

文章编号: 2095-4980(2024)04-0394-11

一种幅相联合调制雷达波形设计与处理方法

赵铁华, 吴其华*, 赵 锋, 刘晓斌, 徐志明, 肖顺平

(国防科技大学 电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室, 湖南 长沙 410073)

摘 要: 随着脉内特征识别、信号分选等电子侦察技术的发展, 雷达波形设计正面临严峻的挑战。幅度调制作为一种新型脉冲调制方式, 能够增加信号时域的复杂性, 提升波形的反识别能力。本文提出一种幅相联合编码雷达波形, 通过幅度相位联合调制提升雷达波形的复杂度, 具有良好的反侦察潜力; 利用幅度上的稀疏采样特点, 提出匹配滤波与压缩感知相结合的回波信号处理方法处理此信号, 有效提升低信噪比条件下的检测概率。最后通过仿真实验证明了所提幅相联合调制雷达波形设计与处理方法的有效性。

关键词: 雷达波形设计; 幅相联合调制; 压缩感知; 正交匹配追踪

中图分类号: TN914.42

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2022146

Radar waveform design and processing using joint amplitude-phase modulation

ZHAO Tiehua, WU Qihua*, ZHAO Feng, LIU Xiaobin, XU Zhiming, XIAO Shunping

(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environment Effects on Electronics and Information System,
National University of Defense Technology, Changsha Hunan 410073, China)

Abstract: Radar waveform design is facing severe challenges with the development of electronic reconnaissance technology such as intra-pulse feature recognition and signal deinterleaving. Amplitude modulation can improve the anti-identification ability of the waveform by increasing the signal complexity in time domain, which is a newly developing modulation method. A novel radar waveform with joint amplitude-phase coding modulation is proposed in this paper. It improves the complexity of radar waveform through Amplitude-Phase Joint Modulation(APJM), which is promising in anti-reconnaissance. In addition, regarding the processing of this signal, an echo signal processing method combining matched filtering and Compressed Sensing(CS) is proposed, which uses the sparse sampling characteristics of amplitude. The proposed signal processing method effectively improves the detection probability under the condition of a low Signal-to-Noise Ratio(SNR). In the end, simulation results show the effectiveness of the proposed waveform design and processing method of the joint amplitude-phase modulation radar waveform.

Keywords: radar waveform design; Amplitude-Phase Joint Modulation; Compressed Sensing; Orthogonal Matching Pursuit(OMP)

随着以电子侦察技术为代表的雷达对抗技术的迅猛发展, 当前雷达探测系统面临严峻的挑战。线性调频信号、相位编码(Phase Code Modulation, PCM)信号、步进频信号等经典信号的特性已被广泛研究, 敌方电子侦察系统能够轻易获取脉内脉间信号参数进而施以干扰^[1-5]。因此, 设计出调制样式复杂、具有良好反侦察性能的雷达波形是当前雷达反侦察、抗干扰的迫切需求。

编码调制信号的特性随编码序列类型的变化而发生改变, 其信号样式灵活多变。现有关于脉冲编码波形的研究集中于相位编码^[6]和频率编码^[7], 关于信号幅度编码调制研究较为有限。从本质上说, 文献[8]中提出的间歇采样转发干扰技术, 文献[9]中提出的辐射式仿真中信号间歇收发技术, 文献[10]中提出的非均匀间歇采样雷

收稿日期: 2022-07-31; 修回日期: 2022-09-01

基金项目: 国防科技大学科研计划资助项目(ZK22-46); 湖南省自然科学基金资助项目(2022JJ40561); 国家自然科学基金资助项目(61890541; 61890542; 62071475)

*通信作者: 吴其华 email:stevewoo1990@outlook.com

达信号成像技术等都可以归为信号幅度编码调制的范畴。幅度编码作为一种新型的信号调制样式，通过设计编码序列进行时域上的幅度调制，能够增加信号在时域上的复杂度，破坏原有信号在时域上的脉内脉间特征，具有良好的反侦察潜力。PCM 信号作为一种大时宽-带宽积信号，具有距离分辨力高、编码类型复杂多变等优点。因此本文将这 2 个维度的调制方式相结合，提出一种幅度-相位联合调制(APJM)信号，设计一种具备良好反侦察潜力的雷达波形。

由于幅度调制会带来发射信号能量上的损失，采用经典的匹配滤波方法对幅相联合调制信号进行回波信号处理时，检测性能必然会出现一定程度的下降。为解决这一问题，本文提出了一种匹配滤波与压缩感知(CS)重构相结合的回波信号处理方法。由 Donoho、Candés 等提出的压缩感知理论表明，如果原始信号在某个域上是稀疏的，则可以利用稀疏观测得到的数据准确地重构原始信号^[11-13]。现有的正交匹配追踪算法(OMP)、贝叶斯稀疏学习(Sparse Bayes Learning, SBL)等算法可以实现压缩感知重构。其中 OMP 算法作为一种经典的贪婪算法，计算量小^[14]。本文以 OMP 算法为基础，针对雷达在多点目标探测中出现的观测矩阵失配的问题，依据匹配滤波结果对观测矩阵进行修正，在无先验信息的条件下提升了重构信号的准确性。

1 幅相联合调制雷达信号模型

1.1 幅度调制脉冲特性

幅相联合调制信号可表示为对 PCM 信号进行幅度编码调制，其构造示意图如图 1 所示。记 PCM 信号为 $u(t)$ ，幅度编码调制脉冲为 $p(t)$ ，则幅相联合调制信号 $x(t)$ 可表示为：

$$x(t) = p(t)u(t) \quad (1)$$

幅度编码调制脉冲的定义如下：设幅度编码调制脉冲的码元宽度为 τ_1 ，每个脉冲内包含 R 个编码的码元，调制脉冲的时宽为 T_0 ，即 $T_0 = R\tau_1$ 。则编码调制脉冲 $p(t)$ 表示为：

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau_1}\right) \otimes \sum_{r=1}^R \gamma_r \delta(t - (r-1)\tau_1) = \sum_{r=1}^R \gamma_r \text{rect}\left(\frac{t - (r-1)\tau_1}{\tau_1}\right) \quad (2)$$

式中： $\text{rect}(\cdot)$ 为窗函数； \otimes 表示卷积运算； γ_r 取值为 0 或 1， $\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_r, \dots, \gamma_R\}$ 构成一段脉冲内的幅度编码序列 Γ 。编码幅度调制占空比 D 定义为编码序列中非零码元与总码元的数量之比，设编码序列 Γ 中非零元素共 R_0 个，则 $D = R_0/R$ 。

对式(2)进行傅里叶变换，得到幅度编码调制脉冲在频域内的表达式为：

$$P(f) = \tau_1 \text{sinc}(\tau_1 f) \sum_{r=1}^R \gamma_r \exp(-j2\pi(r-1)\tau_1 f) \quad (3)$$

特别地，当 $f=0$ 时，有 $P_{\max}(f) = P(0) = \tau_1 R_0 = \tau_1 R D = T_0 D$ ，即频谱的峰值在 $f=0$ 时取得，且取值正比于占空比。

