

任意复包络信号的匀速运动目标回波脉间补偿及相干积累

冯西安 张杨梅

Motion-compensated coherent integration of constant moving target echoes with arbitrary complex envelope

Feng Xi-An Zhang Yang-Mei

引用信息 Citation: [Acta Physica Sinica](#), 67, 110202 (2018) DOI: 10.7498/aps.67.20172203

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.67.20172203>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2018/V67/I11>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

[基于单矢量差分能量检测器的扩频水声通信](#)

Direct-sequence spread-spectrum underwater acoustic communication based on single vector differential energy detector

物理学报.2016, 65(4): 044302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.65.044302>

[面向低信噪比的自适应压缩感知方法](#)

Adaptive compressive sensing toward low signal-to-noise ratio scene

物理学报.2015, 64(8): 084301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.084301>

[强多途环境下水听器阵列位置近场有源校正方法](#)

A geometric calibration method of hydrophone array with known sources in near field under strong multi-path

物理学报.2015, 64(2): 024304 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.024304>

[一种基于新型间歇混沌振子的舰船线谱检测方法](#)

A method of detecting line spectrum of ship-radiated noise using a new intermittent chaotic oscillator

物理学报.2014, 63(6): 064301 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.064301>

[矢量声纳高速运动目标稳健高分辨方位估计](#)

A high resolution robust localization approach of high speed target based on vector sonar

物理学报.2013, 62(14): 144302 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.62.144302>

任意复包络信号的匀速运动目标回波脉间补偿及相干积累*

冯西安¹⁾ 张杨梅^{1)2)†}

1) (西北工业大学航海学院, 西安 710072)

2) (西安航空学院电子工程学院, 西安 710077)

(2017年10月11日收到; 2018年3月7日收到修改稿)

现代声呐、水下制导等水声探测系统常常使用窄带脉冲、调制、编码、伪随机等种类繁多的发射信号波形来满足低信噪比检测、高分辨估计、抗干扰、主动隐蔽探测的应用需求. 针对这一情况, 本文研究了任意信号的长时间积累问题, 给出了一种任意复包络信号的匀速运动目标回波脉间补偿及相干积累检测方法. 通过构建任意发射信号波形的广义模糊函数, 将匹配滤波器输出表示为所构造的广义模糊函数, 使得任意复包络信号的脉压波形不仅能够用统一的数学模型来表述和计算, 而且能够提供多脉冲回波的距离走动信息和多普勒频移信息, 为多脉冲距离位置对齐和 Fourier 变换 (FFT) 积累提供了依据. 对于用广义模糊函数表示的匹配滤波器输出, 采用 Keystone 变换将复包络对齐, 消除了距离走动, 采用 FFT 补偿多普勒频移项, 实现了任意复包络信号的长时间相干积累. 对于水下探测中使用的连续波信号、线性调频信号以及复杂的 m 序列编码信号、Costas 跳频编码信号波形进行了信号积累及检测的计算机仿真, 验证了任意复包络信号的匀速运动目标回波脉间补偿及相干积累的正确性. 消声水池实验验证了该方法的有效性.

关键词: 任意复包络信号, 相干积累, 运动补偿, 广义模糊函数

PACS: 02.30.Uu, 43.30.Vh, 43.60.-c, 43.60.Hj

DOI: 10.7498/aps.67.20172203

1 引言

微弱信号检测可使用多脉冲积累. North^[1] 曾指出: 从理论上讲, 信号积累是一种最有效的微弱目标检测方式. 但实际中, 信号积累检测仍存在一定的难度, 尤其是运动目标的积累检测. 迄今为止, 国内外的专家和学者们针对低可观测性运动目标的长时间相干积累问题展开了广泛研究, 并取得了丰硕的成果.

长时间相干积累主要包括精确匹配滤波、运动补偿及 Fourier 变换 (FFT) 积累 3 个重要环节, 其中的关键问题是运动补偿, 将回波包络对齐. 目前, 常用的运动补偿方法有最大相关法^[2]、最小熵法^[3,4]、Hough 变换^[5-7]、Radon-Fourier 变换^[8-11]、Key-

stone 变换^[12-16]等. 这些积累方法多使用脉压性能好、多普勒容限大的线性调频 (LFM) 信号进行建模、公式推导, 得出相应结论. 然而, 在现代声呐、水下制导领域, 除了 LFM 信号以外, 人们还使用复杂多样的波形形式来满足不同的应用目的和环境需求. 当考虑波形稳健传输、精准测速时, 多选择较简单的连续波 (CW) 信号; 考虑低截获主动隐蔽探测时, 则使用复杂的大时间带宽积编码信号^[17]; 现代波形设计还使用最优化算法和计算机迭代程序生成发射序列用于抗干扰、信道匹配、目标识别等目的^[18]. 随着复杂波形在实际探测系统中的广泛应用, 在长时间信号积累中, 任意信号波形的运动目标回波补偿及相干积累是需要研究解决的问题.

本文针对水声探测系统使用的信号形式种类

* 国家自然科学基金 (批准号: 61671378) 资助的课题.

† 通信作者. E-mail: zhangyangmeil@hotmail.com

繁多这种实际情况, 研究给出了任意复包络信号的匀速运动目标回波脉间补偿及相干积累检测方法, 并进行了必要的仿真和水池实验验证.

2 信号积累中的多脉冲回波模型

将水声探测系统的发射信号表示为复包络和载波形式 $u_c(t) \exp(j2\pi f_0 t)$, 则当目标匀速运动时, 使用脉内快时间 t_k 和脉间慢时间 t_m 表示的多脉冲回波为

$$e(t_k, t_m) = K u_c\{\kappa[t_k - \tau(t_m)]\} \times e^{-j2\pi\kappa f_0 \tau(t_m)} e^{j2\pi f_d t_k} e^{j2\pi f_0 t_k}, \quad (1)$$

式中 $\kappa = (c - v_0)/(c + v_0)$ 是展缩系数, c 是声速, v_0 是目标速度; K 是反射系数; τ 表示回波时延, $\tau(t_m) = 2R(t_m)/(c - v_0)$ 是第 m 个回波的时延, 其中 $R(t_m) = R_0 + v_0 t_m$, R_0 是第一个回波对应的目标距离. 慢时间 $t_m = (m - 1)T_r$, T_r 为脉冲重复周期 (pulse repetition time, PRT), 其倒数为脉冲重复频率 f_r (pulse repetition frequency, PRF). $f_d = (\kappa - 1)f_0$ 是多普勒频率. 降频处理后, 得到多脉冲回波复包络为

$$v_c(t_k, t_m) = K u_c\{\kappa[t_k - \tau(t_m)]\} \times e^{-j2\pi\kappa f_0 \tau(t_m)} e^{j2\pi f_d t_k}. \quad (2)$$

