

DOI:10.11918/202302048

NLFM-16QAM 雷达通信一体化信号设计与处理方法

国强¹, 董欣玥², 戚连刚¹

(1. 哈尔滨工程大学 信息与通信工程学院, 哈尔滨 150001; 2. 哈尔滨工程大学 物理与光电工程学院, 哈尔滨 150001)

摘要: 在雷达通信一体化领域, 设计出既能实现雷达探测功能又能实现通信信息传输功能的同波形信号是至关重要的一个环节。针对在雷达信号脉冲内对通信信息调制后自相关性能低的问题, 提出一种高频带利用率以及低自相关旁瓣的基于非线性调频(NLFM)信号的雷达通信一体化信号形式。将 NLFM 信号作为 16 阶正交幅度调制(16QAM)信号的载波, 建立 NLFM-16QAM 雷达通信一体化信号模型, 分析该信号的模糊函数以及相关的雷达与通信性能。在此基础上, 针对所提出的 NLFM-16QAM 信号因其通信基带信号的随机性使雷达功能受到影响, 从而降低了运动目标探测性能这一问题, 将一体化系统的接收端作出改进, 提出小波包降噪联合自然梯度算法对 NLFM-16QAM 信号进行接收处理。仿真结果表明, 所提信号的频带利用率明显高于低阶调制的雷达通信一体化信号的频带利用率, 在自相关性能方面, 所提信号比 16QAM-LFM 信号的积分旁瓣比降低了 23.07 dB, 峰值旁瓣比降低了 26.08 dB, NLFM-16QAM 信号在经过改进接收端的联合算法处理后, 运动目标的检测结果获得显著改善。

关键词: 雷达通信一体化; 信号设计; 非线性调频信号; 自相关性能; 小波包降噪; 自然梯度算法

中图分类号: TN957

文献标志码: A

文章编号: 0367-6234(2025)10-0123-12

Design and processing methods for NLFM-16QAM radar-communication integrated signals

GUO Qiang¹, DONG Xinyue², QI Liangang¹

(1. College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China;

2. College of Physics and Optoelectronic Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: In the field of radar communication integration, it is a crucial link to design a common waveform signal that can simultaneously support radar detection function and communication information transmission function. In response to the problem of low autocorrelation performance after modulating communication information within radar signal pulses, an integrated radar and communication signal format based on nonlinear frequency modulation (NLFM) signal with high frequency band utilization and low autocorrelation sidelobe is proposed. The core of establishing NLFM-16QAM integrated radar and communication signal model is to take NLFM signal as the carrier of 16 order quadrature amplitude modulation (QAM) signal. The ambiguity function of NLFM-16QAM signal and the related radar and communication performance are analyzed. Noting that the randomness of the communication baseband signal in the proposed NLFM-16QAM waveform can degrade radar functionality and thus reduce moving-target detection performance, we introduce improvements at the receiver of the integrated system. Specifically, a wavelet packet noise reduction is proposed to process NLFM-16QAM signal in combination with natural gradient separation algorithm. Simulation results show that the proposed signal has larger frequency band utilization in comparison with the integrated radar and communication signals of low-order modulation. Compared with the autocorrelation performance of 16QAM-LFM signal, integral sidelobe ratio and peak sidelobe ratio of proposed signal are reduced by 23.07 dB and 26.08 dB respectively. After NLFM-16QAM signal is processed by the joint algorithm of the receiving end, the detection results of the moving target are significantly improved.

Keywords: integrated radar and communication; signal design; nonlinear frequency modulation (NLFM) signal; autocorrelation performance; wavelet packet noise reduction; natural gradient algorithm

收稿日期: 2023-02-21; 录用日期: 2023-05-10; 网络首发日期: 2024-06-24

网络首发地址: <https://link.cnki.net/urlid/23.1235.t.20240622.1048.016>

基金项目: 国家重点研发计划(2018YFE0206500); 国家自然科学基金面上项目(62071140); 哈尔滨工程大学特色学科基础研究稳定支持专项(KYWZ120240805)

作者简介: 国强(1972—), 男, 教授, 博士生导师

通信作者: 戚连刚, qiliangang@hrbeu.edu.cn

随着现代战场环境的复杂化,作战平台需要安装越来越多的电子设备来支撑其战斗力,对于像雷达、通信等一些重要设备,只将其简单累加在同一平台上不仅会增加平台的体积,而且会使设备之间产生电磁干扰,影响整体系统的性能,雷达通信一体化正是解决以上问题的重要途径^[1]。雷达通信一体化系统可在一套硬件设备上同时实现雷达、通信等功能,从而提高频谱利用率,减轻设备间的电磁干扰,极大提高了系统的可靠性^[2]。

设计出既能实现目标探测功能又能实现信息传输功能的信号波形是研究雷达通信一体化系统的主要环节。迄今为止,国内外已有许多学者在探索雷达通信一体化信号设计中获得了优异的成绩。雷达通信一体化信号可以分为两大类,分别为根据资源复用技术设计的一体化信号以及根据同波形技术设计的一体化信号^[3]。根据资源复用技术设计的一体化信号可以分为 4 种形式,即空分复用信号^[4-5]、时分复用信号^[6]、码分复用信号^[7]以及频分复用信号^[8-9]。采用该方式的雷达通信一体化信号波形的实现虽然简单,但是一体化系统的资源利用率相对较低。

利用同波形技术设计的一体化信号的信号功率与频谱利用率相对较高,能够同时实现雷达探测与通信数据传输的双重功能,且作为一种单一波形信号,可以从根本上解决系统之间的电磁干扰。目前,使用同波形技术能够实现两种形式的一体化信号:一种是通信共用信号,即直接使用通信信号或者通过一些改动使通信信号获得雷达功能;另一种是雷达共用信号,即在原有的雷达信号上调制通信信息以使信号在保证雷达功能的同时实现信息传输。对于通信共用信号设计,文献[10]把正交频分复用(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)雷达的各个脉冲分为由多个 OFDM 符号组成的子脉冲,通过每个脉冲内的 OFDM 符号进行信息传输,能够实现高速率通信,但发射 OFDM 信号引起的失真会对信息解调产生极大的影响。文献[11]提出了一种自适应 OFDM 雷达通信一体化波形设计方法,该方法指定了随机目标脉冲响应与接收信号之间的条件互信息以及频率选择性衰落信道的数据信息率,并在总功率的约束下设计了同时考虑条件互信息和通信数据信息率的优化问题,在低发射功率的情况下,所设计的一体化波形优于等功率分配波形,但该波形存在高峰均比的问题。文献[12]提出一个实时运行的基于 OFDM 导频的联合雷达收发机,该收发机通过使用软件定义无线电和毫米波射频组件来实现,利用 OFDM 波形中的固定导频序列

进行雷达的测速与测距,同时在信号子载波中传输通信信息,但是该方法容易使波形失真进而导致目标探测不准确。对于雷达共用信号设计,文献[13]提出利用雷达功能所占用的下 chirp 信号来完成通信中的同步,上 chirp 信号采用多相移键控调制的方式来设计雷达通信一体化系统,该方法能够在保证通信频谱效率以及雷达探测性能的同时实现通信信息的传输,但该方法的实现较为困难。文献[14]提出通过毫米波段调频连续波雷达实现通信功能的多斜率键控调制调频连续波一体化系统,该系统采用相邻脉冲的相位差对目标的速度进行估计,同时将通信信息加载到不同斜率上,在接收端使用基于匹配滤波器的方法解调通信数据,然而当斜率改变时,该系统的信号带宽也会随之变换,即会造成系统频带利用率的损失。文献[15]提出一种 16 阶正交幅度调制(quadrature amplitude modulation, QAM)与传统雷达线性调频(linear frequency modulation, LFM)信号相结合的一体化波形,将 LFM 信号作为 16QAM 信号的子载波来进行调制,该方法能有效提高通信速率,但其存在自相关旁瓣较高的问题。

针对上述问题,提出一种非线性调频-16 阶正交振幅调制(nonlinear frequency modulation-16QAM, NLFM-16QAM)雷达通信一体化信号模型,该模型通过 16QAM 调制的方式将通信信息加载到雷达 NLFM 信号上,在保证通信传输速率的同时有效提高其自相关性能。在此基础上,考虑到由于通信基带信号随机性带来的雷达信号处理难度上升的问题,对雷达通信一体化系统的接收端作出改进,提出小波包降噪算法联合自然梯度分离算法的方法对信号进行处理,能够有效降低随机通信数据对雷达性能的影响。