1.2 幅相联合调制信号特性

设每个脉冲内包含 Q 个相位编码的码元，每个码元的宽度为 τ_0 ，则脉冲时宽 $T_0 = Q\tau_0$ ，PCM 信号可表示为：

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{T_0}} \sum_{q=1}^Q \text{rect}\left(\frac{t - (q-1)\tau_0}{\tau_0}\right) \exp(j\pi a_q) \quad (4)$$

式中 a_q 为第 q 个码元对应的相位编码值，当采用二相编码时， a_q 的取值为 0 或 1。 $\{a_1, a_2, \dots, a_q, \dots, a_Q\}$ 构成一段脉冲的相位编码序列 A 。

对式(4)进行傅里叶变换，得 PCM 信号频域表达式为：

$$U(f) = \frac{\tau_0}{\sqrt{T_0}} \text{sinc}(\tau_0 f) \sum_{q=1}^Q \exp(-j2\pi(q-1)\tau_0 f + j\pi a_q) \quad (5)$$

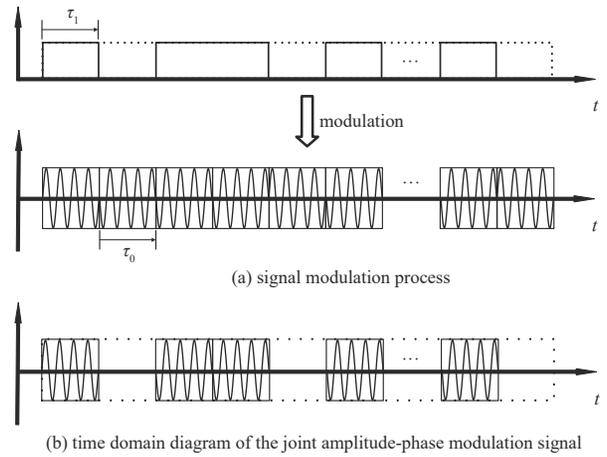


Fig.1 APJM signal
图 1 幅相联合调制信号

为完整保留 PCM 信号相位信息且便于分析, 令 $\tau_0 = k\tau_1$, ($k=1,2,3,\dots,n$)。结合式(3)和式(5)可知, 幅相联合调制信号的频域为:

$$X(f) = P(f) \otimes U(f) = \left[\tau_1 \operatorname{sinc}(\tau_1 f) \sum_{r=1}^R \gamma_r \exp(-j2\pi(r-1)\tau_1 f) \right] \otimes U(f) = \left[\tau_1 R_0 \delta(f) + \tau_1 \operatorname{sinc}(\tau_1 f) \sum_{r=1}^R \gamma_r \exp(-j2\pi(r-1)\tau_1 f) \Big|_{f \neq 0} \right] \otimes U(f) \quad (6)$$

特别地, 当 $f=0$ 时, $X_{\max}(f) = \tau_1 R_0 U(0) = T_0 D U(0)$, 即幅相联合调制信号的频谱峰值也在 $f=0$ 时取得, 且取值正比于占空比。当 $f \neq 0$ 时, 幅度编码调制脉冲对 PCM 信号频谱连续搬移。

进一步分析幅相联合调制信号的匹配滤波输出。根据匹配滤波在频域内的定义, 幅相联合调制信号的匹配滤波输出在频域的表达式为:

$$Y(f) = X(f) H^*(f) \quad (7)$$

式中 $H(f)$ 为参考信号, 此处 $H(f) = U(f)$, 上标 “*” 表示共轭运算。

将式(6)代入式(7), 得:

$$Y(f) = T_0 D U(0) U^*(0) + \tau_1 \operatorname{sinc}(\tau_1 f) \sum_{r=1}^R \gamma_r \exp(-j2\pi(r-1)\tau_1 f) \Big|_{f \neq 0} \otimes U(f) U^*(f) \quad (8)$$

对式(8)进行逆傅里叶变换, 得匹配滤波输出在时域的表达式为:

$$y(t) = F^{-1} \left[T_0 D U(0) U^*(0) + \tau_1 \operatorname{sinc}(\tau_1 f) \sum_{r=1}^R \gamma_r \exp(-j2\pi(r-1)\tau_1 f) \Big|_{f \neq 0} \otimes U(f) U^*(f) \right] = T_0 D u_{\text{match}}(t) + \tau_1 F^{-1} \left(\operatorname{sinc}(\tau_1 f) \sum_{r=1}^R \gamma_r \exp(-j2\pi(r-1)\tau_1 f) \Big|_{f \neq 0} \otimes U(f) U^*(f) \right) \quad (9)$$

式中 $u_{\text{match}}(t)$ 为完整 PCM 信号的匹配滤波输出峰值。

由式(9)可知, 幅相联合调制信号的匹配滤波输出峰值在 $f=0$ 时取得, 与完整 PCM 信号匹配滤波输出峰值相比, 仅幅度上存在与调制脉冲占空比呈正比的损失, 即目标位置处匹配滤波结果存在幅度为 D 的衰减。当占空比 $D=0.5$ 时, 匹配滤波峰值功率的衰减约为 6 dB, 在低信噪比条件下必然会影响到检测性能。因此需要设计新的回波处理方法, 弥补这种能量损失带来的检测性能下降问题。

1.3 幅度编码调制信号的反侦察优势

幅相联合调制信号通过幅度编码调制, 提高了 PCM 信号在时域上的复杂度, 具备一定的反侦察潜力。在雷达发射信号、信号传输和电子侦察系统截获信号的过程中, 常会出现一些随机性的间断现象。电子侦察系统会根据检测到的相邻 2 个脉冲 (a 和 b) 之间的间隔 Δt 来判断这 2 段脉冲信号是否属于同一个脉冲。通常设定一个脉冲后延保护时间 t_0 , 若 $\Delta t > t_0$, 则认为脉冲 a 和脉冲 b 分别为独立的脉冲^[15-17]。利用这一特点, 合理设置幅度编码的码元宽度 τ_1 和编码序列 Γ , 即可影响电子侦察系统的分选识别过程。

幅度编码调制信号对电子侦察系统诱骗误导过程如图 2 所示, 图 2(a) 中的蓝色色块表示未受幅度调制的原始信号, 图 2(b) 中的黑色矩形串表示发射的幅度编码调制信号。该示意图只考虑了电子侦察系统对单一到达方向 (Direction Of Arrival, DOA) 和一段到达时间 (Time Of Arrival, TOA) 内的脉冲流进行分选识别的过程。此处只关注电子侦察系统对脉冲宽度和脉冲重复间隔 (Pulse Repetition Interval, PRI) 的提取, 因此对发射信号取包络。设 $\tau_1 < t_0 < 2\tau_1$, 此时电子侦察系统测得多个小的脉宽 T_1 、 T_2 、 T_3 等, 如图 2(b) 中 3 种彩色色块所示, 错误地判断了当前脉冲数量; 此外电子侦察系统需通过高阶差分才可获取正确的 PRI, 表明本文所提的幅相联合调制信号具备误导敌方电子侦察系统、达到己方反侦察意图的潜力。

