsymbol{w},\mu,T} \quad \frac{\mathrm{snr}|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0)|^2}{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM})\boldsymbol{w}}, \\ &\begin{cases} \mathrm{c}/2T\Delta R \le \mu \le f_{\mathrm{s}}\mathrm{c}/4R_{\max} \\ \lambda/2L\Delta v \le T \le \lambda/4v_{\max} \end{cases} \end{aligned} \tag{18}$$

由式(18)可知，优化参数μ和T以非线性形式包含于信号矩阵$\boldsymbol{S}$，而目标函数又为关于$\boldsymbol{S}$的非线性函数，由此优化问题式(18)为关于优化变量的复杂非线性问题，因而无法直接采用传统的凸优化方法求解。

4 所提求解方法

针对上述复杂非线性优化问题，本节基于交替迭代策略进行求解。首先，波形参数μ和T给定条件下，考虑关于接收权$\boldsymbol{w}$的优化问题，舍弃与优化变量$\boldsymbol{w}$无关项，优化问题式(18)可改写为

$$\max_{\boldsymbol{w}} \quad \frac{\mathrm{snr}|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0)|^2}{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM})\boldsymbol{w}} \tag{19}$$

基于最小方差无失真响应(Minimum Variance Distortionless Response, MVDR)准则，式(19)可等价为

$$\min_{\boldsymbol{w}} \quad \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM})\boldsymbol{w} \ , \ \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0) = 1 \tag{20}$$

由瑞利商定理可知[22]，上述问题最优解可表示为

$$\boldsymbol{w} = \frac{(\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM})^{-1}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0)}{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM})^{-1}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0)} \tag{21}$$

将式(21)所得最优接收权$\boldsymbol{w}$代入式(11)，可得

$$\begin{aligned} &\frac{\mathrm{snr}|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0)|^2}{\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM})\boldsymbol{w}} \\ &= \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM})^{-1}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0) \end{aligned} \tag{22}$$

利用矩阵求逆及相关矩阵运算，式(22)可进一步表示为

$$\begin{aligned} \mathrm{SCNR} =& \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}[\boldsymbol{S}\boldsymbol{R}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}+\boldsymbol{I}_{LM}]^{-1}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0) \\ =& \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{I}_{LM} - \boldsymbol{S}\boldsymbol{R}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{I}_M + \boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{R}_{\mathrm{c}})^{-1}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0) \\ =& \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)(\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S} - \boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{R}_{\mathrm{c}}(\boldsymbol{I}_M + \boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{R}_{\mathrm{c}})^{-1}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S})\boldsymbol{a}(\theta_0) \\ =& \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)(\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S} - (\boldsymbol{I}_M - (\boldsymbol{I}_M + \boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{R}_{\mathrm{c}})^{-1})\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S})\boldsymbol{a}(\theta_0) \\ =& \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)(\boldsymbol{I}_M + \boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{R}_{\mathrm{c}})^{-1}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0) = \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)((\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S})^{-1} + \boldsymbol{R}_{\mathrm{c}})^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_0) \end{aligned} \tag{23}$$

其中，$\boldsymbol{R}_{\mathrm{c}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{\Sigma}_{\mathrm{c}}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}$。

由于$\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S} = (\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}} \otimes \boldsymbol{I}_M)(\boldsymbol{s} \otimes \boldsymbol{I}_M) = \boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s} \otimes \boldsymbol{I}_M$, $\boldsymbol{s} = [\boldsymbol{s}(1)\ \boldsymbol{s}(2) \cdots \boldsymbol{s}(L)]^{\mathrm{T}} \in \mathbb{C}^{L\times 1}$，因此，$\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}$可表示为

$$\begin{aligned}\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}=&\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{s}\otimes\boldsymbol{I}_M=\sum_{l=1}^{L}\left(\frac{1}{N}\sum_{n=1}^{N}\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(\left(\frac{2vf_0}{\mathrm{c}}+\mu\frac{2\left(R_0+vlT\right)}{\mathrm{c}}\right)\frac{(n-1)}{f_{\mathrm{s}}}+\frac{2R_0f_0}{\mathrm{c}}+\frac{2vf_0lT}{\mathrm{c}}\right)\right]\right.\\&\left.\times\frac{1}{N}\sum_{m=1}^{N}\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(\left(\frac{2vf_0}{\mathrm{c}}+\mu\frac{2\left(R_0+vlT\right)}{\mathrm{c}}\right)\frac{(m-1)}{f_{\mathrm{s}}}+\frac{2R_0f_0}{\mathrm{c}}+\frac{2vf_0lT}{\mathrm{c}}\right)\right]\right)\otimes\boldsymbol{I}_M\\=&\frac{1}{N^2}\sum_{l=1}^{L}\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N}\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(\frac{2vf_0}{\mathrm{c}}+\mu\frac{2\left(R_0+vlT\right)}{\mathrm{c}}\right)\frac{(m-n)}{f_{\mathrm{s}}}\right]\otimes\boldsymbol{I}_M\\=&C(\mu,T)\boldsymbol{I}_M\end{aligned}\tag{24}$$