$v_c(t_k, t_m)$ 是二维函数, 一维是距离维, 另一维是脉冲维. 回波复包络的频谱为

$$V_c(f, t_m) = \frac{K}{|\kappa|} U_c\left(\frac{f - f_d}{\kappa}\right) \times e^{-j2\pi\kappa f_0 \tau(t_m)} e^{-j2\pi(f - f_d)\tau(t_m)}, \quad (3)$$

式中 $U_c(f)$ 是复包络 $u_c(t)$ 的频谱. 将 $\tau(t_m)$ 代入 (2) 式, 整理后得

$$v_c(t_k, t_m) = K u_c\{\kappa[t_k - \tau(t_m)]\} \times e^{-j2\pi\kappa f_0 \frac{2R_0}{c-v_0}} e^{j2\pi f_d t_m} e^{j2\pi f_d t_k}. \quad (4)$$

可见回波复包络除了是发射信号复包络的时延及压缩形式以外, 还增加了 3 个指数项: 第一个是固定相位项; 第二个是脉间慢时间多普勒频移项; 第三个是脉内快时间多普勒频移项. 从距离维看, 目标运动使得回波包络不能对齐, 出现距离走动. 长时间积累或运动速度较高时, 还会出现跨距离单元走动. 对于距离走动, 需要进行运动补偿将包络对齐. 从脉冲维看, 脉冲幅度按照多普勒频率的复正

弦规律变化, 因此, 脉冲维也叫多普勒维. 相干积累时需要在脉冲维做 FFT 以补偿脉间慢时间多普勒频移项.

3 脉冲压缩信号的广义模糊函数表示

对回波复包络进行精确匹配滤波, 即让匹配滤波器的脉冲响应取为

$$h(t_k) = u_c^*(-\kappa t_k), \quad (5)$$

或者在频域将其传输函数取为

$$H(f) = \frac{1}{|\kappa|} U_c^*\left(\frac{f}{\kappa}\right). \quad (6)$$

则在时域, 匹配滤波器输出的脉压信号可一般地表示为

$$y_c(t_k, t_m) = v_c(t_k, t_m) * u_c^*(-\kappa t_k) = \frac{K}{|\kappa|} e^{-j2\pi f_0 \tau(t_m)} \times \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t') u_c^*\{t' - \kappa[t_k - \tau(t_m)]\} \times e^{j2\pi \frac{f_d}{\kappa} t'} dt'. \quad (7)$$

可以看到, 对于不同形式的发射波形, 将其复包络代入该式的积分, 得到的 $y_c(t_k, t_m)$ 形式不尽相同. 另外, 这个表示式没有给出脉压信号的距离走动和多普勒维的脉冲幅度变化信息. 这些信息隐藏在积分式中, 给距离走动分析、运动补偿及多普勒维的相干积累带来困难. 以往的文献采用 LFM 信号的压缩形式来分析这些问题, 得出的结论不具有一般性. 本文通过构建一种时延 τ 和展缩系数 κ 的函数来表示脉压信号, 使得任意复包络信号的脉压波形不仅能够用统一的数学模型来表述, 而且提供了多脉冲回波的距离走动信息和多普勒频移信息. 对于发射信号 $s(t)$, 所构造的函数为

$$\chi(\tau, \kappa) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s^*(t - \tau) e^{j2\pi \frac{\kappa - 1}{\kappa} f_0 t} dt, \quad (8)$$

它与窄带模糊函数相似, 被称为广义模糊函数 (generalized ambiguity function, GAF). 特别地, $\kappa = 1$ 即目标静止时, GAF 退化为自相关函数.

GAF 是信号的脉冲压缩形式, 具有显著的主瓣和较低的旁瓣, 主瓣峰值位于时延 $\tau = 0$ 、压缩 $\kappa = 1$ 处, 峰值位置与波形形式无关.

利用 $f_d = (\kappa - 1)f_0$, (7) 式中的积分可表示为

$$\chi\{\kappa[t_k - \tau(t_m)], \kappa\}$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t') u_c^* \{t' - \kappa[t_k - \tau(t_m)]\} \times e^{j2\pi \frac{\kappa-1}{\kappa} f_0 t'} dt'. \quad (9)$$

它是GAF的压缩和延时,表示了回波复包络的压缩形式. 将其代入(7)式,可得

$$y_c(t_k, t_m) = \frac{K}{|\kappa|} \chi\{\kappa[t_k - \tau(t_m)], \kappa\} \times e^{-j2\pi f_0 \frac{2R_0}{c-v_0}} e^{j2\pi \frac{f_d}{\kappa} t_m}, \quad (10)$$

该式是任意复包络信号回波的脉压信号模型. 不难看出, $\chi\{\kappa[t_k - \tau(t_m)], \kappa\}$ 具有窄的主瓣, 其峰值位置 $\tau(t_m)$ 给出了脉压信号的距离走动. 同时, 相位项 $\exp(j2\pi f_d / \kappa t_m)$ 给出了脉冲维的多普勒信息.

本文作者在文献[19]中采用所构建的GAF给出了CW信号、LFM信号、m序列编码信号、Costas跳频编码信号的基带脉压信号具体表达式, 其中对LFM信号推导得到的脉压信号表示形式与文献[12, 13, 15]中由回波复包络精确匹配得到的结果完全相同.

4 脉压信号的距离走动及运动补偿

4.1 脉压信号的距离走动

(4)式和(10)式从时域上清楚表明了距离走动的现象. 运动产生距离走动, 在每次发射探测脉冲时, 目标距离不同, 回波复包络的时延发生了变化. 回波复包络经距离向脉压后, 匹配滤波器输出的脉压信号峰值位置也各不相同.