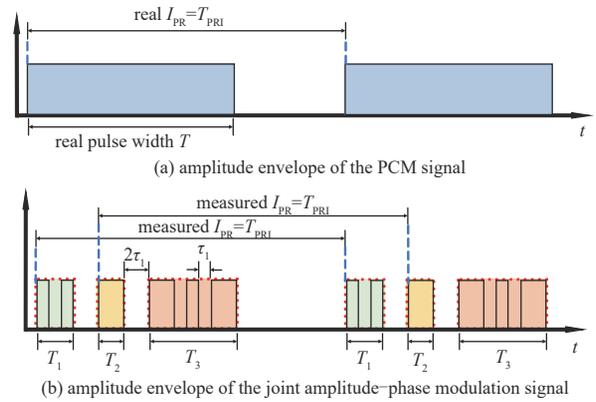


Fig.2 Schematic diagram of anti-reconnaissance effect
图 2 反侦察效果示意图

2 基于压缩感知的回波处理方法

幅相联合调制波形由于幅度调制带来的能量损失以及信号的部分失配，使传统匹配滤波处理检测性能下降。本文利用幅相联合调制波形在时域上的稀疏性特点，提出一种压缩感知重构与匹配滤波相结合的回波处理方法。

2.1 压缩感知基本原理

根据压缩感知原理^[11-13]可知，对于 n 维向量 \mathbf{y} ，若 \mathbf{y} 在某一个稀疏变换基 Ψ 下可分解为满足稀疏特性的向量 \mathbf{s} ，即 $\mathbf{y} = \Psi\mathbf{s}$ ，则利用稀疏观测结果 \mathbf{x} ，通过压缩感知方法对原始向量 \mathbf{y} 进行完全重构：

$$\mathbf{x} = \mathbf{P}\mathbf{y} = \mathbf{P}\Psi\mathbf{s} = \Phi\mathbf{s} \quad (10)$$

式中： \mathbf{P} 为稀疏观测矩阵； $\Phi = \mathbf{P}\Psi$ 为感知矩阵。

Candés 和 Tao 等在文献[18]中证明了稀疏观测矩阵 \mathbf{P} 须满足约束等距性条件(Restricted Isometry Property, RIP)，Baraniuk 在文献[19]中证明了稀疏观测矩阵 \mathbf{P} 和稀疏变换基 Ψ 不相关，可作为 RIP 条件的等价性条件。

通常将求解式(10)的过程转化为以下凸优化问题：

$$\hat{\mathbf{s}} = \min \|\mathbf{s}\|_1 \quad \text{s.t.} \quad \|\mathbf{x} - \Phi\mathbf{s}\|_2 \leq \varepsilon \quad (11)$$

式中： $\hat{\mathbf{s}}$ 为待重构的目标探测结果； ε 为噪声容限，通常 ε 设置得越小，重构的结果越准确，计算量也越大； $\|\cdot\|_1$ 为向量的 1 范数； $\|\cdot\|_2$ 为向量的 2 范数。

雷达目标相比于探测区域是稀疏的，因此 PCM 信号在匹配滤波域具有稀疏性。当幅度编码序列 L 采用伪随机序列时，由编码序列 L 构造的稀疏观测矩阵与稀疏变换基不相关。因此针对幅相联合调制信号的稀疏重构问题满足 RIP 条件，即本文提出的联合调制信号可基于压缩感知理论进行稀疏重构，获得目标探测结果。

2.2 构建稀疏重构模型

设雷达场景中共有 I 个目标，第 i 个目标与雷达之间的初始径向距离为 R_i ，第 i 个目标的回波强度记为 σ_i ，则雷达目标回波表示为：

$$\mathbf{x}_{\text{echo}}(t) = \sum_{i=1}^I \sigma_i x(t - t_{\text{echo}-i}) \quad (12)$$

式中： $t_{\text{echo}-i}$ 为第 i 个目标相对于发射脉冲的回波时延； $t_{\text{echo}-i} = 2R_i/c$ ， c 为电磁波的传播速度。

记多个目标点的总回波信号 \mathbf{x}_{echo} 对应的时宽为 T_{echo} ，易知 $T_{\text{echo}} > T_0$ 。此处考虑构造一个时宽为 T_{win} 的观测窗， $T_{\text{win}} > T_{\text{echo}} > T_0$ 。观测窗内对应的总采样点数为 N_{win} ， $N_{\text{win}} = T_{\text{win}}f_s$ ， f_s 为系统采样率。

观测窗内脉冲回波信号记为 \mathbf{x}_{win} ，则

$$\mathbf{x}_{\text{win}} = [\mathbf{x}_{\text{echo}}, \mathbf{0}_{N_1}]^T \quad (13)$$

式中： \mathbf{x}_{echo} 为回波 \mathbf{x}_{echo} 采样后对应的 $N_{\text{echo}} \times 1$ 维列向量； $N_{\text{echo}} = T_{\text{echo}}f_s$ ； $\mathbf{0}_{N_1}$ 为 $N_1 \times 1$ 维全零列向量， $N_1 = N_{\text{win}} - N_{\text{echo}}$ 。

从而得到信号稀疏重构模型：

$$\mathbf{x}_{\text{win}} = \hat{\Phi}\hat{\mathbf{s}} \quad (14)$$

式中 $\hat{\Phi} = \hat{\mathbf{P}}\hat{\Psi}$ 。以下分别构造稀疏变换基 $\hat{\Psi}$ 和稀疏观测矩阵 $\hat{\mathbf{P}}$ 。

2.2.1 构造稀疏变换基 $\hat{\Psi}$

PCM 信号的雷达目标回波在匹配滤波域具有稀疏特性，文献[20]针对 PCM 信号构造了匹配滤波变换基，构造方式如下：

1) 将回波信号 \mathbf{x}_{echo} 代入式(7)并进行离散采样，每个采样点满足：

$$X_{\text{echo}}(f) = (U^*(f))^{-1} Y(f) \quad (15)$$

式中 $U^*(f)$ 为参考信号，上标 “-1” 表示矩阵求逆运算。

2) 将参考信号 $U^*(f)$ 的采样点补零至 N_{win} ，并构造对角矩阵 U^*_{diag}

$$U^*_{\text{diag}} = \text{diag} \left\{ U^*(1), U^*(2), \dots, U^*(M_0), \mathbf{0}_{1 \times (N_{\text{win}} - M_0)} \right\} \quad (16)$$

式中 $M_0 = T f_s$ 。

3) 回波信号的稀疏变换基 $\hat{\Psi}$ 为:

$$\hat{\Psi} = F^{-1} U' F \tag{17}$$

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W_{N_{win}}^{-1} & W_{N_{win}}^{-2} & \dots & W_{N_{win}}^{-(N_{win}-1)} \\ & & \vdots & & \\ 1 & W_{N_{win}}^{-(N_{win}-1)} & W_{N_{win}}^{-(N_{win}-1)} & \dots & W_{N_{win}}^{-(N_{win}-1)(N_{win}-1)} \end{bmatrix} \tag{18}$$

