

连续波声呐中的调频信号设计方法及性能分析

庞 博¹, 吴一飞², 刘本奇²

(1. 海军驻上海地区水声导航系统军事代表室, 上海 201108; 2. 上海船舶电子设备研究所, 上海 201108)

摘要: 相对传统的短时脉冲波主动声呐而言, 连续波主动声呐是一种新型体制的声呐设备, 允许在扫描周期内发射高占空比的信号, 并且在发射信号的同时进行侦听, 由此可以对水下目标实现连续照射, 消除距离盲区。由于发射和接收机制的不同, 连续波主动声呐对发射信号的波形和处理方法也各有差异, 一是要考虑到“直达波”抑制问题, 二是要在时间带宽积和对目标的照射时间间隔两者之间进行折中。针对上述两个问题, 设计了一种在连续波主动声呐中发射的新型脉冲串信号, 该类信号由多个相互正交的广义正弦调频信号串组成, 以此在频域上消除回波与拷贝信号的相关性; 后置处理中对接收回波提供了三种不同的方案, 在时间带宽积和照射时间间隔两者之间择优选择最佳检测效果。计算机仿真结果表明: 该类信号波形以及相应的处理方法可以有效地抑制直达波干扰并给出目标的速度-距离信息。

关键词: 连续波主动声呐; 调频信号; 直达波抑制

中图分类号: TB556

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2017)-04-0327-08

DOI 编码: 10.16300/j.cnki.1000-3630.2017.04.006

The design and performance of the frequency modulated signal for continuous active sonar

PANG Bo¹, WU Yi-fei², LIU Ben-qi²

(1. Military Agent's Room of Acoustic Navigation System in Shanghai Area, Shanghai 201108, China;

2. Shanghai Marine Electronic Equipment Research Institute, Shanghai 201108, China)

Abstract: In contrast to the conventional pulsed active sonar, continuous active sonar is another type of sonar device that allows transmitting high duty cycle signals during the scan cycle and listening while transmitting signals, which can achieve continuous irradiation of underwater targets to eliminate the blind zone. Due to the transmission and reception mechanisms different from the pulsed active sonar, the transmission signal waveform and processing methods are also different, where the problems of the "direct wave" suppression and the compromise between TBP (time-bandwidth product) and time interval for target irradiation need taking into account. Aiming at the two problems, this paper designs a new type of pulse train signal. The signal is composed of several sinusoidal frequency modulation signal strings which are orthogonal to each other. In the post processing, three different schemes are provided for the received echo in order to achieve the optimal detection effect. The results of computer simulation show that the signal waveform and the corresponding processing method can effectively suppress the direct wave interference and give the target velocity-distance information.

Key words: continuous active sonar; frequency modulated signal; direct wave suppression

0 引言

大部分的声呐应用比如反潜、鱼雷防御、港口保护中使用的都是传统的脉冲式主动声呐(Pulsed Active Sonar, PAS), 在发射短时脉冲后进行长时间侦听。在 PAS 模式下, 时间带宽积和探测盲区是一对矛盾, 目标被声波照射的时间很短, 声呐系统至少需要等待一个周期才能更新探测信息, 对突发干

扰易产生虚警。为了克服上述问题, 近十年来, 国内外将目光逐渐转移到连续波主动声呐(Continuous Active Sonar, CAS)在 CAS 模式下, 可将水下目标视为向外辐射连续信号的被动目标。与传统的 PAS 相比, CAS 具有以下几个方面的潜在优势: (1) CAS 发射机和接收机同时工作, 不存在距离盲区; (2) CAS 的占空比高, 其处理增益远大于 PAS, 将大幅度提高作用距离; (3) CAS 对目标进行连续声波照射, 将有效降低虚警概率, 抗干扰性强; (4) CAS 信息更新是连续的, 可有效降低目标信息间隙, 从而改善跟踪性能。

同时由于 CAS 发射和接收工作的同时性, 决定了 CAS 系统一般都是双/多基地的, 即发射和接

收稿日期: 2016-12-11; 修回日期: 2017-03-12

作者简介: 庞博(1977-), 男, 陕西渭南人, 硕士, 研究方向为电子与通讯工程。

通讯作者: 刘本奇, E-mail: 13482587203@139.com

收之间的直达波干扰无法避免。为了有效抑制直达波干扰,改善检测性能,本文提出一种由多个相互正交的广义正弦信号脉冲串组合波形,对接收到的回波进行滑动匹配处理,综合考虑时间处理增益和对目标的照射时间间隔,最后得出相应的结论。

1 广义正弦调频信号的设计原理

广义正弦调频(Generalized Sinusoidal Frequency Modulated, GSFM)信号是一类在正弦调频(Sinusoidal Frequency Modulated, SFM)信号的基础上对调频因子实现非线性变换而在频域获得相互正交性的新型信号。相互正交的多个广义正弦调频信号组合而成的脉冲串在作匹配处理时可消除由相似的频率成分带来的周期性干扰条纹,提高检测效能。

1.1 正弦调频(SFM)信号

SFM 信号是一类在 CW(Continuous Wave)信号基础上对频率进行调制的调频信号,它的瞬时频率随时间呈现正弦曲线变化规律,时域上的表达式为^[1]:

$$S_{SFM}(t)=\exp(j2\pi f_c t+j\beta \sin(2\pi f_m t)) \quad (1)$$

SFM 信号的相位和瞬时频率的表达式为^[1]:

$$\varphi_{SFM}(t)=\beta \sin(2\pi f_m t) \quad (2)$$

$$f_{SFM}(t)=\beta f_m \cos(2\pi f_m t)=\left(\frac{BW}{2}\right)\cos(2\pi f_m t) \quad (3)$$