其中，$C(\mu,T)=\frac{1}{N^2}\sum_{l=1}^{L}\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{N}\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(\frac{2vf_0}{\mathrm{c}}+\mu\frac{2\left(R_0+vlT\right)}{\mathrm{c}}\right)\frac{(m-n)}{f_{\mathrm{s}}}\right]$。则式(23)可改写为

$$\mathrm{SCNR}=\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)(C^{-1}(\mu,T)I_M+\boldsymbol{R}_c)^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_0)\tag{25}$$

将式(25)代入式(18)，关于调制频率μ及扫频周期T的优化问题可简化为

$$\begin{aligned}&\max_{\mu,T}\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)(C^{-1}(\mu,T)+\boldsymbol{R}_c)^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_0),\\&\mathrm{c}/2T\Delta R\le\mu\le f_{\mathrm{s}}\mathrm{c}/4R_{\max},\ \lambda/2L\Delta v\le T\le\lambda/4v_{\max}\end{aligned}\tag{26}$$

在扫频周期T已知条件下，式(26)可化简为关于调制频率μ的优化问题，即

$$\begin{aligned}&\max_{\mu}\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)(C(\mu,T)^{-1}+\boldsymbol{R}_c)^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_0),\\&\mathrm{c}/2T\Delta R\le\mu\le f_{\mathrm{s}}\mathrm{c}/4R_{\max}\end{aligned}\tag{27}$$

将式(27)所得最优调制频率μ代入式(26)，可得

$$\begin{aligned}&\max_{T}\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta_0)(C(\mu,T)^{-1}+\boldsymbol{R}_c)^{-1}\boldsymbol{a}(\theta_0),\\&\lambda/2L\Delta v\le T\le\lambda/4v_{\max}\end{aligned}\tag{28}$$

由式(24)可得，$\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}$为关于调制频率$\mu$及扫频周期$T$的复杂非线性函数，由式(23)又可知，输出SCNR与$\boldsymbol{S}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}$之间为复杂非线性关系，因而式(27)和式(28)无法直接利用传统凸优化方法求解。与罚函数法以及可行方向法等约束非线性规划问题求解方法相比，序列二次规划(Sequential Quadratic Programming, SQP)算法具有收敛性好、计算效率高、边界搜索能力强等优点，因此，本节基于SQP算法求解上述非线性问题[23]。

基于以上讨论，固定发射波形参数μ和T条件下基于MVDR准则获得最优接收权$\boldsymbol{w}$，将所得接收权$\boldsymbol{w}$代入联合优化问题以构造关于波形参数μ及T的优化问题，固定扫频周期T条件下基于SQP算法获得最优调制频率μ，固定调制频率μ利用SQP算法优化扫频周期T，重复迭代直至收敛，可获得最优发射波形参数和接收权以及相应的输出SCNR。综上所述，本文所提算法具体步骤可表述如下：

(1)求解式(21)以获得最优接收权$\boldsymbol{w}$；

(2)求解式(27)获得最优调制频率μ；

(3)求解式(28)获得最优扫频周期T；

(4)重复迭代步骤(1)—步骤(3)，直至满足如下准则：$\left|\mathrm{SCNR}^{i+1}-\mathrm{SCNR}^{i}\right|\le\varepsilon$，其中$i$为迭代次数，$\varepsilon$为阈值，本文取$\varepsilon=0.001$。

通过上述算法，可获得最优波形参数μ和T及接收权值$\boldsymbol{w}$，将所得最优μ，T及$\boldsymbol{w}$代入式(11)，即可得最优输出SCNR。

5　实验仿真及分析

远近距离场景下，通过与未优化FMCW对比，并逐次分析接收权、调制频率以及扫频周期对输出SCNR之影响，以验证所提算法的有效性。实验环境如下：仿真软件为MATLAB R2016a，处理器为Intel i7-7700，主频为4 GHz，内存为8 GB。仿真条件如下：接收阵元数$M=8$，阵元间距$d=\lambda/2$，杂波块个数$K=1000$，波形初始频率f_0= 77 GHz，采样频率$f_{\mathrm{s}}=200$ MHz，采样点数$N=1024$，目标相对雷达径向速度$v=20$ m/s，最大可检测速度$v_{\max}=64$ m/s，目标入射方向$\theta_0=15°$。远近距离下雷达参数设置如表1所示。