式中: $U' = (U_{diag}^*)^{-1}$; $W_{N_{win}} = \exp(j2\pi/N_{win})$; F 为傅里叶变换矩阵。

2.2.2 构造观测矩阵 \hat{P}

根据式(1), 幅度-相位联合编码信号可看作是完整 PCM 信号 $u(t)$ 受幅度调制序列 $p(t)$ 的调制, 等效于在 R 个幅度编码码元中保留 R_0 个码元 ($R_0 < R$), 其余码元置零。依据这一离散特性, 由每一段脉冲的幅度编码序列 Γ 可以构建一种特殊的稀疏观测矩阵 P , 构造过程如图 3 所示, 图 3 中 I 和 0 分别对应单位矩阵和零矩阵。对角矩阵 P 表示为:

$$P = \begin{bmatrix} I_K & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & I_K & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_K & \dots & 0 \\ & & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & I_K \end{bmatrix}_{R \times R} \tag{19}$$

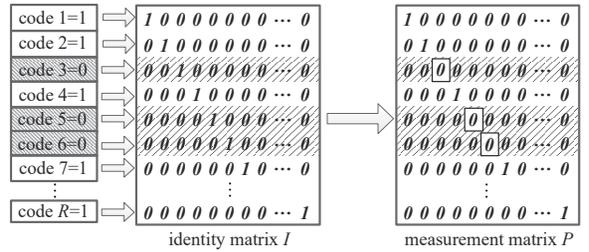


Fig.3 Process of constructing measurement matrix
图3 观测矩阵构造过程示意图

式中: I_K 为 $K \times K$ 的单位矩阵, K 表示一个幅度编码码元内的信号采样数目, $K = f_s \tau_1$; 0 为 $K \times K$ 的零矩阵。对角矩阵 P 中包含 R_0 个单位矩阵 I_K 。记观测矩阵 P 的维度为 $M_0 \times M_0$, 可知 $M_0 = KR = f_s \tau_1 R = f_s \tau_0 Q$ 。

进一步利用观测矩阵 P 构建分块对角矩阵 \hat{P} :

$$\hat{P} = \text{diag}\{P, I_{N_2}\} \tag{20}$$

式中 $N_2 = N_{win} - M_0$ 。

2.3 重构算法流程

采用的 OMP 重构算法具体步骤如下, 其中稀疏度 L 根据实际目标情况而定。

输入: 观测信号 x_{win} , 感知矩阵 $\hat{\Phi}$, 稀疏度 L ;

输出: 目标稀疏重构结果 \hat{s} ;

步骤 1: 初始化循环计数 $l=0$, 初始化残差向量 $r_0 = x_{win}$, 索引集 $A_0 = \emptyset$, 重构系数向量的散射系数 $\Omega_l = 0$ 。

步骤 2: 令 $l=l+1$;

步骤 3: 求解 $p = \arg \max \left[\text{abs} \left(\left(\hat{\Phi} \right)_p^H r_{l-1} \right) \right]$, 其中 $(\hat{\Phi})_p$ 表示感知矩阵 $\hat{\Phi}$ 的第 p 列, 更新索引集 $A_l = A_{l-1} \cup \{p\}$;

步骤 4: 更新 $\hat{s} = \Omega_l$, 其中 \hat{s} 的非零元素的位置由索引集 A_l 中的索引得到, 相应的散射系数 $\Omega_l = \left[\left(\hat{\Phi}_{A_l} \right)^H \hat{\Phi}_{A_l} \right]^{-1} \times \left(\hat{\Phi}_{A_l} \right)^H x_{win}$, 其中 $\hat{\Phi}_{A_l}$ 为 $\hat{\Phi}$ 中由 A_l 索引得到的列构成的矩阵。

步骤 5: 更新残差矩阵 $r_l = x_{win} - \hat{\Phi} \hat{s}$;

步骤 6: 如果 $l=L$, 结束循环, 并输出目标稀疏重构结果 \hat{s} , 否则, 返回步骤 2。

需要注意的是, 在实际雷达探测中, 通常设置的稀疏度 L 要大于实际目标数量。为获取更为准确的目标数量信息, 还需要利用重构所得的稀疏信号 \hat{s} 得到重构的时域回波信号 x_{rec} , $x_{rec} = \hat{\Psi} \hat{s}$, 并对 x_{rec} 进行匹配滤波处理, 利用恒虚警概率 (Constant False Alarm Rate, CFAR) 检测判断目标。

2.4 稀疏重构模型修正方法

按照 OMP 算法流程可实现回波的稀疏重构，但当观测窗内目标数多于 1 时， $T_{\text{echo}} > T_0$ ，信号回波包络对应的实际编码调制序列 $\Gamma' \neq \Gamma$ 。此时稀疏观测矩阵 \hat{P} 并不能有效表征实际回波信号与理论上的完整 PCM 回波信号之间的稀疏观测关系，稀疏重构结果达不到最优解。

本文提出一种观测矩阵修正方法，使修正后的第 i 个稀疏观测矩阵 \hat{P}'_i 与回波信号 \mathbf{x}_{win} 中第 i 个目标回波相匹配。设已知第 i 个目标相对于距离观测窗的回波时延 $t_{\text{win}-i}$ ，则修正后的稀疏观测矩阵 \hat{P}'_i 为：

$$\hat{P}'_i = \text{diag} \{ \mathbf{I}_{N_1}, \mathbf{P}, \mathbf{I}_{N_3} \} \tag{21}$$

式中： $N_1 = t_{\text{win}-i} f_s$ ； $N_3 = N_{\text{win}} - M_0 - N_1$ 。

根据压缩感知原理与匹配滤波理论可知，修正后的稀疏观测矩阵 \hat{P}'_i 与第 i 个目标回波完全匹配，获得最优值，记其峰值幅度为 $\hat{o}_{\text{win}-i}$ 。此时根据稀疏观测值可实现对第 i 个目标的完全重构，即理论上 $\hat{o}_{\text{win}-i}$ 满足关系：

$$o_{\text{win}-i} < \frac{o_{\text{win}-i}}{D} = \hat{o}_{\text{win}-i} \approx \hat{o}_{\text{win}-i} \tag{22}$$

式中： $\hat{o}_{\text{win}-i}$ 为 $u_{\text{match}}(t)$ 中对应的第 i 个目标的幅度； $o_{\text{win}-i}$ 为 $y(t)$ 中对应的第 i 个目标的幅度； D 为幅度编码调制的占空比 ($D < 1$)。

设回波信号匹配滤波后，通过恒虚警概率检测器得到 I' 个测量目标，记这 I' 个测量目标中第 i' 个目标相对于距离观测窗的时延与峰值幅度分别为 $t'_{\text{win}-i'}$ 和 $o'_{\text{win}-i'}$ 。由于实际目标相对于距离观测窗的回波时延未知，在此令 $t'_{\text{win}-i'} = \hat{t}_{\text{win}-i}$ ，即用匹配滤波后的稀疏测量结果作为真实目标位置的估计，从而完成对观测矩阵 \hat{P} 的修正。

2.5 幅相联合调制雷达波形处理流程

根据以上步骤，幅相联合调制信号处理流程如图 4 所示。雷达发射幅相联合调制信号并接收回波信号，分别对回波信号进行匹配滤波与 CFAR 检测，得到直接匹配滤波处理的目标测量结果；利用雷达发射信号和回波信号包含的信息构建稀疏重构模型，然后利用 OMP 算法进行回波信号重构；在重构的过程中，利用直接匹配滤波得到的目标测量结果对观测矩阵进行补偿，优化稀疏重构模型；最后利用修正后的 OMP 重构结果和直接匹配滤波输出结果进行联合判断，输出回波处理结果。