1 NLFM-16QAM 雷达通信一体化信号模型

LFM 信号具有较低的主副瓣比,通常需要在接收端对其进行加窗处理来降低旁瓣值,但该操作会损失信噪比。NLFM 信号是通过 LFM 信号的频谱进行修改,使信号在不用进行加窗处理的情况下经过匹配滤波器后获得更低的旁瓣,并且能够有效避免 LFM 信号带来的信噪比丢失这一问题。虽然 NLFM 信号的生成相对复杂,在早期未能被充分应用,但由于数字电子技术的进步,该信号越来越多地应用于现代雷达系统中,其基带信号的表达式为

$$S_{\text{NLFM}}(t) = A \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp[j(2\pi f_c t + \varphi(t))] \quad (1)$$

式中: A 为 NLFM 信号的幅值, T_p 为信号时宽, f_c 为

载波频率, $\varphi(t)$ 为相位函数。对于 NLFM 信号来说, 其关键在于对 $\varphi(t)$ 的求取, 下面对其相位函数 $\varphi(t)$ 进行推导。

NLFM 信号的群时延表达式为^[16]

$$T(f) = f \frac{T_p}{B} + \frac{T_p}{2\pi} \left(\frac{1-K}{1+K} \right) \sin \left(\frac{2\pi f}{B} \right) \quad (2)$$

式中: B 为信号带宽; K 为调频指数, 其取值为常数, 大小直接影响调频的非线性程度。令 $K = 0.08$, 带宽为 70 MHz, 群时延与频率的关系曲线如图 1 所示。

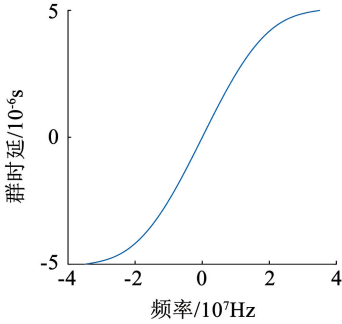


图 1 群时延-频率关系曲线

Fig. 1 Group delay-frequency curve

之后对群时延函数 $T(f)$ 求反函数, 得到 NLFM 信号的调频函数 $f(t)$ 。由式(2)可以看出, 群时延函数的结构较为简单, 但其反函数并没有办法通过数学工具直接获得, 而是需要利用数学分析的方式求得, 即可以根据三次样条插值法获得 NLFM 信号的调频函数。

在时间区间 $[-T_p/2, T_p/2]$ 等间隔划分 n 个点, 任意一个时间 t_i 对应一个频率 f_i , 即 $f_i = F(t_i)$ ($i = 0, 1, 2, \dots, n$), 根据三次样条插值原理, 在每个时间区间 $[t_{i-1}, t_i]$ 构造三次样条插值函数 $a(t)$, 由三次样条插值函数的定义可知, $a(t)$ 必须满足如下条件^[17]:

- 1) $a(t_i) = f(t_i) = f_i$ ($i = 0, 1, 2, \dots, n$);
- 2) 在 (t_{i-1}, t_i) 上 $a(t)$ 有连续的二阶导数;
- 3) 在 $[t_{i-1}, t_i]$ 上 $a(t)$ 为不高于三次的多项式。

对 $a(t)$ 在 t_i 进行泰勒展开

$$a(t) = a(t_i) + a'(t_i)(t-t_i) + \frac{a''(t_i)}{2!}(t-t_i)^2 + \frac{a'''(t_i)}{3!}(t-t_i)^3 = f_i + a'(t_i)(t-t_i) + \frac{a''(t_i)}{2!}(t-t_i)^2 + \frac{a'''(t_i)}{3!}(t-t_i)^3 \quad (3)$$

根据式(3)可知, $a(t)$ 在 $[t_i, t_{i+1}]$ 上为三次多项式, 所以, $a''(t)$ 在 $[t_i, t_{i+1}]$ 为一次多项式, 设

$$a''(t_i) = Z_i \quad (4)$$

则

$$a'''(t_i) = \frac{Z_{i+1} - Z_i}{t_{i+1} - t_i} \quad (5)$$

将式(4)、(5)代入式(3)可得

$$a(t) = f_i + a'(t_i)(t-t_i) + \frac{Z_i}{2!}(t-t_i)^2 + \frac{Z_{i+1} - Z_i}{3! (t_{i+1} - t_i)}(t-t_i)^3 \quad (6)$$

令式(6)中的 $t = t_{i+1}$, 则

$$a(t_{i+1}) = f_i + a'(t_i)(t_{i+1} - t_i) + \frac{Z_i}{2!}(t_{i+1} - t_i)^2 + \frac{Z_{i+1} - Z_i}{3! (t_{i+1} - t_i)}(t_{i+1} - t_i)^3 \quad (7)$$

将 $a(t_{i+1}) = F(t_{i+1}) = f_{i+1}$ 代入式(7)中解得

$$a'(t_i) = \frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} - \left(\frac{1}{6} Z_{i+1} + \frac{2}{6} Z_i \right) (t_{i+1} - t_i) \quad (8)$$

同理, 在 $[t_{i-1}, t_i]$ 可得

$$a'(t_i) = \frac{f_i - f_{i-1}}{t_i - t_{i-1}} + \left(\frac{2}{6} Z_i + \frac{1}{6} Z_{i-1} \right) (t_i - t_{i-1}) \quad (9)$$

所以, 只要确定 Z_i 就可确定 $a'(t_i)$, 从而确定三次样条插值函数 $a(t)$ 。由于 $a'(t_i)$ 连续, 式(8)与式(9)相等, 即

$$\frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} - \left(\frac{1}{6} Z_{i+1} + \frac{2}{6} Z_i \right) (t_{i+1} - t_i) = \frac{f_i - f_{i-1}}{t_i - t_{i-1}} + \left(\frac{2}{6} Z_i + \frac{1}{6} Z_{i-1} \right) (t_i - t_{i-1}) \quad (10)$$

令 $r_i = t_i - t_{i-1}$, 则 $r_{i+1} = t_{i+1} - t_i$, 代入式(10)中解得

$$r_i Z_{i-1} + 2(r_i + r_{i+1}) Z_i + r_{i+1} Z_{i+1} = 6 \left(\frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} - \frac{f_i - f_{i-1}}{t_i - t_{i-1}} \right) \quad (11)$$

Z_0 由边界条件 $a'(t_0) = f'(t_0)$ 确定, 即令式(8)中 $i = 0$, 可得

$$2r_1 Z_0 + r_1 Z_1 = 6 \left[\frac{f_1 - f_0}{t_1 - t_0} - f'(t_0) \right] \quad (12)$$

Z_n 由边界条件 $a'(t_n) = f'(t_n)$ 确定, 即令式(9)中 $i = n$, 可得

$$r_n Z_{n-1} + 2r_n Z_n = 6 \left[f'(t_n) - \frac{f_n - f_{n-1}}{t_n - t_{n-1}} \right] \quad (13)$$

联立式(11)、(12)、(13)即可得到关于 Z_i 的线性方程组

$$\begin{cases} r_i Z_{i-1} + 2(r_i + r_{i+1}) Z_i + r_{i+1} Z_{i+1} = 6 \left(\frac{f_{i+1} - f_i}{t_{i+1} - t_i} - \frac{f_i - f_{i-1}}{t_i - t_{i-1}} \right) \\ 2r_1 Z_0 + r_1 Z_1 = 6 \left[\frac{f_1 - f_0}{t_1 - t_0} - f'(t_0) \right] \\ r_n Z_{n-1} + 2r_n Z_n = 6 \left[f'(t_n) - \frac{f_n - f_{n-1}}{t_n - t_{n-1}} \right] \end{cases} \quad (14)$$

