非连续谱 MCPC 信号处理研究

周升辉, 杨 强, 邓维波

(哈尔滨工业大学 电子工程技术研究所, 150001 哈尔滨)

摘 要: 通常高频段寂静频带呈随机断续分布,为充分利用高频段资源,本文采用 MCPC(Multi-carrier Phased-coded)信号形式设计非连续谱信号.对随机断续谱 MCPC 信号的目标回波公式进行了推导,并分析非连续 MCPC 信号在不同信噪比、doppler 情况下性能.基于快速傅里叶变换提出多载频非连续 MCPC 信号处理流程.首先进行速度处理,将不同载频速度信息统一,再通过 IFFT 将不同载频的距离信息进行相参综合处理.并针对非连续频谱信号产生较高旁瓣等级,设计目标函数,利用凸优化理论求解最小二乘滤波器,对相参综合处理距离维信号进行旁瓣抑制处理,较好解决了高频雷达距离分辨力差及随机断续谱较高旁瓣问题.

关键词: 多载频 MIMO 高频雷达;非连续谱;距离高分辨;MCPC 信号处理;最小二乘

中图分类号: TN958.93 **文献标志码**: A **文章编号**: 0367-6234(2013)11-0013-06

Discontinuous spectra MCPC signal processing

ZHOU Shenghui, YANG Qiang, DENG Weibo

(Institute of Electronic Engineering Technology, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China)

Abstract: To fully exploit discontinuous spectra, this paper adopts MCPC (Multi-carrier Phased-coded) signal structure to design discontinuous spectra waveform. The signal adopts cycle complementary P4 coded, the echo expression of the random discontinuous spectra MCPC signal is deduced, and the signal performance in different SNR, Doppler is analyzed. Based on the fast Fourier transform, we propose the processing algorithm flow of discontinuous spectra MCPC signal. The algorithm does the velocity processing, unifies the velocity information under different carrier frequencies, and then by IFFT coherent synthesizes different frequencies range information. For the higher PSL problem generated by discontinuous spectra, we design objective function, use CVX toolbox to solve the least square filter coefficients, and then restrain sidelobes level that coherent processing generating.

Key words: multi-carrier MIMO HF radar; discontinuous spectra; range high resolution; MCPC signal processing; least square

高频地波超视距雷达对距离分辨力的要求较高,而大时宽-带宽积信号可以满足其对分辨力的要求.然而通常高频雷达工作的频段(3~30 M)存在严重的干扰,系统很难找到连续的、满足信号带宽要求 的"寂静"频带.从高频段频谱监测的资源来看,设计大带宽信号雷达波形频谱只能选取非连续的频带资源.以往高频雷达所能获得的分辨力极为有限,一般地,发射带宽不超过40 kHz,距离单元内回波能量极易被杂波淹没.同时,高频雷达往往在比较窄的频带上集中较高能量,敌方比较容易探测到我方雷达的工作频点.为提高高频雷达的距离分辨能力及其在恶劣电磁环境中的生存能力, S D Green[1] 提出非连续谱雷达波形设计概念,工作频带选取摆脱连续带宽限制.

与时分多频波形相比,多频并行发射周期较小,多普勒容限大,不易产生速度模糊,且 MCPC 信号具有理想钉板模糊函数,多载频线性调频的模糊函数距离和速度相互耦合.目前关于非连续谱 MCPC 信号的研究较少,主要研究是非连续谱时分跳频波形

收稿日期: 2012-10-10.
基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (61171182).
作者简介: 周升辉(1982—),男,博士研究生;
杨 强(1970—),男,副教授,博士生导师;
邓维波(1961—),男,教授,博士生导师.
通信作者: 杨 强,yq@hit.edu.cn.