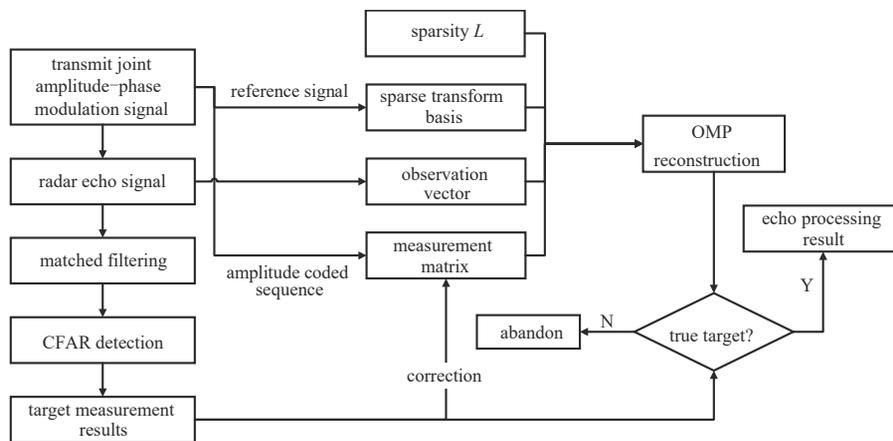


Fig.4 Flow of signal processing
图4 信号处理流程图

3 仿真实验

3.1 仿真场景与参数设置

设置 1 个 P 波段脉冲体制窄带雷达进行仿真实验。雷达工作频率 f_w 为 280 MHz，天线增益 $G=30$ dB，系统损耗 $\beta=10$ dB，脉冲重复频率 $f_{\text{PRF}}=10$ kHz，峰值功率 $P_{\text{peak}}=1$ MW；设置 3 个静止点目标，它们在同一方位向，与雷达之间的距离 $R_1=200\ 200$ m， $R_2=200\ 600$ m， $R_3=201\ 200$ m；目标散射截面积 $\sigma=100$ m²，距离观测窗范围 R_{win} 设置为 200 000~202 000 m；采用单元平均(Cell Averaging, CA)-CFAR 检测，虚警概率 $P_{\text{fa}}=10^{-6}$ 。

设置 2 组幅相联合调制信号，仅幅度编码序列是不相同的。具体参数如下：幅度编码序列采用伪随机序列，

码元宽度分别设置为 $\tau_1=0.1 \mu\text{s}$ 和 $\tau_1=0.2 \mu\text{s}$, 占空比 $D=0.5$ 。PCM 信号采用 127 位二相编码 M 序列, 码元宽度 $\tau_0=0.2 \mu\text{s}$ 。信号中心频率 $f_0=280 \text{ MHz}$, 采样率 $f_s=300 \text{ MHz}$ 。基带信号时域仿真结果如图 5 所示, 从图中可以看出, 相位编码信号受到 0~1 幅度调制。

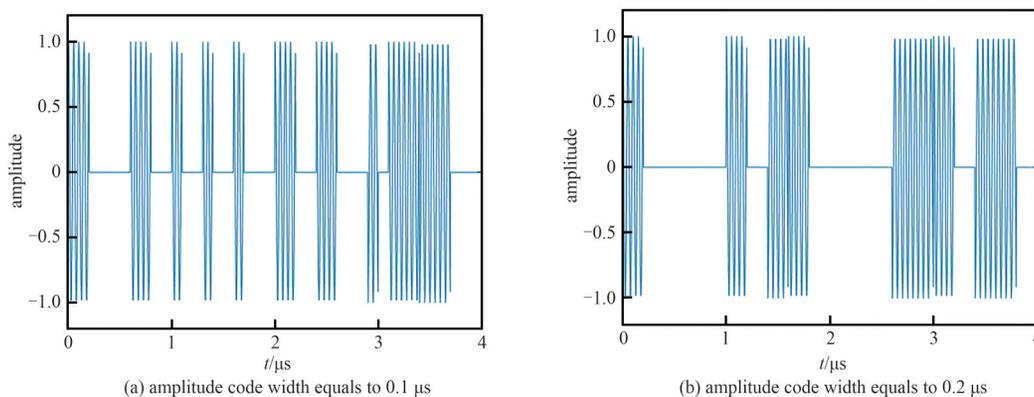


Fig.5 Time domain of joint amplitude-phase modulation signal
图 5 幅相联合调制信号时域

3.2 仿真结果分析

3.2.1 匹配滤波输出与 CS 重构结果对比

接收机回波信噪比设为 0 dB, 稀疏度 L 设为 10, 幅度编码码元宽度分别设置为 $0.1 \mu\text{s}$ 和 $0.2 \mu\text{s}$, 其余信号参数与 3.1 节中保持一致, 仿真实验结果见图 6 和图 7。对比图 6 与图 7, 其结果基本相同, 因此重点对幅度编码码元宽度 $0.1 \mu\text{s}$ 下的仿真结果进行分析。从图 6(a)~(c) 中可以看出, 3 个目标在距离观测窗内的相对位置与实际位置基本一致, 且满足目标检测条件。对比图 6(a)、6(b) 可以发现, 幅相联合调制信号匹配滤波输出的目标幅值约为完整 PCM 信号对应的目标幅值的一半, 而旁瓣强度基本相同, 即幅度调制后峰值旁瓣比下降, 检测性能下降, 与理论分析结果一致。仿真实验表明, 本文所提出的信号处理方法能够成功对幅相联合编码信号回波中的 3 个目标进行重构。

图 6(c) 表明, 直接采用 CS 重构得到的目标幅值也为图 6(a) 中对应目标幅值的一半, 且产生了虚假目标。由前文分析可知, 这是由于观测矩阵与观测信号失配, 并未对真实目标实现完全重构。图 6(d) 和 6(e) 分别为以 200 m 对应的回波时延和 600 m 对应的回波时延修正观测矩阵后的 CS 重构结果。对比图 6(c) 和 6(d) 可以发现, 第 1 个目标修正后的主瓣幅值升高为原有幅值的 2 倍, 对比图 6(b) 和 6(d), 修正后目标峰值旁瓣比明显高于直接匹配滤波的结果。图 6(e) 的结果与图 6(d) 近似相同。图 6(f) 为以 1 845 m 处目标对应的回波时延修正观测矩阵后的 CS 重构结果, 可以发现, 1 845 m 处左右一个距离分辨单元内无目标, 表明图 6(c) 中 1 845 m 处的目标为虚假目标, 这与实际仿真场景设置相符。由此发现, 相比于直接匹配滤波处理, 以匹配滤波结果中真实目标对应的回波时延修正观测矩阵后, 目标的幅值大大提高, 基本补偿了幅度调制带来的损失; 以匹配滤波结果中虚假目标对应的回波时延修正观测矩阵后, 在虚假目标处 CS 重构同样没有目标。这便于对重构结果进行二次判断, 提升重构结果的准确性。