由图 1 可以看出,只需求出每一时间点 t_i 与之相对应的频率值 f_i 以及 $f'(t_0)$ 和 $f'(t_n)$,便可根据式(14)解得 Z_i ,代入式(8)、(9)和式(6)进一步解得在时间区间 $[t_{i-1}, t_i]$ 内的三次样条插值函数 $a(t)$,类推就可求得整个时间区间 $[-T_p/2, T_p/2]$ 内的 NLFM 信号的调频函数 $f(t)$,即

$$f(t) = T^{-1}(f) \tag{15}$$

最后,对调频函数进行积分就能得到 NLFM 信号的相位函数,即

$$\varphi(t) = 2\pi \int_{-\infty}^t f(x) dx \tag{16}$$

16QAM 是一种 16 阶的振幅和相位联合键控,具有较大的噪声容限、较高的通信传输速率、适合在频带资源有限的场合使用等特点,属于高阶数字调制,已被研究者广泛使用。

16QAM 信号波形可以表示为

$$S_{16QAM}(t) = A_m(t)g(t)\exp[j(2\pi f_c t + \theta_m(t))] \tag{17}$$

式中: $A_m(t)$ 代表 16QAM 信号幅度, $g(t)$ 代表信号脉冲, $\theta_m(t)$ 代表信号相位。

图 2 为 NLFM-16QAM 雷达通信一体化信号的调制流程。输入的基带信号是二进制单极性码元,经过“串/并”变换电路以及“2/4 电平变换”电路后进行 16QAM 调制产生对应的通信符号,再将生成的 16QAM 通信符号调制在 NLFM 信号载波上,形成 NLFM-16QAM 雷达通信一体化信号,其表达式为

$$S(t) = S_{NLFM}(t) \times S_{16QAM}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right)A_m(t)\exp[j(2\pi f_c t + \varphi(t) + \theta_m(t))] \tag{18}$$

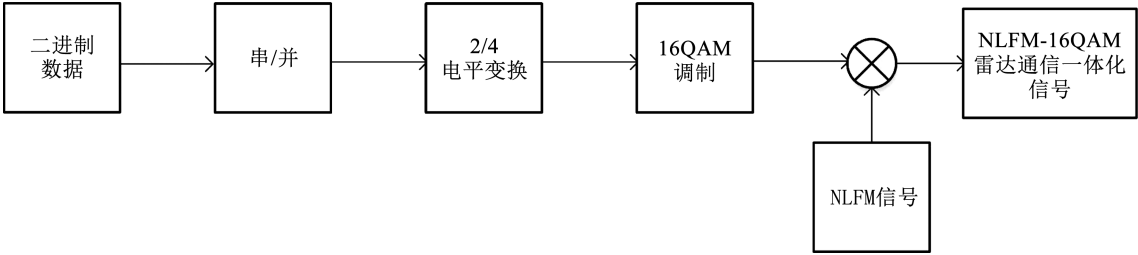


图 2 NLFM-16QAM 信号调制流程

Fig. 2 NLFM-16QAM signal modulation flow chart

式(18)中 $\varphi(t)$ 即为 NLFM 信号的相位函数。图 3 为 NLFM-16QAM 信号的波形示意。可以看出,在加载通信信息后,NLFM-16QAM 信号的幅度和相

位与 16QAM 信号保持一致,频率与 NLFM 信号保持一致。

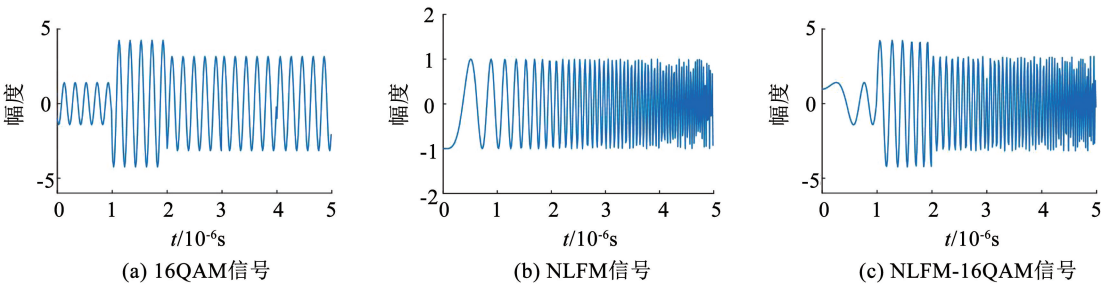


图 3 一体化信号时域波形

Fig. 3 Integrated signal waveform

2 性能分析

2.1 通信性能分析

2.1.1 误码率分析

由图 2 可以看出,NLFM-16QAM 信号等效于在 NLFM 载波上的四进制脉冲振幅调制 (pulse amplitude modulation, PAM) 信号。因此, NLFM-16QAM 的误码率可根据 NLFM-4PAM 的误码率推导得出。对于 NLFM-16QAM 信号,正确判决的概

率为

$$P_c = (1 - P_4)^2 \tag{19}$$

式中: P_4 等效于具有一般平均功率的 NLFM-4PAM 信号的误码率,即

$$P_4 = 2\left(1 - \frac{1}{4}\right)Q\sqrt{\frac{1}{2} \times \frac{3}{16-1} R_{SN}} = \frac{3}{2}Q\sqrt{\frac{R_{SN}}{10}} \tag{20}$$

式中: R_{SN} 为 NLFM-16QAM 输出的平均信噪比; $Q(x)$ 为互补累计分布函数,表达式为

$$Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}t^2\right) dt \quad (21)$$

因此,对于 NLFM-16QAM 一体化信号,其通信误码率为

$$P_e = 1 - P_c = 1 - \left(1 - \frac{3}{2}Q\sqrt{\frac{1}{10}R_{SN}}\right)^2 \quad (22)$$

2.1.2 频带利用率分析

频带利用率定义为单位带宽内的传输速率,表达式为

$$\eta = \frac{R_B \log_2 M}{B} \quad (23)$$

式中: R_B 表示波特率, M 表示信号的调制阶数。可以看出,当不同的一体化信号具有相等的波特率时,调制阶数越高,相应的频带利用率也就越高。设不同信号的波特率均为 1 Baud,可得表 1 所示的 3 种雷达通信一体化信号频带利用率的比较分析结果。由表 1 可知,NLFM-16QAM 信号的频带利用率明显高于 NLFM-PAM 信号、非线性调频-正交相移键控(NLFM-quad phase shift keyed, NLFM-QPSK)信号这些采用低阶调制的雷达通信一体化信号的频带利用率。

表 1 3 种雷达通信一体化信号频带利用率比较分析

Tab.1 Comparison of spectral efficiency for three radar-communication integrated waveforms

调制方式	波特率/ Baud	比特率/ (bit·s ⁻¹)	单边带 带宽/Hz	频带利用率/ (bit·s ⁻¹ ·Hz ⁻¹)
NLFM-PAM	1	1	1	1
NLFM-QPSK	1	2	1	2
NLFM-16QAM	1	4	1	4

2.2 雷达性能分析

2.2.1 模糊函数

模糊函数表达了当出现两个及以上具有不同速度与距离的目标时,信号对目标的分辨能力。因此,模糊函数对于分析雷达信号必不可少。

传统表达式为

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} \tilde{S}(t) \tilde{S}^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_d t) dt \quad (24)$$

式中: τ 为时延, f_d 为多普勒频移, $\tilde{S}(t)$ 为脉冲信号的归一化复包络, $\tilde{S}^*(t)$ 为 $\tilde{S}(t)$ 的共轭。但因为 NLFM-16QAM 信号包络不具有恒定性,而 $\chi(\tau, f_d)$ 是一个根据信息比特决定的随机变量,使用其平均

$$\left| \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} \exp[j(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + 2\pi f_d t)] dt \right| = 2T_p((B - |f_d|)/B/(1 + K)((K + 0.5(1 - K)\cos(\pi f_d/B))S_1 + 0.25(1 - K)\cos(\pi f_d/B)(S_2 + S_3) + 0.5\sqrt{K(1 + K)}\sin(\pi f_d/B)(S_4 - S_5)^2 + (0.25(1 - K)\sin(\pi f_d/B)(S_2 - S_3) + \sqrt{K(1 - K)}\sin^2(0.5\pi f_d/B)(S_4 + S_5))^2)^{\frac{1}{2}} \quad (32)$$

值更具有代表性,即

$$\chi(\tau, f_d) = E\left[\int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} \tilde{S}(t) \tilde{S}^*(t - \tau) \exp(j2\pi f_d t) dt\right] \quad (25)$$