其中: f_c 为信号的载频频率; 单个脉冲时长 $0 \leq t \leq T_1$, T_1 为脉冲宽度; f_m 为瞬时频率函数的调制频率; β 为频率调制系数; BW 为信号的带宽; 三者存在以下关系:

$$BW=2f_m\beta \quad (4)$$

图 1、图 2 分别给出了 SFM 信号的时频关系和

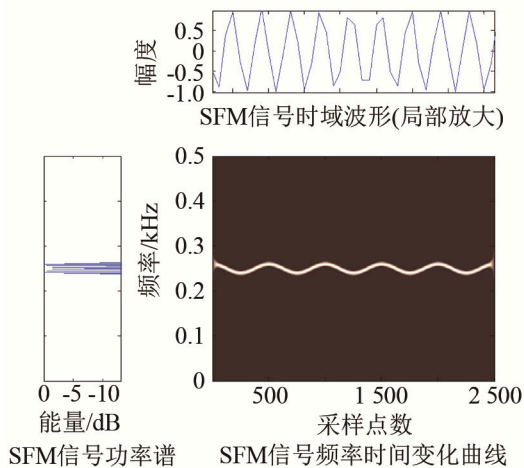


图 1 SFM 信号时频关系图

Fig.1 The analysis of SFM signal, including the relationships between time and frequency, the wave and the power spectrum

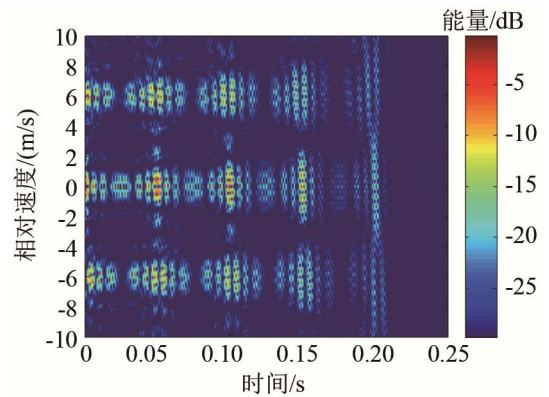


图 2 SFM 信号模糊度伪彩图

Fig.2 The broadband ambiguity analysis of SFM signal with pulse length $T_1=0.25$ s, $f_c=2.5$ kHz, $f_m=20$ Hz and $\beta=4$

模糊度伪彩图。仿真参数为: $f_c=2.5$ kHz, $T_1=0.25$ s, $f_m=20$ Hz, 调制系数 $\beta=4$ 。

由图 2 可以看出: SFM 信号的模糊度图在速度轴上呈现周期性的分布规律,这是由信号本身的梳状谱线结构决定的。当接收回波和发射信号复本之间进行相关处理时,相似的频域分量无疑会产生新的峰值干扰^[2-3]。文献[1]中给出了速度轴上的峰值干扰计算公式:

$$v_{ambl}=f_m c/(2f_c) \quad (5)$$

1.2 广义正弦调频(GSFM)信号

想要消除峰值干扰,首先需要消除掉信号梳状的规律性,GSFM 信号在 SFM 信号的基础上对调频分量进行了重新构造,其时域上的表达式为:

$$S_{GSFM}(t)=\exp\left[j2\pi f_c t+j\frac{\beta}{t^{(\rho-1)}}\sin\left(\frac{2\pi\alpha t^\rho}{\rho}\right)\right] \quad (6)$$

GSFM 信号的相位和瞬时频率的表达式为

$$\varphi_{GSFM}(t)=\frac{\beta}{t^{(\rho-1)}}\sin\left(\frac{2\pi\alpha t^\rho}{\rho}\right) \quad (7)$$

$$f_{GSFM}(t)=\beta\alpha\left[\cos\left(\frac{2\pi\alpha t^\rho}{\rho}\right)-\left(\frac{\rho-1}{\rho}\right)\sin c\left(\frac{2\pi\alpha t^\rho}{\rho}\right)\right] \quad (8)$$

其中: ρ 为大于等于 1 的无量纲整数; α 为频率调制指数,单位为: $s^{-\rho}$, α 和 ρ 决定了信号的瞬时频率在脉冲时间内的周期个数 C , 计算公式为^[2]:

$$C=\frac{\alpha T^\rho}{\rho} \quad (9)$$

当 $\rho=1$ 时,GSFM 信号退化为 SFM 信号。仿真参数与 SFM 信号一致,当 $\rho=2$, $\alpha=160$ s^{-2} 时,图 3、图 4 分别给出了 GSFM 信号的时频关系和模糊度伪彩图。

由图 4 中可以看出,GSFM 信号在零点处有明显的峰值输出,周围的峰值干扰相较 SFM 信号而言得到良好的改善。

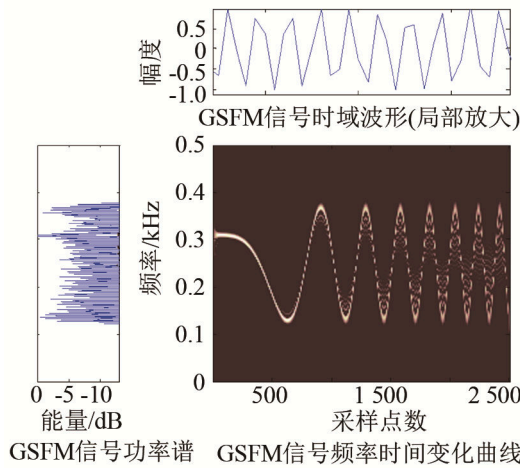
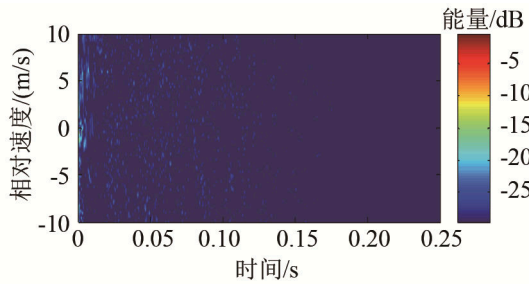
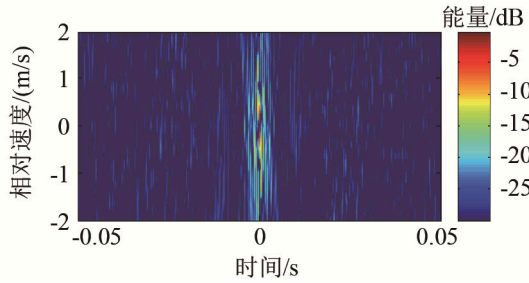