对比图 6(a) 与图 7(a) 可以发现, 幅度编码码元宽度为 $0.2 \mu\text{s}$ 时, 对应的目标匹配滤波输出峰值略低, 表明当幅度编码码元宽度增大时, 由编码调制带来的检测性能损失也提高了。此外, 对比图 7(c) 和 7(f) 可以发现, 1 233.75 m 处对应的回波时延修正观测矩阵后, CS 重构结果在 1 233 m 处不再存有目标, 仅存在 1 200 m 处的真实目标。其余仿真结果图 6 与图 7 所得结论均一致。

3.2.2 不同信噪比下的处理结果

对不同信噪比下的回波处理性能进行分析。稀疏度 L 设为 10, 接收机回波信噪比在 $-5 \text{ dB} \sim 10 \text{ dB}$ 范围内变化, 每一信噪比下开展 200 次蒙特卡洛仿真实验。幅度编码码元宽度分别设为 $0.1 \mu\text{s}$ 和 $0.2 \mu\text{s}$, 其余信号参数与 3.1 节中保持一致, 仿真实验结果见图 8 和图 9。对比图 8 与图 9 不难发现, 其结果基本相同, 因此重点对幅度编码码元宽度为 $0.1 \mu\text{s}$ 下的仿真结果进行分析。不同信噪比下, 3 种信号处理方式的平均过门限目标数和平均真实目标数如图 8(a) 和 8(b) 所示。图 8(a) 表明, 在相同 CFAR 检测虚警概率和接收机信噪比下, 幅相联合调制信号修正后的 CS 重构结果所产生的虚假目标数总小于直接匹配滤波处理后的虚假目标数, 且信噪比越低, 这一差距越大。图 8(b) 表明, 在相同 CFAR 检测虚警概率和接收机信噪比下, 幅相联合调制信号直接匹配滤波的结果基本可

以包含所有真实目标，而幅相联合调制信号修正后的 CS 重构结果在低信噪比时则略差。综上所述，在低信噪比条件下，相比于直接匹配滤波处理，本文所提的修正后的 CS 重构算法对幅相联合调制信号进行处理，可显著减少虚假目标数量，其代价是漏检概率略有上升，但总体上提高了目标检测的准确率。

以上仿真实验表明，本文所提的信号处理方法能够对回波中的 3 个目标进行有效重构，并在对观测矩阵进行修正后，相比直接匹配滤波处理，目标的幅值逼近完整 PCM 信号匹配滤波处理幅值，基本补偿了幅度调制带来的损失。由仿真结果可知，在低信噪比条件下，采用本文所提的修正后的 CS 重构算法对幅相联合调制信号进行处理，可显著减少虚假目标数量，提高目标检测性能。

