

引用格式: 王俊宇, 景永刚, 许伟杰. 宽带多普勒测速技术中跨周期模糊问题的研究[J]. 声学技术, 2020, 39(6): 763-768. [WANG Junyu, JING Yonggang, XU Weijie. Research on cross-period ambiguity in broad-band Doppler velocity measurement technology[J]. Technical Acoustics, 39(6): 763-768.] DOI: 10.16300/j.cnki.1000-3630.2020.06.018

宽带多普勒测速技术中跨周期模糊问题的研究

王俊宇^{1,2}, 景永刚¹, 许伟杰¹

(1. 中国科学院声学研究所东海研究站, 上海 201815; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 宽带声学多普勒流速剖面仪, 利用伪随机编码调制发射脉冲信号以及复相关算法计算各水层反射回波的多普勒频移, 进而达到测速的目的。复相关算法中, 在排除模糊速度干扰的情况下, 测速精度与脉冲信号的长度存在正比的关系。而脉冲宽度越长, 所用来调制发射脉冲信号的编码阶数也越高, 随之带来的便是速度模糊的问题。在复相关测频算法的基础上, 针对长编码脉冲信号出现的周期性测频模糊情况, 利用短编码脉冲信号的测频结果作为判别标准, 选取恰当的周期性频偏作为计算结果, 既提高了测速精度, 又解决了精度提高所带来的周期性速度模糊问题, 并且在实际应用中, 提高了低信噪比条件下的测速精度。

关键词: 多普勒频移; 编码脉冲信号; 复相关算法

中图分类号: TB556

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2020)-06-0763-06

Research on cross-period ambiguity in broad-band Doppler velocity measurement technology

WANG Junyu^{1,2}, JING Yonggang¹, XU Weijie¹

(1. Shanghai Acoustic Laboratory, Chinese Academy of Science, Shanghai 201815, China;

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

Abstract: In the broadband acoustic Doppler current profiler (BBADCP), the Doppler shifts of the echoes reflected from different water layers are calculated by using pseudo-random coded modulation and complex correlation algorithm to achieve the purpose of velocity measurement. It is known that in the complex correlation algorithm, there is a direct proportional relationship between the accuracy of velocity measurement and the length of pulse signal when the disturbance of ambiguous velocity is eliminated. However, for increasing pulse length, the higher coding order would be used to modulate the transmitting pulse signal, which brings the problem of velocity ambiguity. Based on the complex correlation frequency measurement algorithm and aiming at the periodic frequency measurement ambiguity of long-coded pulse signal, in this paper, a method by using the frequency measurement result of short-coded pulse signal as the discrimination criterion and choosing the appropriate periodic frequency offset as the calculation result is proposed, which can not only improve the velocity measurement accuracy, but also solve the problem of periodic velocity ambiguity while increasing precision. In practical application, the velocity measurement accuracy of this method is improved under low signal-to-noise ratio.

Key words: Doppler frequency shift; coded pulse signal; complex correlation algorithm

0 引言

声学多普勒流速剖面仪(Acoustic Doppler Current Profile, ADCP), 是一种利用相位编码调制脉冲技术, 向各水层发射多个调制脉冲信号, 并接收其反射回波脉冲, 再通过复相关测频算法计算各水层对应相干脉冲的多普勒频偏值, 进而精确计算出各水层流速值的测速仪器。假设通过换能器向水中发射频率为 f_0 的声脉冲信号, 该信号在经过各水层散

射体的散射以及海底边界的反射后, 将损失一部分能量, 而由换能器接收到的脉冲信号, 经过一定的处理之后可以计算出回波脉冲的频率 f_1 。根据多普勒原理, 当声源与散射体之间具有相对运动的时候, $f_0 \neq f_1$, 并且存在以下关系:

$$f_d = f_1 - f_0 = \frac{2v \cos \alpha}{c} f_0 \quad (1)$$

其中: f_d 为多普勒频偏, v 为换能器与水中散射体的径向相对速度, c 为水中声速, α 为发射波束与海底平面的夹角。

宽带声学多普勒流速剖面仪(Broadband Acoustic Doppler Current Profile, BBADCP), 在发射声脉冲时, 使用双相(0° 和 180°)伪随机编码对其进行相位调制。接收回波脉冲时, 利用两个正交的本振信