距离走动的本质需要在频域进行分析. 为此, 给出(10)式的频域形式. 由(3)式和(6)式可得脉压信号的距离频域表示式为

$$Y_c(f, t_m) = V_c(f, t_m) \cdot H(f) = \frac{K}{\kappa^2} U_c\left(\frac{f-f_d}{\kappa}\right) U_c^*\left(\frac{f}{\kappa}\right) \times e^{-j2\pi(f+f_0)\tau(t_m)}, \quad (11)$$

式中指数项表明, 距离频率 f 与脉间慢时间 t_m 之间存在耦合. 当转换到时域时, 这种耦合将直接导致(10)式中各压缩脉冲的峰值位置彼此不同, 出现距离走动. 所以, 从频域上看, 距离频率与脉间慢时间之间的耦合是导致脉压信号距离走动的根本原因.

校正距离走动就是解除 f 与 t_m 间的耦合. 使用Keystone变换对脉间慢时间 t_m 做变量代换就可

消除频率与时间耦合, 使得距离频率不再受脉间慢时间的影响. 但是注意到(10)式, 匹配滤波器输出存在一个 $\exp[j2\pi f_d / (\kappa t_m)]$ 项, 它是 t_m 的复正弦函数, 频率是多普勒频率. 因此, 经Keystone变换后, 变换到时域的脉压信号还需要对脉冲维做FFT, 将多普勒频移进行补偿, 得到相干积累的结果. 相干积累的峰值位置对应目标距离和多普勒频率.

4.2 运动目标回波补偿

Keystone变换最初是应用于SAR/ISAR (synthetic aperture radar/ inverse synthetic aperture radar) 成像中的一种距离走动校正技术, 它利用时间尺度变换消除目标速度与距离频域之间的耦合, 从而实现运动目标的跨距离单元走动校正. 将Keystone变换用于匀速运动目标长时间相干积累, 可消除脉压信号中的距离频率 f 与脉间慢时间 t_m 的耦合, 实现距离走动校正.

Keystone变换定义为

$$t_m = \frac{f_0}{f+f_0} \tilde{t}_m. \quad (12)$$

这个线性尺度变换将 f - t_m 平面上的矩形支撑域变为 f - \tilde{t}_m 平面上一个倒梯形或楔石形, 因此命名Keystone变换. 若 t_m 是脉间慢时间, 那么Keystone变换就是对脉间慢时间进行的尺度变换, 将 t_m 变换为 \tilde{t}_m . 通过这种尺度变换改变脉冲位置, 校正运动引起的线性距离走动.

将(12)式代入脉压信号的频域表示式(11)式, 整理后可得对齐峰值位置后的脉压信号频域表达式为

$$Y_{ksc}(f, \tilde{t}_m) = \frac{K}{\kappa^2} U_c\left(\frac{f-f_d}{\kappa}\right) U_c^*\left(\frac{f}{\kappa}\right) e^{-j2\pi \frac{2R_0}{c-v_0} f} \times e^{-j2\pi \frac{2v_0}{c-v_0} f_0 \tilde{t}_m} e^{-j2\pi \frac{2R_0}{c-v_0} f_0}. \quad (13)$$

可见Keystone变换解除了 f 与 \tilde{t}_m 间的耦合, 消除了脉间慢时间对距离频率的影响. 将(13)式变换到时域, 整理后得其时域表达式

$$y_{ksc}(t_k, \tilde{t}_m) = \frac{K}{|\kappa|} \chi\left(\kappa\left(t_k - \frac{2R_0}{c-v_0}\right), \kappa\right) \times e^{j2\pi \frac{f_d}{\kappa} \tilde{t}_m} e^{-j2\pi \frac{2R_0}{c-v_0} f_0}, \quad (14)$$

式中 χ 的峰值位置只与初始时刻的目标位置 R_0 有关, 而与 t_m 无关. 这表明Keystone变换将运动引起的回波跨距离单元走动校正到同一距离单元, 使回波复包络的压缩形式对齐. 再注意到, (14)式中的第一个指数项是 \tilde{t}_m 的正弦函数, 它使得脉压信

号的相位不同, 采用FFT进行该项补偿, 可得到相干积累的结果.

另外, (14)式中的第一个指数项是对频率为 f_d/κ 的正弦信号在脉冲维采样, 采样频率即脉冲重复频率 f_r , 数字谱分析范围为 $(-f_r/2, f_r/2)$. 当 $f_r \geq f_d$ 时, 频率 f_d/κ 落在谱分析范围内, 可从频谱上观测到. 但是, 当目标速度较快, 多普勒频率较高, 而脉冲重复频率较低, 即 $f_r < f_d$ 时, 虽然实际频率 f_d/κ 位于谱分析范围之外, 但由FFT的周期性可知, 在 $(-f_r/2, f_r/2)$ 内仍然存在着对应 f_d/κ 的谱线, 这种现象称为多普勒模糊. 发生多普勒模糊时, 从频谱上观测到的谱线频率点不再是真实的多普勒, 而是一个模糊了的多普勒频率. 多普勒频率与模糊频率之间相差几个脉冲重复频率, 表示为

$$f_d = f_{d0} + n_k \cdot f_r, \quad (15)$$

式中 f_{d0} 是频谱上观察到的模糊多普勒频率, n_k 是模糊数.

将(15)式代入(14)式得

$$\begin{aligned} & y_{\text{ksc}}(t_k, \tilde{t}_m) \\ &= \frac{K}{|\kappa|} \chi \left[\kappa \left(t_k - \frac{2R_0}{c - v_0} \right), \kappa \right] \\ & \times e^{-j2\pi \frac{2R_0}{c-v_0} f_0} e^{j2\pi \frac{f_{d0}}{\kappa} \tilde{t}_m} e^{j2\pi \frac{n_k f_r}{\kappa} \tilde{t}_m}, \quad (16) \end{aligned}$$

式中的第三个指数项为模糊项, 必须加以补偿. 当速度已知时, 根据模糊数估计 n_k , 使用 $H_w(\tilde{t}_m; n_k) = e^{-j2\pi \frac{n_k f_r}{\kappa} \tilde{t}_m}$ 对模糊项进行补偿, 补偿后多普勒模糊后的压缩回波为

$$\begin{aligned} y_{\text{aksc}}(t_k, \tilde{t}_m) &= \frac{K}{|\kappa|} \chi \left[\kappa \left(t_k - \frac{2R_0}{c - v_0} \right), \kappa \right] \\ & \times e^{-j2\pi \frac{2R_0}{c-v_0} f_0} e^{j2\pi \frac{f_{d0}}{\kappa} \tilde{t}_m}. \quad (17) \end{aligned}$$

再对慢时间维做FFT, 可得到考虑了多普勒模糊的相干积累结果为

$$\begin{aligned} Y_{\text{aksc}}(t_k, f_a) &= \sum_{m=1}^M y_{\text{aksc}}(t_k, \tilde{t}_m) e^{-j2\pi f_a \tilde{t}_m} \\ &= \frac{K}{|\kappa|} \chi \left(\kappa \left(t_k - \frac{2R_0}{c - v_0} \right), \kappa \right) \\ & \times e^{-j2\pi \frac{2R_0}{c-v_0} f_0} \\ & \times \text{sinc} \left[MT_r \left(f_a - \frac{f_{d0}}{\kappa} \right) \right], \quad (18) \end{aligned}$$

式中 M 是脉冲个数, MT_r 是脉冲维正弦信号的持续时间.

