

基于MWC压缩采样宽带接收机的雷达信号脉内调制识别

陈涛 柳立志 郭立民*

(哈尔滨工程大学信息与通信工程学院 哈尔滨 150001)

摘要: 针对传统宽带数字接收机在接收宽带雷达信号时产生的跨信道问题, 以及低截获概率(LPI)雷达信号脉内调制盲识别问题, 该文提出一种基于调制宽带转换器(MWC)离散压缩采样的新型宽带数字接收机结构对宽带雷达信号进行截获和识别。该结构采用伪随机序列将接收信号混频至基带和其他子带内, 经低通滤波、降速采样获得基带压缩采样信号, 解决了跨信道信号问题; 又提出一种基于短时傅里叶变换(STFT)和频谱能量聚焦率检验的识别算法。首先检验 STFT 频谱带宽并进行调相和调频信号粗识别, 然后检验压缩采样信号频谱能量聚焦率并进行具体的信号脉内调制识别。仿真结果证明了该新型接收机结构和该识别算法在低信噪比下的有效性。

关键词: 信号处理; 宽带数字接收机; 调制宽带转换器; 压缩采样; 脉内调制识别

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)04-0867-08

DOI: 10.11999/JEIT170612

Intra-pulse Modulation Recognition of Radar Signals Based on MWC Compressed Sampling Wideband Receiver

CHEN Tao LIU Lizhi GUO Limin

(College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: To solve the cross-channel signal problem when receiving wideband radar signals with the conventional wideband digital receiver, and the blind intra-pulse modulation recognition problem for Low Probability of Intercept (LPI) radar signals, a new wideband digital receiver based on the Modulated Wideband Converter (MWC) discrete compressed sampling structure is proposed to intercept and recognize the wideband radar signals. The proposed structure uses the pseudo-random sequences to mix the received signals to baseband and other sub-bands, the mixed signals are then low-pass filtered and down-sampled to get the baseband compressed sampling data, which could solve the cross-channel signal problem flexibly. Furthermore, a recognition method based on the Short-Time Fourier Transform (STFT) and the spectrum energy focusing rate test is proposed. Firstly, the STFT spectrum bandwidth is tested to distinguish phase modulation signals and frequency modulation signals recognition roughly. Then, the spectrum energy focusing rate of the compressed sampling data is tested to recognize the intra-pulse modulation type specifically. Finally, simulation results validate the efficiencies of the proposed receiver and the proposed recognition method in low Signal-to-Noise Ratios (SNR).

Key words: Signal processing; Wideband digital receiver; Modulated Wideband Converter (MWC); Compressed sampling; Intra-pulse modulation recognition

1 引言

随着电子侦察面临的电磁环境越发复杂及不断升级^[1,2], 雷达为了提高自己的战场生存能力, 普遍采用抗干扰、高分辨的低截获概率(Low Probability of Intercept, LPI)雷达信号^[3,4], 这对目前电子侦察

系统采用的信道化宽带数字接收机提出了挑战^[5,6], 其在接收宽带雷达信号时会产生跨信道问题, 增加了后续信号检测与识别的难度^[7]。

针对上述问题, 压缩采样理论^[8,9]给出了新的解决方法。文献[10]提出基于压缩采样的调制宽带转换器(Modulated Wideband Converter, MWC)结构可对频域稀疏多带信号进行欠奈奎斯特采样。本文将传统 MWC^[10,11]扩展到离散数字域并提出一种基于 MWC 离散压缩采样的新型宽带数字接收机结构对 LPI 雷达信号进行截获识别, 该结构利用周期性伪随机序列将信号混频至基带和其他子带内, 对混频信号依次进行低通滤波、降速采样之后可获得基带

收稿日期: 2017-06-27; 改回日期: 2017-11-21; 网络出版: 2018-01-23

*通信作者: 郭立民 guolimin@hrbeu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61571146), 中央高校基本科研业务费专项资金(HEUCFP201769)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61571146), The Fundamental Research Funds for the Central Universities (HEUCFP201769)

压缩采样信号, 由于跨信道信号会全部出现在基带, 因此可灵活解决跨信道问题。

对截获的 LPI 雷达压缩采样信号脉内调制方式的识别有助于提高信号分选及辐射源识别的准确性^[12], 但对于电子侦察系统而言, 没有先验知识加以利用^[13], 并且目前对于压缩采样信号的识别又少有研究。文献[14]提出了一种基于 Choi-Williams 时频分布图像分析的雷达脉内调制方式识别方法, 基于 Elman 神经网络分类器对 LFM, BPSK, Costas 频率编码及 Frank 等多相码信号进行识别, 在低信噪比(SNR)下识别概率大, 但该算法特征提取复杂, 计算量大, 不利于工程实现。文献[15]提出一种新的基于时频率分布特征的方法对 Frank, P1, P2 等多相码信号进行识别和参数估计, 算法性能优于传统时频特征分析, 但该算法无法处理调频类信号。文献[16]提出利用多重相位差分法对 NS, BPSK, QPSK 信号进行识别, 但相位信息受信噪比影响较大, 低信噪比下识别性能较低。文献[17]提出利用 Wigner-Ville 分布改善信噪比, 并提取其时频图像特征用于 LFM, NLFM, BPSK, QPSK, FSK, Frank 等多相码信号的调制识别, 但计算量较大, 同样不适于接收机的工程实现。

本文针对常用的 NS, BPSK, LFM, NLFM, BPSK, QPSK, 2FSK 信号的压缩采样信号, 提出了一种基于短时傅里叶变换(Short-Time Fourier Transform, STFT)和频谱能量聚焦率检验^[12]的识别方法。采用由粗到细的识别方案, 首先根据压缩采样信号的 STFT 频谱带宽^[18,19]将信号分为调相和调频信号, 其次分析了 6 种压缩采样信号在不同条件下滞后积的单音生成特性, 通过检验压缩采样信号滞后积的频谱能量聚焦率用以具体识别信号的脉内调制方式。经仿真实验分析可证, 该新型接收机可有效获得基带压缩采样信号, 且该识别算法在低信噪比下具有较高的脉内调制识别概率。