实验1　考虑如下场景：目标初始距离$R_0=30$ m, SNR=20 dB, CNR=30 dB。基于波束方向图评估所提方法目标检测性能，波束方向图定义为

$$\mathrm{BeamPattern}(\theta)=\left|\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{S}\boldsymbol{a}(\theta_0)\right|\tag{29}$$

图1为所提算法及未优化FMCW所得波束方向图。由图1可知，所提算法在$\theta_0=15°$放置一个高峰，且旁瓣相对电平明显低于–20 dB，而未优化FMCW旁瓣电平相对较高，优化后旁瓣电平降低7 dB以上，表明所提算法可将功率集中于目标所在方向，同时可降低由场景杂波引起的检测门槛大幅波动，进而提升感兴趣目标检测概率。

实验2　目标初始距离$R_0=30$ m, SNR=20 dB, CNR=10 dB，检验所提算法不同分辨约束下波形参数设计性能。图2为不同距离分辨率约束下优化波形实部、虚部以及调制频率与距离分辨率关系图。图2(a)、图2(b)、图2(c)及图2(d)、图2(e)、图2(f)分别为$\Delta R\le0.1$ m和$\Delta R\le0.5$ m约束下波形实部、虚部及调制频率与距离分辨率关系图。图3

表 1 远近距离下雷达参数设置

目标初始距离R_0(m)	距离分辨率ΔR(m)	速度分辨率Δv(m/s)	最大可检测距离$R_{\max}$(m)	扫频周期数L
$0 < R_0 < 75$	$\Delta R \le 0.1$	$\Delta v \le 0.3$	75	512
$75 \le R_0 \le 200$	$\Delta R \le 0.5$	$\Delta v \le 1.0$	200	256

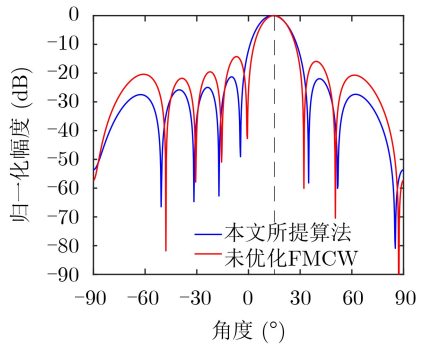
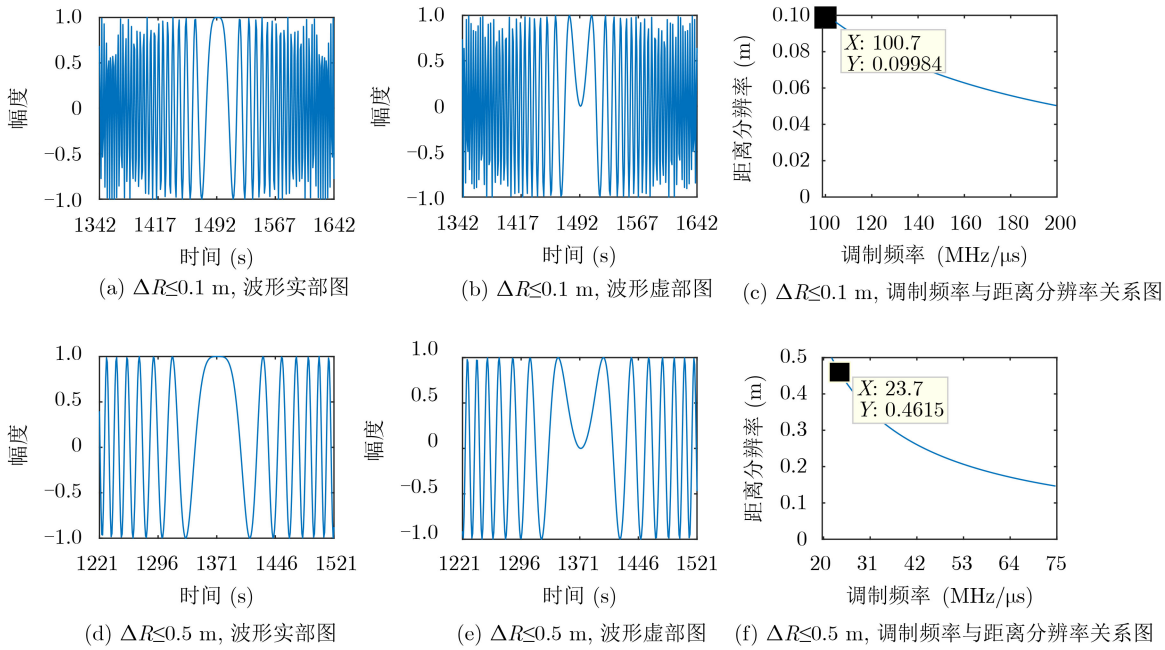