处理以及非连续频谱的脉压后较高旁瓣抑制.关于非连续谱时分波形的研究如下:位寅生对非连续谱随机跳频信号采用加权迭代最小二乘法(IRLS)抑制距离旁瓣,取得较好效果[2-3].王勤等[4]对非连续谱线性调频信号进行分析,针对非连续谱引起的接收基带信号的相位跳变提出了基于正则化内插/外推的处理方法,文献[5]提出一种改进的CLEAN算法,通过迭代处理从雷达信号中逐步分离目标,较好的达到高距离分辨和旁瓣抑制的效果.

本文采用集中式布放MIMO体制(Collocated Antennas)多天线发射,每个发射单元发射不同载频,从而避免多频发射PAPR(峰均比)较高问题.通过接收端多载频波形综合达到提高距离分辨力的目的.将MCPC信号与非连续谱结合,求解频谱内插滤波器实现非连续谱MCPC信号的旁瓣抑制.首先,介绍MCPC信号结构,基于传统高频雷达二维处理提出MCPC信号的处理流程;针对非连续信号距离向较高旁瓣,通过凸优化求解最小二乘滤波器系数,对距离处理后维数据进行频谱内插,来降低因频谱缺失产生较高旁瓣电平问题;最后对MCPC信号不同SNR、doppler信息情况进行性能分析.仿真结果表明,非连续谱MCPC信号可以较好改善高频雷达距离分辨力,且该算法计算量小,便于工程实现.

1 MCPC信号结构

本文采用集中式MIMO体制[6],发射天线采用频率分集形式,各发射单元发射不同载频相位编码信号,载频呈非连续分布,不同载频信号带宽相同,对于接收信号为多个载频的混合信号,形式与多频并发MCPC的结构相同[7].

一般的,MCPC是将M个相位编码序列调制在并发的N条子带上.每一个编码序列由M个码元构成.与OFDM类似,两相邻子带之间的频率差值倒数为码元持续时间.一般的,MCPC信号的单个脉冲内的复包络可以表示为

$$x(t)=\sum_{n=1}^{N}\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(n-\frac{N-1}{2}\right)\frac{t}{t_b}\right]\cdot\sum_{m=1}^{M}a_{mn}s[t-(m-1)t_b]. \tag{1}$$

其中:$x(t)$表示发射的波形;t_b为码元宽度;n表示频率编码;a_{mn}表示第n个载频第m位码元($|a_{mn}|=1$),a_{mn}在$(m-1)t_b\leqslant t\leqslant mt_b$范围内有值,该载频下基带信号带宽为$\Delta f=1/t_b$;

$$s(t)=\begin{cases}1, & 0\leqslant t<t_b;\\ 0, & \text{其他.}\end{cases}$$

则MCPC信号脉冲串包络为

$$x(t)=\sum_{p=0}^{P}\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M}a_{mnp}s[t-(m-1)t_b-pT_c]\exp\left[\mathrm{j}2\pi\left(n-\frac{N-1}{2}\right)\frac{t-pT_c}{t_b}\right]. \tag{2}$$

其中T_c为发射脉冲串的周期,p为发射脉冲序号.本文编码采用循环互补(COCS)P4码,P4码为chirp-like码序列,其循环移位可构成互补码,利用多个码组序列自相关函数之和呈现理想的低旁瓣特性,该形式编码具有良好的抗多普勒频移特性,同时具备抗预压缩带宽限制的优点.本文采用循环移位互补码构造非连续谱MCPC信号.

2 非连续谱MCPC信号处理及旁瓣抑制

高频地波雷达依靠较长的相干积累,以获取较高的速度分辨力来检测目标.一般高频地波雷达波形带宽不大于40 kHz,距离分辨单元约为7.5 km.由于高频雷达距离分辨较差,分辨单元目标回波极易淹没于杂波背景中.通过利用离散寂静频带,选取无干扰的子带进行编码以提高距离分辨力.由于波形的频谱非连续,脉冲压缩后会产生较高的副瓣,应用最小二乘迭代求解滤波器,使非连续谱脉冲压缩后的数据逼近目标函数,对较高的副瓣电平进行抑制.