2 基于 MWC 离散压缩采样的新型宽带数字接收机

图 1 所示为基于 MWC 离散压缩采样的新型宽带数字接收机结构。

设接收机前端接收信号的离散模型为

$$x[n] = s[n] + \eta[n], \quad 0 \leq n \leq N \quad (1)$$

式中, $x[n]$ 为接收信号; $s[n]$ 为接收信号中有用信号分量; $\eta[n]$ 为接收信号中复加性高斯白噪声分量; N 为原始信号采样点数, 采样率为奈奎斯特采样率 f_{NYQ} 。

如图 1 所示, 该新接收机由 M 个通道构成。在

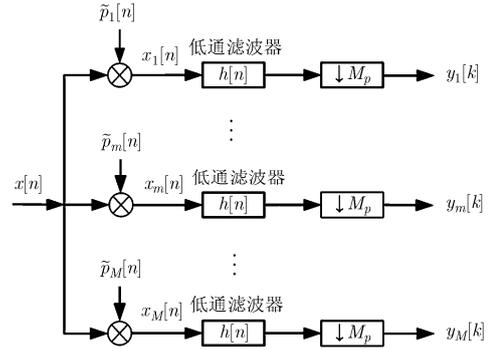


图 1 基于 MWC 离散压缩采样的新型宽带数字接收机

每一个通道上, 接收信号 $x[n]$ 由周期性伪随机序列 $\tilde{p}_m[n]$ 进行混频, $\tilde{p}_m[n]$ 周期为 T_p , 每个周期内含有 $M_p = T_p f_{\text{NYQ}}$ 个元素, 则 $\tilde{p}_m[n]$ 的主值序列 $p_m[n]$ 可表示为

$$p_m[n] = \begin{cases} \tilde{p}_m[n], & 0 \leq n \leq M_p - 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

$\tilde{p}_m[n]$ 可扩展成离散傅里叶级数 (Discrete Fourier Series, DFS) 形式, 表示为

$$\tilde{p}_m[n] = \frac{1}{M_p} \sum_{l=0}^{M_p-1} P_m(l) \exp\left(j \frac{2\pi}{M_p} nl\right) \quad (3)$$

式中, $l(0 \leq l \leq M_p - 1)$ 代表子带索引, $P_m(l)$ 是主值序列 $p_m[n]$ 的离散傅里叶变换系数。

定义混频速率 $f_p = 1/T_p = f_{\text{NYQ}}/M_p$, 并且设计 $f_p \geq B$ 以避免边缘效应^[10]。根据混频函数 $\tilde{p}_m[n]$ 的频谱分布, 可将接收机频域带宽划分为 M_p 个子带, 每个子带的带宽为 f_p , 因此基带信号的频谱片段可定义为 $\mathcal{F}_p \triangleq [0, f_p]$ 。混频信号 $\tilde{x}_m \triangleq x[n]\tilde{p}_m[n]$ 的离散时间傅里叶变换 (Discrete-Time Fourier Transform, DTFT) 可表示为

$$\begin{aligned} \tilde{X}_m & \left(\exp(j2\pi f T_{\text{NYQ}}) \right) \\ & = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x[n] \cdot p_m[n] \exp(-j2\pi f n T_{\text{NYQ}}) \\ & = \frac{1}{M_p} \sum_{l=0}^{M_p-1} P_m(l) X \left(\exp(-j2\pi T_{\text{NYQ}} (f - l f_p)) \right) \end{aligned} \quad (4)$$

之后混频信号 $\tilde{x}[n]$ 在每个通道经低通滤波器 $h[n]$ 进行低通滤波, 其频率响应为 $H(\exp(j2\pi f T_{\text{NYQ}}))$ 。设计理想低通滤波器的截止频率为 $f_p/2$ 用以对混频信号的基带片段 \mathcal{F}_p 进行截取。从式 (4) 中可以看出, 低通滤波器的输入为 $X(\exp(j2\pi f T_{\text{NYQ}}))$ 的以 f_p 长度移位的线性组合, 因此滤波信号 $w_m[n] \triangleq \tilde{x}_m[n] * h[n]$ 的 DTFT 可表示为

$$\begin{aligned}
W_m & \left(\exp(j2\pi f T_{\text{NYQ}}) \right) \\
& = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}_m[n] * h[n] \exp(-j2\pi f n T_{\text{NYQ}}) \\
& = \begin{cases} \frac{1}{M_p} \sum_{l=0}^{M_p-1} P_m(l) X \left(\exp(j2\pi T_{\text{NYQ}} (f - lf_p)) \right), \\ f \in \mathcal{F}_p \\ 0, f \notin \mathcal{F}_p \end{cases} \quad (5)
\end{aligned}$$

式中, * 代表卷积运算。

根据式(5)可知, 经过低通滤波之后仅仅获得混频信号的基带频谱, 滤波信号 $w_m[n]$ 的采样数据是冗余的。可对 $w_m[n]$ 以速率 $f_s = 1/T_s$ 进行降采样以获得基带信号的压缩采样值 $y_m[k]$, 此处 T_s 代表压缩采样时间间隔。可令 $f_s = f_p$ 获得基带频谱片段 \mathcal{F}_p , 这里 M_p 又可表示降采样抽取因子。由于每一路的降采样速率相当小, 因此现有的商业 ADC 可被用来实现降采样操作, 总的采样速率可大大减小, 后续信号处理的采样点数也将大大减少, 可减少计算负担, 节省存储空间。

设新型接收机输出的第 m 路压缩采样信号 $y_m[k]$ 的离散模型为

$$y_m[k] \triangleq \{w_m[n]\}_{\downarrow M_p} = \bar{s}_m[k] + \bar{\eta}_m[k], \quad 0 \leq k \leq K \quad (6)$$

式中, $\{\}_{\downarrow M_p}$ 表示降采样操作; $\bar{s}_m[k]$ 为第 m 路压缩采样信号中有用信号分量; $\bar{\eta}_m[k]$ 为第 m 路压缩采样信号中复加性高斯白噪声分量; $K=N/M_p$ 为压缩采样信号点数。