收稿日期: 2019-10-24; 修回日期: 2019-12-05

作者简介: 王俊宇(1994—), 男, 广西桂林人, 硕士研究生, 研究方向为水声测速技术。

通讯作者: 许伟杰, E-mail: xwj@mail.ioa.ac.cn

号, 分别与接收的回波信号进行解调运算, 再通过低通滤波器获得两路正交信号, 之后利用复相关测频算法可以计算出对应的多普勒频移, 进而可精确测量各水层流速^[1]。

在复相关测频算法中, 存在测速模糊的问题, 即调制脉冲的宽度与所能测量的流速范围存在反比关系。文献[2]中利用时延估计确定复相关测频的模糊区间, 这样不可避免地会产生时延估计误差, 并且为了保证时延估计误差的精度, 需选择高精度的时延估计方法, 对采样率和运算量产生更高的要求。本文在此基础上, 利用长脉冲信号(重复的短脉冲对)进行测量, 结合长短脉冲信号各自的特点, 将短编码脉冲信号所测频偏结果作为判别标准, 确定长脉冲信号的模糊区间。该方法计算量小, 对采样率的要求不高, 并且能够在保证较高精度的前提下, 完成测速工作。

1 复相关算法

1.1 BBADCP 回波脉冲信号处理

在 BBADCP 中, 假设接收回波脉冲 $s_r(t)$ 设为

$$s_r(t) = A \sin[2\pi(f_0 + f_d)t + \theta] \quad (2)$$

式中: A 为回波脉冲的幅值, f_0 为发射脉冲的中心频率, f_d 为产生的多普勒频移, θ 为发射脉冲的初始相位。之后可以利用两个正交的本振信号对回波脉冲进行正交解调处理, 获得 I/Q 两路实信号, 正交解调的过程如图 1 所示^[3]。

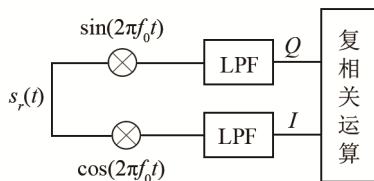


图 1 回波脉冲的正交解调过程
Fig.1 Quadrature demodulation process of echo pulse

回波脉冲信号的正交解调, 即混频过程之后, 设计低通滤波器对信号进行滤波, 作用是滤掉信号中的高频成分。在滤波完成之后得到信号的同相分量 I 以及正交分量 Q :

$$\begin{cases} I(t) = \frac{1}{2} A \cos(2\pi f_d t + \theta) \\ Q(t) = \frac{1}{2} A \sin(2\pi f_d t + \theta) \end{cases} \quad (3)$$

将 I/Q 两路实信号组合成一个复信号 $Z(t)$, 根据采样定理对其采样获得离散信号 Z_n :

$$Z_n = I_n + iQ_n \quad (4)$$

其中: I_n 、 Q_n 为 $I(t)$ 、 $Q(t)$ 采样后的离散信号。利

用采样后得到的信号计算其复相关函数 $R(h)$, 则有^[4]:

$$R(h) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N Z_n Z_{n+h}^* \quad (5)$$

式中: h 是用整形采样数表示的时延, 一般情况下, 该时延等于所选脉冲信号的长度, N 为采样后得到的离散数据点数。即得到:

$$R(h) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [I_n I_{n+h} + Q_n Q_{n+h} + i(I_{n+h} Q_n - I_n Q_{n+h})] \quad (6)$$

根据多普勒频移计算公式:

$$f_d = \frac{\arctan \left[\frac{R_{\text{Im}}(h)}{R_{\text{Re}}(h)} \right]}{2\pi h T_s} = \frac{1}{2\pi h T_s} \arctan \frac{\sum_{n=1}^N (I_{n+h} Q_n - I_n Q_{n+h})}{\sum_{n=1}^N (I_n I_{n+h} + Q_n Q_{n+h})} \quad (7)$$

式(7)中: T_s 为采样间隔, 所求得的 f_d 为回波脉冲与发射脉冲中心频率的偏差值, 即多普勒频移, 进而可以计算出对应水层的流速^[5]。通过以上推导, 可以看出复相关法测频的运算量较小, 式(7)中仅需要做 $4N+2$ 次乘法、 $2N$ 次加法以及一次反正切运算。