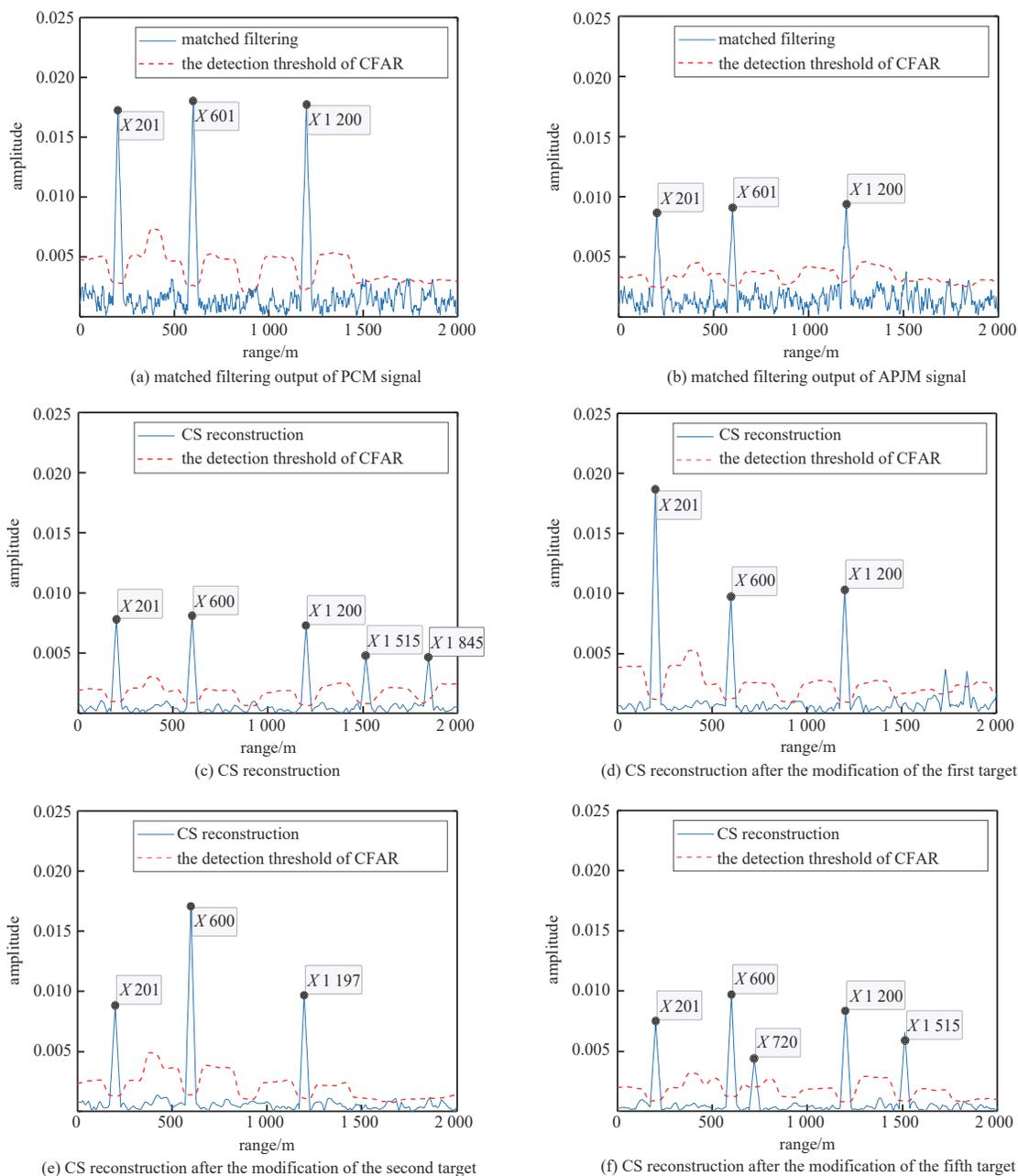


Fig.6 Simulation results with amplitude code width equaling to 0.1 μ s

图 6 幅度编码码元宽度 0.1 μ s 下的仿真结果

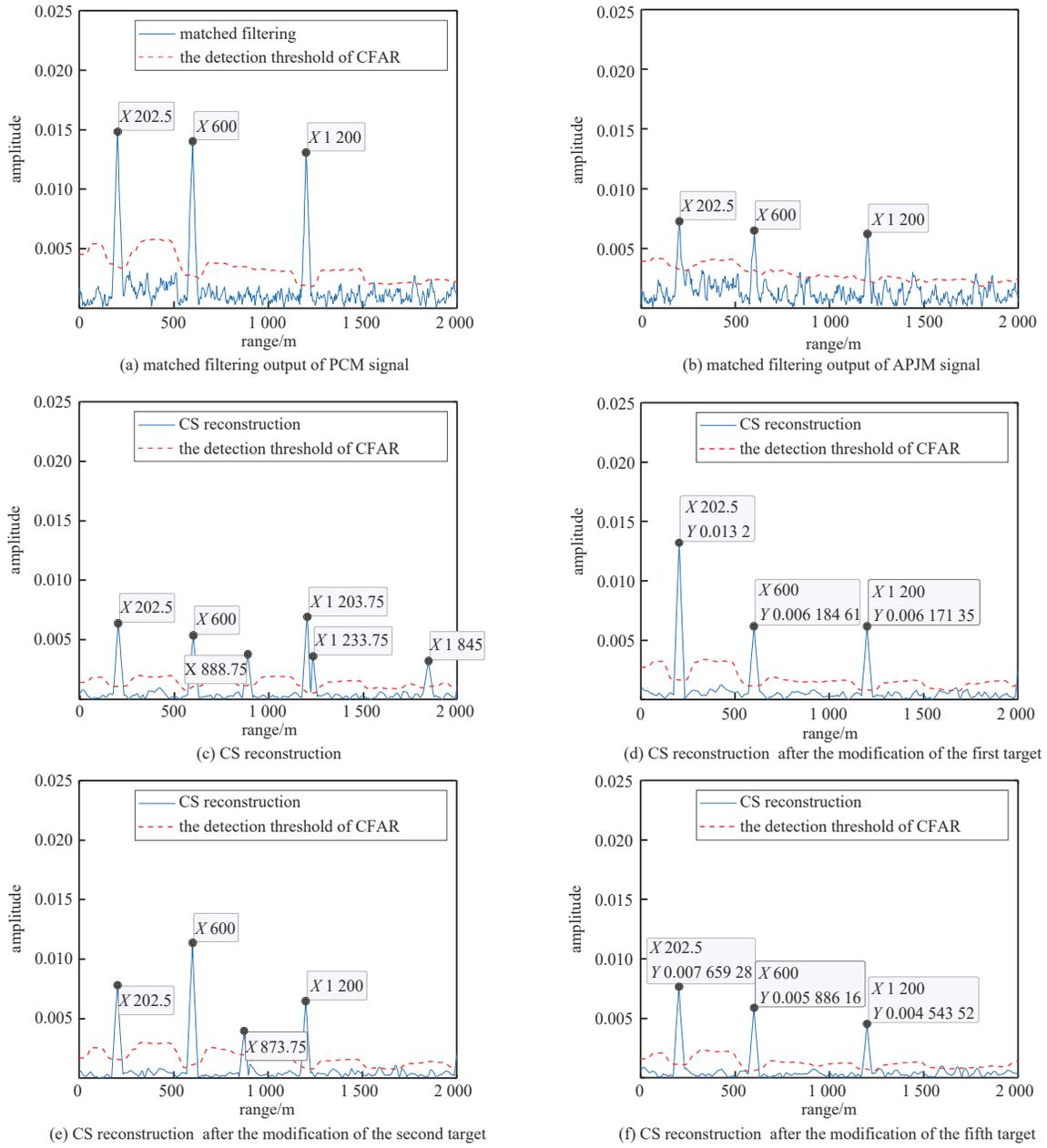


Fig.7 Simulation results with amplitude code width equaling to 0.2 μ s

图 7 幅度编码码元宽度 0.2 μ s 下的仿真结果

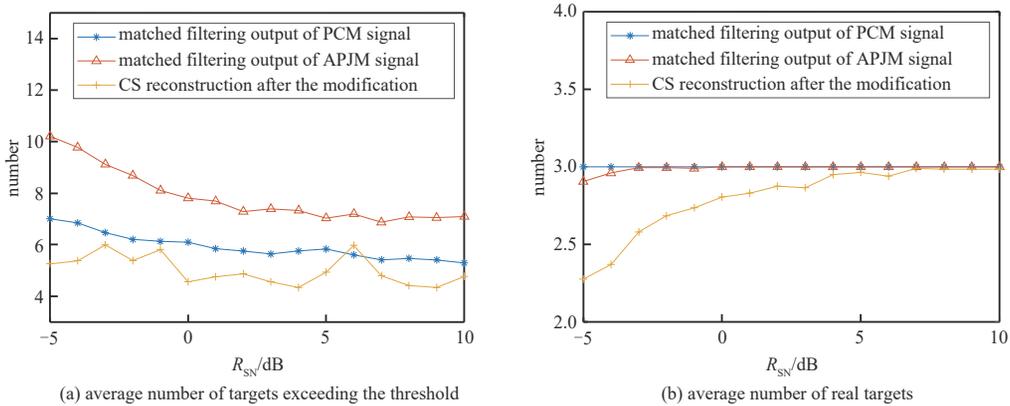


Fig.8 Monte Carlo simulation results under different SNRs (amplitude code width equals to 0.1 μ s)

图 8 不同信噪比下蒙特卡洛仿真结果(幅度编码码元宽度 0.1 μ s)

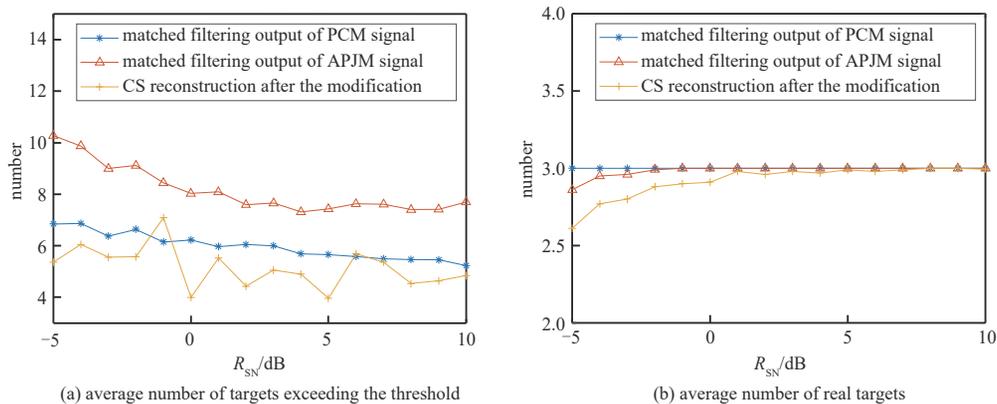


Fig.9 Monte Carlo simulation results under different SNRs(amplitude code width equals to 0.2 μ s)
图9 不同信噪比下蒙特卡洛仿真结果(幅度编码码元宽度 0.2 μ s)

