◇ 研究报告 ◇

宽带多普勒测速技术中的发射信号*

黎美琪^{1,2} 王长红^{1,3} 邓 锴^{1,3†}

(1 中国科学院声学研究所 北京 100190)

(2 中国科学院大学 北京 100049)

(3 北京市海洋声学装备工程技术研究中心 北京 100190)

摘要: 声波信号作为系统测速的载体,直接影响测速性能,是多普勒测速技术的关键。研究了不同发射信号的 频谱特性及基于复协方差法的多普勒频移测量误差。一般假设二相编码信号频谱关于载频对称,但实际上其 频谱为不关于载频对称的双边谱,不对称程度由不对称系数量化。不对称系数越小,测频偏差、标准差均越小, 即测频性能更佳。仿真实验表明,在不考虑波束开角的点回波模型下,差分重复伪随机 Blackman 码元幅度调 制编码信号与常用的非差分重复伪随机二相编码信号相比:不对称系数低3个数量级;信号频带同带宽内信噪 比在 0 ~ -10 dB 范围内测频标准差约下降 2% ~ 20%;信噪比高于 10 dB 时相对测频偏差约小 5‰ ~ 6‰。 关键词: 多普勒测速;宽带编码信号;频谱特性;误差分析

中图法分类号: TN911.7 文献标识码: A 文章编号: 1000-310X(2020)05-0681-09 DOI: 10.11684/j.issn.1000-310X.2020.05.005

The transmit signal in broadband Doppler velocimetry technology

LI Meiqi^{1,2} WANG Changhong^{1,3} DENG Kai^{1,3}

(1 Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

(2 University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

(3 Beijing Engineering Technology Research Center of Ocean Acoustic Equipment, Beijing 100190, China)

Abstract: As the carrier of system velocimetry, acoustic signal directly affects the velocimetry performance, which is the key to Doppler velocimetry technology. The spectral characteristics of different transmitted signals and the Doppler shift measurement error based on complex covariance method are studied. It is generally assumed that the spectrum of the two-phase coded signal is symmetric about the carrier frequency, but in fact its spectrum is a bilateral spectrum that is not symmetric about the carrier frequency, and the degree of asymmetry is quantified by the asymmetry coefficient. The smaller the asymmetry coefficient is, the smaller the Doppler shift measurement bias and standard deviation are, that is, the Doppler shift measurement performance is better. Simulation experiments show that the differential repeated pseudo-random Blackman symbol amplitude modulation coded signal is compared with the commonly used non-differential repeated pseudo-random two-phase coded signal under the point echo model without considering the beam angle: the asymmetry coefficient is three orders of magnitude lower; when the SNR within the same frequency band of the signal is within the range of $0 \sim -10$ dB, the Doppler shift measurement standard deviation is reduced by about $2\% \sim 20\%$; when the SNR is higher than 10 dB, the relative Doppler shift measurement bias is about $5\% \sim 6\%$ smaller.

Keywords: Doppler velocimetry; Broadband coded signal; Spectral characteristics; Errors analysis

²⁰¹⁹⁻¹¹⁻¹⁸ 收稿; 2020-03-31 定稿

^{*}国家重点研发计划项目(2017YFC1403404)

作者简介:黎美琪(1995-),女,江西九江人,硕士研究生,研究方向:信号与信息处理。

[†]通信作者 E-mail: dengk@mail.ioa.ac.cn

0 引言

多普勒测速技术被广泛应用于海洋、医学、 气象、军事等领域^[1-5]。复协方差频移估计测速 法^[6-9]简单高效且实时性好,是测频的主要方法。 测速数据质量可用偏差及标准差来量化^[10],多普勒 频移测量(以下简称测频)误差是载体速度测量(以 下简称测速)误差的主要来源,可将测速误差分析 简化为测频误差分析^[1]。