以上推导均假设目标速度 v_0 已知. 当目标速度未知时, 则需要设计匹配滤波器组对回波包络进行精确匹配滤波, 并使用匹配滤波器组对应的多普勒频率或速度估计模糊数 n_k , 以便补偿模糊项, 但这会增加信号积累的计算量. 当目标做匀加速运动时, 加速度与慢时间将发生二次耦合, 二次耦合将导致积累时间内目标回波的距离弯曲, 距离弯曲需要使用二阶广义Keystone变换进行补偿^[20].

5 实验验证

5.1 相干积累的计算机仿真

信号积累过程的仿真实验: 设声呐分别发射CW信号、LFM信号、m序列编码信号和Costas跳频编码信号来探测目标; 信号参数设置为中心频率 $f_0 = 15$ kHz, 带宽 $B = 10$ kHz, 采样频率 $f_s = 100$ kHz, 脉冲宽度 $T = 30$ ms, 脉冲重复周期 $T_r = 0.2$ s, 脉冲个数 $M = 10$; 目标距离 $R_0 = 75$ m, 速度 $v_0 = -30$ kn ($1 \text{ kn} \approx 0.5117 \text{ m/s}$, 目标向观测点匀速运动), 对应的多普勒频率 $f_d = 310.2$ Hz; 信噪比 $\text{SNR} = 5$ dB, 信噪比取值较高, 以便能够在时域上看到回波位置.

采用本文的方法对4种信号波形积累的过程及结果如图1—图4所示. 其中图1(a), 图2(a), 图3(a)和图4(a)是噪声中的10个回波; 图1(b), 图2(b), 图3(b)和图4(b)是精确匹配滤波后的脉压信号; 图1(c), 图2(c), 图3(c)和图4(c)是用Keystone变换补偿运动以后对齐了的脉压信号; 这12幅图均对波形取了绝对值, 并用最大值归一化; 图1(d), 图2(d), 图3(d)和图4(d)是补偿距离走动、去除多普勒模糊后, 沿慢时间维做FFT积累的结果, 图中用峰值进行了归一化, 其中补偿的多普勒模糊数由多普勒频率 f_d 与脉冲重复频率 f_r 之比得到, 为62个.

从图1—图4的(a), (b)图可以看到, 由于目标运动, 各周期的回波、脉压信号均有距离走动, 脉冲距离位置不齐. 目标匀速运动时, 脉冲位置在距离-慢时间平面上是一条倾斜直线. 从图1—图4的(c)图可见, 在利用Keystone变换对脉压信号进行距离走动校正以后, 脉压信号对齐到同一距离位置, 分布在一条与距离轴垂直的直线上. 从图1—图4的(d)图可以看出, 沿慢时间维做FFT,

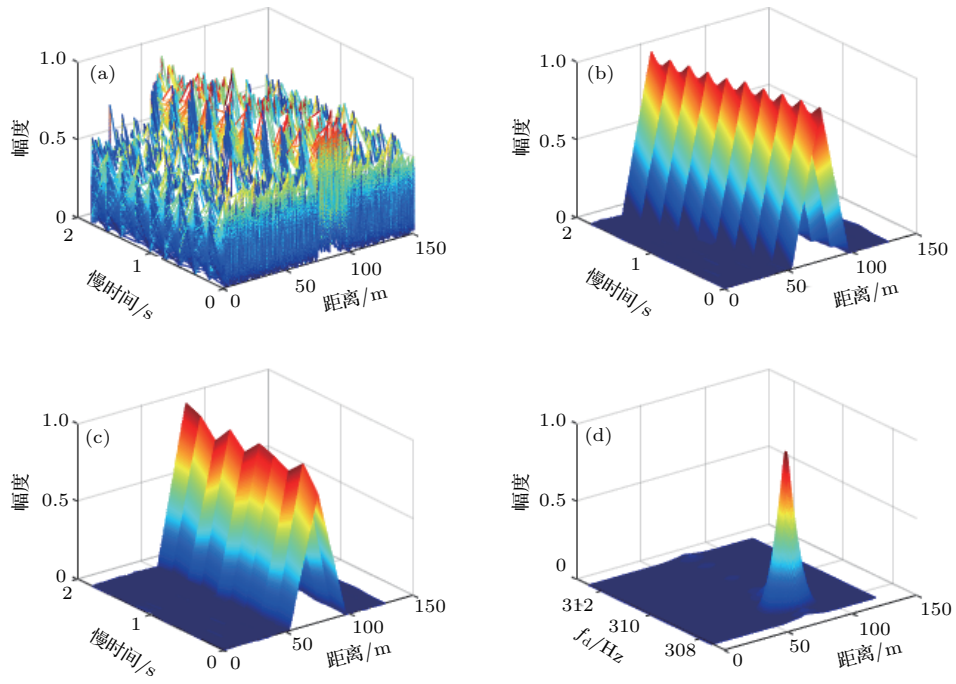


图1 CW信号的积累结果 (a) 距离走动的回波; (b) 随距离走动的脉压信号; (c) 运动补偿的脉压信号; (d) 积累结果的三维图

Fig. 1. Accumulating result of CW signal: (a) Echo signal of moving target; (b) pulse compressed signal moving along with distance; (c) pulse compressed signal after motion compensation; (d) three-dimensional graph of accumulating results.