可知最终压缩采样信号 $y_m[k]$ 带限于 $\mathcal{F}_s \triangleq [0, f_s]$, 其 DTFT 为

$$\begin{aligned}
Y_m & \left(\exp(j2\pi f T_s) \right) \\
& = \sum_{l=0}^{M_p-1} P'_m(l) X \left(\exp(j2\pi T_{\text{NYQ}} (f - lf_p)) \right), \quad f \in \mathcal{F}_s \quad (7)
\end{aligned}$$

式中, $P'_m(l) = \frac{1}{M_p} P_m(l)$ 。

考虑新型接收机的所有路的输出, 又可将式(7)写成矩阵形式, 表示为

$$\mathbf{y}(f) = \mathbf{C}\mathbf{z}(f), \quad f \in \mathcal{F}_s \quad (8)$$

式中, $\mathbf{y}(f) = [Y_0(\exp(j2\pi f T_s)), Y_1(\exp(j2\pi f T_s)), \dots, Y_{M-1}(\exp(j2\pi f T_s))]^T$ 是长度为 M 的列向量; 未知向量 $\mathbf{z}(f) = [z_0(f), z_1(f), \dots, z_{M_p-1}(f)]^T$ 是长度为 M_p 的列向量, 且 $z_l(f) = X(\exp(j2\pi T_{\text{NYQ}}(f + lf_p)))$, $f \in \mathcal{F}_s$, 此处我们使用左移信号 $X(\exp(j2\pi T_{\text{NYQ}}(f + lf_p)))$ 代替式(7)中的右移信号 $X(\exp(j2\pi T_{\text{NYQ}}(f - lf_p)))$ 。线

性组合系数 $P'_m(l)$ 可表示为

$$P'_m(l) = \frac{1}{M_p} P_m(l) = \frac{1}{M_p} \sum_{n=0}^{M_p-1} p_m[n] \exp\left(-j \frac{2\pi}{M_p} nl\right) \quad (9)$$

因此大小为 $M \times M_p$ 的压缩采样矩阵 \mathbf{C} 可表示为

$$\mathbf{C} = \mathbf{P}\mathbf{F} / M_p \quad (10)$$

式中, \mathbf{P} 代表大小为 $M \times M_p$ 的伪随机序列矩阵, 其中 $p_{m,l} \in \{+1, -1\}$; \mathbf{F} 代表大小为 $M_p \times M_p$ 的离散傅里叶反变换矩阵, 其中列向量 $\mathbf{F}_l = [1, \exp(j2\pi l/M_p), \dots, \exp(j2\pi(M_p-1)l/M_p)]^T$ 。

图 2 所示为带宽为 B 的接收信号 $x[n]$ 的频谱, 用一个矩形频带表示, 以及伪随机序列 $\tilde{p}_m[n]$ 的离散傅里叶变换的频谱, 用等距离散谱线表示, 频谱间隔为 $f_p = 1/T_p$ 。从图 3 中可知, 混频信号 $\tilde{x}_m[n]$ 的频谱被分割到许多不同的子带内, 每一个子带内都包含了原始信号 $x[n]$ 的全部频谱信息。通过低通滤波和降采样可获得基带压缩采样信号 $y_m[k]$, 其频谱区间为 $\mathcal{F}_p \triangleq [0, 1/T_p]$ 。因此该新型接收机可以灵活解决传统宽带数字接收机的跨信道信号问题。

3 LPI 雷达压缩采样信号脉内调制识别算法

3.1 LPI 雷达压缩采样信号模型

图 4 所示为 NS 信号的原始频谱和经新型接收机调制后的基带压缩采样信号的频谱示意图。设原始 NS 信号的载频 f_c 处于频域子带划分后的未知的第 l' ($0 \leq l' \leq M_p - 1$) 子带, 经混频调制后 f_c 被调制到基带未知的 f'_c 位置, 可得

$$f'_c = f_c - l' \cdot f_p \quad (11)$$

NS 压缩采样信号中有用信号分量 $\bar{s}_{\text{NS}}[k]$ 的离散解析形式可以表示为

$$\bar{s}_{\text{NS}}[k] \triangleq A' \exp\left\{j\left(2\pi f'_c k / f_s + \varphi'_0\right)\right\} \quad (12)$$

式中, A' 表示压缩采样信号的幅度; f'_c 表示压缩采样信号的载频; φ'_0 为压缩采样信号的初相。

则 BPSK, QPSK, LFM, NLFM, 2FSK 压缩采样信号中有用信号分量的离散解析形式可分别表示为

$$\left. \begin{aligned}
\bar{s}_{\text{BPSK}}[k] & \triangleq A' \exp\left\{j\left(2\pi f'_c k / f_s + \pi C_{\text{BP}}[k] + \varphi'_0\right)\right\} \\
\bar{s}_{\text{QPSK}}[k] & \triangleq A' \exp\left\{j\left(2\pi f'_c k / f_s + \pi C_{\text{QP}}[k] + \varphi'_0\right)\right\} \\
\bar{s}_{\text{LFM}}[k] & \triangleq A' \exp\left\{j2\pi\left(f'_c k / f_s + 1/2K_f k^2 / f_s^2 + \varphi'_0\right)\right\} \\
\bar{s}_{\text{NLFM}}[k] & \triangleq A' \exp\left\{j2\pi\left(a_0 + a_1 k / f_s + a_2 (k / f_s)^2 + a_3 (k / f_s)^3\right)\right\} \\
\bar{s}_{\text{2FSK}}[k] & \triangleq A' \exp\left\{j\left(2\pi f_k k / f_s + \varphi'_0\right)\right\}
\end{aligned} \right\} \quad (13)$$