图 1 所提算法及未优化FMCW所得波束方向图

为不同速度分辨率约束下优化波形实部、虚部以及扫频周期与速度分辨率关系图。图3(a)、图3(b)、图3(c)及图3(d)、图3(e)、图3(f)分别为$\Delta v \le 0.3$ m/s和$\Delta v \le 1.0$ m/s约束下波形实部、虚部及扫频周期与速度分辨率关系图。由图2(c)及图2(f)可知，$\Delta R \le 0.1$ m约束下可得最优$\mu = 100.7$ MHz/μs，而$\Delta R \le 0.5$ m约束下最优$\mu = 23.7$ MHz/μs，表明距离分辨率越高则调制频率须越大，此与式(10)所得结论一致；由图3(c)及图3(f)可得，$\Delta v \le 0.3$ m/s约束下可得最优$T = 14.92$ μs，而$\Delta v \le 1.0$ m/s约束下最优$T = 13.35$ μs，表明增加扫频周期可改善速度分辨性能，此与式(13)所得结果符合。此外，由图2及图3可知，所提算法在不同距离及速度分辨率下可自适应地获得相应最优调制频率及扫频周期，以满足不同分辨约束。

实验 3 目标初始距离分别为$R_0 = 30$ m及$R_0 = 120$ m，验证远近不同距离场景下所提算法目标检测性能。图4为远近距离下所提算法及未优化FMCW所得输出SCNR随CNR或SNR的变化曲线。由图4可知，远近距离下所提算法及未优化FMCW所得输出SCNR均随CNR增加而下降，而随SNR增加而增加。此外，无论SNR或CNR为何值，所提算法所得输出SCNR均优于未优化FMCW，这是由于所提算法联合优化调制频率及扫频周期以自适应调整波形参数，同时优化接收权值以尽可能抑制杂波，从而大幅提升输出SCNR。由此可得，所提算法可显著降低杂波干扰，聚焦功率于感兴趣目标，从而改善系统检测性能。

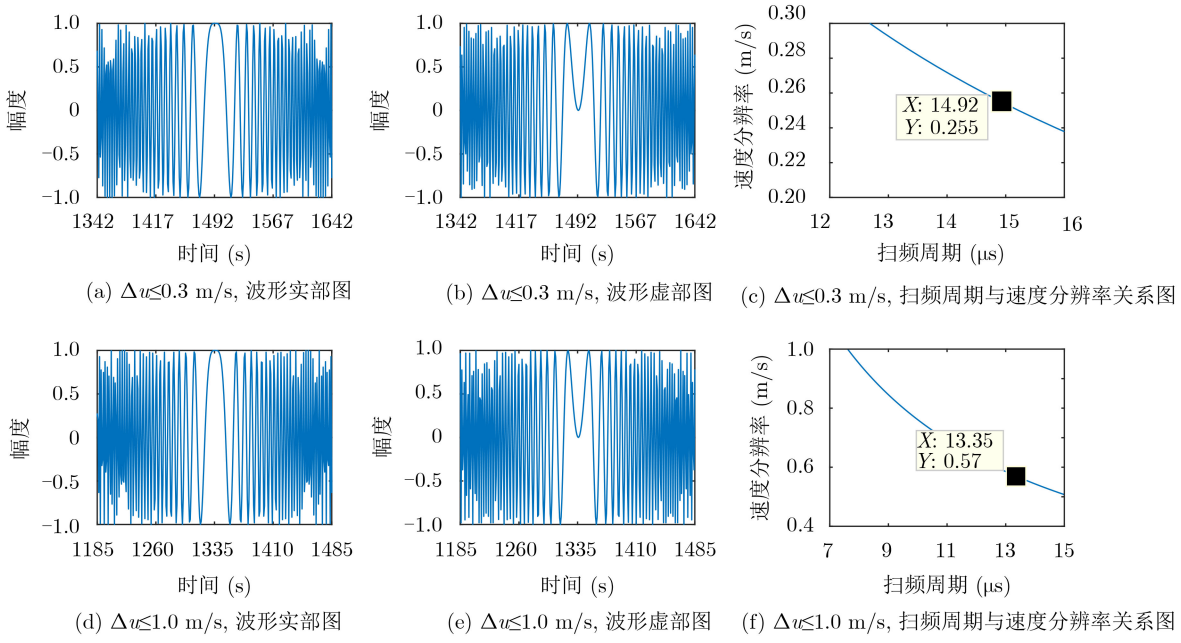
实验 4 目标初始距离分别为$R_0 = 30$ m及$R_0 = 120$ m, SNR=20 dB。图5为远近距离下单独优化接收权值、调制频率以及扫频周期所得输出SCNR随CNR变化曲线。其中，图5(a)及图5(d)分别为远近距离下仅优化接收权值所得输出SCNR随CNR变化曲线，由图5(a)和图5(b)可知，仅优化接