图 3 GFSM 信号时频关系图

Fig.3 The analyses of GFSM signal, including the relationships between time and frequency, the wave and the power spectrum



(a) GFSM 信号模糊度伪彩图



(b) 局部放大效果

图 4 GFSM 信号模糊度伪彩图

Fig.4 The ambiguity analysis of GFSM signal with pulse length $T_1=0.25$ s, $f_c=2.5$ kHz, $\rho=2$ and $\alpha=160$ s²

选取图 5(a)、5(b)两个脉冲信号 $s_a(t)$ 和 $s_b(t)$ 分别进行自模糊度和互模糊度图分析^[3], 结果如图 6

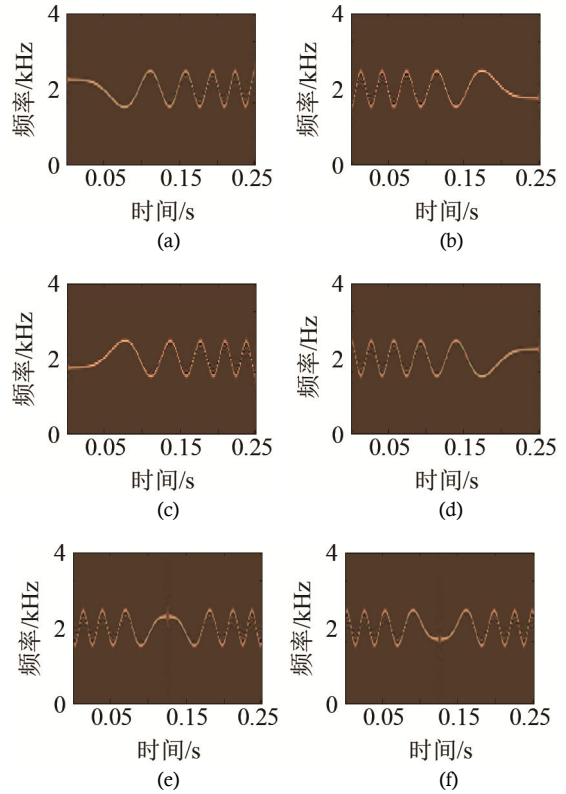
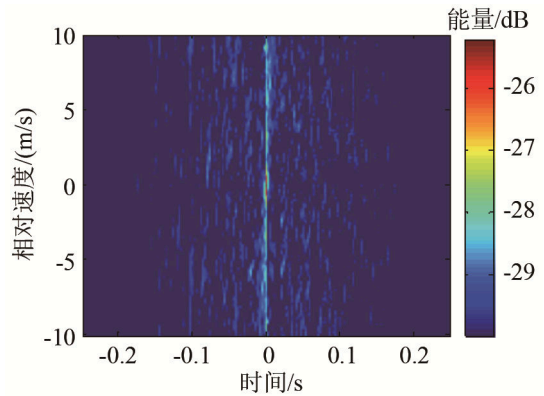
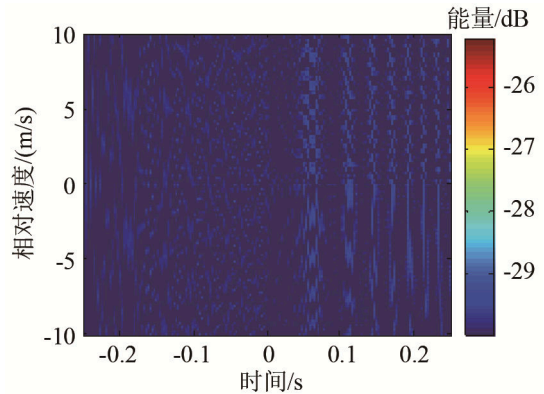


图 5 一簇 GFSM 信号脉冲串

Fig.5 A cluster of GFSM signal strings



(a) $s_a(t)$ 的自模糊度图



(b) $s_b(t)$ 、 $s_a(t)$ 的互模糊度图

2 GFSM 信号组合脉冲串波形设计

2.1 一簇 GFSM 信号模糊度分析

采用不同的 (ρ, α) 可以产生多组在相同的频带范围内近乎正交的 GFSM 信号。这一类正交波形可作为脉冲串应用在连续波主动声呐中。但是在规定的工作参数内仅仅依靠改变 (ρ, α) , 获得 GFSM 信号的数量是有限的。为了产生尽可能多的数量^[4], 本文通过一组 (ρ, α) 来构造一个基本 GFSM 信号, 然后通过对该信号进行频域上的反转、平移, 获得一簇接近正交的 GFSM 信号脉冲串。令 $(\rho, \alpha)=(2, 240)$, 一簇 GFSM 信号脉冲串如图 5 所示。