声波信号作为系统测速的载体,直接影响测速 性能,是多普勒测速技术的关键。学者多研究相位 编码信号的相关特性^[8-9],缺乏对频谱特性的深入 研究。在相关特性方面, 文献 [8] 从自噪声角度论述 伪随机二相编码不是最佳波形,以最小方差为目标 设计了多相编码信号; 文献 [9] 利用回波自相关第一 个旁瓣的位置解决测速模糊。文献[8-9]对信号特 性的分析均仅限于相关性,而没有从频谱角度进行 分析,本文从频谱角度论述伪随机二相编码不是最 佳波形,以最小不对称系数为目标设计差分重复伪 随机 Blackman 码元幅度调制编码信号。在频谱特 性方面,已有关于编码信号频谱特性[11-13]的研究 中,一般直接假设时域发射信号为复数形式。如文 献[11] 推导了复数形式的伪随机二相编码信号频谱 表达式, 文献 [12] 介绍了该复数形式编码信号的相 关和频谱特性并根据相关性讨论编码参数的选择 原则, 文献 [13] 在文献 [11-12] 的基础上研究了复数 形式的非差分重复伪随机二相编码信号的频谱特 性,与矩形正弦填充脉冲的频谱进行比较,从频域 分析了测速模糊。以上学者均认为编码信号频谱关 于载频对称。但实际上,时域发射信号为实信号,不 能简单假设为复数形式,编码信号频谱也并不关于 载频对称,该不对称主要由正负单边谱旁瓣的相互 影响引起。文献[14]指出实数形式的二相调制信号 频谱要关于载频对称,需基带脉冲频谱左右频移后 的谱没有混叠,即只有高载频才能忽略近似性。文 献[1]以常用的伪随机二相编码信号为例对上述不 对称性原因进行了简要说明,推导了非差分重复伪 随机二相编码信号的不对称系数以量化频谱不对 称程度,并指出频谱不对称是测频偏差的重要来源 之一。但是文中没有对编码信号的频谱表达式、频 谱构成做详细的理论推导及分析,没有对发射信号 的形式进行讨论。在雷达系统中,由于大信号的旁 瓣会淹没小信号,学者对旁瓣抑制技术进行了较为 细致的研究^[15-16],但少有学者将旁瓣与测频误差 联系起来。为提高低信噪比条件下的测速精度,往 往对编码信号进行重复进而增加发射信号长度^[17], 而在编码信号的重复方式上,目前多为简单重复,对 差分重复方式的研究较少。且文献[13]中推导得出 的重复伪随机二相编码信号频谱表达式仅适用于 非差分重复方式,文中给出了适用于非差分与差分 两种重复方式的频谱表达式。

本文在文献[1]的基础上进一步分析不同发射 编码信号的频谱特性,并基于点回波宽带测频模型 分析测频性能。频谱特性方面,推导了不同编码信 号的频谱表达式并对频谱的构成及不对称特性进 行了详细分析;测频性能方面,基于点回波模型下的 复协方差法多普勒频移估计,仿真分析了不同编码 信号的测频偏差及标准差。本文对多普勒测速结果 校正、发射信号波形设计均具有重要指导意义。

1 伪随机二相编码信号频谱不对称原因 分析

宽带测速方式发射编码相干脉冲串信号,比较 常用的是伪随机二相编码信号,下面以其为例分析 发射信号频谱不对称原因。

一般假设伪随机二相编码信号的复数形式:

$$\tilde{s}(t) = a(t) e^{j\phi(t)} e^{j2\pi f_0 t} = a(t) e^{j(\phi(t) + \omega_0 t)},$$
 (1)

其中, $\phi(t)$ 为相位调制函数,取0或 π ; f_0 为频率调制 载频;a(t)为编码信号幅度调制函数:

$$a(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < LT, \\ 0, & \notin \mathbb{C}, \end{cases}$$
(2)

其中,L为编码信号码元数,T为码元宽度,LT为单 段编码信号时长,根据 δ 函数性质,复包络可写成

$$\tilde{u}(t) = a(t) \operatorname{e}^{\operatorname{j}\phi(t)} = v(t) \otimes \sum_{i=0}^{L-1} c_i \delta(t-iT), \quad (3)$$

其中,c_i为码元编码序列,v(t)为码元幅度调制函数:

$$v(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T, \\ 0, & \notin tet. \end{cases}$$
(4)