(a) ΔR≤0.1 m, 波形实部图 (b) ΔR≤0.1 m, 波形虚部图 (c) ΔR≤0.1 m, 调制频率与距离分辨率关系图

(d) ΔR≤0.5 m, 波形实部图 (e) ΔR≤0.5 m, 波形虚部图 (f) ΔR≤0.5 m, 调制频率与距离分辨率关系图

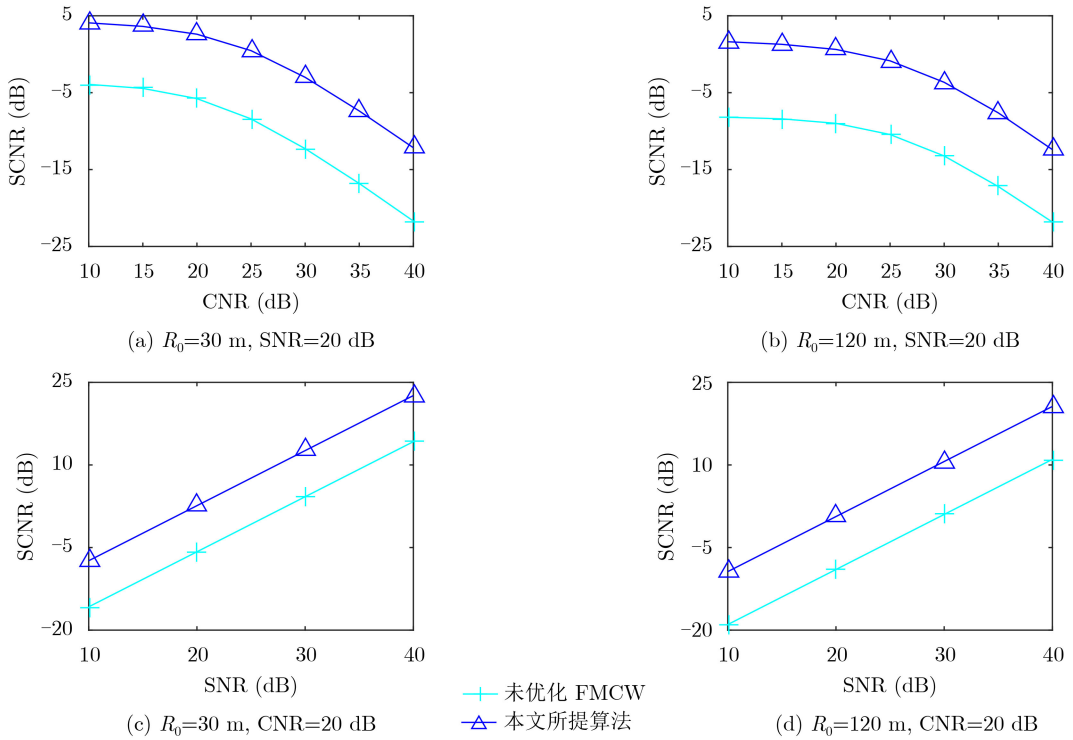
图 2 不同距离分辨率约束下优化波形实部、虚部以及调制频率与距离分辨率关系图



(a) Δu≤0.3 m/s, 波形实部图　(b) Δu≤0.3 m/s, 波形虚部图　(c) Δu≤0.3 m/s, 扫频周期与速度分辨率关系图

(d) Δu≤1.0 m/s, 波形实部图　(e) Δu≤1.0 m/s, 波形虚部图　(f) Δu≤1.0 m/s, 扫频周期与速度分辨率关系图

图 3 不同速度分辨率约束下优化波形实部、虚部以及扫频周期与速度分辨率关系图



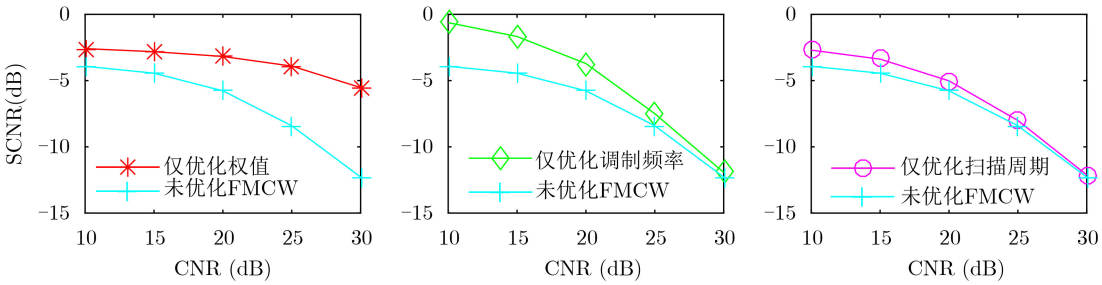
(a) R_0=30 m, SNR=20 dB　(b) R_0=120 m, SNR=20 dB

(c) R_0=30 m, CNR=20 dB　(d) R_0=120 m, CNR=20 dB

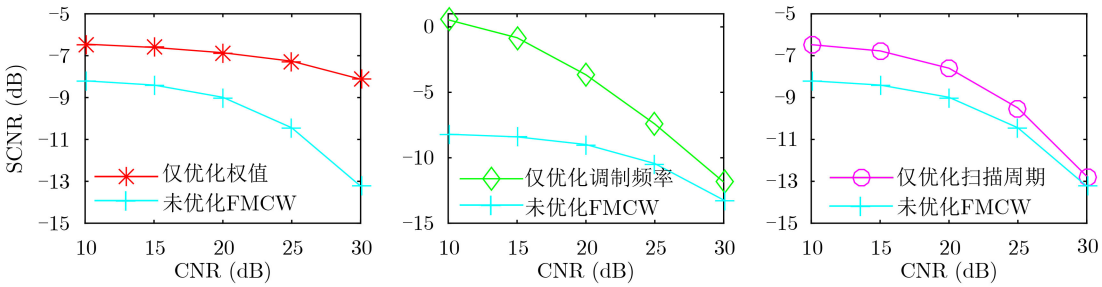
图 4 远近距离下所提算法及未优化FMCW所得输出SCNR随CNR或SNR的变化曲线