1.2 测速精度

因为 BBADCP 发射的是由伪随机编码调制的脉冲信号, 所以在对回波脉冲进行处理时, 需要使用一定长度的脉冲间隔分割信号, 即对回波信号在不同深度上分层, 并且脉冲间隔的大小应与分层后所得深度单元的大小相同。

由于利用伪随机码对脉冲信号进行编码之后, 每一个编码码元的测量值将是独立的, 因此, BBADCP 按照所使用伪随机码的码元个数, 继续将每一个深度单元分割成与码元个数相等的多个小层, 每一个小层获得一个流速, 之后对该深度单元中所有获得的流速进行统计平均, 所得均值即为该深度单元的流速^[6]。

因此, 伪随机编码信号的码元个数越多, 最后所得的速度均值越准确, 即测速精度越高。

1.3 模糊问题的产生

对于式(7), 因为反正切函数的性质, 复相关测频结果 f_d 被限制于:

$$-\frac{1}{2hT_s} < f_d < \frac{1}{2hT_s} \quad (8)$$

记 $f_{\text{max}} = 1/(2hT_s)$ 为最大模糊频率, 而换能器与水中散射体之间的径向流速 V 由式(9)可得:

$$V = c \frac{f_d}{2f_0} \quad (9)$$

式中： c 为水中声速， f_d 为多普勒频移， f_0 为发射脉冲中心频率。因此，结合式(8)和式(9)可得径向流速的测量范围为

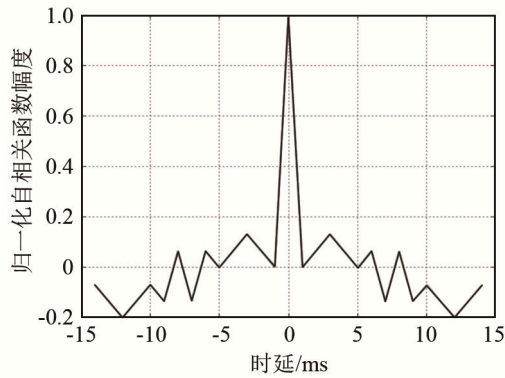
$$-\frac{c}{4hT_s f_0} < V < \frac{c}{4hT_s f_0} \tag{10}$$

由式(10)可以看出，相关时延 h 越大，所测流速范围越小，但随着相关时延的增加，脉冲宽度也随之增长，测速精度则越高。因此，当所测水流的实际速度超过所允许测量的最大有效速度时，就会导致测速结果不准确，在复相关测频算法中表现为跨周期速度模糊的现象。

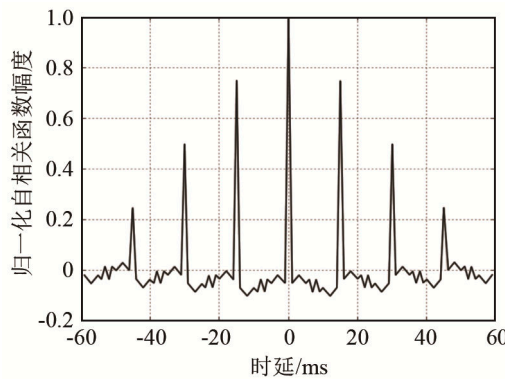
2 伪随机编码信号性质

同样，由式(8)可以发现，运用复相关测频法所测得的频率值与相关时延 h 有关，而相关时延的选择受到发射脉冲调制信号的编码所控制，编码信号的长度可以决定相关时延的大小。

对于发射脉冲信号所选用的编码形式，原则是根据实际环境情况来获取回波脉冲信号尖锐的自相关主峰和最小的自相关旁瓣。因此，对于所使用的 m 序列伪随机码而言，分别研究长度为 15 阶与 4×15 阶的自相关函数，如图 1 所示。