根据傅里叶变换关系, $\tilde{u}(t)$ 的频谱 $U_{\phi}(f)$ 如式(5),显然 $U_{\phi}(f)$ 关于f = 0对称,

$$U_{\phi}(f) = V(f)C(f)$$

= $T\operatorname{sinc}(fT) e^{-j\pi fT} \left[\sum_{i=0}^{L-1} c_i e^{-j2\pi fiT} \right].$ (5)

则 $\tilde{s}(t)$ 的频谱 $\tilde{S}(f)$ 为关于 $f = f_0$ 对称的正单边谱:

$$\hat{S}(f) = U_{\phi}(f - f_0).$$
 (6)

实际上发射信号为实信号,伪随机二相编码信 号的实数形式为

$$s(t) = \cos(2\pi f_0 t + \phi(t))$$

= $\cos(\omega_0 t) \cos(\phi(t)) - \sin(\omega_0 t) \sin(\phi(t)),$ (7)

由于 $\sin(\phi(t)) = 0$,

$$s(t) = \frac{1}{4} \left(e^{j(\phi(t) + \omega_0 t)} + e^{j(\phi(t) - \omega_0 t)} + e^{-j(\phi(t) + \omega_0 t)} + e^{-j(\phi(t) - \omega_0 t)} \right), \quad (8)$$

 $\mathbb{X} e^{\mathbf{j}\phi(t)} = e^{-\mathbf{j}\phi(t)},$

$$s(t) = \frac{1}{2} e^{j\phi(t)} (e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}).$$
 (9)

则s(t)的频谱S(f)为双边谱:

$$S(f) = \frac{1}{2}(U_{\phi}(f - f_0) + U_{\phi}(f + f_0)).$$
(10)

从式(3)、式(5)可以看出,二相调制本质上相 当于双极性码元幅度调制, $U_{\phi}(f)$ 完全由码元幅度 调制函数v(t)及伪随机码序列 c_i 决定,当单个码元 由 Rectangle 窗调制, $V(f) = T \operatorname{sinc}(fT) e^{-j\pi fT}$,对 应的 $\tilde{S}(f)$ 旁瓣高、衰减慢; c_i 决定编码信号相关特 性,该特性已在大量文献中被讨论,不再细述。编码 信号时域波形可看作子矩形脉冲的叠加,频谱亦可 看作子脉冲频谱的叠加。从式(10)可以看出,实数 形式的伪随机二相编码信号,在频谱上表现为正负 单边谱的叠加,在以往学者的研究中往往忽略了负 单边谱。

以采样频率 $f_s = 20$ MHz、中心频率 $f_0 = 600$ kHz、编码信号码元数L = 7、填充系数Q = 6、编码序列c = [-1, 1, -1, -1, 1, 1, 1]为仿真参数,实数形式的伪随机二相编码信号的时域波形及频谱组成示意图如图1所示。



Fig. 1 Principle of spectrum composition of two-phase coded signals

由码元编码序列c,将信号看作4个子矩形脉冲 的叠加,其时域波形如图1(a)所示,at为编码信号, at_i (i = 1, 2, ···, 4)为根据相位跳变位置分割所得 的4个子矩形脉冲。由图1(a)可知:不同码符号边 界,时域波形幅值反转;每一个码元内填充Q = 6个 余弦波。信号的频谱叠加示意图如图1(b) 所示, af 为编码信号频谱, af_i ($i = 1, 2, \dots, 4$) 为子矩形脉冲 对应的子频谱, sum为子频谱 af_i 的叠加。由图1(b) 可知: af 与 sum 完全重合, 子频谱叠加得到编码信 号频谱,信号频谱旁瓣较高,衰减较慢。子脉冲长度 越长,子频谱能量越集中在中心频率附近,但频谱带 宽不变,带宽由载频和填充系数决定 $B = f_0/Q_\circ$ 实 数形式的伪随机二相编码信号频谱幅值不对称示 意图如图1(c)所示, \tilde{S}_l 、 \tilde{S}_r 、S分别为负单边谱、正单 边谱、正负单边谱叠加后实信号的真实频谱,由于 \tilde{S}_l 的符号以 $-f_0$ 为中心,每经过频率长度B即变换 正负,且 \tilde{S}_r 在以 f_0 为中心的±B范围内同符号,故 \tilde{S}_l 在正频率轴的旁瓣对 \tilde{S}_r 的影响在 f_0 两侧是相反 的 (\tilde{S}_r 对 \tilde{S}_l 的影响同理),造成 $\pm f_0$ 两侧的频谱不对 称。即正负单边谱旁瓣的相互影响导致最终实信号 的频谱S在正频率部分不再关于直线 $f = f_0$ 对称。