收权值所得输出SCNR随CNR增加而缓慢降低，这是由于接收权可将功率聚焦于感兴趣目标同时抑制其他空域方向回波；图5(b)、图5(e)和图5(c)、图5(f)分别为远近距离下仅优化调制频率及扫频周期所得输出SCNR随CNR变化曲线，由此可知，仅优化调制频率及扫频周期所得输出SCNR随CNR增加显著降低，这是因为仅优化调制频率或扫频周期无法实现空域滤波，因而无法较大程度上抑制杂波。此外，由图5可知，在任何场景下，相较于未优化FMCW，所提算法中每个优化参数皆可提升输出SCNR，因而，所提算法中所优化参数皆对目标检测性能提升有益，且同时提升目标分辨性能。

实验5　目标初始距离$R_0=30$ m, SNR=20 dB, CNR=10 dB，验证所提算法收敛性。图6为所提算法所得输出SCNR随迭代次数变化曲线。从图6可看出，随迭代次数增加，所提算法所得输出SCNR



(a) R_0=30 m, ΔR≤0.1 m, Δv≤0.3 m/s (b) R_0=30 m, ΔR≤0.1 m, Δv≤0.3 m/s (c) R_0=30 m, ΔR≤0.1 m, Δv≤0.3 m/s



(d) R_0=120 m, ΔR≤0.5 m, Δv≤1.0 m/s (e) R_0=120 m, ΔR≤0.5 m, Δv≤1.0 m/s (f) R_0=120 m, ΔR≤0.5 m, Δv≤1.0 m/s