高频地波雷达工作频带一般为3~15 MHz,当发射波形频带跨度较大时,速度处理时多普勒会发生展宽.设高频雷达载频为5 MHz,跳频带宽为0.5 MHz,最高载频与最低载频多普勒频率相差$v/300$ Hz,v为目标运动速度,当目标速度较大时,多普勒频差越明显.高频雷达有较高的速度分辨力,频率分辨力可达0.01 Hz.非连续频谱MCPC信号不同载频同一目标会产生不同多普勒信息,目标在距离多普勒平面上能量无法集中[6,8-12].首先,对多载频信号进行分频处理,将不同载频信息分别进行距离-速度处理,将不同载频下的多普勒信息统一,然后将粗测距离维信息做IFFT相参细化处理.信号处理流程如图1所示.

处理公式具体推导如下:发射信号(2)的目标R处回波信号r_{mnp}表达式如下:

$$r_{mnp}(t)=\sum_{p=0}^{P}\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M}c_n\cdot a_{mn}s[t-(m-1)t_b-pT_c]\cdot\exp[\mathrm{j}2\pi(f_0+n\Delta f)(t-\tau)], \tag{3}$$

$$\tau=\frac{2R}{c}+pT_c+\frac{2v}{c}\left(t-\frac{2R}{c}-pT_c\right). \tag{4}$$

其中c_n为第n载频下反射系数,v对应目标的速度.式(4)表示运动目标不同脉冲的时延表达式.首先,将接收信号与发射脉冲载频相同本振信号混频,接收信号可以化简为下式:

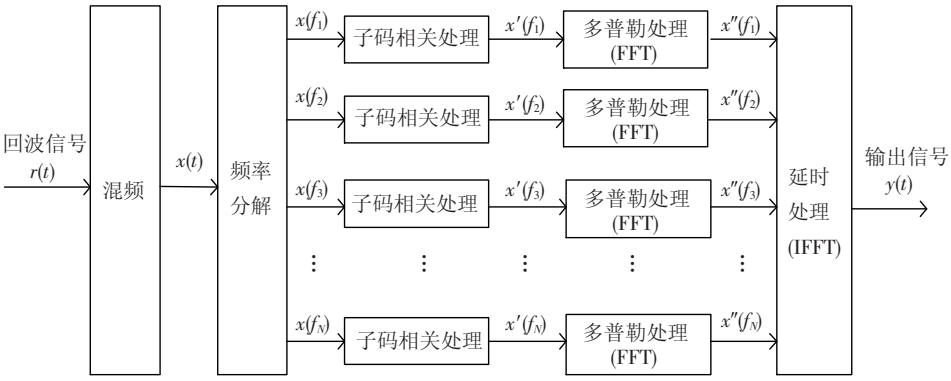


图 1　P4 码非连续 MCPC 信号频谱

$$r_{mnp}(t)=\sum_{p=0}^{P}\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M}c_n\cdot a_{mn}\cdot\exp(\mathrm{j}2\pi n\Delta f t)\exp\left(-\mathrm{j}\,2\pi f_n\left(\frac{2R}{c}+pT_c+\frac{2v}{c}\left(t-\frac{2R}{c}-pT_c\right)\right)\right).\tag{5}$$

其中 $f_n=f_0+n\Delta f$.

设信号的采样频率为 $f_s=N/t_b$ 或者是 N/t_b 整数倍，当采样频率较高时，可以使噪声污染的回波分频后，编码信息更准确. 考虑计算量，选择 $f_s=N/t_b$，则脉冲宽度内有 MN 个采样点，同时 $T_cf_s=NT_c/t_b$ 为整数，即脉冲周期 T_c 为码元宽度 t_b 的整数倍，是为了保证傅里叶变换(FFT) 与采样信号同步，傅里叶变换(FFT) 可以解调出正确的 N 路载频信号，否则要判断回波信号中脉冲的起始时刻.