频谱的以上旁瓣高、衰减慢、不对称特性是 由于单个码元由Rectangle调制。为了减小不对称 性,单个码元用 Blackman 窗调制,码元幅度调制 函数为

$$v_B(t) = \begin{cases} 0.42 - 0.5 \cos\left(\frac{\pi}{T}t\right) + 0.08 \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right), \\ 0 < t < T, \\ 0, & \text{ 其他.} \end{cases}$$
(11)

编码序列不变,则实数形式的Blackman码元 幅度调制宽带编码信号的频谱为

$$S_B(f) = \frac{1}{2} (U_{\phi B}(f - f_0) + U_{\phi B}(f + f_0)), \quad (12)$$

其中, $U_{\phi B}(f) = V_B(f)C(f)$, $V_B(f)$ 为 $v_B(t)$ 的频域 表达。

仿真参数同图1,码元幅度调制函数分别如 式(4)、式(11)所示,编码信号的时域波形及频谱结 构如图2所示。图2(a)为分别用Rectangle、Blackman窗调制码元幅度的伪随机二相编码信号时 域波形。图2(b)中 \tilde{S} 、S、 S_B 分别为复数形式的 Rectangle窗码元调制编码信号频谱、实数形式的 Rectangle窗码元调制编码信号频谱、实数形式的 Blackman窗码元调制编码信号频谱。正如前文所 分析的, S_B 较S旁瓣衰减快,不对称程度减小;主瓣 展宽且幅度降低。



图 2 矩形窗及布莱克曼窗码元幅度调制编码信号时域波形及频谱结构

Fig. 2 Time domain waveform and spectrum structure of Rectangle and Blackman symbol amplitude modulation coded signals

2 参数对重复编码信号不对称系数的影响

本节给出重复编码信号频谱及不对称系数的 数学表示,并重点研究编码信号码元数L、重复次数 R、填充系数Q、信号重复方式(差分/非差分)对不 对称系数的影响。

参考式(3),复数形式的重复伪随机二相编码信 号复包络可写为

$$\tilde{u}_R(t) = \left[v(t) \otimes \sum_{i=0}^{L-1} c_i \delta(t - iT) \right]$$
$$\otimes \sum_{k=0}^{R-1} c_{Ri} \delta(t - kLT), \quad (13)$$

其中, c_{Ri} 为重复方式序列, 非差分重复方式时 c_R 为全1序列, 差分重复方式时, 相当于进行了双极 性编码信号幅度调制, 调制序列为 $c_R = [1, -1, 1, -1, \cdots]$, 由傅里叶变换可得复包络频谱:

$$U_{\phi R}(f) = U_{\phi}(f) \left[\sum_{k=0}^{R-1} c_{Ri} \,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f k L T} \right].$$
(14)

根据第1节中的正负单边谱叠加理论,可得实 数形式的重复伪随机二相编码信号的频谱为

$$S_R(f) = \frac{1}{2}(U_{\phi R}(f - f_0) + U_{\phi R}(f + f_0)).$$
(15)

文献[13]中分析非差分重复方式的编码信号频 谱时,将式(14)亦写作

$$U'_{\phi R}(f) = U_{\phi}(f) \left[\frac{\sin(\pi (f - f_0) R L T)}{\sin(\pi (f - f_0) L T)} \times e^{-j(f - f_0)(R - 1)LT} \right].$$
 (16)

由于第1节中已经对 $U_{\phi}(f)$ 进行了详细说明, 下面重点分析式(14)中的第二项:

$$Fc_R = \sum_{k=0}^{R-1} c_{Ri} e^{-j2\pi f k L T},$$
 (17)

显然 $e^{-j2\pi fkLT}$ 为周期函数, 假设其周期为 Δf , 则有

 $\Delta f k L T \equiv Z, \ Z \not D$ 整数, $k = 0, 1, \dots R - 1, \ (18)$

每一个码元由Q个载频为 f_0 的余弦波填充,故单个码元时间长度 $T = Q/f_0$,代入式(18)得

$$\Delta f = \frac{f_0}{LQ} = \frac{B}{L}.$$
(19)