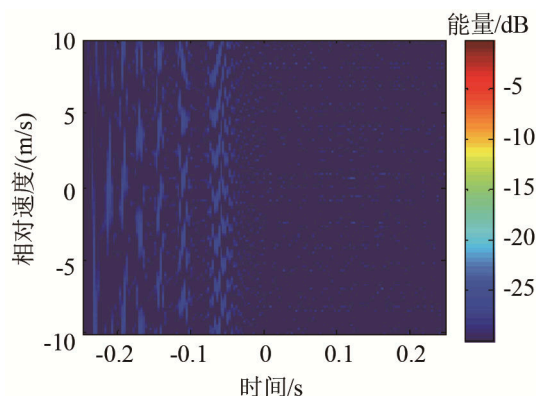
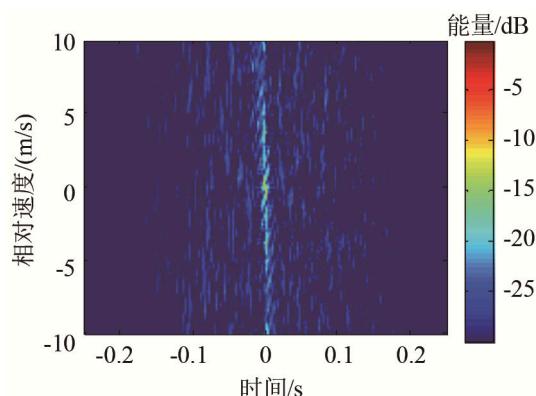
(c) $s_a(t)$ 、 $s_b(t)$ 的互模糊度图(d) $s_b(t)$ 的自模糊度图

图 6 簇内 GFSM 信号模糊度伪彩图

Fig.6 The broadband auto and cross ambiguity analyses of the GFSM signals

所示。可以看出, (1) 簇内单个脉冲 GFSM 信号的自模糊度图有着良好的图钉形状, 且旁瓣干扰级较低; (2) 簇内两个正交的脉冲 GFSM 信号的互相互系数较低, 在图中表现为没有明显的峰值输出。

2.2 一簇 GFSM 信号的三种带内组合方法

抑制旁瓣干扰的一个重要因素是信号的时间带宽积(Time Bandwidth Product, TBP), 在相同的处理时间内尽量选择大的宽带有有助于将混响能量平均到更大的频率范围, 从而提高检测效能。但在连续波主动声呐中, 除了混响干扰之外, 还要考虑直达波的抑制问题。

综合考虑信号的时间带宽积和处理回波中的直达波抑制问题, 本文在系统频带内给出了三种不同的组合方法。

第一种方法是全频带分配脉冲串(Full Band Pulse Train, FBPT), 即脉冲串的设计带宽为系统带宽 B_{sys} , 示意图如图 7 所示。

对回波处理可得时间带宽积 TBP_{FB} :

$$TBP_{\text{FB}} = T_1 B_{\text{sys}} M \quad (10)$$

其中: T_1 为脉冲宽度, M 为回波内处理脉冲个数。

由于直达波的能量一般强于目标回波能量, 采

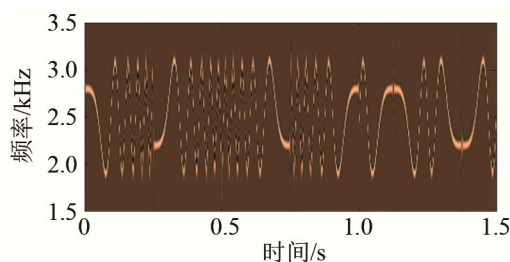


图 7 FBPT 频分示意图

Fig.7 The frequency distribution for FBPT

用这种处理方法容易使目标回波被直达波淹没。

第二种方法是独立频带分配脉冲(Separate Band Pulse Train, SBPT), 即脉冲串各自分配不同的系统带宽, 示意图如图 8 所示。

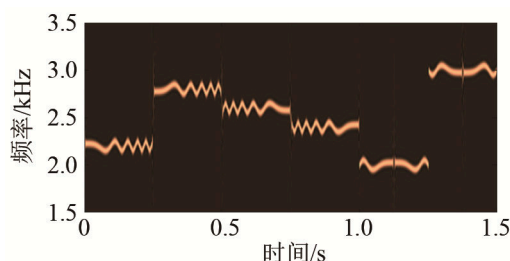


图 8 SBPT 频分示意图

Fig.8 The frequency distribution for SBPT

对系统带宽进行 N 等分, 则单个脉冲信号占据的带宽为 B_{sys}/N 。即每个单独的脉冲占据完全相互独立没有交叠的频带, 它们的中心频率由一组调频码控制。

对回波处理可得时间带宽积 TBP_{SB} [5]:

$$TBP_{\text{SB}} = \frac{T_1 B_{\text{sys}} M^2}{N} \quad (11)$$

当 $M=N$ 时, TBP_{SB} 取值与 TBP_{FB} 一致; 当 M 减小时, TBP_{SB} 下降较快而远小于 TBP_{FB} 。

在该方法下, 由于脉冲之间频带的分割, 进一步降低了它们的互相关性, 有利于直达波的抑制, 但是同时也由于单个脉冲的带宽变窄, 导致 TBP 减小。

第三种方法是重叠频带分配脉冲(Overlapping Band Pulse Train, OBPT), 是对前面两种方法的折中。OBPT 采用跳频脉冲串, 每个单独的脉冲之间的频带有交叠, 带宽为 B_{sys}/K , $1 < K < N$ 。示意图如图 9 所示。

对回波处理得时间带宽积 TBP_{OB} :

$$TBP_{\text{OB}} = T_1 \left(\frac{B_{\text{sys}}}{K} + \Delta f \cdot M \right) M \quad (12)$$