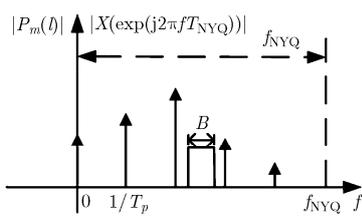


图 2 接收信号和混频函数的频谱

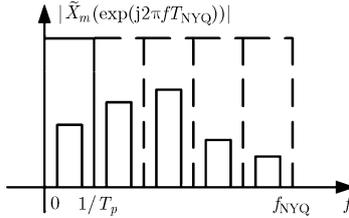


图 3 混频信号的频谱

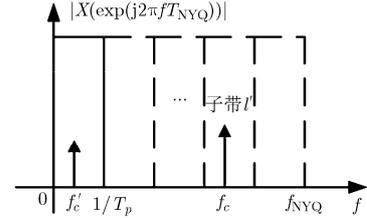


图 4 NS 信号的原始频谱和基带压缩采样信号频谱

式中, BPSK 信号的相位编码函数 $C_{BP}[k]$ 取值为 0 和 1; QPSK 信号的相位编码函数 $C_{QP}[k]$ 取值为 $[0, 1/2, 1, 3/2]$; K_f 为 LFM 信号的调频斜率; a_0, a_1, a_2, a_3 为 NLFM 信号的调频系数; f_k 表示 2FSK 信号的频率编码函数。

3.2 LPI 雷达压缩采样信号的短时傅里叶变换频谱分析

STFT 频谱分析是常用的信号时频分析工具, 在对信号频谱进行分析的同时能保留一定量的时域信息^[18,19]。为保证对压缩采样信号的完整分析, 须在不同时刻对压缩采样信号采用 STFT 变换, 即数据段每次滑动 N_1 点再进行 N_1 点 FFT 运算, 为防止频谱泄露, 频谱分析的同时应做加窗处理。另外其频率分辨率与傅里叶变换的点数即窗的长度 N_1 相关, N_1 越大频率分辨率越高, 但运算量随之增大且计算时间延长, 若要保证对压缩采样信号的实时处理并同时获得较大的频率分辨率, 则应根据实际的压缩采样信号点数适当设置 N_1 的值。第 m 路压缩采样信号 $y_m[k]$ 的 STFT 可以表示为

$$Y_m^{\text{STFT}}[k, n_2] = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} y_m[n_1 + N_1 n_2] e^{-j2\pi n_1 k / N_1} \quad (14)$$

式中, k 表示频率点, N_1 为时间窗长度, $n_1 \in \{0, 1, \dots, N_1 - 1\}$ 是时间窗内的序列时刻点, $n_2 \in \{0, 1, \dots, N_2 - 1\}$ 为时间窗编号, N_2 为所需时间窗个数。

由于 NS, BPSK, QPSK 等调相信号的 3 dB 带宽 $B_{3 \text{ dB}}$ 较窄, 而 LFM, NLFM, FSK 等调频信号的 3 dB 带宽较宽^[20], 因此可利用 STFT 变换求解压缩采样信号的 3 dB 带宽对信号进行调频、调相类信号的粗识别, 通过设定一个阈值 B_{TH} , 将 $B_{3 \text{ dB}}$ 小于 B_{TH} 的压缩采样信号归为 NS, BPSK, QPSK 等调相信号, 而将 $B_{3 \text{ dB}}$ 大于等于 B_{TH} 的压缩采样信号归为 LFM, NLFM, 2FSK 等调频信号。首先求解压缩采样信号的 STFT 频谱, STFT 窗长度为 N_1 点, 对压缩采样数据点每次滑动 N_1 点再进行 N_1 点 FFT 运算, 对于不足窗长度的信号段采用补零处理。对每

次得到的 N_1 点 STFT 的对应点的值进行比较, 取其中的最大值, 得到新的 N_1 点数据, 便于计算 3 dB 带宽。求出此 N_1 点 STFT 数据的最大值, 记为 $Y_{\text{max}}^{\text{STFT}} = \max(Y_m^{\text{STFT}}[k])$, 此处 $\max(\cdot)$ 表示取最大值, 再搜索新的 N_1 点频谱值, 得到超过 $Y_{\text{max}}^{\text{STFT}}/2$ 的最大值和最小值的频率点位置, 分别记为 k_{max} 和 k_{min} , 则压缩采样信号的 3 dB 带宽为

$$B_{3 \text{ dB}} = (k_{\text{max}} - k_{\text{min}}) \times f_s / N_1 \quad (15)$$

3.3 LPI 雷达压缩采样信号的单音生成特性分析

根据文献[12], 新型接收机的第 m 路压缩采样信号 $y_m[k]$ 的 r 阶 q 次共轭滞后积可表示为

$$L_{r,q}^m[k, \tau] = \left[\prod_{j=1}^r y_m^*[k + \tau_j] \right] \quad (16)$$

式中, q 表示设定的共轭次数; τ 为每个乘积因子的延时量。

下面仅对压缩采样信号中的有用信号分量进行分析。在特定的乘积阶数、共轭次数和时延条件下, 压缩采样信号的滞后积 $L_{r,q}^m[k, \tau]$ 会满足单音生成特性, 由于单音信号的频谱能量主要集中在最大谱线附近的 3 根谱线上, 因此可根据对 r 阶 q 次滞后积 $L_{r,q}^m[k, \tau]$ 的频谱能量聚焦率的检验来判断其是否满足单音特性^[12]。新型接收机第 m 路压缩采样信号的 FFT 频谱能量聚焦率可表示为

$$Q = \sum_{k=k_0}^{k_2} |Y_m(k)|^2 / \sum_{k=0}^{N_1-1} |Y_m(k)|^2 \quad (17)$$

式中, k_0, k_1 和 k_2 分别表示压缩采样信号的 FFT 频谱的最大谱线、次大谱线和第 3 大谱线的位置。

由于 2FSK 信号的频谱满足双单音特性, 可定义双单音压缩采样信号 FFT 频谱能量聚焦率公式为

$$Q' = \sum_{k=k_0}^{k_5} |Y_m(k)|^2 / \sum_{k=0}^{N_1-1} |Y_m(k)|^2 \quad (18)$$