对混频后的信号 $r_{mnp}(t)$ 以采样率 N/t_b 采样，则第 p 个脉冲回波信号，第 k 采样点的信号可以表示如下：

$$r_{mn}(k)=\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M}c_n\cdot a_{mn}\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_n\frac{2R}{c}\right)\exp\left(\mathrm{j}2\pi n\Delta f\frac{kt_b}{N}\right)\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_n\frac{2v}{c}\left(\frac{kt_b}{N}-\frac{2R}{c}\right)\right).$$

$$f_n\frac{2v}{c}\frac{2R}{c}\simeq 0.\tag{6}$$

则第 p 个脉冲的回波信号可以简化为

$$r_{mn}(k)=\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M}c_n\cdot a_{mn}\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_n\frac{2R}{c}\right)\exp\left(\mathrm{j}2\pi n\Delta f\frac{kt_b}{N}\right)\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_n\frac{2v}{c}\frac{kt_b}{N}\right).\tag{7}$$

观察式(7)，其中 $\exp(\mathrm{j}2\pi n\Delta fkt_b/N)$ 是关于 n 的 c_na_{mn} 的傅里叶逆变换. 将混频后的回波信号 $r_{mn}(k)$ 分成 T_c/t_b 段，每段数据含有 N 个采样点，对该段数据做 N 点 FFT，则得到 N 个载频信号. 分频后每个载频下的采样频率为 $1/t_b$，该载频回波信号采样点数为 T_c/t_b. 对每一载频回波信号进行码相关处理，可得到每个载频下的目标回波距离信息，此时目标分辨力为 $ct_b/2$，分频后回波脉冲串表达式如下：

$$r_{mnp}(k)=\sum_{p=0}^{P}\sum_{n=1}^{N}\sum_{m=1}^{M}c_m\cdot|a_{mn}|^2\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_n\frac{2R}{c}\right)\cdot\exp\left(-\mathrm{j}2\pi f_n\frac{2v}{c}\left(\frac{kt_b}{N}-pT_c\right)\right).\tag{8}$$

对不同载频进行多脉冲的速度处理，对不同脉冲下速度信息项 $\exp(\mathrm{j}2\pi f_{dn}(kt_b/(N-pT_c)))$ 做 P 点 FFT，可得到该载频目标的速度信息，将不同载频速度信息统一. 最后，将所有载频下 N 个采样点距离信息项 $\exp(\mathrm{j}2\pi f_n2R/c)$ 做 N 点 IFFT，则不同载频距离信息相参合成，可得到目标精确的位置，经过相参 IFFT 细化处理后距离分辨力变为 $ct_b/2N$.

当发射信号为非连续谱 MCPC 信号时，将频带划分为正交子带. 选取无干扰的寂静频带进行调制，将整个跳频带宽分成整数 N 个子带，同时满足采样频率 f_s 大于跳频总带宽的两倍，且 f_st_b 为整数，分频时对多载频混合信号做 f_st_b 点 FFT，将得到 f_st_b 路基带信号. 此时 $f_st_b>N$ 时，对比发射选频信息，保留 N 路无干扰基带信号，将没有调制的频带舍去. 对回波子带进行码相关处理，并归一化码相关处理结果，以消除不同频率幅值响应的差别. 将相关处理后的数据按照发射载频顺序排列，缺失频带的数据用零代替. 对脉冲串回波信号做多普勒处理，统一不同载频速度信息. 将该信号进行 Bt_b 点(即跳频带宽内子带的数目 N) IFFT 处理，则得到目标精确距离信息.

经过以上处理后，目标附近有大量较高谐波旁瓣，是由于频谱缺失产生的. 对相参处理后得到的细化距离信息进行以下的旁瓣抑制处理.