其中, Δf 为相邻脉冲之间的最小频率间隔。

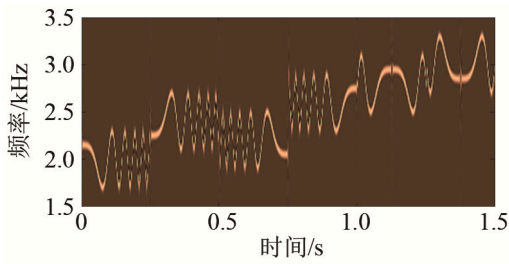


图 9 OBPT 频分示意图
Fig.9 The frequency distribution for OBPT

3 计算机仿真设计和分析

3.1 仿真实验设计

发射声源级 $SL=185$ dB，发射换能器和接收水听器置于水下 $H=10$ m 处，间隔 $L=10$ m，中间放置使声波能量衰减 60 dB 的障碍隔板；采用两个半径 $r=2$ m 的刚性球作为探测目标，分别放置在距离声呐平台的法线方向上， $R_1=450$ m 和 $R_2=750$ m，前者以 $v_1=4$ m/s 的速度靠近声呐平台，后者以 $v_2=-3$ m/s 的速度远离声呐平台。实验平台示意图如图 10 所示。

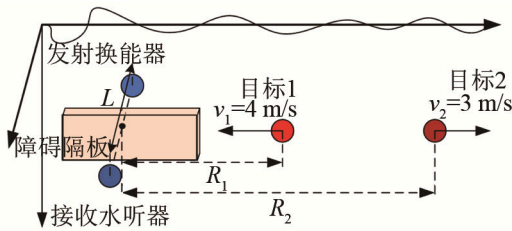


图 10 实验平台布置图
Fig.10 The layout of experiment platform

假设声波按柱面波规律传播，不考虑混响和其他干扰，则在接收机处直达声声压 P_{DBL} 、目标 1 回波声压 P_1 、目标 2 回波声压 P_2 三者之间的关系为：

$$P_1/P_{DBL} \approx 7 \quad (13)$$

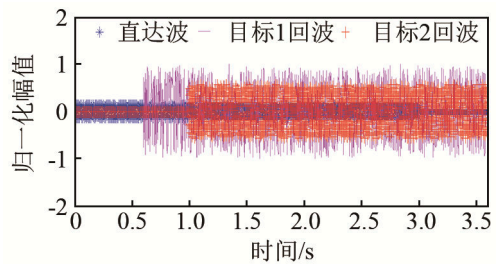
$$P_2/P_{DBL} \approx 4 \quad (14)$$

3.2 分析 1

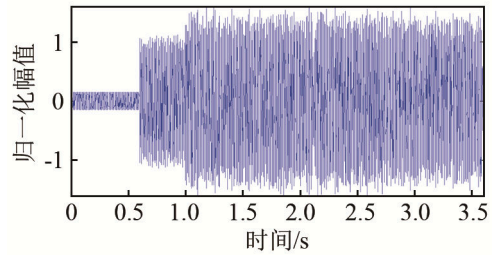
采用两簇不同的 GSFM 信号 $(\rho, \alpha)=(2, 160)$ 以及 $(\rho, \alpha)=(2, 240)$ 产生共计 $N=12$ 个脉冲串，按照 FBPT 原则组合作为一个周期波形。每个单独脉冲作为一个节点，脉宽为 $T_1=0.25$ s，带宽 $B_{sys}=1200$ Hz，载频频率 $f_c=2500$ Hz，则一个周期波形时间长度为 $T=12T_1=3$ s。

仿真可得回波波形如图 11 所示。

由仿真条件可知，目标 1 的回波出现在 $\tau_1=0.6$ s 处，目标 2 的回波出现在 $\tau_2=1$ s 处。



(a) 回波信号



(b) 直达声叠加目标回波

图 11 回波信号时域波形

Fig.11 The waveform of echo signal (two target echoes plus direct wave)

对回波的处理方式采用图 12 的流程^[5-6]。单次匹配处理的时间长度为 T_1 ，每次滑动时间长度也为 T_1 。

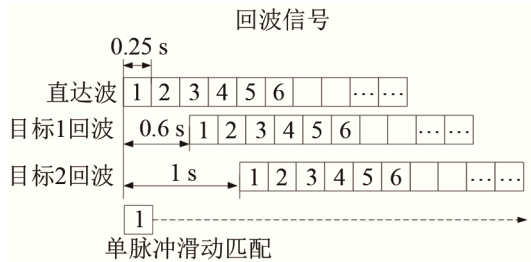


图 12 滑动匹配处理流程

Fig.12 The process of slide match processing

以回波到达时间作为开始，则第 i 个节点脉冲匹配的时间中心为 $(i-1) \times 0.25$ s。

图 13(a)分别给出了第“1”、“3.4”、“5”节点处匹配处理的结果；图 13(b)给出了第“3”、“4”节点匹配处理的结果。

可见在图 13(a)中，目标 1 的回波经匹配处理后亮点最亮，目标 2 其次。直达声由于达到接收的幅度仅为目标 1 回波的 1/7，所以 0 s 处的亮点能量最弱。在图 13(b)中，第“3”个节点处匹配的时间中心为 0.5 s，由于目标 1 在 0.6 的时刻到达接收机，拷贝信号(开始出现在时刻 0.5 s 处)相对回波信号存在 0.1 s 的提前，所以峰值出现在 0.4 s 处；同样第“4”个节点处匹配的时间中心为 0.75 s，相对于 0.6 s 处存在 0.15 s 的延迟，所以图中峰值出现在 0.9 s 处。并且注意到，由于第“3”个节点处的拷贝信号和目标 1 的回波的匹配处理的有效时间为 0.15 s；