即无论重复方式如何, Fc_R 均由一系列间隔为 Δf 的谱线构成。非差分重复方式时, c_R 为全1序列,

 $Fc_R(f-f_0)$ 在 $f = f_0 + \Delta f/2$ 处取值为0,在 $f = f_0$ 时取得极大值,即 $f = f_0$ 处对应一条谱线。差分重复方式时, Fc_R 又可写作

$$Fc_{R} = \sum_{k=0}^{R/2-1} \left(e^{-j2\pi f(2k)LT} - e^{-j2\pi f(2k+1)LT} \right)$$
$$= \sum_{k=0}^{R/2-1} e^{-j\left[2\pi f(2k)LT + \pi fLT + \frac{\pi}{2}\right]}.$$
 (20)

 $Fc_R(f-f_0)$ 在 $f = f_0$ 处取值为0,在 $f = f_0 + \Delta f/2$ 处取得极大绝对值,即 $f = f_0 + \Delta f/2$ 处对应一条 谱线。

重复次数R = 6、编码信号幅度调制序列 $c_R = [1,1,1,1,1]$ 或[1,-1,1,-1,1,-1]、其他仿 真参数同图1,复数形式的重复伪随机二相编码信 号频谱如图3所示。

图3(a)中Fc_{Rno}、Fc_R分别表示非差分、差 分重复方式对二相编码信号频谱调制的脉冲序 列。如前文所分析的,两者均由一系列间隔为 $\Delta f = 14.3$ kHz的谱线构成,前者在 $f = f_0$ 处为 极大值点,后者在 $f = f_0 + \Delta f/2$ 处为极大值点。 图 3(b) 中 \tilde{S} 、 \tilde{S}_{Rno} 、 \tilde{S}_{R1no} 、 \tilde{S}_{R1} 分别表示非重复信 号频谱(可表示谱包络)、文献[13] 推导的非差分重 复信号频谱、本文中推导的非差分重复信号频谱 及差分重复信号频谱。显然 \tilde{S}_{Rno} 、 \tilde{S}_{R1no} 完全重合, 即本文推导的结果与文献 [13] 吻合。 图 $3(b) + \tilde{S}$ 较 图 1(b) 中 \tilde{S} 表现了更多频谱细节,因为其为公式直 接推导得到,而图1为时域信号傅里叶变换仿真得 到,受频率分辨率影响,图1(b)不能表现全部细节 故整体比较平滑。对比分析 \tilde{S} 、 \tilde{S}_{B1no} 、 \tilde{S}_{B1} ,重复 编码信号时域上进行周期重复,对应于频域上乘 一系列间隔为 Δf 的脉冲(Fc_{Rno} 、 Fc_R),从而将频 谱离散化,或者称为"频域采样",频谱包络较 \tilde{S} 近 似不变:差分重复编码信号相当于对编码信号幅度 再进行 $c_R = [1, -1, 1, -1, \cdots]$ 的调制, 亦等价为单 段编码信号进行一次正负加权叠加后所得的信号 进行 R/2次周期重复,该方式改变脉冲位置而不改 变脉冲形状,故频谱包络依然近似不变。但是两种 方式所得包络对原始信号频谱的表征均不完整,如 \tilde{S}_{R1no} 虽然能够表现 f_0 处的凹陷, 但其他位置的凹 陷均不能表现; \tilde{S}_{R1} 则完全相反, 能表现除 f_0 外其 他全部位置的凹陷。