由式(18)可以得到 NLFM-16QAM 的归一化包络,即

$$\tilde{S}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) u(t) \exp[j\varphi(t)] \quad (26)$$

式中 $u(t)$ 为调制星座图所确定的离散复随机变量,表达式为

$$u(t) = X(t) + jY(t) \quad (27)$$

其中

$$X(t) = A_m(t) \cos \theta_m(t) \quad (28)$$

$$Y(t) = -A_m(t) \sin \theta_m(t) \quad (29)$$

将式(26)代入式(25)并交换积分与求均值顺序,可得

$$\chi(\tau, f_d) = \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} E[u(t)u^*(t - \tau)] \exp[j(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + 2\pi f_d t)] dt = \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} \exp[j(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + 2\pi f_d t)] dt E[u(t)u^*(t - \tau)] \quad (30)$$

最后,得到模糊函数的表达式为对式(30)取模,即

$$|\chi(\tau, f_d)| = \left| \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} \exp[j(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + 2\pi f_d t)] dt E[u(t)u^*(t - \tau)] \right| = \left| \frac{1}{T_p} \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} \exp[j(\varphi(t) - \varphi(t - \tau) + 2\pi f_d t)] dt \right| |E[u(t)u^*(t - \tau)]| \quad (31)$$

式(31)可以看成由 NLFM 模糊函数的幅值以及 $u(t)$ 自相关函数的模值两者相乘而得。其中, NLFM 模糊函数幅值的表达式为^[16]

其中

$$\begin{cases} S_1 = \sin[\pi\tau(B - |f_d|)] / [\pi\tau(B - |f_d|)] \\ S_2 = \sin[\pi(B - |f_d|)(\tau - 1/B)] / [\pi(B - |f_d|)(\tau - 1/B)] \\ S_3 = \sin[\pi(B - |f_d|)(\tau + 1/B)] / [\pi(B - |f_d|)(\tau + 1/B)] \\ S_4 = \sin[\pi(B - |f_d|)(\tau - 0.5/B)] / [\pi(B - |f_d|)(\tau - 0.5/B)] \\ S_5 = \sin[\pi(B - |f_d|)(\tau + 0.5/B)] / [\pi(B - |f_d|)(\tau + 0.5/B)] \end{cases} \quad (33)$$

对于 $u(t)$ 自相关函数的模值来说,由于 $X(t)$ 和 $Y(t)$ 是均值为零的独立同分布随机变量,则根据自相关定义,有

$$|E[u(t)u^*(t - \tau)]| = 2 \int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} X(t)X(t - \tau)dt = \begin{cases} 5(T_B - |\tau|), & |\tau| \leq T_B \\ 0, & |\tau| > T_B \end{cases} \quad (34)$$

分析式(34)可得,只有在 $|\tau| \leq T_B$ 范围内其取值才不为零,且 $|\tau|$ 越大, $u(t)$ 的自相关函数值越小。

2.2.2 自相关性能准则

对于一体化信号的自相关性能,令式(31)中的 $f_d = 0$,可得沿时延轴 τ 的模糊函数截线 $|\chi(\tau, 0)|$, 对其进行分析。其中,使用积分旁瓣比(integrated sidelobes ratio, ISLR)和峰值旁瓣比(peak sidelobes ratio, PSRL)这两个参数作为衡量一体化信号自相关性能的准则^[18]。定义 ISLR 为 $|\chi(\tau, 0)|$ 的主瓣能量比上旁瓣能量,单位为 dB,即

$$ISLR = 10 \lg \frac{\int_{-\tau_m}^{-\infty} |\chi(\tau, 0)|^2 d\tau + \int_{\tau_m}^{\infty} |\chi(\tau, 0)|^2 d\tau}{\int_{-\tau_m}^{\tau_m} |\chi(\tau, 0)|^2 d\tau} \quad (35)$$

主瓣区间为 $|\chi(\tau, 0)|$ 中第一相邻零点之间的范围,长度为 $2\tau_m$ 。PSLR 为 $|\chi(\tau, 0)|$ 的最高旁瓣峰值 P_s 比上主瓣峰值 P_m ,单位为 dB,即

$$PSLR = 20 \lg \frac{|P_s|}{|P_m|} \quad (36)$$

信号的 ISLR 和 PSRL 值越小,表明自相关性能越好。

3 基于自然梯度分离算法的联合接收方法

NLFM-16QAM 雷达通信一体化信号能同时实现目标探测以及高速率的数据传输功能,但因通信基带信号的随机性,必然会对雷达探测性能产生影响,从而提升了在接收端对雷达信号处理的难度。针对上述问题,对雷达通信一体化系统的接收端作出改进,提出小波包降噪联合自然梯度算法的方法对信号进行分离,之后再进行相应的信号处理。改进的雷达通信一体化系统接收模块如图 4 所示。

NLFM-16QAM 一体化信号到达接收端后可表示为

$$y(t) = A_m(t - \tau) \exp[j(2\pi f_c(t - \tau) + \varphi(t - \tau) + \theta_m(t - \tau))] + n(t) \quad (37)$$

式中 $n(t)$ 为零均值高斯白噪声。

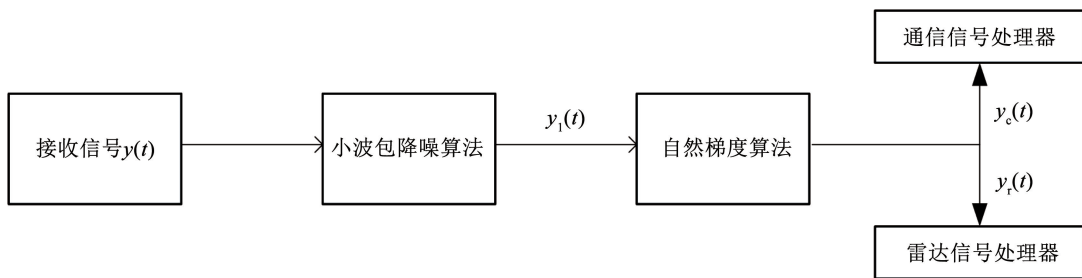


图 4 一体化信号接收模块

Fig. 4 Integrated signal reception module

3.1 小波包降噪算法

雷达通信一体化信号经过信道传输不可避免地会伴随噪声到达接收端,噪声的存在会对一体化信号产生强烈的非线性。在对 NLFM-16QAM 一体化信号分离处理之前加入小波包降噪算法进行噪声去除,能够提高信号分离的有效性。

3.1.1 小波包分析

与小波分析相比,小波包分析是一种更加灵活、精细的信号分析方法,其对信号的频带采用多层次划分,对小波分析中未涉及的高频分量进一步分解,并且能根据所分析信号的不同特征,自适应地选取相应频带,从而匹配信号的频谱,具有相较于小波分

析更高的频率分辨率。

定义正交尺度函数 $\phi(x)$ 和其相对应的小波函数 $\psi(x)$, 并设 $g(k)$ 代表高通滤波器系数, $h(k)$ 代表低通滤波器系数, 同时需要满足 $g(k) = (-1)^k h(k-1)$ 。

$$\begin{cases} \phi(x) = \sqrt{2} \sum_{k \in Z} h(k) \phi(2x - k) \\ \psi(x) = \sqrt{2} \sum_{k \in Z} g(k) \phi(2x - k) \end{cases} \quad (38)$$

令 $\mu_0 = \phi(x)$, $\mu_1 = \psi(x)$, 则小波包的双尺度方程为^[19]

$$\begin{cases} \mu_{2n}(x) = \sqrt{2} \sum_{k \in Z} h(k) \mu_n(2x - k) \\ \mu_{2n+1}(x) = \sqrt{2} \sum_{k \in Z} g(k) \mu_n(2x - k) \end{cases} \quad (39)$$

设函数 $\mu_n(x)$ 的闭包空间为子空间 U_j^n , 函数 $\mu_{2n}(x)$ 的闭包空间为子空间 U_j^{2n} , $g_j^n \in U_j^n$, 则 g_j^n 可以表示为

$$g_j^n = \sum_l C_l^{j,n} \mu_n(2^j x - 1) \quad (40)$$

可得小波包分解系数为

$$\begin{cases} C_l^{j,2n} = \sum_k h(k-2l) C_k^{j+1,n} \\ C_l^{j,2n+1} = \sum_k g(k-2l) C_k^{j+1,n} \end{cases} \quad (41)$$