通常抑制旁瓣电平多采用幅度加权的方法，

一般幅度加权在频域进行.等价于将脉冲压缩后的数据与滤波器函数卷积,会得到一个比原来旁瓣低得多的输出响应,对于非连续谱信号滤波器相当于对回波信号缺失频率进行内插. 设该滤波器函数 F,经过脉冲压缩后的回波信号输出为 r,期望滤波后输出 S_F 表达式为

$$S_F(\tau) = r(\tau) \otimes F(\tau). \tag{9}$$

滤波器相当于在时域用一个插值函数来优化原来数据的频谱.式(9)在数字化后等同于一个线性方程组,写成矩阵的形式如下:

$$\boldsymbol{AF} = \boldsymbol{G}.$$

其中:

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} & \cdots & r_{1N} \\ r_{21} & r_{22} & \cdots & r_{2N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{M1} & r_{M2} & \cdots & r_{MN} \end{bmatrix}, \boldsymbol{F} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_N \end{bmatrix}, \boldsymbol{G} = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_M \end{bmatrix},$$

$f_j = F((j-1)\Delta\tau)(j = 1,2,\cdots,N)$ 为所求解的滤波器系数,$g_i = S_{Fi}((i-1)\Delta\tau)(i = 1,2,\cdots,M)$ 为距离数据经过滤波后期望的输出;$r_{ij} = r[(i-1+j)\Delta\tau], (i = 1,2,\cdots,M, j = 1,2,\cdots,N)$,其中 $\Delta\tau$ 为时间的采样间隔,$r(\tau)$ 是回波信号经过速度距离后,距离向维数据.

通过凸优化工具箱求解该最小二乘问题:

$$\min \ \| \boldsymbol{AF} - \boldsymbol{G} \|_2.$$

其中 $\boldsymbol{G}$ 为通过滤波器后期望得到的波形,$\boldsymbol{G}$ 选取切比雪夫加权,可依据连续带宽脉冲压缩的等级选取.主瓣的宽度与非连续谱信号的调频总带宽有关,旁瓣电平保持恒定等级期望输出.通过凸优化工具箱迭代求解滤波器系数 $\boldsymbol{F}$.$\boldsymbol{F}$ 阶次的选取可以依据跳频范围内子带数目选取,保证求解效率择中选取阶次.

3 计算机仿真

3.1 非连续谱循环 P4 码波形及旁瓣抑制

以加拿大 1999(夏)监测的可用射频频谱,选取离散寂静频带,频率分布如表 1.无干扰有效带宽 200 kHz,跳频带宽 660 kHz(5.11~5.77 MHz).频谱利用率为 37.88%,子带带宽为 10 kHz.

图 2 为循环移位 P4 码非连续 MCPC 信号频谱,选取以上频点作为子带载频构造 MCPC 信号.P4 码元数为 10 个,载频数为 20 个.图 3 为发射信号采用 20 个载频进行编码,每个载频采用 10 位 P4 循环互补码形式调制,将 10 个脉冲作为一个码组,每个发射天线发射单一载频相位编码信号.对于接收天线接收多个载频混合信号,将不同载频信号进行分频处理,分别对码组内的 10 个脉冲进行码相关处理,对每个脉冲进行脉冲压缩,将脉压后 10 个脉冲叠加,按照第 2 节介绍的方法将不同载频的信号进行 IFFT 处理得到图 3 所示的处理结果.可以观察到主瓣远区由于 P4 循环互补编码叠加,使得远区旁瓣等级很低,理论上约为 -300 dB之多,实际系统采样精度并没有意义.主瓣附近区域轮廓的宽度与单个载频的带宽有关(产生阶跃的区域),而主瓣宽度与整个编码信号跳频带宽有关.

表 1 加拿大 1999(夏)可用的射频频谱

频带	频率范围/MHz	带宽/kHz
1	5.11~5.14	30
2	5.26~5.27	10
3	5.29~5.31	20
4	5.37~5.39	20
5	5.46~5.48	20
6	5.51~5.52	10
7	5.54~5.59	50
8	5.64~5.66	20
9	5.72~5.73	10
10	5.77~5.80	30