应用声学





Fig. 3 Non-differential and differential repetitive coded signal spectrum

根据以上分析,重复伪随机二相编码信号频谱 在正频率轴有如下特点:形状为梳状谱,谱包络近似 等于伪随机二相编码信号频谱;谱线以载频 f_0 为中 心,在 f_0 、 $f_0 + \Delta f/2$ 处,非差分、差分重复方式为极 大值;有相同的频率间隔 Δf ,且单段编码信号时间 长度 $LT = 1/\Delta f$;在带宽 B内非差分方式有 2L+1条谱线、差分方式有 2L条谱线; f_0 两侧的频谱幅值 不对称, $a = (a_{-L}, a_{-L+1}, \cdots, a_{L-1}, a_L)$ 表示谱线 的幅值向量,非差分方式 a_0 存在,差分方式 a_0 不存 在。设立频谱幅值不对称系数 ε_{asy} 以量化频谱不对 称程度^[1]:

$$\varepsilon_{\text{asy}} = \frac{\sum_{i=0}^{L} \gamma_i \sum_{k=-L+i}^{L+i} (a_i a_{i-k} - a_{-i} a_{-i+k})}{\sum_{i=0}^{L} \sum_{k=-L+i}^{L+i} (a_i a_{i-k} + a_{-i} a_{-i+k})}, \quad (21)$$

其中,分子表示关于 f_0 对称的两条谱线的幅值,分 别与其他所有谱线幅值相乘做差值后的加权和;i表 示当前谱线位置;k表示与当前谱线频率相距 $k\Delta f$; $\gamma_i = (f_i - f_0)/\Delta f$ 为不同位置谱线的加权系数,分 母的作用为归一化。

下面仿真 ε_{asy} 随宽带编码信号的参数Q、R、 L、重复方式变化的情况。为减小栅栏效应,选取 $f_0 = 500 \text{ kHz}$ 、Q = 4、其他仿真参数未特殊说明时 同图 3。选取以 f_0 为中心的 2B 范围内的谱线。不对 称系数随各参数的变化情况如图 4 所示。

图4中, nodiff、diff表示非差分和差分重复方 式,分别用黑色和红色表示; rec、bla表示Rectangle 窗和Blackman 窗码元幅度调制,分别用方块和星 形表示。从整体可以看出红色比黑色曲线更接近直 线0,即差分编码方式可减小不对称系数;星形曲线 基本接近直线0,远小于方块形曲线的幅度,文中提 出的 Blackman 码元幅度调制编码信号能够显著降 低不对称系数 ($\varepsilon_{asv} \approx 0$,可以近似认为频谱完全对 称,即该编码信号是以最小不对称系数为目标的最 佳波形)。当Q增大,不对称系数整体呈下向降趋势, 因为Q越大,带宽越小,单边谱的相互影响就会越 小,当Q增大到一定程度,信号接近为窄带信号,不 对称系数趋于0;当L增大,不对称系数整体呈上升 趋势,因为在一定的带宽内,谱线越密集,谱线间的 相互影响越严重,且非严格巴克码的相关性不理想, 相应的频谱结构对称性不理想; R基本上不影响不 对称系数,因为其不影响整体包络,主要决定单根谱 线的分辨率, R 越大, 编码信号时间越长, 频率分辨 率越高,谱线越细。



图 4 不对称系数随各参数的变化情况 Fig. 4 The variation of the asymmetry coefficient with parameters

3 几种编码信号测频性能的比较

本节主要分析第2节中提出的4种重复编码信号: 非差分Rectangle调制 (nodiff+rec)、差分Rectangle调制 (diff+rec)、非差分Blackman调制 (nodiff+bla)、差分Blackman调制 (diff+bla) 对测频误 差的影响。利用复协方差频移估计测量目标运动速 度的流程^[10]如图5所示。





文献[18]指出,当复相关运算所得相关函数的 频谱关于多普勒频移偶对称(不对称系数为0),多 普勒频移估计无偏。假设信号传输环境理想,频谱 幅值响应为1(只考虑发射信号频谱不对称性),由前 面两节的分析可知,不对称系数不为0。文献[1]指 出相关时延不准确且频谱不对称是测频偏差的重 要来源,并建立了基于复协方差法的宽带测频模型, 本文利用其点回波宽带测频模型得接收信号

$$s_{\rm rec} = \sum_{i=-I}^{I} a_i \cos(\omega_0 + \omega_d + i\Delta\omega_r)t + n(t). \quad (22)$$