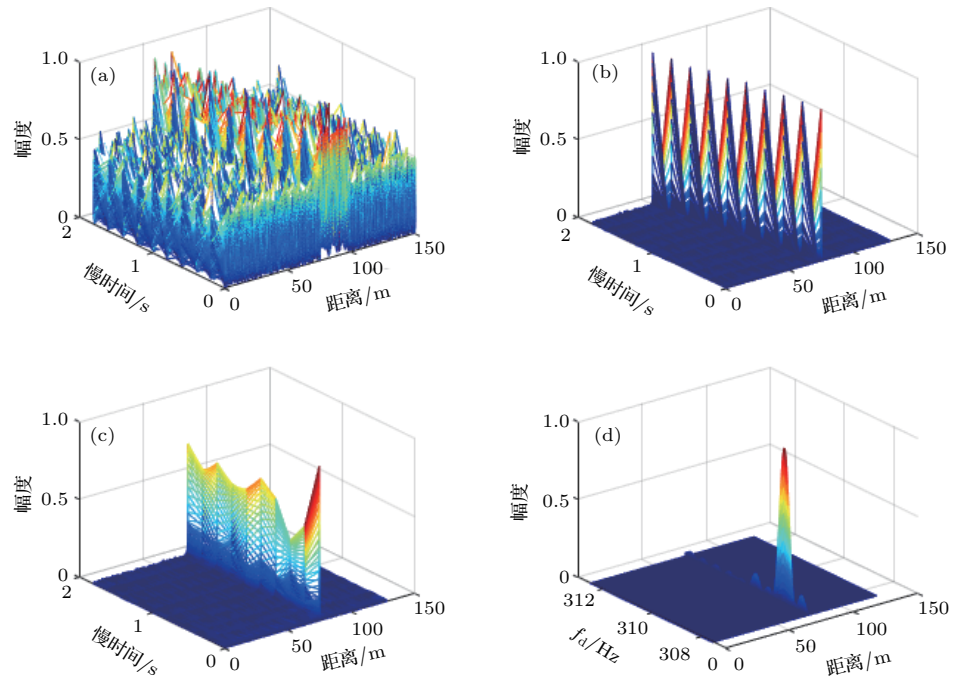


图2 LFM信号的积累结果 (a) 距离走动的回波; (b) 随距离走动的脉压信号; (c) 运动补偿的脉压信号; (d) 积累结果的三维图

Fig. 2. Accumulating result of LFM signal: (a) Echo signal of moving target; (b) pulse compressed signal moving along with distance; (c) pulse compressed signal after motion compensation; (d) three-dimensional graph of accumulating results.

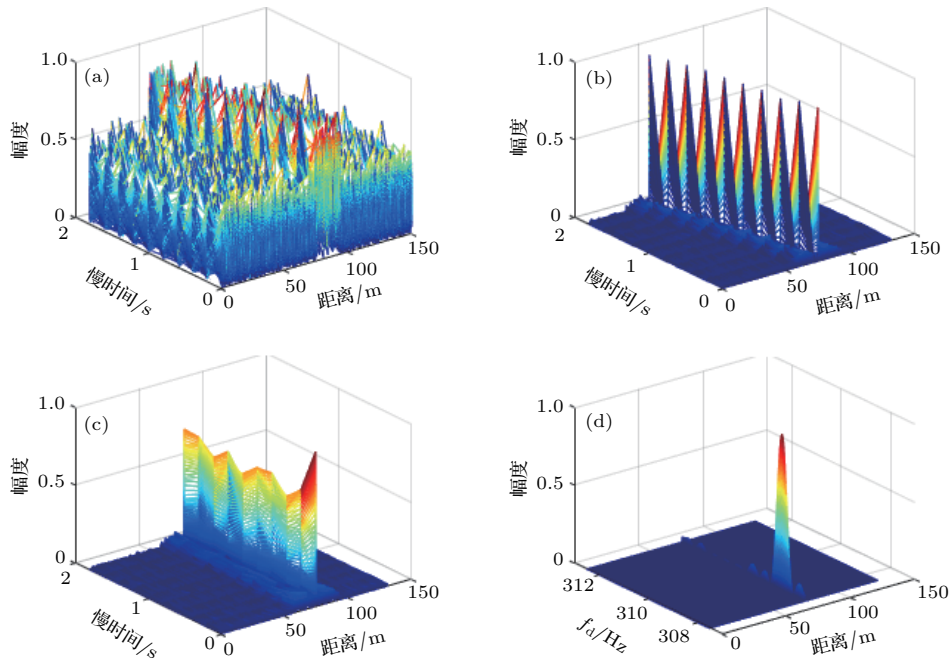


图3 m 序列编码信号的积累结果 (a) 距离走动的回波; (b) 随距离走动的脉压信号; (c) 运动补偿的脉压信号; (d) 积累结果的三维图

Fig. 3. Accumulating result of m sequence coded signal: (a) Echo signal of moving target; (b) pulse compressed signal moving along with distance; (c) pulse compressed signal after motion compensation; (d) three-dimensional graph of accumulating results.

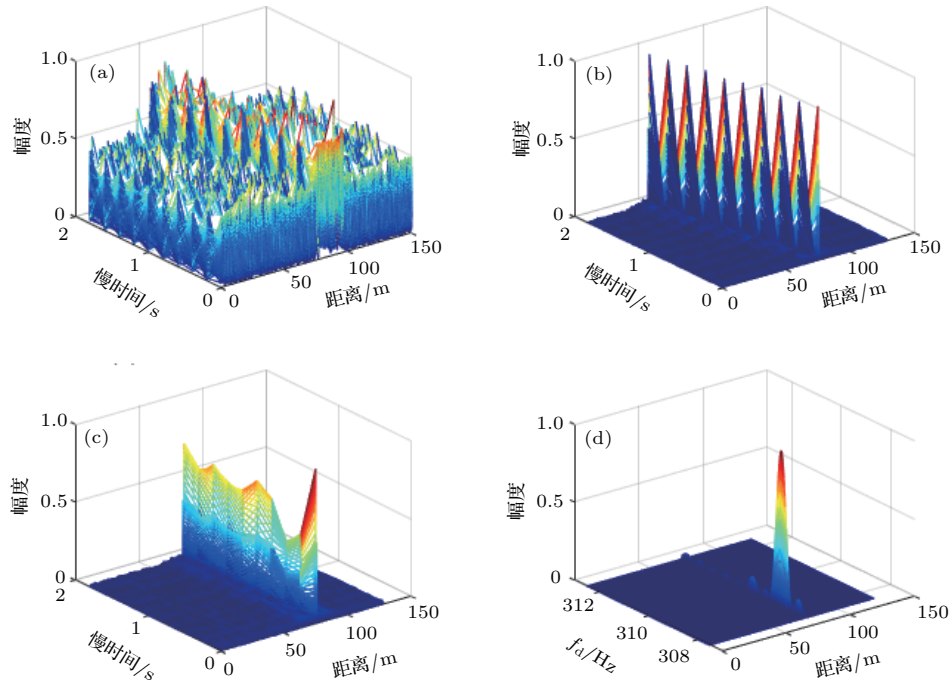


图4 Costas 跳频编码信号的积累结果 (a) 距离走动的回波; (b) 随距离走动的脉压信号; (c) 运动补偿的脉压信号; (d) 积累结果的三维图

Fig. 4. Accumulating result of Costas frequency hop coded signal: (a) Echo signal of moving target; (b) pulse compressed signal moving along with distance; (c) pulse compressed signal after motion compensation; (d) three-dimensional graph of accumulating results.