对接收到的 NLFM-16QAM 一体化信号进行 3 层小波包分解, 得到的小波包系数图如图 5 所示, 对每个小波包系数特征进行提取, 能够更加全面地体现原始信号的信息。

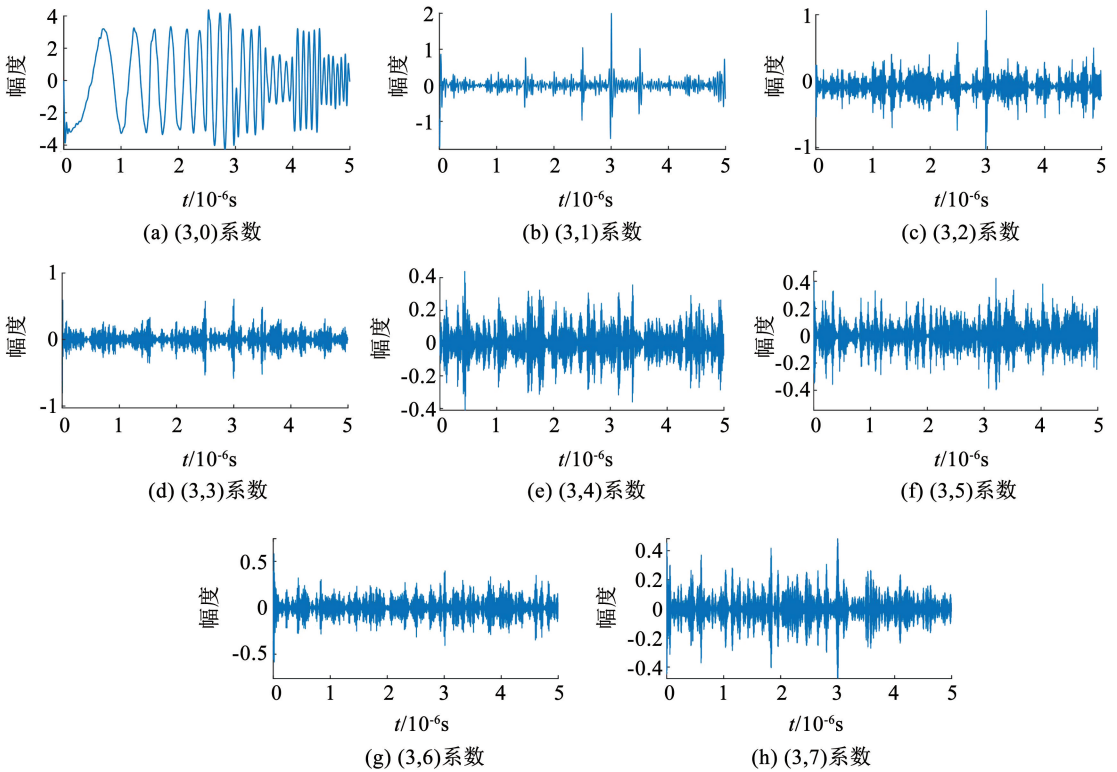


图 5 NLFM-16QAM 信号的 3 层小波包分解

Fig. 5 Layer 3 wavelet packet decomposition of NLFM-16QAM signal

最后, 根据式 (41) 推导出小波包的重构公式为

$$C_l^{j+1,n} = \sum_k [h(l-2k) C_l^{j,2n} + g(l-2k) C_l^{j,2n+1}] \quad (42)$$

3.1.2 小波包降噪算法原理

小波包降噪的基本原理是根据原始信号与噪声在各个尺度上小波包系数呈现出不同特性的特点, 即噪声小波包系数的模要比有效信号小波包系数的模小得多, 将各个尺度上的小波分量, 尤其是将那些噪声分量占比大的尺度上的小波分量去除, 剩下的小波包系数基本上就是原始信号的小波包系数, 最

后, 再使用小波包重构算法对原始信号进行重构。

由小波包降噪原理可知, 降噪的关键是选取合适的阈值滤除由噪声所生成的小波包分解系数, 选择 Stein 无偏似然估计阈值量化处理小波包分解系数, 将小于或等于阈值的小波包系数置零, 利用大于阈值的小波包系数对信号进行重构, 如此便能够在实现降噪的同时保留原始信号的基本特征。小波包降噪算法的具体步骤如下。

1) 对一体化信号进行小波包分解: 选择小波并确定分解层数, 然后, 对 $y(t)$ 作对应层数的小波包分解。

2)确定最优小波包基:对已知的熵准则,按照二元树搜索方法,求解最佳小波包树,从而解出最佳小波包基。

3)阈值量化:选择 Stein 无偏似然估计阈值,阈值量化处理每一个小波包分解的系数。

4)对信号进行小波包重构:根据量化系数和最后一层的小波包分解系数对处理后的信号进行小波包重构,获得降噪后的雷达通信一体化信号。

经过小波包降噪算法模块后的 NLFM-16QAM 信号的表达式为

$$y_1(t) \approx A_m(t-\tau) \exp[j(2\pi f_c(t-\tau) + \varphi(t-\tau) + \theta_m(t-\tau))] \quad (43)$$

3.2 自然梯度分离算法原理

NLFM-16QAM 信号为 NLFM 雷达信号与 16QAM 通信信号的乘积,目前,针对相乘信号的分离方法较为复杂,多为对相加信号进行分离,因此,可以对式(43)进行对数变换,使其变换为相加信号,即

$$y_2(t) = \ln y_1(t) \approx \ln A_m(t-\tau) + j[2\pi f_c(t-\tau) + \varphi(t-\tau) + \theta_m(t-\tau)] \quad (44)$$

之后再运用盲源分离中的自然梯度算法进行信号分离。

自然梯度算法的代价函数为^[20]

$$J(\mathbf{V}) = \sum_{i=1}^N H(\mathbf{y}_i) - H(\mathbf{x}) - \log|\det \mathbf{V}| \quad (45)$$

式中: $\mathbf{x}$ 为降噪信号, $\mathbf{y}$ 为分离信号, $\mathbf{V}$ 为分离矩阵, $H(\mathbf{y}_i)$ 为 $\mathbf{y}$ 的边缘熵,即

$$H(\mathbf{y}_i) = - \int_{\mathbf{y}} p(\mathbf{y}) \log[p(\mathbf{y}_i)] d\mathbf{y} \quad (46)$$

对式(45)求导可得

$$\frac{\partial J(\mathbf{V})}{\partial \mathbf{V}} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{V}} \left[\sum_{i=1}^N H(\mathbf{y}_i) - H(\mathbf{x}) - \log|\det \mathbf{V}| \right] \quad (47)$$

引入激活函数 $f(\mathbf{y})$ 并对 $\mathbf{y}$ 进行变换,得到高阶统计量,即

$$\frac{\partial J(\mathbf{V})}{\partial \mathbf{V}} = -\mathbf{V}^T + f(\mathbf{y})\mathbf{x}^T \quad (48)$$

令激活函数 $f(\mathbf{y}) = \mathbf{y}^3$ 。在黎曼空间中,自然梯度的表达式为

$$\Delta J(\mathbf{V}) = \frac{\partial J(\mathbf{V})}{\partial \mathbf{V}} \mathbf{V}^T \mathbf{V} = -[\mathbf{I} - f(\mathbf{y})\mathbf{y}^T] \mathbf{V} \quad (49)$$

根据式(49)可得自然梯度算法的分离矩阵 $\mathbf{V}$ 的迭代表达式为

$$\mathbf{V}(k+1) = \mathbf{V}(k) + \lambda [\mathbf{I} - f(\mathbf{y})\mathbf{y}^T] \mathbf{V}(k) \quad (50)$$

式中: λ 为步长因子, $\mathbf{I}$ 为单位矩阵。

一体化信号经过自然梯度算法分离模块后,对

分离的信号分别进行指数变换,获得进入通信信号处理器以及雷达信号处理器的信号,即

$$\begin{cases} y_c(t) \approx A_m(t-\tau) \exp[j(2\pi f_c(t-\tau) + \theta_m(t-\tau))] \\ y_r(t) \approx \exp[j\varphi(t-\tau)] \end{cases} \quad (51)$$