中心谱线 f_0 对应的多普勒频移 $f_d = 100$ Hz, 接收信号谱线间隔 $\Delta \omega_r = \Delta \omega (1 + \omega_d / \omega_0), n(t)$ 为 白噪声,相关时延 $\tau = LT$,其他仿真参数同图4。加 入与信号频带相同带宽内的噪声,不同信噪比条件 下,按图5所示流程进行 N = 1000 次仿真实验,4种 信号的不对称系数如表1,测频偏差及标准差如图6 所示。测频偏差定义为确定信噪比下,估计多普勒 频移均值 $\overline{f_d}$ 与真实多普勒频移值 f_d 的差;相对测频 偏差定义为测频偏差与真实频移的比值;测量标准 差定义为

std =
$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} (\widehat{f_{di}} - \overline{\widehat{f_d}})^2}$$
. (23)

	表1	4 种编码信号	亏的个对称杀到	汉	
Table	1	Asymmetry	coefficients	of	four
coded	\mathbf{sig}	nals			

编码信号	$\operatorname{nodiff}+\operatorname{rec}$	diff+rec	nodiff+bla	diff+bla
$\varepsilon_{\rm asy}$	0.56	-0.16	-0.0007	-0.0004

由表1知,Blackman码元幅度调制宽带编码信号的不对称系数较Rectangle码元幅度调制低3个数量级,差分重复方式较非差分方式具有更小的不对称系数。Blackman窗码元调制信号的不对称性系数已经很小,故差分重复方式对不对称系数的影响不大,差分重复方式在Rectangle窗码元调制信号中表现出较明显的优势。差分重复Blackman码元幅度调制宽带编码信号具有最小的不对称系数。

由图6可以看出,不考虑波束开角的点回波模型下,基于复协方差法的测频性能具有与不对称

系数相似的规律。图 6(a) 表明: Blackman 窗码元调 制信号对应的测频偏差小于 Rectangle 窗码元调制 信号;差分重复方式信号对应的测频偏差小于非 差分重复方式,高信噪比时,diff+rec 较 nodiff+rec 的相对测频偏差降低了约 2‰,diff+bla 相比 nodiff+bla 在偏差上的优势不明显。图 6(b) 表明:低 信噪比时,Blackman 窗码元调制信号对应的测频 标准差明显小于 Rectangle 窗码元调制信号。总的 来看,diff+bla具有最好的测频性能,其与传统的 nodiff+rec 相比:信噪比在 $0 \sim -10$ dB 范围内测频 标准差约下降 2% ~ 20%;信噪比高于 10 dB 时相 对测频偏差约小5‰ ~ 6‰。

综合表1的不对称系数值及图6的测频误差分 析可知:不对称系数越小,测频偏差、标准差均越小, 即测频性能更佳。





Fig. 6 Frequency measurement performance with different coded signals and signal to noise ratio

4 结论

频谱特性方面:二相编码本质上相当于双极性 码元幅度调制,当调制窗为Rectangle窗,编码信号 频谱旁瓣高、衰减慢,正负单边谱相互影响导致频谱 幅值不关于载频对称;当调制窗为Blackman窗,其 频谱结构近似关于载频对称。编码信号频谱不对称 程度可由不对称系数量化。对于重复编码信号,其 频谱为等间隔离散化的二相编码信号频谱,具有与 非重复编码信号相似的谱包络,差分重复方式本质 上相当于双极性编码信号幅度调制,差分较非差分 重复方式具有更小的不对称系数。 测频性能方面:点回波模型下,基于复协方差 法估计多普勒频移,相关时延取值为发射信号长 度。当频谱结构对称,测频偏差接近0;当频谱不 对称,测频偏差与频谱不对称程度相关。差分重复 Blackman码元幅度调制宽带编码信号较目前常用 的非差分重复伪随机二相编码信号具有更好的测 频性能,具体表现为:前者比后者的不对称系数低3 个数量级;信噪比在0~-10 dB范围内测频标准差 约下降2%~20%;信噪比高于10 dB时相对测频 偏差约小5‰~6‰。量化不对称程度的不对称系 数越小,测频偏差、标准差均越小,即测频性能更佳。