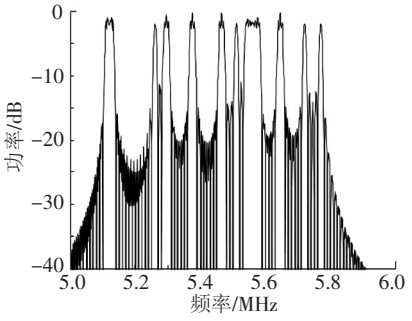


图 2 P4 码非连续谱 MCPC 信号频谱

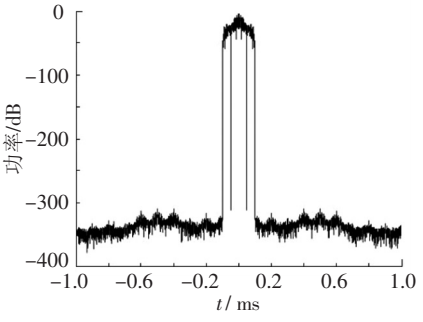


图 3 P4 循环互补码脉冲压缩

图 4 为主瓣区域放大图,主瓣区域附近旁瓣等级较高,当弱目标落入该区域时,较高的旁瓣将淹没回波能量相对较弱的信号.针对主瓣区域较高的旁瓣,通过最小二乘法设计旁瓣滤波器,对主瓣区域进行滤波,由于主瓣远区远低于主瓣等级,即使

经过滤波器处理，也不会产生较高的旁瓣等级.

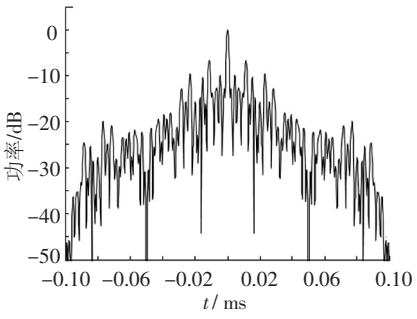


图 4　P4 循环互补码脉冲压缩主瓣区域

图 3 主瓣区域与主瓣远区有明显阶跃，由互补码之间叠加产生的，当脉冲压缩的数据通过滤波器时，在与主瓣固定距离处会产生两个对称野值，原因是凸优化时 F 只取了主瓣附近区域数据长度，当主瓣区域数据还没有完全进入滤波器产生的吉布斯效应，由于该过程为线性滤波，野值大小与中心值成比例，可以通过滑窗处理将该值剔除.图 5 为主瓣区域经过最小二乘设计滤波输出结果，主瓣宽度与滤波前基本一致，旁瓣电平控制在−50 dB，不仅有较高的分辨力同时获得较低旁瓣等级.

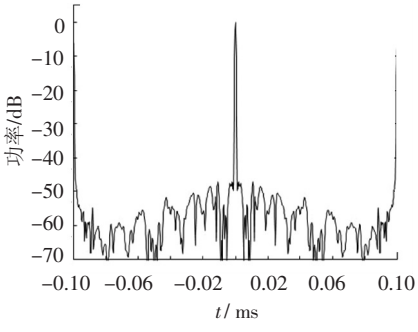


图 5　P4 最小二乘滤波

前面提到滤波器的阶数与频带内子带的个数有关，当滤波器阶数小于子带数目时滤波器不能很好的抑制旁瓣电平.设置期望函数旁瓣等级为−50 dB，当最小方差最小时停止迭代，结果如表 2.其中旁瓣等级为峰值旁瓣等级(PSL)，当滤波器的阶数较大时，求得的旁瓣等级较低，当滤波器的阶数大于子带数目时，PSL 不再降低.同时给出了不同阶次的迭代时间，仿真环境为 Intel Pentium Dual 2.00 GHz，1.96 GB 内存，matlab2008a.

通常高频段环境频谱信息可以通过实时监测获取，因此需要对非连续谱旁瓣抑制滤波器的实时性有较高要求，本文算法在高速计算机运算环境下，会有更好的实时性，主体采用快速傅里叶变换，便于工程实现.