4 仿真实验及结果分析

4.1 通信性能仿真

为检验所提方法的有效性,采用 MATLAB 软件进行仿真实验,对仿真参数进行如下设置:信道为高斯白噪声信道,脉冲时宽 T_p 为 10 μ s,调制带宽 B 为 70 MHz,载波频率 f_c 为 10 MHz,采样率为 320 MHz,符号率为 5 MS/s,信噪比为 0 ~ 18 dB。误码率如图 6 所示,可以看出,仿真所得的实际误码率与理论误码率基本重合,说明了 NLFM-16QAM 信号的误码率推导结论式(22)的正确性。

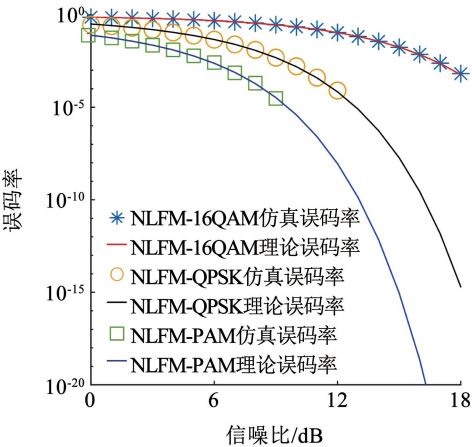


图 6 误码率曲线

Fig. 6 Curves of symbol error rate

对 NLFM-PAM 一体化信号与 NLFM-QPSK 一体化信号的误码率进行仿真,其理论值与仿真值结果如图 6 所示。将 3 种雷达通信一体化信号进行对比可以看出,当平均信噪比相等时,信号的调制阶数越高,误码率也就越高。这是因为高阶调制能提高信号的频带利用率是以降低误码率性能为代价的。

4.2 雷达性能仿真

4.2.1 模糊函数仿真

对 NLFM-16QAM 信号一个脉冲周期进行仿真,得到该信号的模糊函数仿真结果,如图 7 所示,其中,图 7(a)为 NLFM-16QAM 信号的三维模糊图,图 7(b)为 NLFM-16QAM 信号模糊函数的等值线图。

由图 7 可以看出,NLFM-16QAM 信号的模糊函数图呈现出理想的图钉状特征,说明该信号同时拥有距离与多普勒的无模糊分辨率,所以,本文所涉及 NLFM-16QAM 雷达通信一体化信号是可行的。

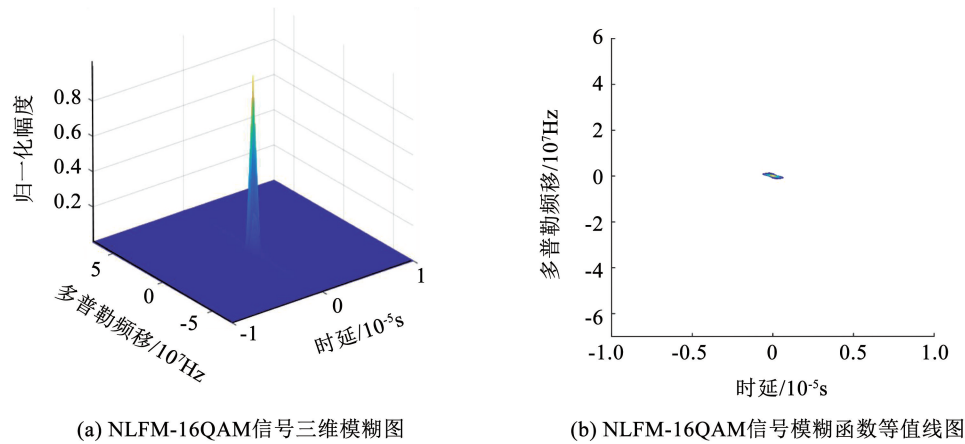


图 7 NLFM-16QAM 信号模糊函数图

Fig. 7 Ambiguity function of NLFM-16QAM signal

4.2.2 自相关性能仿真

由图 8 中 NLFM-16QAM 信号的自相关特性可以得出其 ISLR 与 PSLR,列于表 2 中。在仿真参数一致的情况下,与文献[15]中的 16QAM-LFM 一体化信号各指标相比,NLFM-16QAM 的自相关性能得到大幅度提升。16QAM-LFM 信号的 ISLR 为 -15.66 dB,PSLR 为 -21.84 dB,本文所设计的 NLFM-16QAM 信号的 ISLR 为 -38.73 dB,PSLR 为 -47.92 dB,分别低于 16QAM-LFM 一体化信号 23.07 dB和 26.08 dB。可见,本文所提一体化信号的自相关性能明显优于文献[15]所提一体化信号,并且,NLFM-16QAM 信号自相关性能的显著提高对于降低被敌方截获的风险有很大帮助。

表 2 一体化信号自相关性能对比

Tab. 2 Comparison of autocorrelation performance of integrated signals

信号	ISLR/dB	PSLR/dB
文献[15]信号	-15.66	-21.84
NLFM-16QAM	-38.73	-47.92

4.2.3 目标探测仿真

利用本文所设计的 NLFM-16QAM 雷达通信一体化信号对一个距离为 500 m,速度为 20 m/s 的目标进行检测仿真,仿真参数设置如下:脉冲时宽 T_p 为 10 μ s,调制带宽 B 为 70 MHz,载波频率 f_c 为 10 MHz,采样率为 320 MHz,码元传输速率为 5 MBaud,速度维与距离维的探测仿真图如图 9 所示。

由图 9(a)与图 9(b)可知,NLFM-16QAM 雷达通信一体化信号可以探测出目标的距离与速度信息,所以,NLFM 雷达信号作为载波嵌入至 16QAM 调制信号中能够满足该信号的基本雷达功能,即在保持双方通信的同时实现目标探测。图 9(c)为 NLFM-16QAM 信号的距离多普勒响应,能够清晰地分辨出所要探测目标的速度与距离,但是通信基带信号随机性带来的影响较为突出,在距离维表现为目标扩散,在速度维表现为出现部分目标幻影。

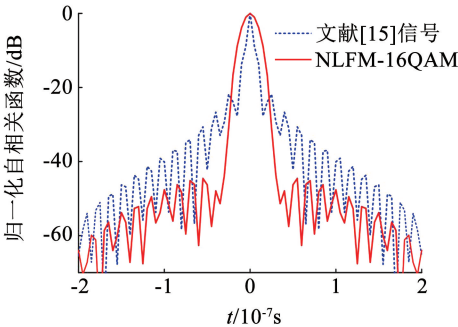


图 8 一体化信号局部自相关函数图

Fig. 8 Local autocorrelation function of integrated signals

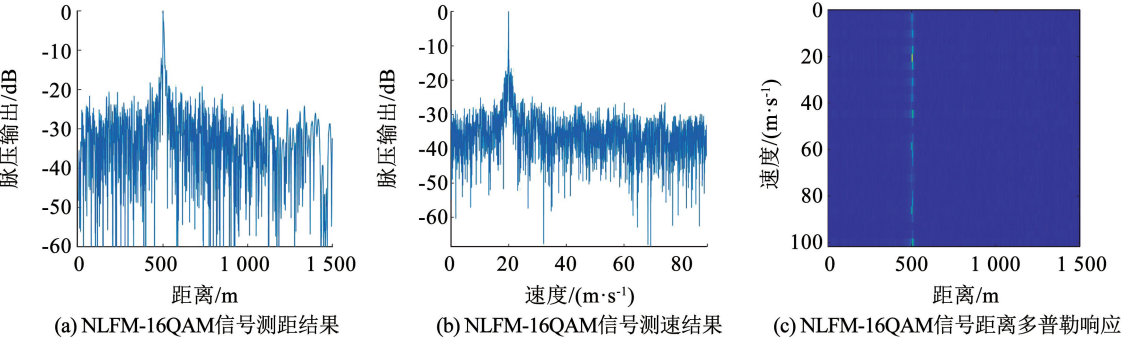


图 9 一体化信号目标探测

Fig. 9 Target detection of integrated signals

4.3 改进接收端信号处理仿真

NLFM-16QAM 信号到达改进的接收端,首先利用小波包降噪算法对其进行相应的降噪处理。小波包降噪算法选用的分解层数为 3,阈值函数为软阈值。对于一个给定的信号,采用不同的小波基函数,