式中, k_3, k_4 和 k_5 分别表示 2FSK 压缩采样信号的 FFT 频谱的第 4 大谱线、第 5 大谱线和第 6 大谱线的位置。

表1所示为通过仿真(仿真实验及条件见第4节)获得的信噪比为20 dB和-4 dB时的6种LPI雷达压缩采样信号的FFT频谱能量聚焦率。由表1可知, NS压缩采样信号(即单音信号)和2FSK压缩采样信号(即双单音信号)的频谱能量聚焦率远大于BPSK, QPSK, LFM, NLFM压缩采样信号的频谱能量聚焦率, 可知压缩采样信号的频谱能量聚焦率的大小与压缩采样信号带宽以及压缩采样信号的频谱形状有关。因此, 可根据对压缩采样信号 r 阶 q 次滞后积 $L_{r,q}^{\bar{s}m}[k, \tau]$ 的FFT频谱能量聚焦率的检验来判断此时的信号滞后积是否满足单音特性。从表1中又可知信号频谱能量聚焦率的统计值受信噪比变化的影响, 当信噪比降低时, 信号频谱能量聚焦率统计值也会随之降低^[12]。因此根据表1, 可设置单音信号的判定阈值 Q_{TH} 的取值范围为(0.2657, 0.9637), 调频信号(即LFM, NLFM, 2FSK)中双单音信号的判定阈值 Q'_{TH} 的取值范围为(0.1236, 0.8955)。

表1 不同压缩采样信号的FFT频谱能量聚焦率

压缩采样信号	频谱能量聚焦率 (SNR=20 dB)	频谱能量聚焦率 (SNR=-4 dB)
NS	0.9637	0.2777
BPSK	0.2657	0.1135
QPSK	0.1876	0.0959
LFM	0.0633	0.0731
NLFM	0.1236	0.0782
2FSK	0.8955	0.2782

经过分析可知, BPSK, QPSK, LFM, NLFM压缩采样信号在适当滞后积条件下会满足单音生成特性, 分别为:

(1)BPSK 压缩采样信号: 其二阶滞后积 $L_{2,0}^{\bar{s}BPSK}[k, 0]$ ($r=2, q=0, \tau=0$)是载频为 $2f'_c$ 的单音信号, 其离散解析形式为

$$L_{2,0}^{\bar{s}BPSK}[k, 0] \triangleq (A')^2 \exp\left\{j\left(2\pi(2f'_c)k/f_s + 2\varphi'_0\right)\right\} \quad (19)$$

(2)QPSK 压缩采样信号: 其四阶滞后积 $L_{4,0}^{\bar{s}QPSK}[k, 0]$ ($r=4, q=0, \tau=0$)是载频为 $4f'_c$ 的单音信号, 其离散解析形式为

$$L_{4,0}^{\bar{s}QPSK}[k, 0] \triangleq (A')^4 \exp\left\{j\left(2\pi(4f'_c)k/f_s + 4\varphi'_0\right)\right\} \quad (20)$$

(3)LFM 压缩采样信号: 其二阶滞后积 $L_{2,1}^{\bar{s}LFM}[k, \tau]$ ($r=2, q=1, \tau \neq 0$)是载频为 $K_f\tau/f_s$ 的单音信号, 其离散解析形式为

$$L_{2,1}^{\bar{s}LFM}[k, \tau] \triangleq (A')^2 \exp\left\{j\left(2\pi K_f\tau k/f_s^2 + 2\pi f'_0\tau/f_s + \pi K_f\tau^2/f_s^2\right)\right\} \quad (21)$$

(4)NLFM 压缩采样信号: 其四阶滞后积 $L_{4,2}^{\bar{s}NLFM}[k, \tau, 2\tau]$ ($r=4, q=2, \tau \neq 0$)是载频为 f'_1 的单音信号, 其离散解析形式为

$$\begin{aligned} L_{4,2}^{\bar{s}NLFM}[k, \tau, 2\tau] &= \bar{s}_m[k] \cdot (\bar{s}_m^*[k-\tau])^2 \cdot \bar{s}_m[k-2\tau] \\ &= (A')^4 \exp\left(2\pi f'_1 k/f_s + 2\tau^2 a_2/f_s^2 + 6\tau^3 a_3/f_s^3\right) \end{aligned} \quad (22)$$

式中, $f'_1 = 3\tau^2 a_3/\pi f_s^2$ 。

3.4 LPI 雷达压缩采样信号的识别流程

图5所示为提出的基于新型接收机的LPI压缩采样信号脉内调制方式识别的流程图, 输入为新型接收机的一路压缩采样信号, 输出为识别的信号脉内调制类别。具体流程为:

(1)调相、调频信号粗识别模块: 获得新型数字接收机第 m 路压缩采样信号 $y_m[k]$ 的STFT功率谱, 求解压缩采样信号的3 dB带宽 B_{3dB} , 并与设定的阈值 B_{TH} 进行比较, 若 B_{3dB} 小于 B_{TH} , 则为调相类信号, 否则为调频类信号, 之后进入相应的调相类或调频类信号脉内识别模块;

(2)调相信号识别模块: 求解 $y_m[k]$ 的FFT频谱能量聚焦率 Q , 与阈值 Q_{TH} 进行比较, 判断其频谱是否满足单音特性, 若满足, 则判断为NS信号, 否则进入下一步, 求解 $y_m[k]$ 的二阶滞后积 $L_{2,0}^y[k, 0]$ ($r=2, q=0, \tau=0$), 并检验其频谱是否满足单音特性, 若满足, 则为BPSK信号, 否则进入下一步, 求解 $y_m[k]$ 的四阶滞后积 $L_{4,0}^y[k, 0]$ ($r=4, q=0, \tau=0$), 并检验其频谱是否满足单音特性, 若满足, 则为QPSK信号, 否则为未知信号, 识别结束;

(3)调频信号识别模块: 首先求解 $y_m[k]$ 的FFT频谱能量聚焦率 Q' , 与阈值 Q'_{TH} 进行比较, 检验其频谱是否满足双单音特性, 若满足, 则为2FSK信号, 否则进入下一步, 求解 $y_m[k]$ 的二阶滞后积 $L_{2,1}^y[k, \tau]$ ($r=2, q=1, \tau \neq 0$), 并检验其频谱是否满足单音特性, 若满足, 则为LFM信号, 否则进入下一步, 求解 $y_m[k]$ 的四阶滞后积 $L_{4,2}^y[k, \tau, 2\tau]$ ($r=4, q=2, \tau \neq 0$), 并检验其频谱是否满足单音特性, 若满足, 则为NLFM信号, 否则为未知信号, 识别结束。