参考文献

- Li M, Wang C, Deng K. The influence of correlation delay and spectral asymmetry on acoustic Doppler velocimetry bias[J]. Chinese Journal of Acoustics, 2020, 39(3): 351–371.
- [2] 刘彦祥. ADCP 技术发展及其应用综述 [J]. 海洋测绘, 2016, 36(2): 45-49.
 Liu Yanxiang. Review on development of ADCP technology and its application[J]. Hydrographic Surveying and
- Charting, 2016, 36(2): 45-49.
 [3] 祁锦毅,高上凯,杨福生.关于宽带和窄带超声血流速度测量 方法的评价 [J]. 声学学报, 1997, 22(3): 255-267.
 Qi Jinyi, Gao Shangkai, Yang Fusheng. An assessment on the wideband and narrowband methods of ultrasonic blood flow measurements[J]. Acta Acustica, 1997, 22(3): 255-267.
- [4] 郑媛媛, 俞小鼎, 方翀, 等. 一次典型超级单体风暴的多普勒 天气雷达观测分析 [J]. 气象学报, 2004, 62(3): 317–328.
 Zheng Yuanyuan, Yu Xiaoding, Fang Chong, et al. An analysis of a classic supercell storm with Doppler weather radar data[J]. Acta Meteorologica Sinica, 2004, 62(3): 317–328.
- [5] 吴卫玲, 宋喜报. 多普勒测速雷达测速误差分析 [J]. 计量与测 试技术, 2000(1): 31-32.
- [6] Brumley B H, Cabrera R G, Deines K L, et al. Performance of a broad-band acoustic Doppler current profiler[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1991, 16(4): 402–407.

- [7] Xu L, Xu D, Sheng L. A solution to velocity ambiguity of broad-band acoustic Doppler current profiler[C]// 2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP). IEEE, 2015.
- [8] Chi C, Vishnu H, Beng K T, et al. Utilizing orthogonal coprime signals for improving broadband acoustic Doppler current profilers[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2019, PP(99): 1–11.
- [9] 黄雄飞,苑秉成,陈喜. 一种解决 BBADCP 测速模糊的方法 [J]. 声学技术, 2008, 27(3): 323–327.
 Huang Xiongfei, Yuan Bingcheng, Chen Xi. A solution to velocity ambiguity of broad band acoustic Doppler current profile[J]. Technical Acoustics, 2008, 27(3): 323–327.
- [10] Zedel L, Hay A E. A three-component bistatic coherent Doppler velocity profiler: error sensitivity and system accuracy[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2002, 27(3): 717–725.
- [11] 张明友, 汪学刚. 雷达系统 [M]. 第四版. 北京: 电子工业出版社, 2013: 294-297.
- [12] 张道平. 宽带多卜勒测流仪 (BBADCP) 信号特性分析 [J]. 海 洋技术学报, 2001, 20(1): 78-82.
 Zhang Daoping. Signal feature analysis of broad-band acoustics Doppler current profiler (BBADCP)[J]. Ocean Technology, 2001, 20(1): 78-82.
- [13] 黄雄飞, 苑秉成, 陈喜. 宽带多普勒声纳信号频谱特性分析 [J]. 应用声学, 2009, 28(4): 278-282.

Huang Xiongfei, Yuan Bingcheng, Chen Xi. Spectrum characteristics of signal in broad-band doppler sonar[J]. Applied Acoustics, 2009, 28(4): 278–282.

- [14] 冯嫚, 吴乐南. 统一的 BPSK 信号功率谱分析 [J]. 电气电子 教学学报, 2008, 30(6): 35–37.
 Feng Man, Wu Lenan. Unitive power spectra density analysis of BPSK signals[J]. Journal of Electrical & Electronic Education, 2008, 30(6): 35–37.
- [15] 张静. 脉冲压缩及其旁瓣抑制技术研究 [D]. 西安: 西安电子 科技大学, 2005.
- [16] 魏广雷. 相位编码信号脉压技术的研究与实现 [D]. 南京: 南京理工大学, 2012.
- [17] 黄雄飞, 苑秉成. 宽带多普勒声纳信号波形设计 [J]. 兵工学报, 2010, 31(9): 1193–1199.
 Huang Xiongfei, Yuan Bingcheng. Waveform design of broadband Doppler sonar[J]. Acta Armamentarii, 2010, 31(9): 1193–1199.
- [18] Lhermitte R, Serafin R. Pulse-to-pulse coherent Doppler sonar signal processing techniques[J]. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 1984, 1(4): 293–308.