(a) 15 阶 m 序列自相关函数图

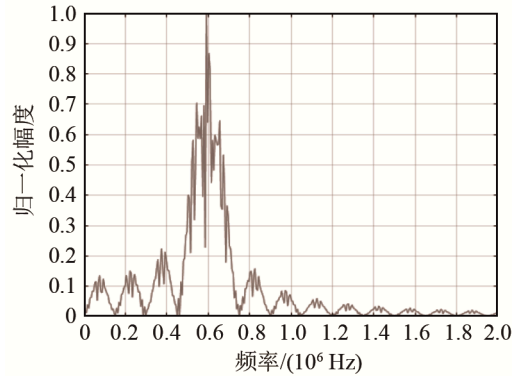


(b) 4×15 阶 m 序列自相关函数图

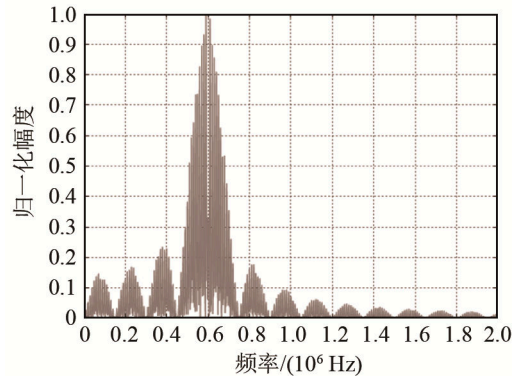
图 2 不同长度 m 码序列的自相关函数图

Fig.2 Autocorrelation function graphs of the m code sequence of different lengths

由图 2 可以看出， m 序列越长，其自相关性能越好。而经过 m 序列调制后的发射脉冲信号(正弦脉冲信号)，其频谱也在中心频率(600 kHz)处出现主峰值^[6]。如图 3 所示。



(a) 15 阶 m 序列调制信号频谱



(b) 4×15 阶 m 序列调制信号频谱

图 3 不同长度 m 码序列调制脉冲的频谱

Fig.3 Frequency spectrums of the pulse signal modulated by the m code sequence of different lengths

因此，就理论而言，伪随机编码信号的长度越长，其相关主峰越尖锐，说明其相关特性越好，则在对回波脉冲进行采样处理时，来自各个码元的回波信号将会具有较强的独立性，并且在测量单一水层流速时，测速精度也将越高。但是，随着码元数的增多，编码脉冲信号的长度也随之增加，所能准确测量流速的最大值也相应地减小。

3 长短编码信号选取

在实际测速过程中，实际水流速度的大小是未知的，所以在使用复相关测频算法测速时，会存在测速模糊的可能性，并且，若是为了获得更高的测速精度，则会需要选择较长的编码脉冲信号，但随之所能测速的有效范围会很窄。

设所使用的编码调制信号产生的最大模糊频率为 f_{max} ，由式(8)可以发现，复相关法测频方法所得的测频结果呈周期性变化，如图 4 所示。

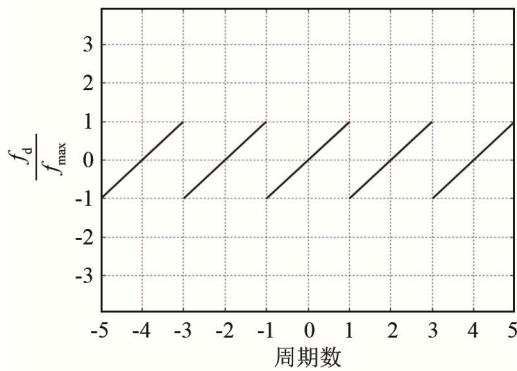


图 4 复相关测频偏差的周期性变化图

Fig.4 Periodic variation diagram of frequency measurement deviation based on complex correlation

由图 4 可以看出，复相关法测频结果呈现周期性变化，在超过某一区间的临界值(模糊频率)时，所测结果将由正值变为负值，并继续按照线性变化呈现下一周期的测量结果^[2]。

在实际测量时，长编码脉冲信号所能测得的 f_{max} 值比短编码脉冲信号的小，但其精度比短编码脉冲信号高。因此，可以先用短脉冲信号在不产生模糊的情况下测出频移的粗略值，再通过长脉冲信号测出一个待定值 f_d ，这个待定值不确定是否模糊，假设其为不模糊的准确频移值，结合图 4 和式 (11)将该值在每一周期内的对应值 f'_d 计算出来：

$$f'_d = f_d + k \cdot 2f_{max}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (11)$$