3.2　非连续谱循环 P4 码远区旁瓣性能

对于静止目标的回波信号没有经过最小二乘处理时，不同信噪比情况下，主瓣附近区域几乎不受信噪比的影响.而主瓣远区的旁瓣等级影响较大，信噪比越大远区旁瓣等级越低，下面列出几种不同信噪比情况下远区旁瓣等级情况如表 3 所示.

表 2　滤波器结束与旁瓣等级

滤波器阶数	旁瓣等级/dB	迭代时间/s
52	−33.2	4.235
54	−35.5	4.240
56	−36.7	4.311
58	−37.9	4.456
60	−41.2	4.551
62	−45.3	4.700
64	−47.2	4.733
66	−47.9	4.881
68	−47.8	5.001
70	−48.0	4.991

表 3　信噪比与远区旁瓣关系

SNR/dB	远区旁瓣/dB
−10	−43.25
−5	−45.54
0	−51.47
5	−57.72
10	−62.37

表 3 数据表明当信噪比较低时，远区旁瓣显著升高，当信噪比较大时，最小二乘设计滤波器时需要考虑远区的旁瓣，对脉冲压缩处理后旁瓣抑制处理，不能只考虑主瓣附近区数据，通常情况下远区旁瓣等级可以满足要求.

3.3　非连续谱循环 P4 码运动目标性能

通常一般的相位编码信号缺点是具有多普勒敏感，例如 P4 码，当多普勒为 $0.05B$ 时，B 为信号带宽，100 位 P4 码的最大旁瓣等级将增加5 dB.而对于循环互补 P4 码，以 8 位 P4 码循环移位构成的互补码为例，当多普勒频率为 $0.12B$ 时，平均旁瓣等级都在−300 dB 以下，因此，循环互补 P4 码具有良好的抗多普勒敏感性.并且，通常高频雷达检测舰船目标的多普勒频移在 10 Hz 以内，对于循环 P4 码多普勒频移对脉冲压缩旁瓣等级影响较小.而对于空中目标则需要对较大的多普勒频率进行补偿处理后做以上处理，否则脉压后将产生较高的旁瓣等级.

3.4　相参积累周期选取

对同一个距离单元的信号做相参积累，这样才能保证目标所在的多普勒单元处会综合出较窄脉冲.即非连续谱的波形的分辨力 $R = c/2B$，积累周期时间内目标移动距离不超过分辨单元 R，设积累周期的脉冲个数为 P，脉冲重复周期为 T_c，则有如下关系：

$$PT_c v \leqslant R.$$

上式进一步可以改写为

$$P \leqslant c/2T_c vB.$$

高频地波雷达通常依靠速度高分辨来检测目标的.因此理论上增加非连续谱跳频带宽,就要减少积累周期,以跳频带宽500 kHz为例,目标速度20 m/s,脉冲周期5 ms为例,脉冲积累个数为3 000,脉冲累积时间为15 s.多普分辨力约为0.067 Hz.如果的确需要进行长时间相参积累,以提高目标的多普勒分辨率和积累信噪比,可以通过估算出的雷达与目标的相对速度做补偿因子,对距离徙动进行校正.

下面采用循环移位P4互补编码形式设计非连续MCPC信号,并对其进行二维速度距离处理.以证明该信号可以较好的应用于高频雷达系统中.仿真中的相关波形与信号处理参数如下:假定载频与上节选取相同,脉冲宽度1 ms,脉冲重复周期3 ms,脉冲个数256,脉冲抽取间隔90 ms.信号的带宽和载频参数同上.噪声为复高斯白噪声,信噪比为10 dB.为了说明非连续谱MCPC信号雷达的分辨能力,选取3个较为密集目标,目标1,2,3位于107 km,110 km,125 km,目标速度为8 m/s,16 m/s,23 m/s远离雷达运动.依照本文第2节方法进行仿真,结果如图6.