4 实验仿真

基于MWC离散压缩采样的新型宽带数字接收机的参数设置如下: Nyquist采样率为 $f_{NYQ} = 2.2$ GHz, 采样路数 $M = 10$ 路, 周期性伪随机序列

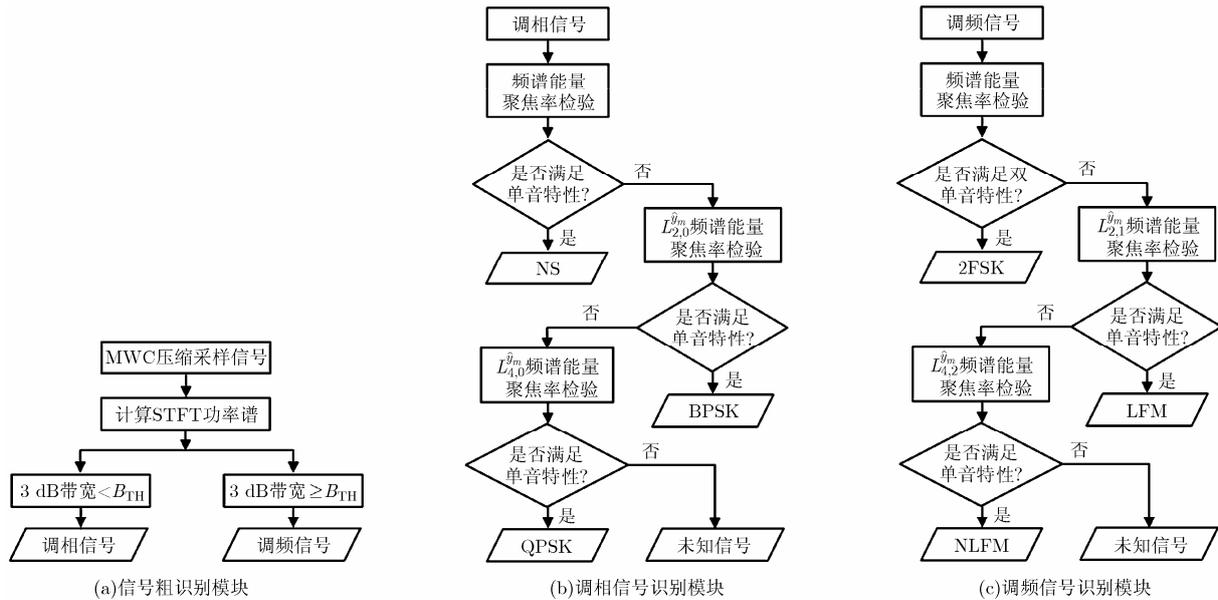


图 5 LPI 雷达压缩采样信号脉内调制识别流程

采用二值 ± 1 变换的 Bernoulli 随机序列来完成，序列周期长度 $M_p = 100$ ，则基带带宽为 $f_p = f_{\text{Nyq}} / M_p = 22 \text{ MHz}$ ，令压缩采样速率 $f_s = f_p = 22 \text{ MHz}$ ，则总的压缩采样率为 220 MHz ，为 Nyquist 采样率的 10%。信号采样时间为 $T = 10 \mu\text{s}$ ，原始采样点数为 $N = 22000$ 点，压缩采样点数为 $K = N / M_p = 220$ 点，极大地减少了要处理的信号点数，在工程实现时能够节省硬件资源。6 种 LPI 雷达信号的具体参数设置如下：(1)NS 信号载频为 $f_c = 1 \text{ GHz}$ ；(2)BPSK 信号的载频为 $f_c = 1 \text{ GHz}$ ，采用 13 位巴克码

调制；(3)QPSK 信号的载频为 $f_c = 1 \text{ GHz}$ ，采用 16 位弗兰克码调制；(4)LFM 信号的初始频率 $f_c = 1 \text{ GHz}$ ，带宽 $B = 10 \text{ MHz}$ ，调频斜率 $K_f = B / T = 1 \text{ MHz} / \mu\text{s}$ ；(5)NLFM 信号的调频阶数设为三阶，调制参数为 $a_0 = 0, a_1 = 0.99 \times 10^9, a_2 = 0.5 \times 10^{11}, a_3 = 2.5 \times 10^{16}$ ；(6)2FSK 跳变频率分别设为 $f_1 = 1000 \text{ MHz}$ 和 $f_2 = 1010 \text{ MHz}$ 。