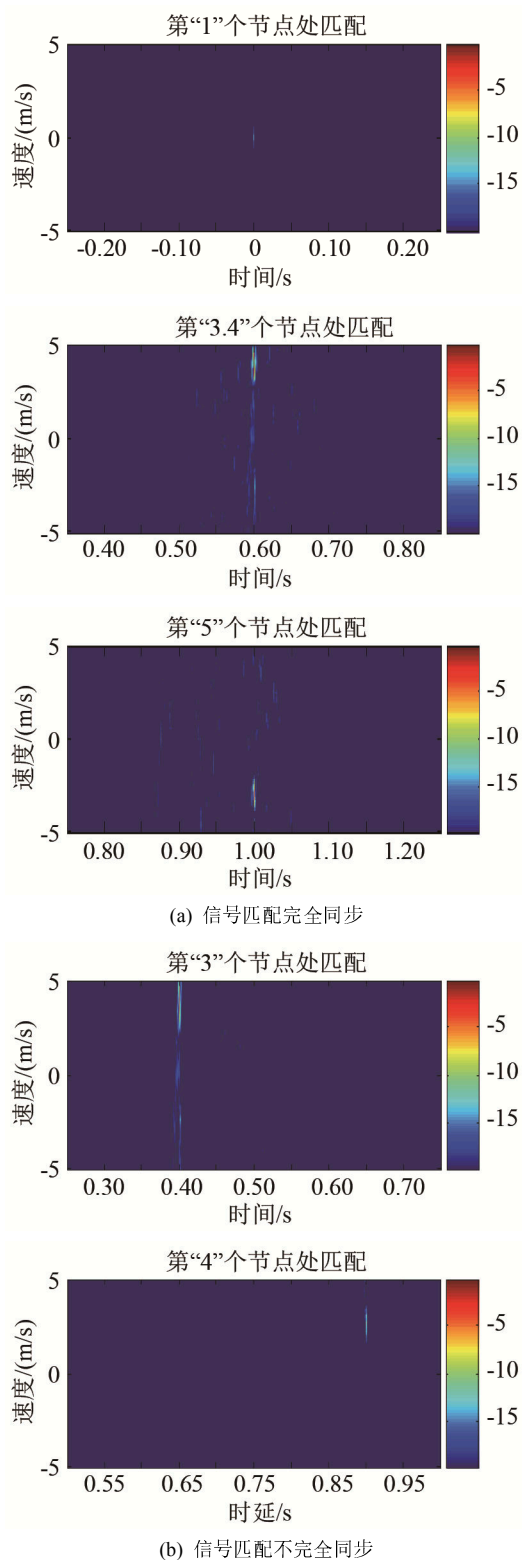


图 13 单脉冲匹配处理结果

Fig.13 The result of the match processing for a single pulse

第“4”个节点处的拷贝信号和目标 1 的回波的匹配处理的有效时间为 0.1 s。所以图中前者能量亮度强于后者。

3.3 分析 2

上述仿真的背景是直达声的能量弱于目标回

波。但是由于在现实情况下，往往因为目标的尺寸过小(回波强度弱)、距离声呐平台较远等原因而使得接收机处的目标回波强度弱于直达声而无法被检测出来。

首先对直达声的能量干扰级分析：12 个脉冲串的产生与上述一致，按照 OBPT、FBPT 原则分别组合作为一个周期波形，由此形成对比组。其中 OBPT 脉冲的瞬时带宽 $B_{OBPT}=130$ Hz，第一个脉冲中心频率 $f_c=1\ 615$ Hz，往下脉冲中心频率按 $\Delta f=70$ Hz 的步进连续上升跳动。回波处理与图 12 一致。

OBPT、FBPT 直达波干扰在第 1 个节点的能量输出如图 14 所示。

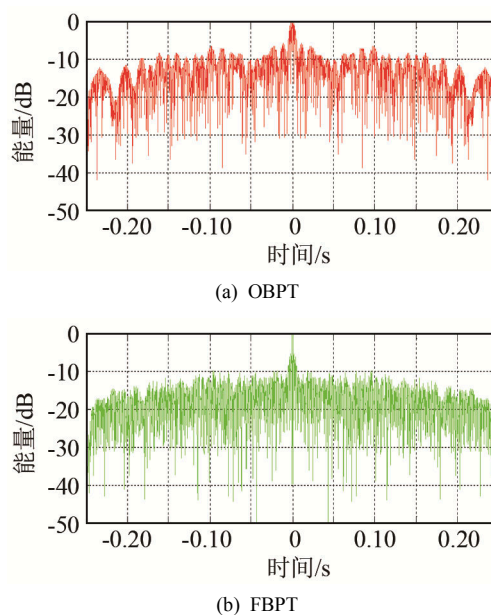


图 14 直达波在第 1 个节点处的匹配输出

Fig.14 The match processing for the direct wave at the first point, the upper for OBPT output and the lower for FBPT output

分别以第一个节点干扰能量的最大值为归一化分母，不失一般性地给出 OBPT、FBPT 两种方法在“5”、“6”两处节点的干扰能量如图 15 所示。

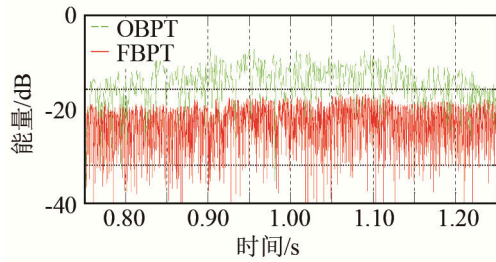
对比可见，通过 OBPT 原则设计的 GSFM 波形在各节点处的直达声干扰弱于 FBPT 波形。对于 OBPT 波形，在第“5”、“6”个节点失配处直达波干扰能量下降约 25 dB；对于 FBPT，在各失配的节点处直达波干扰能量下降从 10 dB~15 dB 不等。

3.4 分析 3

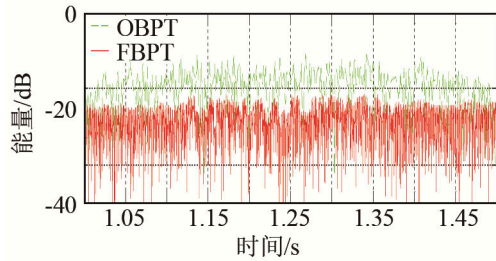
物理模型重新设计如下：

发射声源级 $SL=175$ dB，障碍隔板衰减能量为 50 dB，假设发射换能器和接收水听器间隔 $L=1$ m；则接收机处的直达声的能级为 125 dB。采用远近相间的三个目标：