在距离-多普勒平面上出现了相干积累的峰值, 峰值位置对应着目标距离和多普勒频率, 分别约为 75 m, 310.2 Hz, 与仿真设置的参数相符合. 还可看到, CW 信号的脉冲压缩比小, 脉压信号及积累结果在时间或距离维较宽, 其余三种信号脉冲压缩能力强, 脉压信号及积累后的结果都是尖锐的峰值.

信号检测性能的 Monte Carlo 仿真实验: 仍然取上述仿真参数, 在不同信噪比下, 求恒虚警概率条件下的检测概率曲线. 理论上, 对于这里给定的脉宽、带宽和脉冲个数参数, 高斯噪声中匹配滤波器的增益为 $10 \log(2BT) = 27.78 \text{ dB}$, 多脉冲积累的增益为 $10 \log(M) = 10 \text{ dB}$, 即可检测到约 -37.78 dB 的信号, 其检测性能与波形无关. 实验时, 采用在距离-多普勒平面上的相干积累峰值作为检测统计量, 无信号时, 统计干扰峰值求虚警概率及对应的门限; 有信号时, 统计计算检测概率. 得到的检测概率曲线如图 5 所示. 可以看出, 在约 -35 dB 时, 对 4 种信号检测概率均达到 80% 以上. 仿真结果接近理论值, 与理论相符.

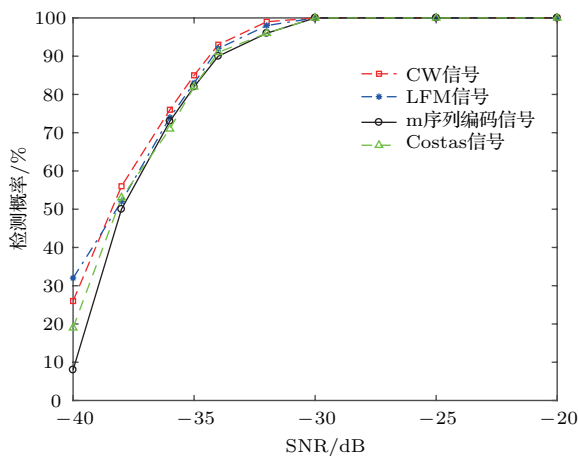


图 5 4 种信号检测概率曲线

Fig. 5. Probability of detection for four kinds of signal in noise as a function of the signal-to-noise ratio.

5.2 目标距离、速度估计的消声水池实验

在尺寸为 $20 \text{ m} \times 8 \text{ m} \times 7 \text{ m}$ 的消声水池设计实验方案, 进行实验研究. 分别发射仿真实验的 4 种信号波形. 波形参数为: 载频 15 kHz, 带宽 10 kHz, 采样频率 100 kHz, 脉宽 20 ms; 脉冲重复周期 0.05 s, SNR 测量值 11.8 dB; 进行相干积累, 并估计目标的距离、速度参数.

实验系统组成: NI 公司的数据采集仪 (使用 24 bit 的 PXIe-4496 AD 卡和 16 bit 的 PXI-

6733 DA 卡), VBF40 型放大滤波器, L2 线性功放 (200 W), 宽带发射换能器, 标准水听器; 发射换能器、接收水听器深度 3 m, 相距 12 m. 实验系统组成如图 6 所示.

运动目标回波模拟: 采用两次发射、接收的方法模拟运动目标回波. 即对第一次发射、接收的多脉冲数据, 人工加入波形压缩和回波位置走动信息, 再进行第二次发射、接收即可. 运动信息加入方法: 取目标速度 $v_0 = -12 \text{ kn}$, 由此计算的压缩因子为 1.01, 并按照 $R_m = R_0 + v_0 \times (m - 1) \times T_r$, 计算走动参数, 其中 $R_0 = 12 \text{ m}$, 以此对第一次接收的数据重采样压缩和循环移位, 即可得到包含波形压缩和距离走动的目标回波.

目标参数估计: 对第二次发射、接收的运动目标回波数据进行相干积累, 由距离-多普勒平面上积累的峰值位置估计目标距离和速度.

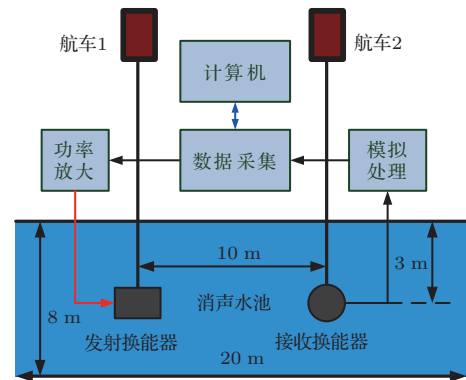


图 6 水池实验系统组成

Fig. 6. Experimental arrangement for anechoic water tank.

在消声水池, 所模拟的 4 种信号的运动目标回波如图 7 所示, 每种信号的 10 个回波包含着波形压缩和距离走动信息. 对 4 种信号的 10 个回波分别进行相干积累, 结果如图 8 所示. 由积累的峰值位置对目标距离 R_0 、速度 v_0 进行估计, 结果如表 1 所列, 这是 10 次实验得到的均值和标准差.

可以看出, 对 4 种信号进行相干积累, 在距离-多普勒平面上均出现了显著的峰值, 峰值位置出现在目标的初始距离和速度附近. 比较 4 种信号的估计结果可见, CW 信号的距离估计误差大, 速度估计精度高, 而其余 3 种信号的距离估计精度高, 速度估计误差大. 这是因为 CW 信号多普勒容限小, 脉冲压缩比大, 而其余信号的脉冲压缩能力强, 距离估计精度高.