式中： f_d 为长脉冲信号测出的待定值， k 是对应的周期数。之后与短脉冲信号所测粗略值进行对比分析，选取差值最小的一个对应值作为长脉冲信号的测频结果，如图 5 所示。

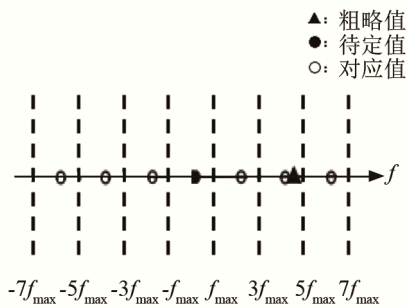


图 5 长和短 m 编码调制脉冲结合的复相关测频法去除频率模糊的图解说明
Fig.5 A graphical description of frequency-ambiguity removal for the complex-correlation frequency measurement method combined with long and short m-coded modulation pulses

在实际应用中，发射一段由多个低阶编码脉冲重复合成的长编码脉冲进行测频，在接收脉冲中，取该重复脉冲的第一段低阶短编码估算频偏的范围，之后再利用整段长脉冲结合上述方法计算频偏的精确值。通过该方法计算出的频偏值由于是利用

多段低阶编码合成长脉冲编码调制信号后所得，因此具有较高的精度，并且在较低信噪比的情形下，也有较高的精度及准确性。

4 回波信号处理仿真

由上文可知，m 序列长度越长，自相关性能越好，但在实际中还需考虑环境噪声以及信号带宽等因素的影响，综合选取调制编码的码元数。

假设发射脉冲的中心频率为 600 kHz，发射脉冲的初始相位设为 180°，为方便与 63 阶 m 序列进行比较分析，所使用的长短 m 序列长度分别为 15 阶以及 4×15 阶，每段编码序列重复 2 次形成相干脉冲对，每段编码中，一个码元宽度填充 4 个周期的正弦波，回波信号的采样率设为中心频率的 10 倍，低通滤波器的带宽为 400 kHz，信噪比为 20 dB。整个回波脉冲仿真处理流程图如图 6 所示。

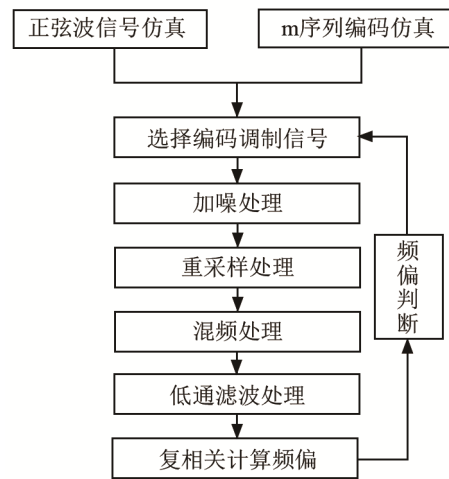


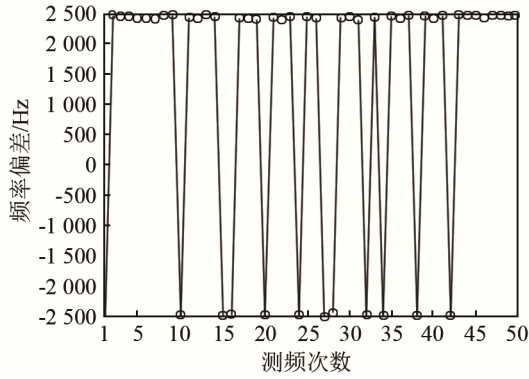
图 6 仿真回波信号处理的流程图
Fig.6 Flow chart of simulating echo signal processing

根据图 6 中的流程图，最后仿真处理结果如图 7 所示。

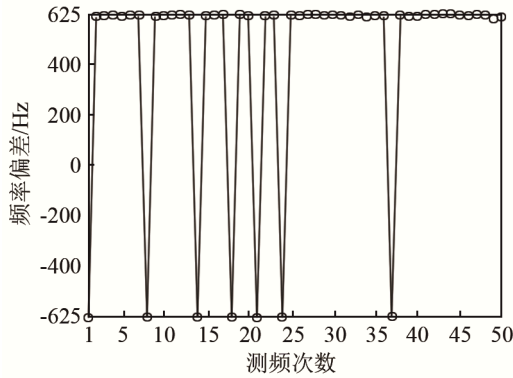
图 7 显示了不同长度的编码调制脉冲，利用复相关算法所仿真得到的模糊测频结果。由图 7 可以看出，所用调制编码信号的序列长度越短，其所能测出的有效多普勒频移范围越宽。另一方面，在两者均不产生模糊频率的情况下，对比两者所测频偏的精度如图 8 所示。