图 6 所示为单路压缩采样信号(不含噪声)的 FFT 频谱图。可以看出，原始信号被新型接收机混频调制到了基带，基带压缩采样信号包含了原始信

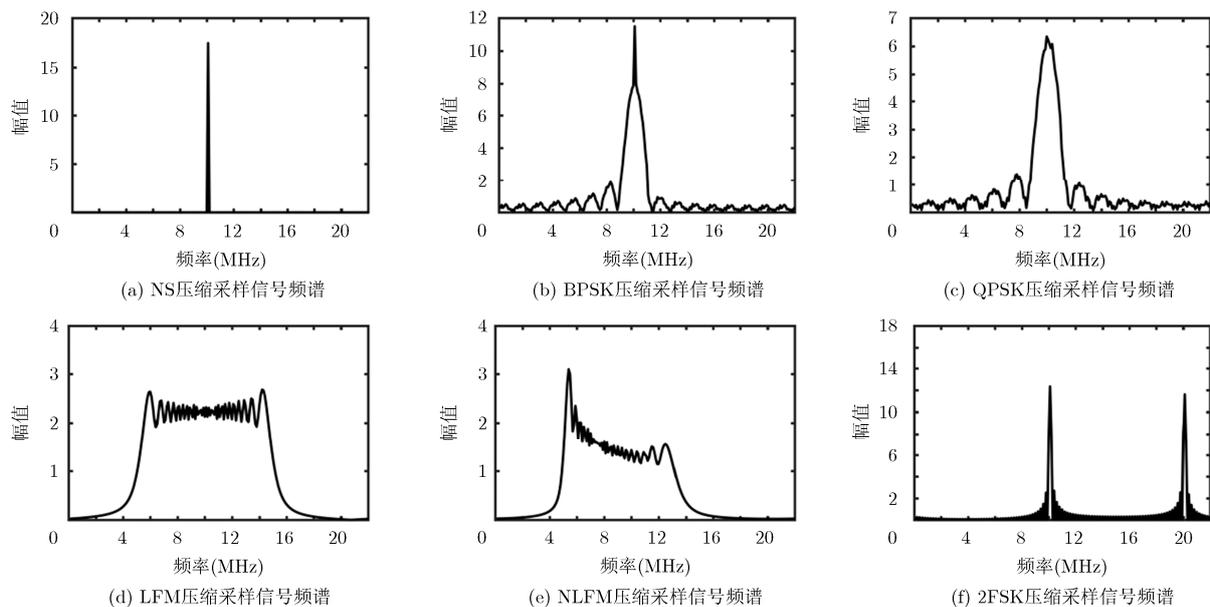


图 6 压缩采样信号的 FFT 频谱图

号频谱的全部信息。且又可知，调相类压缩采样信号的3 dB带宽要远小于调频类压缩采样信号的3 dB带宽，因此可根据对压缩采样信号的3 dB带宽的检验来对压缩采样信号进行调相、调频粗识别。进一步求解压缩采样的STFT频谱，STFT窗长度设为 $N_1 = 64$ 点，对压缩采样数据点每次滑动64点再进行64点FFT运算，对于不足窗长度的信号段采用补零处理，由于每路压缩采样信号点数为220点，所以应在尾端补零36点。同时为防止频率泄露，本文选用海明窗，在尽量不扩展信号主瓣宽度的前提下，海明窗的旁瓣衰减最大^[20]。通过仿真计算可得上述6种压缩采样信号的3 dB带宽值，如表2所示。

表 2 不同压缩采样信号的 3 dB 带宽(MHz)

压缩采样信号	3 dB 带宽
NS	0.68750
BPSK	1.71875
QPSK	1.71875
LFM	7.56250
NLFM	5.50000
2FSK	12.37500

根据式(17)和式(18)统计 6 种压缩采样信号分别在信噪比为 20 dB 和-4 dB 时 FFT 频谱能量聚焦率，每种信号各做 1000 次蒙特卡洛实验，统计结果见表 1。

采用如图 5 所示的识别流程对新型接收机的单路压缩采样信号进行脉内调制识别，仿真设定阈值 $B_{TH} = 3.4375$ MHz (调相类信号 BPSK, QPSK 的 3

dB 带宽的两倍)， $Q_{TH} = Q'_{TH} = 0.45$ ，每种调制信号在每个信噪比下各做 100 次蒙特卡洛实验，统计正确识别概率，进一步将 6 种信号混合，每次实验随机选取一种信号进行识别，统计正确识别概率，实验结果如图 7 所示。可以看出，6 种不同的压缩采样信号的正确识别概率随着信噪比的提高而不断改善，并且在 6 种信号的混合信号条件下，该算法仍有较高的正确识别概率。但在较低信噪比下，识别概率较低，这是由于新型接收机的压缩采样操作使每路输出信噪比损失了 3 dB^[21]，并且不同形式的非线性运算也使不同信号滞后积的输出信噪比下降^[12]，这都导致了较低信噪比下频谱能量检测能力降低。

5 结论

本文提出一种基于 MWC 离散压缩采样结构的新型宽带数字接收机结构，通过将接收信号随机混频到基带，得以利用低通滤波器获得基带信号，并经降采样获得基带压缩采样信号。该新型接收机解决了跨信道问题。本文进一步针对 LPI 雷达压缩采样信号盲识别问题，提出了一种基于 STFT 频谱检验和 FFT 频谱能量聚焦率检验的方法，首先利用压缩采样信号的 STFT 频谱对信号进行调频、调相粗识别，其次通过检验压缩采样信号不同滞后积的频谱能量聚焦率对信号脉内调制方式进行具体识别，最终实现了对 NS, BPSK, QPSK, LFM, NLFM, 2FSK 等 6 种压缩采样信号的脉内调制方式识别，仿真结果证明了该新型接收机和压缩采样信号脉内调制方式识别算法的有效性。

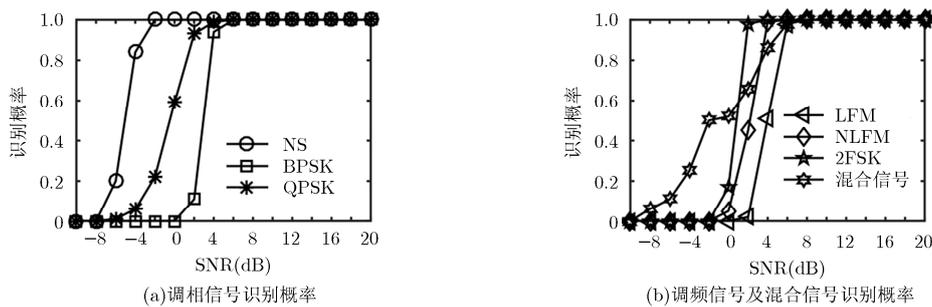


图 7 单路压缩采样信号识别概率

参考文献

[1] 宋军, 刘渝, 王旭东. FSK/BPSK 复合调制信号识别与参数估计[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(12): 2868-2873. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00535.
 SONG Jun, LIU Yu, and WANG Xudong. The recognition and parameter estimation of hybrid modulation signal combined with FSK and BPSK[J]. *Journal of Electronics &*

Information Technology, 2013, 35(12): 2868-2873. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00535.
 [2] COLUCCIA A and RICCI G. About-like detection strategies to combat possible deceptive ECM signals in a network of radars[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(11): 2904-2914. doi: 10.1109/TSP.2015.2415754.
 [3] QIU Zhaoyang, WANG Pei, ZHU Jun, et al. A parameter