图 5 远近距离下单独优化接收权值、调制频率以及扫频周期所得输出SCNR随CNR变化曲线

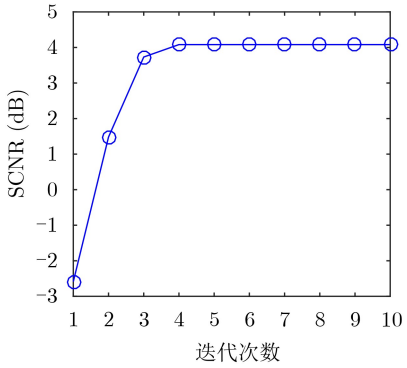


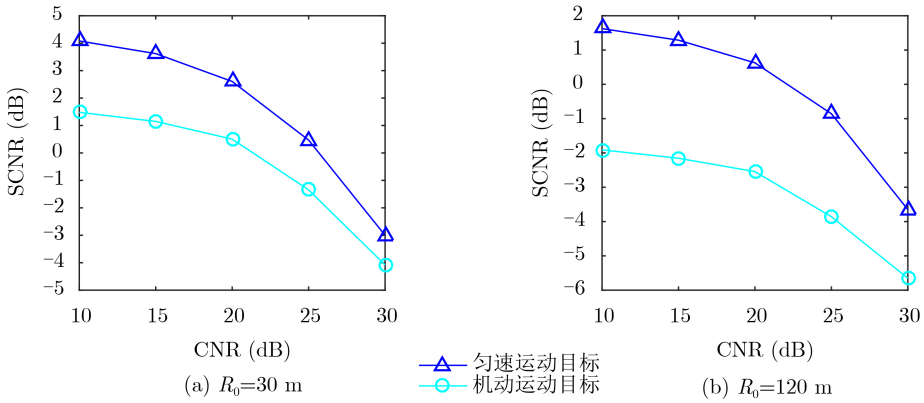
图 6 所提算法所得输出SCNR随迭代次数变化曲线

波动逐渐变小，经过4次迭代后趋于稳定且SCNR提升6 dB以上，表明所提算法具有较好的收敛性。

实验6 目标初始距离$R_0=30\ \text{m}, 120\ \text{m}$，SNR=20 dB，匀速目标速度$v=20\ \text{m/s}$，机动目标速度$v\in[10:30]$，验证目标机动运动时所提算法检测性能。图7为远近距离下目标匀速及机动运动所得输出SCNR随CNR变化曲线。由图7可知，远近距离下匀速运动SCNR均优于机动运动，其缘于长时积累下机动运动所导致距离及多普勒频率徙动对相参积累产生较大影响，进而弱化目标检测能力。

6 结束语

为改善自动驾驶中毫米波雷达目标检测及分辨性能，本文提出一种分辨率约束下提升毫米波雷达目标检测概率的波形参数及接收权联合设计方法。所提方法首先基于FMCW信号构建毫米波雷达检测模型，而后在分析目标距离速度分辨率与发射波形参数关系的基础上，基于最大化SCNR准则构造距离及速度分辨约束下发射波形参数及接收权值联合优化模型，最后利用交替迭代方法求解所得非线性优化问题。仿真结果表明，远近不同距离及不同



(a) R_0=30 m (b) R_0=120 m

图 7 远近距离下目标做匀速运动及机动运动所得输出SCNR随CNR变化曲线

杂波场景下，相较于参数未优化的FMCW，所提方法均可显著改善目标检测性能，同时满足给定距离及速度分辨需求。

参 考 文 献

[1] ZHANG Cheng, CAO Mengde, GONG Yuqin, *et al*. Calibration of motional frequency spread for wide-band FMCW automotive millimeter-wave radar[J]. *IEEE Access*, 2020, 8: 14355–14366. doi: 10.1109/ACCESS.2020.2966222.

[2] LI Xin, TAO Xiaowen, ZHU Bing, *et al*. Research on a simulation method of the millimeter wave radar virtual test environment for intelligent driving[J]. *Sensors*, 2020, 20(7): 1929. doi: 10.3390/s20071929.

[3] ZHANG Xiaowen, WANG Kaizhi, and LIU Xingzhao. Adaptive waveform optimization design for target detection in cognitive radar[J]. *Journal of Applied Remote Sensing*, 2017, 11(1): 015024. doi: 10.1117/1.JRS.11.015024.

[4] XU Huaping, ZHANG Jiawei, LIU Wei, *et al*. High-resolution radar waveform design based on target information maximization[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2020, 56(5): 3577–3587. doi: 10.1109/TAES.2020.2976085.

[5] BILIK I, LONGMAN O, VILLEVAL S, *et al*. The rise of radar for autonomous vehicles: Signal processing solutions and future research directions[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2019, 36(5): 20–31. doi: 10.1109/MSP.2019.2926573.

[6] STOVE A G. Linear FMCW radar techniques[J]. *IEE Proceedings F-Radar and Signal Processing*, 1992, 139(5): 343–350. doi: 10.1049/ip-f-2.1992.0048.

[7] ZENG Tao, CHANG Shaoqiang, FAN Huayu, *et al*. Design and processing of a novel chaos-based stepped frequency synthesized wideband radar signal[J]. *Sensors* (*Basel*), 2018, 18(4): 985. doi: 10.3390/s18040985.