从图 8 可以看出，在均不产生模糊频率的前提下，4×15 阶 m 序列的测频结果波动范围比 15 阶 m 序列的测频结果波动范围小，所以 m 序列的长度越长，测频精度也越高。

在实际测量中，低信噪比环境下的测流精度要求较高。利用上述方法构造 4×15 阶的长编码脉冲

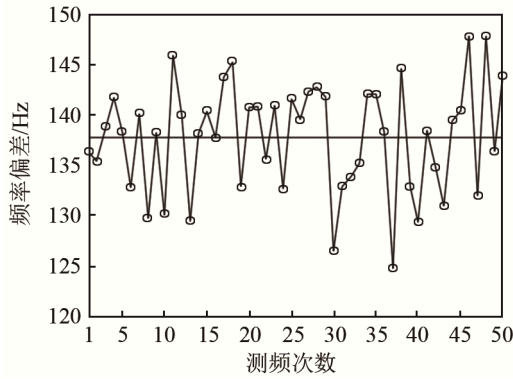


(a) 15 阶 m 序列模糊频率示意图

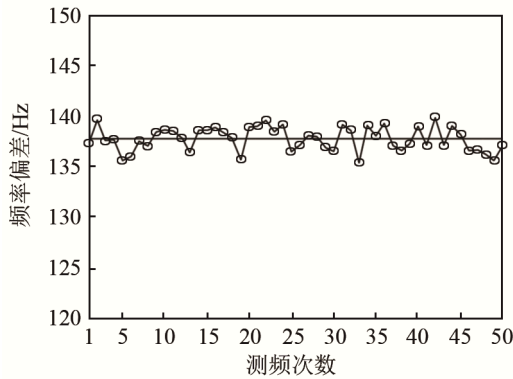


(b) 4x15 阶 m 序列模糊频率示意图

图 7 不同长度 m 编码调制脉冲的模糊频率示意图
Fig.7 The ambiguous frequency diagrams of the m coded modulation pulses of different length



(a) 15 阶调制脉冲测频偏差图



(b) 4x15 阶调制脉冲测频偏差图

图 8 不同长度 m 编码调制脉冲的测频偏差图
Fig.8 The frequency measurement deviation diagrams of the m code modulation pulses of different lengths

信号,并在 5 dB 的低信噪比条件下进行测频,获得的结果如图 9 所示。

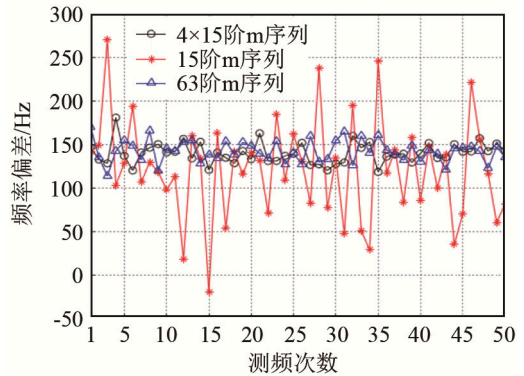
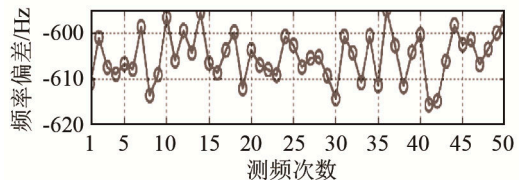


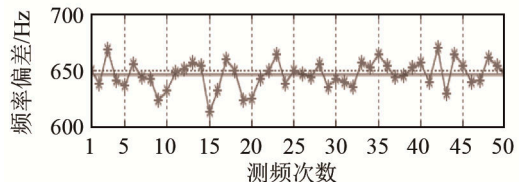
图 9 低信噪比下不同长度 m 编码调制脉冲的测频偏差图
Fig.9 The frequency measurement deviation diagram of the m code modulation pulses of different lengths at low signal-to-noise ratio