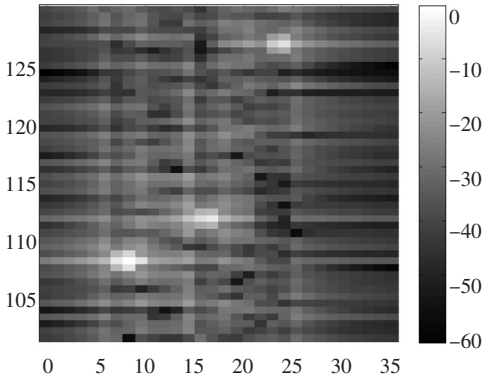


图6 非连续MCPC信号速度距离处理

观测图6可以发现,距离信息经过细化处理,距离分辨率约为1 km,平均旁瓣水平为−35 dB.回波目标距离向旁瓣与静止目标不加噪声情况相比提高5~10 dB左右(图6).对于舰船目标,多普勒频率对频移影响较小($f_d \ll \Delta f$),旁瓣等级提高的原因是由于多载频通过FFT分频时,相当于一组滤波器,频率响应为一般辛格函数.滤波器通带阻带参数不够理想,分频后的信号幅相被附近子带泄露的频谱污染,通过优化分频滤波器参数可改善升高的旁瓣等级.

4 结 论

本文应用循环互补P4码设计随机断续谱MCPC信号,对目标回波公式进行了推导.给出了MCPC信号的处理方法,基于快速傅里叶算法提高了MCPC信号处理的实时性;针对随机断续谱信号因频谱缺失产生的较高旁瓣,通过最小二乘方法设计滤波器,较好的抑制了距离向高旁瓣等级,并对随机断续谱MCPC信号的性能进行分析,证明该信号适用于高频雷达系统,可以较好的弥补高频雷达距离分辨力较差的不足.同时该处理流程简单有效便于工程应用.下一步,我们将研究非连续谱MCPC信号的实测数据处理研究.

参考文献

[1] GREEN S D, KINGSLEY S P. Improving the range/time side lobes of large band width discontinuous spectra HF radar wavefroms [C]// Proceeding of Seventh International Conference on HF Radio Systems and Techniuques. Piscataway: IEEE, 1997: 246-250.

[2]位寅生,刘永坦,许荣庆. 准随机跳频信号的二维处理[J]. 电子学报,2003, 31(6): 801-804.

[3] 位寅生,刘永坦. 随机断续高频雷达波形设计和处理[J]. 电子学报,2002, 30(3): 437-440.

[4] 王勤,万显荣,杨子杰,等. 基于CLEAN算法的非连续谱线性调频中断波信号处理[J]. 电波科学学报,2009,24(2): 243-248.

[5] 熊俊志,杨子杰,王勤. 基于内插/外推的非连续谱高频雷达二维处理[J]. 电波科学学报,2006, 21(5): 735-739.

[6] YANG Qiang, ZHOU Shenghui, DENG Weibo. Multi-carrier frequency MIMO HF Radar using convex optimization beamforming[C]//ICSP2010-2010 IEEE 10th International Conference on Signal Processing. Piscataway: IEEE, 2010: 127-130.

[7] 梁潇, 多载频相位编码信号的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2006:23-31.

[8] WANG Guohua, LU Yilong. Designing single/multiple sparse frequency waveforms with sidelobe constraint[J]. Radar, Sonar & Navigation, IET, 2011, 5(1):32-38.

[9] LIU W X, LU Y L, LESTURGIE M. Optimal sparse waveform design for HFSWR system[C]//Waveform Diversity and Design Conference, 2007. International. Pisa:[s.n.], 2007: 127-130.

[10] LINDENFELD M J. Sparse frequency transmit and receive waveform design[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2004, 40(3): 851-861.

[11] WANG Guohua, LU Yilong. Bounds on generalized integrated sidelobe level in waveforms with stopbands[J]. Electronics Letters, 2010, 46(23):1561-1562.

[12] WANG Guohua. Sparse frequency waveform design based on PSD fitting[C]//Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2011 IEEE International Conference on. Piscataway:IEEE,2011: 2860-2863.

(编辑 张 宏)