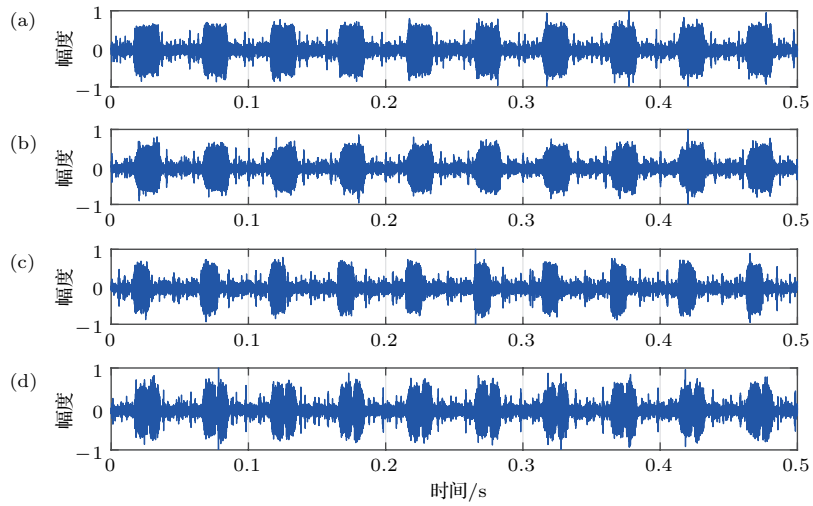


图7 4种信号的运动目标回波 (a) CW信号; (b) LFM信号; (c) m序列编码信号; (d) Costas编码信号
 Fig. 7. Moving target echo of four kinds of signals: (a) CW signal; (b) LFM signal; (c) m-sequence phase-coded signal; (d) Costas frequency hop coded signal.

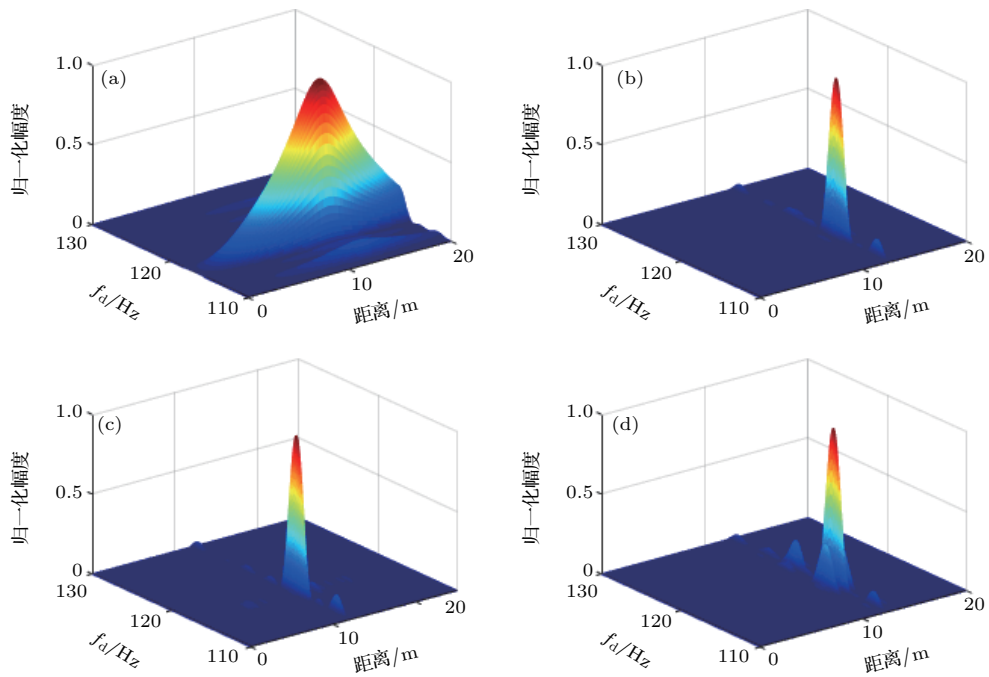


图8 4种信号的积累结果 (a) CW信号; (b) LFM信号; (c) m序列编码信号; (d) Costas编码信号
 Fig. 8. Accumulating results of four kinds of signals: (a) CW signal; (b) LFM signal; (c) m-sequence phase-coded signal; (d) Costas frequency hop coded signal.

表1 目标初始距离和速度估计结果

Table 1. Estimation of initial distance and target velocity.

| 信号波形 | R_0 均值/m | R_0 标准差 | v_0 均值/m·s ⁻¹ | v_0 标准差 |
|--------|------------|-----------|----------------------------|-----------|
| CW | 11.173 | 1.321 | 6.008 | 0.004 |
| LFM | 12.179 | 0.679 | 6.220 | 0.052 |
| m序列 | 11.763 | 0.871 | 5.832 | 0.046 |
| Costas | 12.207 | 0.539 | 6.120 | 0.033 |

另外,有必要指出,湖海实验验证至关重要,是理论走向实际应用的必要环节.湖海实验的水声环境十分复杂,混响、有限带宽信道及目标运动的不确定性等都会给包络对齐和多普勒补偿带来困难,从而降低相干积累效果.通过湖海实验发现问题,克服误差、干扰影响,优化方法是一项更具挑战性的研究工作.

6 结 论

通过构建任意发射信号波形的广义模糊函数来表示多脉冲积累中的匹配滤波器输出, 不仅给出了任意复包络信号的脉压信号的一般表达式, 而且清楚地表示了多脉冲积累中距离维的距离走动信息和脉冲维的多普勒频移信息, 为距离走动补偿、多普勒频移补偿、多普勒模糊补偿等相干积累问题分析提供了依据. 对于脉压信号的一般表示式, 采用Keystone变换消除距离走动, 采用FFT补偿多普勒频移项, 实现了任意复包络信号匀速运动目标回波的长时间相干积累. 采用4种不同形式的声呐波形进行了仿真, 得到距离走动补偿、多普勒频移补偿、多普勒模糊补偿及相干积累的正确计算结果, 验证了对任意复包络信号进行距离走动补偿及相干积累的正确性. 信号检测的Monte Carlo实验表明相干积累方法的检测性能与理论分析相符. 采用消声水池实验进行信号积累, 并估计模拟运动目标的距离、速度参数, 验证了方法的有效性.