从图 9 可以看出,4x15 阶 m 序列与 63 阶 m 序列的测频结果波动程度相近似,即在低信噪比环境下依然有较高且较为稳定的测频精度,而 15 阶的短编码脉冲俨然出现了“测不准”的现象,即测频误差太大,无法使用。所以,在需要较好解决测速模糊的前提下,应尽可能使用长的编码序列进行测频。

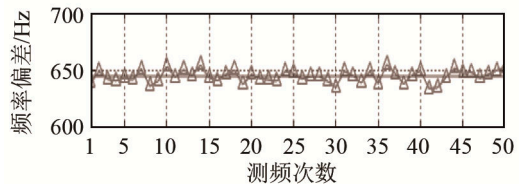
另外,在高速测流环境下,针对其容易产生速度模糊问题,结合式(11)来解决,通过仿真可以得到,长和短 m 编码调制脉冲结合的测频偏差如图 10 所示。



(a) 4x15 阶 m 序列测频偏差图(模糊)



(b) 15 阶 m 序列测频偏差图及频偏均值(不模糊)



(c) 4x15 阶 m 序列解模糊测频偏差图(解模糊)

图 10 长和短 m 编码调制脉冲结合的测频偏差图
Fig.10 The frequency measurement deviation diagram of the combination of long and short m code modulation pulses

由图 10 可以看出,利用 4×15 阶 m 序列调制信号进行测频时,出现频率模糊的情况可以由本文所运用的方法较好地实现跨周期测频的目的。并且从图中也可以发现, 4×15 阶 m 序列的解模糊测频结果比 15 阶长度的 m 序列测频结果的波动范围小,即测频精度得到一定程度上的提高。

5 结 论

本文在 BBADCP 发射脉冲信号的编码调制选择上,结合了长短编码脉冲信号在宽带多普勒测流中各自的优势,利用短脉冲信号重复构造出相应的长脉冲编码信号,并将其测频均值作为长脉冲信号选择模糊区间的判别标准,在不损失精度的前提下,较好地解决了在使用复相关测频算法时引起的跨周期测频模糊问题,并且在较低信噪比时,也能有较好的测频精度。

参 考 文 献

- [1] BLAIR H B, KENT L D, RAMON G C, et al. Broadband acoustic doppler current profiler: Unite States, Patent No.35535[P]. June 1997.
- [2] 彭东立, 马海涛, 许伟杰. 宽带声学多普勒流速剖面仪的中频正交采样算法[J]. 声学技术, 2013, 32(1): 15-18.
PENG Dongli, MA Haitao, XU Weijie. Intermediate frequency orthogonal sampling algorithm for broadband acoustic Doppler current profile[J]. Technical Acoustics, 2013, 32(1): 15-18.
- [3] 朱昊, 刘文耀. 复自相关技术在声学多普勒流速剖面仪中的应用及其定点 DSP 实现[J]. 兵工学报, 2006, 27(3): 451-457.
ZHU Hao, LIU Wenyao. Implementation of a complex self-correlation method on ADCP and its realization on fixed DSP[J]. Acta Armamentarii, 2006, 27(3): 451-457.
- [4] 林伊凡, 陈梦英, 景永刚, 等. 宽带声学多普勒计程仪性能试验分析[J]. 声学技术, 2019, 38(3): 348-353.
LIN Yifan, CHEN Mengying, JING Yonggang, et al. Performance test and analysis of broadband acoustic Doppler velocity log[J]. Technical Acoustics, 2019, 38(3): 348-353.
- [5] 冯宏, 王忠康. 通用型高频宽带 ADCP 信号处理系统设计与实现[J]. 声学技术, 2020, 39(1): 110-116.
FENG Hong, WANG Zhongkang. Design and implementation of a universal high frequency broadband ADCP signal processing system[J]. Technical Acoustics, 2020, 39(1): 110-116.
- [6] 王秀波. 宽带多普勒测流技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2005.
WANG Xiubo. Research on broadband Doppler flow measurement technology[D]. Harbin: Harbin Engineering University, 2005.
- [7] 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 analysis of wideband Doppler sonar signals[J]. Applied Acoustics, 2009, 28(4): 278-282.