目标 1： $TS_1=-6$ dB， $v_1=4$ m/s， $R_1=1\ 500$ m；



(a) 直达波在第 5 个节点处干扰能量

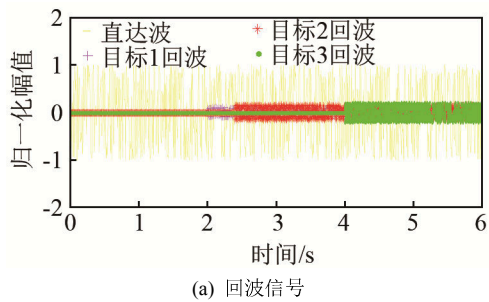


(b) 直达波在第 6 个节点处干扰能量

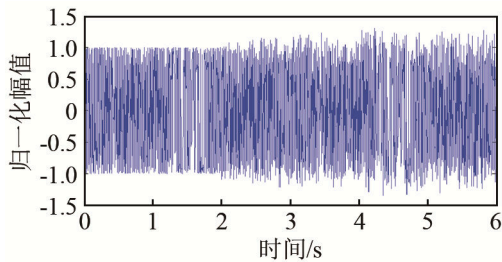
图 15 直达波在其第 5、6 个节点处的匹配输出

Fig. 15 The match processing for the direct wave at the fifth (a) and the sixth (b) points

目标 2: $TS_2 = -1$ dB, $v_2 = -3$ m/s, $R_2 = 1\ 800$ m ;
 目标 3: $TS_3 = -8$ dB, $v_3 = 2$ m/s, $R_3 = 3\ 000$ m ;
 信号波形选择如图 16 所示。



(a) 回波信号



(b) 直达声叠加目标回波信号

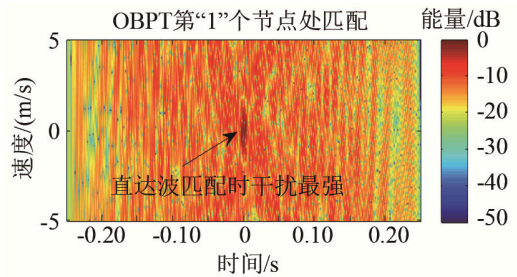
图 16 回波信号时域波形

Fig. 16 The waveform of echo signal (three target echoes plus direct wave)

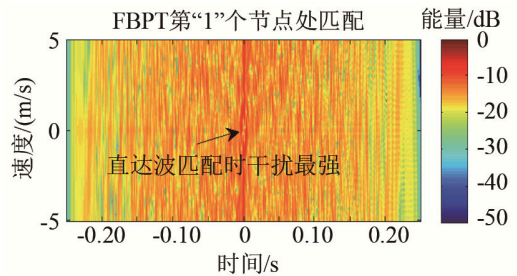
直达声能量远大于三个目标的回波，在时域上不能判断出目标回波信号的具体到达时间。采用图 12 处理方法，相关处理时间 $T_{CPI} = 0.25$ s，每次处理图象结果为 1 帧。图 17(a)~图 17(f)依次给出了两类信号在第“1”、“3”、“9”、“10”、“11”、“17”共计 6 帧的处理结果。

若以直达波匹配是最强干扰为归一化能量

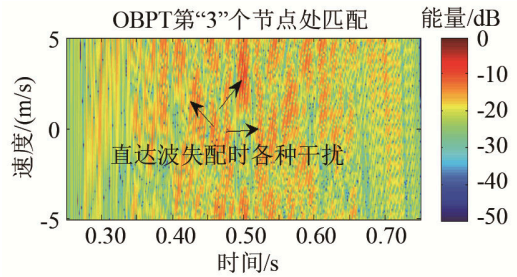
(0 dB)，对于 OBPT 类信号，当目标回波信号能级在约 -30 dB 以上，经图 12 的流程处理后可辨别出目标信息；对于 FBPT 类信号，当目标回波信号能级在约 -15 dB 以上，经图 12 的流程处理后可辨别出目标信息。而由实验条件可知，目标 1、2、3 回波信号在接收处能级分别低于直达波最强干扰 -20 dB、-16 dB、-12 dB。所以在图 17(c)~17(f)中，