4 结论

本文设计了一种幅度-相位联合编码调制波形，通过幅度相位联合调制提升了雷达波形的复杂度，从而提高了雷达波形的反侦察潜力。此外，提出了一种匹配滤波与压缩感知重构相结合的回波处理方法，利用匹配滤波结果对观测矩阵进行补偿，有效提高了目标重构的准确性。仿真结果表明，相比于直接匹配滤波处理，本文所提方法能够在低信噪比条件下提高目标重构的准确率，降低幅度调制带来的能量损失对信号探测性能的影响。但同时需要指出的是，本文所提方法基于压缩感知重构原理，其计算量相比于直接匹配滤波大幅上升，进一步提升重构算法的计算效率是未来的一个重点研究内容。此外，本文目前仅对幅相联合调制波形的反侦察能力进行了初步分析，未来将结合当前广泛使用的典型侦察分选算法，进一步深入研究该信号在反侦察方面的价值，拓展本文所设计波形的应用前景。

参考文献：

- [1] DUAN Yu, WANG Jinzhen, SU Shaoying, et al. Detection of LFM signals in low SNR based on STFT and wavelet denoising[C]// 2014 International Conference on Audio, Language and Image Processing. Shanghai, China: IEEE, 2014: 921-925. doi:10.1109/ICALIP.2014.7009929.
- [2] 潘继飞, 沈爱国. 基于Wigner-Ville分布的LFM信号瞬时频率提取技术研究[J]. 中国电子科学研究院学报, 2014, 9(5): 480-485. (PAN Jifei, SHEN Aiguo. A study on LFM signal's instant frequency extraction based on Wigner-Ville distribution[J]. Journal of CAEIT, 2014, 9(5): 480-485.) doi:10.3969/j.issn.1673-5692.2014.05.008.
- [3] SWAMI A, SADLER B M. Hierarchical digital modulation classification using cumulants[J]. IEEE Transactions on Communications, 2000, 48(3): 416-429. doi:10.1109/26.837045.
- [4] 沈辉. 基于谱相关理论的信号识别算法[J]. 舰船电子对抗, 2007, 30(1): 84-87. (SHEN Hui. Signal recognition algorithm based on spectral correlation theory[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2007, 30(1): 84-87.) doi:10.3969/j.issn.1673-9167.2007.01.022.
- [5] 庞进寿. 步进频率雷达信号参数估计与识别方法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2019. (PANG Jinshou. Research on parameter estimation and recognition methods of step frequency radar signal[D]. Chengdu, China: University of Electronic Science and Technology, 2019.) doi:10.27005/d.cnki.gdzku.2019.000109.
- [6] 王嵩乔, 许蕴山, 郝志梅. 正交混沌二相编码OFDM雷达信号[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2019, 17(1): 74-78. (WANG Songqiao, XU Yunshan, HAO Zhimei. Orthogonal chaotic binary phase coded OFDM radar signals[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2019, 17(1): 74-78.) doi:10.11805/TKYDA201901.0074.
- [7] 杨进, 邱兆坤, 黎湘, 等. 一种基于混沌序列的随机离散频率编码信号[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(11): 2702-2708. (YANG Jin, QIU Zhaokun, LI Xiang, et al. Random discrete frequency coding signal based on chaotic series[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(11): 2702-2708.) doi:10.3724/SP.J.1146.2011.00281.
- [8] 王雪松, 刘建成, 张文明, 等. 间歇采样转发干扰的数学原理[J]. 中国科学E辑: 信息科学, 2006, 36(8): 891-901. (WANG Xuesong, LIU Jiancheng, ZHANG Wenming, et al. Mathematic principles of Interrupted-Sampling Repeater Jamming(ISRJ). Science in China(Series F: Information Sciences), 2006, 36(8): 891-901.) doi:10.3321/j.issn:1006-9275.2006.08.007.
- [9] LIU Xiaobin, LIU Jin, ZHAO Feng, et al. A novel strategy for pulse radar HRRP reconstruction based on randomly interrupted transmitting and receiving in radio frequency simulation[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2018, 66(5): 2569-

2580. doi:10.1109/TAP.2018.2814202.
- [10] WU Qihua, LIU Xiaobin, LIU Jin, et al. A radar imaging method using nonperiodic interrupted sampling linear frequency modulation signal[J]. IEEE Sensors Journal, 2018,18(20):8294–8302. doi:10.1109/JSEN.2018.2865531.
- [11] DONOHO D L. Compressed sensing[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006,52(4):1289–1306. doi:10.1109/TIT.2006.871582.
- [12] CANDLES E J, ROMBERG J, TAO T. Robust uncertainty principles: exact signal reconstruction from highly incomplete frequency information[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006,52(2):489–509. doi:10.1109/TIT.2005.862083.
- [13] CANDLES E J, WAKIN M B. An introduction to compressive sampling[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2008,25(2):21–30. doi:10.1109/MSP.2007.914731.
- [14] TROPP J A, GILBERT A C, STRAUSS M J. Algorithms for simultaneous sparse approximation. Part I: Greedy pursuit[J]. Signal Processing, 2006,86(3):572–588. doi:10.1016/j.sigpro.2005.05.030.
- [15] 何明浩. 雷达对抗信息处理[M]. 北京:清华大学出版社, 2010. (HE Minghao. Radar countermeasure information processing [M]. Beijing:Tsinghua University Press, 2010.)
- [16] PACE P E. 低截获概率雷达的检测与分类[M]. 2版. 北京:国防工业出版社, 2012. (PACE P E. Detection and classification of low probability of intercept radar[M]. 2nd ed. Beijing:National Defense Industry Press, 2012.)
- [17] 冒燕,何明浩,朱元清. 基于PRI参数的雷达信号抗分选分析[J]. 微计算机信息, 2006(4):260–261. (MAO Yan, HE Minghao, ZHU Yuanqing. Analysis of radar signal counter-deinterleaving based on PRI parameter[J]. Microcomputer Information, 2006 (4):260–261.) doi:10.3969/j.issn.1008–0570.2006.04.095.
- [18] CANDLES E J, TAO T. Decoding by linear programming[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2005,59(8):4203–4215. doi:10.1109/TIT.2005.858979.
- [19] BARANIUK R G. Compressive sensing[lecture notes][J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007,24(4):118–121. doi:10.1109/MSP.2007.4286571.
- [20] 谢艾伦,刘晓斌,赵锋,等. 辐射式仿真中PCM信号间歇收发回波重构方法[J]. 系统工程与电子技术, 2022,44(3):771–776. (XIE Ailun, LIU Xiaobin, ZHAO Feng, et al. Reconstruction method of PCM signal intermittent transmitting and receiving echo in radiation simulation[J]. Systems Engineering and Electronics, 2022,44(3):771–776.) doi:10.12305/j.issn.1001–506X.2022.03.08.

作者简介:

赵铁华(1997–), 男, 在读博士研究生, 主要研究方向为雷达抗干扰、雷达波形设计. email: zhaotiehua16@nudt.edu.cn.

吴其华(1990–), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为成像雷达对抗、雷达电子战建模与仿真评估.

赵锋(1978–), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向为雷达信号处理、雷达电子战建模与仿真评估.

刘晓斌(1990–), 男, 博士, 讲师, 主要研究方向为雷达信号处理、雷达电子战建模与仿真评估.

徐志明(1995–), 男, 在读博士研究生, 主要研究方向为雷达目标特征提取与识别、双基地雷达探测.

肖顺平(1964–), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为雷达极化信息处理、雷达电子战建模与仿真评估.