参考文献

- [1] North D O 1963 *Proc. IEEE* **51** 1016
- [2] Liu Z L, Liao G S, Yang Z W 2012 *Acta Electron. Sin.* **40** 799 (in Chinese) [刘志凌, 廖桂生, 杨志伟 2012 电子学报 **40** 799]
- [3] Zhang L, Sheng J L, Duan J, Xing M D, Qiao Z J, Bao Z 2013 *EURASIP J. Adv. Signal Process.* **2013** 33
- [4] Dong Q, Zhang L, Xu G, Xing M D 2014 *J. Xi'an Jiaotong Univ.* **48** 107 (in Chinese) [董祺, 张磊, 徐刚, 邢孟道 2014 西安交通大学学报 **48** 107]
- [5] Carlson B D, Evans E D, Wilson S L 1994 *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* **30** 102
- [6] Carlson B D, Evans E D, Wilson S L 1994 *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* **30** 109
- [7] Pang C S, Hou H L, Han Y 2012 *J. Electron. Infor. Technol.* **34** 754 (in Chinese) [庞存锁, 侯慧玲, 韩焱 2012 电子与信息学报 **34** 754]
- [8] Yu J, Xu J, Peng Y N, Xia X G 2012 *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* **47** 1186
- [9] Yu J, Xu J, Peng Y N, Xia X G 2012 *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* **47** 2473
- [10] Yu J, Xu J, Peng Y N, Xia X G 2012 *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* **48** 991
- [11] Xu J, Xia X G, Peng S B, Yu J, Peng Y N, Qian L C 2012 *IEEE Trans. Sig. Proc.* **60** 6190
- [12] Perry R P, Dipietro R C, Kozma A, Vaccaro J J 1994 *Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery* (Bellingham: SPIE) p160
- [13] Perry R P, Dipietro R C, Fante R L 1999 *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* **35** 188
- [14] Ruan H, Wu Y H, Jia X, Ye W 2013 *IEEE Geo. Rem. Sens. Lett.* **11** 128
- [15] Zhao Y B, Zhou X P, Wang J 2013 *J. Xidian Univ. Nat. Sci.* **40** 98 (in Chinese) [赵永波, 周晓佩, 王娟 2013 西安电子科技大学学报自然科学版 **40** 98]
- [16] Guo B F, Shang C X, Wang J L, Gao M G, Fu X J 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 238406 (in Chinese) [郭宝锋, 尚朝轩, 王俊岭, 高梅国, 傅雄军 2014 物理学报 **63** 238406]
- [17] Feng X A, Zhang Y M, Su J J 2014 *J. Northwest. Polytechnical Univ.* **32** 882 (in Chinese) [冯西安, 张杨梅, 苏建军 2014 西北工业大学学报 **32** 882]
- [18] He H, Li J, Petre S 2012 *Waveform Design for Active Sensing Systems: A Computational Approach* (Cambridge: Cambridge Univ. Press) pp18–25
- [19] Zhang Y M 2017 *Ph. D. Dissertation* (Xi'an: Northwestern Polytechnical University) (in Chinese) [张杨梅 2017 博士学位论文 (西安: 西北工业大学)]
- [20] Guo H W, Liang D N, Wang Y, Huang X T, Dong Z 2003 *Proceedings of the 2003 International Society for Optics and Photon. AeroSense* Orlando, United States, April 21–25, 2003 p1

Motion-compensated coherent integration of constant moving target echoes with arbitrary complex envelope*

Feng Xi-An¹⁾ Zhang Yang-Mei^{1)2)†}

1) (School of Marine Science and Technology, Northwestern Polytechnic University, Xi'an 710072, China)

2) (School of Electrical Engineering, Xi'an Aeronautical University, Xi'an 710077, China)

(Received 11 October 2017; revised manuscript received 7 March 2018)

Abstract

Signal integration, as an effective method of detecting weak target, is widely used in areas of radar, sonar, etc. In previous studies of long-time coherent integration, researchers usually established a multi-pulse echo model with linear frequency modulation (LFM) signal due to its good compression performance and large Doppler tolerance. Then, perfect analytical formula can be deduced to compensate for range migration and Doppler spread, which is helpful in analyzing the mechanism of long-time coherent integration in depth. However, besides LFM, a wide variety of signal waveforms are also used in modern sonar and underwater guidance system to meet the requirements for diverse applications. For instance, continuous wave (CW) pulse is often used in signal detection, high resolution direction of arrival (DOA) estimation, and velocity estimation, while large time-bandwidth product waveforms such as modulated signal, coded signal, and pseudo-random signal are utilized for special tasks like anti-interference detection, channel matching, and active concealed detection. Therefore, the formulas and corresponding instructive conclusions deduced by LFM have no generality when other sonar waveforms are used in pulse integration. In this paper, we focus on long-time coherent integration for arbitrary signal reflected by underwater target moving with a uniform velocity and propose a motion-compensated coherent integration method for arbitrary complex envelop signal. A kind of general ambiguity function (GAF) for transmitted signal is defined to present a unified expression based on GAF for the output of the matched filter. The operation not only helps us to describe and calculate the pulse compression form of the arbitrary complex envelop by using a general mathematical model, but also provides information about the range migration and Doppler frequency shift of the multi-pulse echo, which is needed in pulse range alignment and FFT integration. For the matched filter output expressed by the GAF, Keystone transform is utilized to correct the complex envelop of the multi-pulse echo and eliminate the range walk. Then, Doppler frequency shift is compensated for by performing FFT transform, and the long-time coherent integration for arbitrary complex envelop is realized. To verify the correctness of the proposed method, we carry out the computer simulation on both signal integration and detection performance by using four sonar waveforms, i.e., CW signal, LFM signal, m-sequence phase-coded signal, and Costas frequency hop coded signal. The simulation results show that the proposed motion-compensated coherent integration method is applicable to arbitrary complex envelop signal. We also design an anechoic water tank experiment scheme which can successfully obtain the multi-pulse echoes of constant moving target. The motion-compensated coherent integration of the experimental data of the above-mentioned four waveforms further validates the effectiveness of the proposed method.

Keywords: arbitrary complex envelop, coherent integration, motion compensation, generalized ambiguity function

PACS: 02.30.Uu, 43.30.Vh, 43.60.-c, 43.60.Hj

DOI: 10.7498/aps.67.20172203

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61671378).

† Corresponding author. E-mail: zhangyangmeil@hotmail.com