其所得效果会有很大区别,因此,小波基函数的选择是否恰当会对信号处理的结果产生直接影响。本文以信噪比和均方根误差作为评价指标,利用 bior 系列、db 系列以及 sym 系列小波基函数对 NLFM-16QAM 一体化信号进行处理,比较结果如表 3 所示。

表 3 不同小波基函数降噪性能对比

Tab. 3 Comparison of noise reduction performance of different wavelet basis functions								
小波基	信噪比/dB	均方根误差	小波基	信噪比/dB	均方根误差	小波基	信噪比/dB	均方根误差
bior2.2	29.199 8	0.077 5	db3	29.829 7	0.072 1	sym3	29.703 2	0.073 2
bior3.3	28.645 8	0.082 6	db4	29.945 8	0.071 2	sym4	29.868 4	0.071 9
bior3.9	29.906 1	0.071 5	db5	30.011 5	0.070 6	sym5	29.872 9	0.071 8
bior4.4	29.888 3	0.071 6	db6	30.015 1	0.070 6	sym6	29.875 0	0.071 7
bior5.5	29.907 6	0.071 5	db7	30.000 3	0.070 7	sym7	29.884 6	0.071 7
bior6.8	29.922 6	0.071 3	db8	30.033 3	0.070 4	sym8	29.869 5	0.071 8

由表 3 可知,降噪效果最好的小波基函数为“bd8”,因此,选其作为小波包降噪算法模块的小波基函数,该小波基函数具有正交性、正则性以及紧支性等特点。图 10 为 NLFM-16QAM 一体化信号经过三层小波包分解的低频子带系数与高频子带系数

图,小波包分析将信号的低频分量与高频分量均作了进一步分解后再进行重构,能够有效获取高频分量中的有用信息,提升信号高频子带的分辨率,从而提高信号的降噪精度。

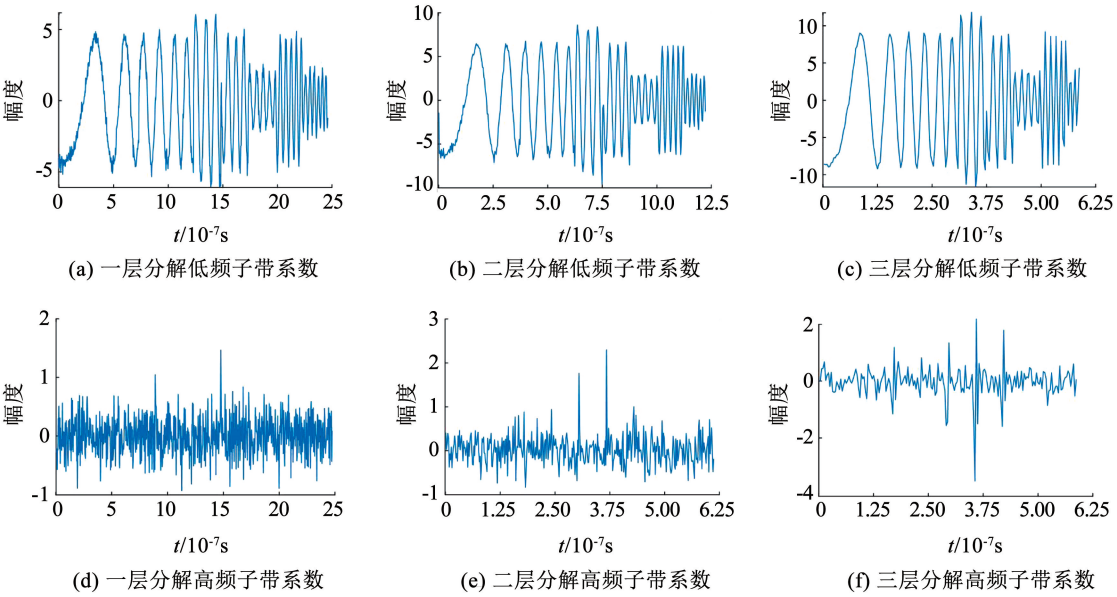


图 10 低频子带系数与高频子带系数

Fig. 10 Low-frequency subband coefficients and hig-frequency subband coefficients

NLFM-16QAM 接收信号由小波包降噪算法处理后,其信噪比由 21.032 2 dB 提升至 30.033 3 dB,均方根误差由 0.199 3 降低至 0.070 4。图 11 为一体化信号的时域波形对比图,图 12 为一体化信号的频谱对比图,对比图 11(b)与图 11(c)、图 12(b)与

图 12(c)以及信噪比和均方根误差的变化可以看出,降噪后的一体化信号所包含的有用信息相比噪声成分有所提高,有效缓解了非线性的干扰,促进后续分离性能的提升。

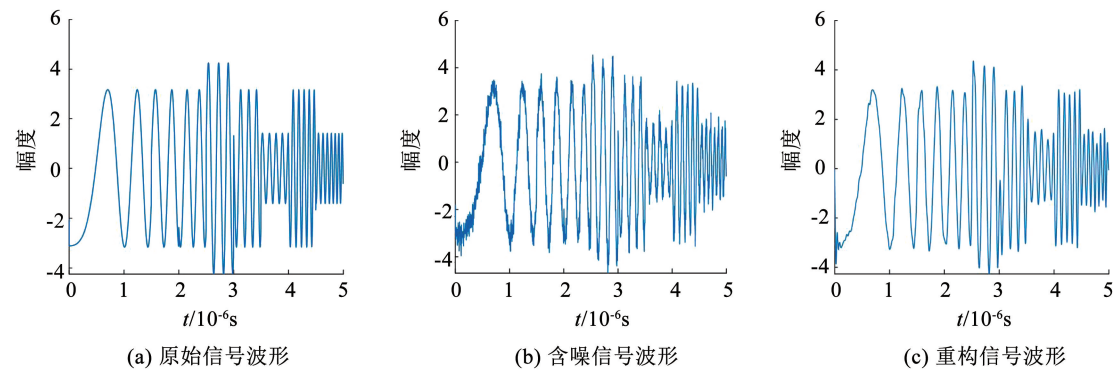


图 11 一体化信号时域波形对比

Fig. 11 Time domain waveform comparison diagrams of integrated signal

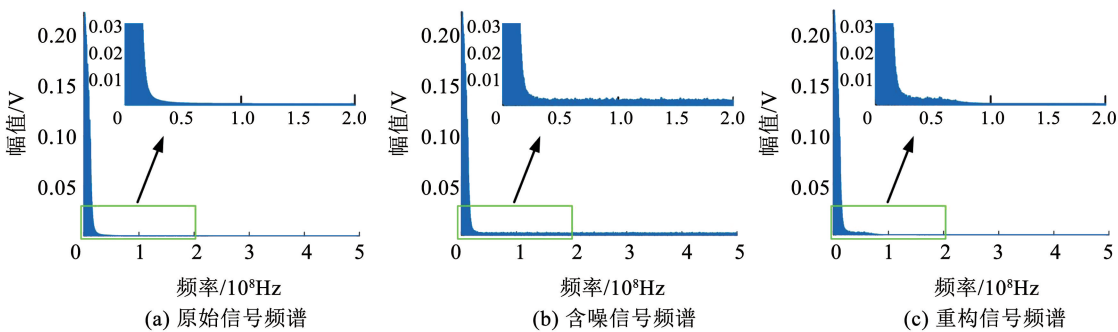


图 12 一体化信号频谱对比

Fig. 12 Spectrum comparison diagrams of integrated signals

经过小波包降噪模块后,NLFM-16QAM 信号到达自然梯度算法分离模块,自然梯度算法的学习步长设置为 120×10^{-4} ,独立实验次数为 200。图 13 为接收信号经过小波包降噪联合自然梯度分离算法处理后对同一目标进行距离维与速度维探测的仿真结果。对比图 9 (a) 与图 13 (a) 以及图 9 (b) 与