- estimation algorithm for LFM/BPSK hybrid modulated signal intercepted by Nyquist folding receiver[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2016, 2016(1): 90-105. doi: 10.1186/s13634-016-0387-2.
- [4] HUANG Ling, GAO Kuangdong, He Zhiming, *et al.* Cognitive MIMO frequency diverse array radar with high LPI performance[J]. *International Journal of Antennas & Propagation*, 2016, 2016(5): 1-11. doi: 10.1155/2016/2623617.
- [5] LIU Yongjian, XIAO Peng, WU Hongchao, *et al.* LPI radar signal detection based on radial integration of Choi-Williams time-frequency image[J]. *Journal of Systems Engineering & Electronics*, 2015, 26(5): 973-981. doi: 10.1109/JSEE.2015.00106.
- [6] GEORGE K and CHEN C I H. Multiple signal detection digital wideband receiver using hardware accelerators[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(2): 706-715. doi: 10.1109/TAES.2013.6494375.
- [7] 龚仕仙, 魏玺章, 黎湘. 宽带数字信道化接收机综述[J]. *电子学报*, 2013, 41(5): 949-959. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.05.019.
- GONG Shixian, WEI Xizhang, and LI Xiang. Review of wideband digital channelized receivers[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2013, 41(5): 949-959. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.05.019.
- [8] LAURA A, ARIAN M, MATERN O, *et al.* Design and analysis of compressed sensing radar detectors[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2013, 61(4): 813-827. doi: 10.1109/TSP.2012.2225057.
- [9] FANG Biao, HUANG Gaoming, and GAO Jun. Sub-Nyquist sampling and reconstruction model of LFM signals based on blind compressed sensing in FRFT domain[J]. *Circuits Systems & Signal Processing*, 2014, 34(2): 419-439. doi: 10.1007/s00034-014-9859-5.
- [10] MISHALI M and ELDER Y C. From theory to practice: Sub-Nyquist sampling of sparse wideband analog signals[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2010, 4(2): 375-391. doi: 10.1109/JSTSP.2010.2042414.
- [11] YU Nan, QI Xiaohui, and QIAO Xiaolin. Multi-channels wideband digital reconnaissance receiver based on compressed sensing[J]. *IET Signal Processing*, 2016, 7(8): 731-742. doi: 10.1049/iet-spr.2012.0086.
- [12] 胡国兵, 徐立中, 徐淑芳, 等. 基于能量聚焦效率检验的信号脉内调制识别[J]. *通信学报*, 2013, 34(6): 136-145. doi: 10.3969/j.issn.1000-436x.2013.06.017.
- HU Guobing, XU Lizhong, XU Shufang, *et al.* Intrapulse modulation recognition of signals based on statistical test of energy focusing efficiency[J]. *Journal on Communications*, 2013, 34(6): 136-145. doi: 10.3969/j.issn.1000-436x.2013.06.017.
- [13] 胡国兵, 徐立中, 吴珊珊, 等. 基于循环平稳分析的 LFM 信号盲处理结果可靠性评估[J]. *电子学报*, 2016, 44(4): 788-794. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.04.006.
- HU Guobing, XU Lizhong, WU Shanshan, *et al.* Reliability evaluation for blind processing results of LFM signal based on cyclostationarity[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2016, 44(4): 788-794. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.04.006.
- [14] ZHANG Ming, LIU Lutao, and DIAO Ming. LPI radar waveform recognition based on time-frequency distribution[J]. *Sensors*, 2016, 16(10): 1682-1702. doi: 10.3390/s16101682.
- [15] JIANG Li, LI Lin, and ZHAO Guoqing. Polyphase coded low probability of intercept signals detection and estimation using time-frequency rate distribution[J]. *IET Signal Processing*, 2016, 10(1): 46-54. doi: 10.1049/iet-spr.2014.0020.
- [16] WANG Fanggang and WANG Xiangdong. Fast and robust modulation classification via Kolmogorov-Smirnov test[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(8): 2324-2332. doi: 10.1109/TCOMM.2010.08.090481.
- [17] KISHORE T R and RAO K D. Automatic intra-pulse modulation classification of advanced LPI radar waveforms[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, 53(2): 901-914. doi: 10.1109/TAES.2017.2667142.
- [18] 刘忠胜, 李银伟, 韦立登, 等. 一种基于短时傅里叶变换的机载 SAR 自聚焦算法[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(11): 2705-2710. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.02004.
- LIU Zhongsheng, LI Yinwei, WEI Lideng, *et al.* A novel autofocus method based on short-time Fourier transform for airborne SAR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(11): 2705-2710. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.02004.
- [19] KIM B, KONG S H, and KIM S. Low computational enhancement of STFT-based parameter estimation[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2015, 9(8): 1610-1619. doi: 10.1109/JSTSP.2015.2465310.
- [20] 翟孝霏, 刘雅轩, 陈涛, 等. 一种快速雷达信号脉内调制识别分析方法[J]. *现代雷达*, 2012, 34(6): 16-25. doi: 10.16592/j.cnki.1004-7859.2012.06.006.
- ZHAI Xiaofei, LIU Yaxuan, CHEN Tao, *et al.* A fast analysis method of radar pulse modulation recognition [J]. *Modern Radar*, 2012, 34(6): 16-25. doi: 10.16592/j.cnki.1004-7859.2012.06.006.
- [21] 王桂良, 陆路西, 乐波, 等. 压缩感知宽带接收机的电路字典基获取技术[J]. *电子学报*, 2016, 44(12): 2939-2945. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.12.018.
- WANG Guiliang, LU Luxi, YUE Bo, *et al.* The circuit dictionary basis acquisition for the compressive sensing wideband receiver[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2016, 44(12): 2939-2945. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2016.12.018.
- 陈涛: 男, 1974年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为宽带信号检测、处理与识别。
- 柳立志: 男, 1992年生, 硕士生, 研究方向为宽带信号检测、处理与识别。
- 郭立民: 男, 1977年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为宽带信号检测、处理与识别。