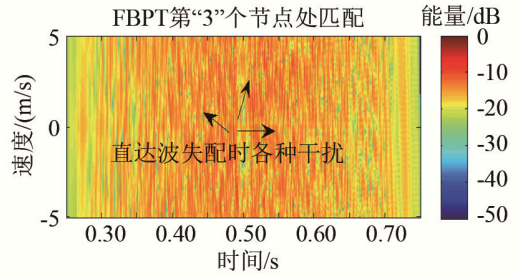
(a) 第“1”个节点处的匹配结果



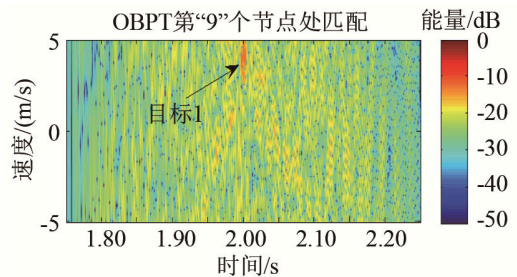
(a) 第“1”个节点处的匹配结果

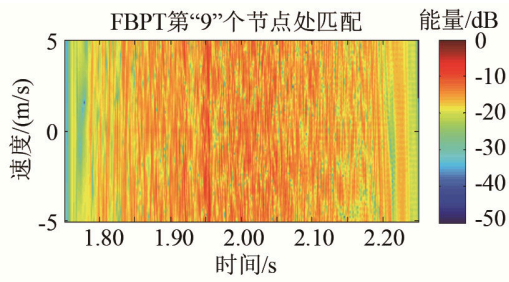


(b) 第“3”个节点处的匹配结果

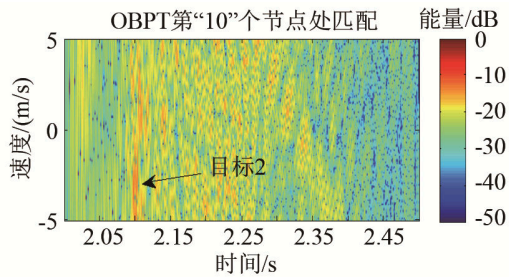


(b) 第“3”个节点处的匹配结果

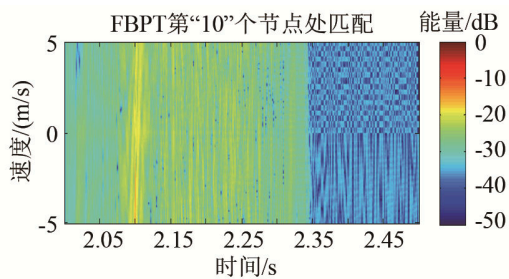




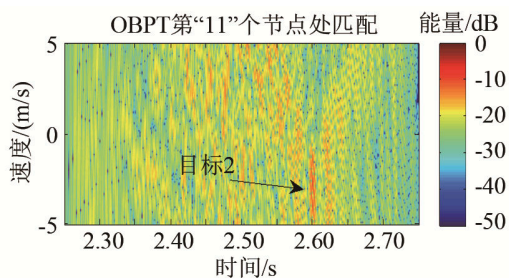
(c) 第“9”个节点处的匹配结果



(d) 第“10”个节点处的匹配结果



(e) 第“11”个节点处的匹配结果



(f) 第“17”个节点处的匹配结果

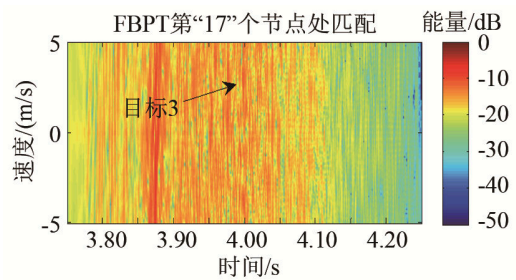
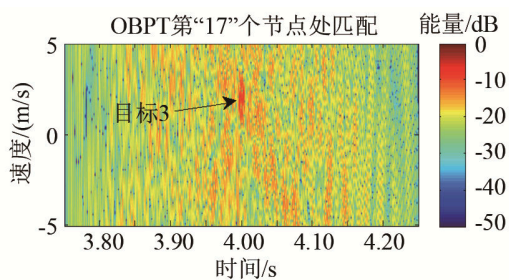
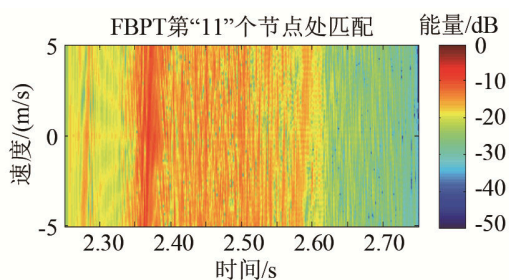


图 17 OBPT、FBPT 两类信号探测目标结果

Fig.17 The match processing for OBPT (upper) and FBPT (lower) at the 1st, 3rd, 9th, 10th, 11th, and 17th points

OBPT 类信号均可探测到目标 1、2、3；FBPT 类信号仅在 17(f)中可探测到目标 3。另外由于目标 2 完全匹配的节点是 10.6，所以在图 17(c)、17(d)中均是不完全匹配状态，所以相对于拷贝信号存在提前或者延迟。

4 结 论

对连续波主动声呐中 GSFM 信号的设计和三种系统带宽的分配方法仿真表明，采用 OBPT 的设计方案可以有效地抑制直达波干扰。由此可作为连续波主动声呐的一种应用方案。当然，文中的仿真是建立在理想信道的条件下，并且在声呐平台和目标发生相对运行时并没有对副本信号进行频域上的修正，所以文中的匹配处理增益皆为理想状况，仅供参考。另外，对回波的匹配处理除了可以采用单脉冲滑动之外，还可采用自由截取脉冲串的长度作为副本信号，但是在保证对目标相同的照射率的条件下无疑会增加机器的并行处理量。

参 考 文 献

- [1] S Ward. The use of sinusoidal frequency modulated pulses for low-doppler detection[J]. Proc. IEEE Oceans 2001, (4): 2147- 2151.
- [2] Ioannis Bertsatos, Nicholas C. Makris, Estimating the instantaneous velocity of randomly moving target swarms in a stratified ocean waveguide by doppler analysis[J]. IEEE J. Acoust. Soc. Am., 2011, **130**, 84-101.
- [3] 田坦. 声呐技术[M]. 哈尔滨工程大学出版社, 2000.
- [4] Harry DeFerrari, Jennifer Wylie. "Ideal Signals and Processing for Continuous active sonar," Proceedings of Meetings on Acoustic, ICA 2013 Montreal, pp. 2-7. June. 2013.
- [5] Harry A. DeFerrari, Hien B. Nguyen, Andrew Rogers, "Continuous Active Pulses Compression Sonar," Proceedings of the International Conference "Underwater Acoustic Measurements: Technologies & Results" Heraklion, Crete, Greece, 28th June-1st July 2005.
- [6] Doug Grimmett, Cherry Wakayama. Multistatic tracking for continuous active sonar using doppler-bearing measurements[J]. 16th International Conference on Information Fusion Istanbul, Turkey. July 2013, 9-12.