图 13 (b) 可以看出,旁瓣显著降低,对峰值的影响明显减弱。对比图 9 (c) 与图 13 (c) 可以看出,距离维弥散现象与速度维的目标幻影现象也有所改善,目标识别更加集中,雷达性能受到的关于通信随机基带信号的影响得到了最大程度的降低。

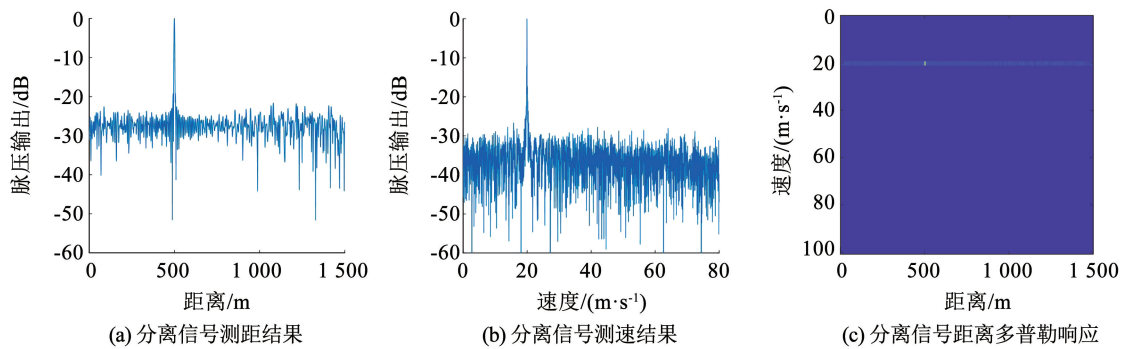


图 13 分离信号目标探测

Fig. 13 Target detection of separation signals

5 结 论

提出一种将原有的 NLFM 雷达信号与 16QAM 相结合的雷达通信一体化信号,该信号能够在保证雷达功能的同时实现快速的信息传输,之后对 NLFM-16QAM 信号的通信与雷达性能分别进行分析,并且,针对所提出的 NLFM-16QAM 信号因其通

信基带信号的随机性使雷达功能受到影响这一问题,对一体化系统的接收模块作出改进,提出了小波包降噪联合自然梯度算法的接收模型。理论分析与仿真结果表明,与一些低阶调制一体化信号相比,本文所提信号的通信频带利用率显著提高,与 16QAM-LFM 一体化信号相比,该信号具有良好的自相关性能。同时,经过改进的接收端的信号处理后,

运动目标的探测结果得到明显改善。

参考文献

- [1] 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
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. DOI: 10.12000/JR21146
- [2] 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
XIAO Bo, HUO Kai, LIU Yongxiang. Development and prospect of radar and communication integration[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2019, 41(3): 739. DOI: 10.11999/JEIT180515
- [3] ZHANG J A, RAHMAN M L, HUANG X J, et al. Perceptive mobile networks: cellular networks with radio vision via joint communication and radar sensing[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2021, 16(2): 20. DOI: 10.1109/MVT.2020.3037430
- [4] 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(6): 2168. DOI: 10.1109/TSP.2015.2505667
- [5] 石长安, 刘一民, 王希勤, 等. 基于帕累托最优的雷达-通信共享孔径研究[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(9): 2351
SHI Changan, LIU Yimin, WANG Xiqin, et al. Optimal allocation of shared aperture in radar-communication integrated system based on pareto optimality [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(9): 2351. DOI: 10.11999/JEIT151377
- [6] MOGHADDASI J, WU K. Multifunctional transceiver for future radar sensing and radio communicating data-fusion platform[J]. IEEE Access, 2016(4): 818. DOI: 10.1109/ACCESS.2016.2530979
- [7] TAKASE H, SHINRIKI M. A dual-use radar and communication system with complete complementary codes[C]// 15th International Radar Symposium. Gdansk, Poland: IEEE, 2014: 1
- [8] 杨慧婷, 周宇, 谷亚彬, 等. 参数调制多载波雷达通信共享信号设计[J]. 雷达学报, 2019, 8(1): 54
YANG Huiting, ZHOU Yu, GU Yabin, et al. Design of integrated radar and communication signal based on multicarrier parameter modulation signal[J]. Journal of Radars, 2019, 8(1): 54. DOI: 10.12000/JR18001
- [9] 李晓柏, 杨瑞娟, 程伟. 基于频率调制的多载波 Chirp 信号雷达通信一体化研究[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(2): 406
LI Xiaobai, YANG Ruijuan, CHENG Wei. Integrated radar and communication based on multicarrier frequency modulation Chirp signal[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(2): 406. DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00567
- [10] 刘永军, 廖桂生, 杨志伟, 等. 一种超分辨 OFDM 雷达通信一体化设计方法[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(2): 425
LIU Yongjun, LIAO Guisheng, YANG Zhiwei, et al. A super-resolution design method for integration of OFDM radar and communication [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2016, 38(2): 425. DOI: 10.11999/JEIT150320
- [11] LIU Y, LIAO G, XU J, et al. Adaptive OFDM integrated radar and communications waveform design based on information theory[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(10): 2174
- [12] OZKAPTAN C D, EKICI E, ALTINTAS O. Demo: a software-defined OFDM radar for joint automotive radar and communication systems[C]// 2019 IEEE Vehicular Networking Conference. Los Angeles, CA: IEEE, 2020: 1
- [13] 胡廷舟, 谢锐, 刘俊, 等. LFM-MPSK 雷达通信一体化系统时频联合同步技术研究[J]. 信号处理, 2020, 36(10): 1687
HU Tingzhou, XIERui, LIU Jun, et al. Joint timing and frequency synchronization in LFM-MPSK based radar and communication integrated system [J]. Journal of Signal Processing, 2020, 36(10): 1687. DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2020.10.008
- [14] FAN Y, BAO J, ALJUMAILY M S, et al. Communications via frequency-modulated continuous-wave radar in millimeter wave band [C]// IEEE Global Communications Conference. Waikoloa, HI: IEEE, 2019: 1
- [15] 曾浩, 吉利霞, 李凤, 等. 16QAM-LFM 雷达通信一体化信号设计[J]. 通信学报, 2020, 41(3): 182
ZENG Hao, LI Lixia, LI Feng, et al. 16QAM-LFM waveform design for integrated radar and communication [J]. Journal on Communications, 2020, 41(3): 182. DOI: 10.11959/j.issn.1000-436x.2020050
- [16] 徐益初. S 型非线性调频脉冲信号的模糊函数和性能分析[J]. 现代雷达, 2001, 23: 39
XU Yichu. The fuzziness function and performance analysis of S-mode nonlinear Chirp[J]. Modern Radar, 2001, 23: 39. DOI: 10.16592/j.cnki.1004-7859.2001.s1.014
- [17] 陈文略, 王子羊. 三次样条插值在工程拟合中的应用[J]. 华中师范大学学报(自然科学版), 2004(4): 418
CHEN Wenlue, WANG Ziyang. The application of cubic splines interpolation in the project fitting [J]. Journal of Central China Normal University(Natural Science), 2004(4): 418. DOI: 10.19603/j.cnki.1000-1190.2004.04.006
- [18] 姜孟超, 廖桂生, 杨志伟, 等. 一种 NLFM-CPM 雷达通信一体化信号设计[J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(1): 35
JIANG Mengchao, LIAO Gguisheng, YANG Zhiwei, et al. Signal design for integrated radar and communication based on NLFM-CPM [J]. System Engineering and Electronics, 2019, 41(1): 35. DOI: 10.3969/j.issn.1001-506X.2019.01.06
- [19] 乔世范, 谭晶仁, 王刚, 等. 盾构刀具整体磨损状态识别研究[J]. 哈尔滨工业大学学报, 2023, 55(5): 39
QIAO Shifan, TAN Jingren, WANG Gang, et al. Overall wear state recognition of shield cutters [J]. Journal of Harbin Institute of Technology, 2023, 55(5): 39. DOI: 10.11918/202203069
- [20] 徐林涛. 基于改进自然梯度算法的盲源分离研究[D]. 湘潭: 湘潭大学, 2019
XU Lintao. Blind source separation based on improved natural gradient algorithm [D]. Xiangtan: Xiangtan University, 2019. DOI: 10.27426/d.cnki.gxtdu.2019.000660

(编辑 刘 彤)