[8] ROHLING H and MOLLER C. Radar waveform for automotive radar systems and applications[C]. 2008 IEEE Radar Conference, Rome, Italy, 2008: 1–4. doi: 10.1109/RADAR.2008.4721121.

[9] NGUYEN Q, PARK M, KIM Y, *et al*. 77 GHz waveform generator with multiple frequency shift keying modulation for multi-target detection automotive radar applications[J]. *Electronics Letters*, 2015, 51(8): 595–596. doi: 10.1049/el.2015.0092.

[10] KRONAUGE M and ROHLING H. New chirp sequence radar waveform[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2014, 50(4): 2870–2877. doi: 10.1109/TAES.2014.120813.

[11] TAGHAVI I, SABAHI M F, and PARVARESH F. High resolution compressed sensing radar using difference set codes[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2019, 67(1): 136–148. doi: 10.1109/TSP.2018.2878545.

[12] HYUN E and LEE J H. Waveform design with dual ramp-sequence for high-resolution range-velocity FMCW radar[J]. *Elektronika Ir Elektrotechnika*, 2016, 22(4): 46.

[13] KIM W, CHO H, KIM J, *et al*. YOLO-based simultaneous target detection and classification in automotive FMCW radar system[J]. *Sensors*, 2020, 20(10): 2897. doi: 10.3390/S20102897.

[14] WANG Shuangling, HE Qian, and HE Zishu. LFM-based waveform design for cognitive MIMO radar with constrained bandwidth[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2014, 2014(1): 89. doi: 10.1186/1687-6180-2540-89.

[15] PATOLE S M, TORLAK M, WANG Dan, *et al*. Automotive radars: A review of signal processing techniques[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2017, 34(2): 22–35. doi: 10.1109/MSP.2016.2628914.

[16] 郝天铎, 周青松, 孙从易, 等. 非准确先验知识下认知雷达低峰均比稳健波形设计[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(3): 532–540. doi: 10.11999/JEIT170560.

HAO Tianduo, ZHOU Qingsong, SUN Congyi, *et al*. Low-PAR robust waveform design for cognitive radar with imprecise prior knowledge[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(3): 532–540. doi: 10.11999/JEIT170560.

[17] WANG Hongyan and PEI Bingnan. Robust waveform design for MIMO-STAP in the case of imperfect clutter prior knowledge[J]. *Journal of Signal Processing*, 2015, 31(11): 1418–1424. doi: 10.1007/s00034-015-0116-3.

[18] PIOTROWSKY L, JAESCHKE T, KUEPPERS S, *et al*. Enabling high accuracy distance measurements with FMCW radar sensors[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2019, 67(12): 5360–5371. doi: 10.1109/TMTT.2019.2930504.

[19] WON Y S, SHIN D, JUNG S, *et al*. Method to improve degraded range resolution due to non-ideal factors in FMCW radar[J]. *IEICE Electronics Express*, 2019, 16(1): 20180924. doi: 10.1587/elex.15.20180924.

[20] HAKOBYAN G and YANG Bin. High-performance automotive radar: A review of signal processing algorithms and modulation schemes[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2019, 36(5): 32–44. doi: 10.1109/MSP.2019.2911722.

[21] IVANOV S I, KUPTSOV V D, and FEDOTOV A A. The signal processing algorithm of automotive FMCW radars with an extended range of speed estimation[J]. *Journal of Physics*: *Conference Series*, 2019, 1236: 012081. doi: 10.1088/1742-6596/1236/1/012081.

[22] DATTA B N. Numerical Linear Algebra and Applications[M]. 2nd ed. Philadelphia: Society for Industrial and Applied Mathematics, 2010.

[23] 李慧, 赵永波, 程增飞. 基于线性调频时宽的MIMO雷达正交波形设计[J]. 电子与信息学报, 2018, 40(5): 1151–1158. doi: 10.11999/JEIT170426.

LI Hui, ZHAO Yongbo, and CHENG Zengfei. MIMO radar orthogonal waveform set design based on chirp durations[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2018, 40(5): 1151–1158. doi: 10.11999/JEIT170426.

王洪雁：男，1979年生，副教授，博士，研究方向为MIMO雷达信号处理、毫米波通信、机器视觉.

薛喜扬：女，1996年生，硕士生，研究方向为雷达信号处理、毫米波通信.

杨小峰：男，1982年生，讲师，博士，研究方向为阵列信号处理、模拟电路设计.

汪祖民：男，1975年生，教授，博士，研究方向为信号处理、机器学习.

责任编辑：余 蓉