

## 非合作水声低载噪比直接序列扩频信号的载频估计方法

王晓燕 朱志峰 方世良

(东南大学信息科学与工程学院 南京 210096)

**摘要:**在非合作条件下,该文针对水声直接序列二相调制扩频信号的载频估计,提出了一种在载噪比较低和信号产生较大畸变情况下仍保持一定估计准确度的方法。分析了该类信号的功率谱特性,利用其载频处的谱包络下凹特性,提出功率谱包络局部极小值载频估计方法。论文采用重心法获得载频初值,再通过初值附近的局部最小值搜索以获得载频的精确估计。该算法复杂度低,低载噪比和信号失真情况下鲁棒性好,具有一定的实用价值。采用蒙特卡洛方法进行了仿真验证与性能评估,仿真结果与理论分析一致。海试结果也验证了该方法的可行性与实用性。

**关键词:**水声信号处理;直接序列扩频信号;低载噪比;载频估计;非合作

中图分类号:TN911.23;TB566

文献标识码:A

文章编号:1009-5896(2009)10-2438-05

## A Carrier Frequency Estimation Method of Non-cooperative Underwater Acoustic Direct-Sequence Spread-Spectrum Signal Under Low-CNR

Wang Xiao-yan Zhu Zhi-feng Fang Shi-liang

(School of Information Science and Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China)

**Abstract:** A new method is proposed in this paper to accomplish the carrier frequency estimation of non-cooperative underwater acoustic DSSS-BPSK signal. The carrier frequency estimated using the method is accurate even under low-CNR and signal distortion conditions. A rough estimation of the carrier frequency is first made through gravity method. With the concave point characteristic of the signal power spectrum envelope at the carrier frequency, a more precise carrier frequency is then estimated by searching the local minimum of the power spectrum envelope in the frequency neighborhood of the rough estimation. Monte Carlo simulations of the method are in accord with theoretical analysis. Results of oceanic experimental data test also verify the effectiveness feasibility and practicality of the method for its low complexity and robustness under low-CNR and signal distortion conditions.

**Key words:** Underwater acoustic signal processing; Direct Sequence Spread Spectrum(DSSS) signal; Low Carrier Noise Ratio(CNR); Carrier frequency estimation; Non-cooperative

### 1 引言

直接序列二相调制扩频(Direct Sequence Spread Spectrum-Binary Phase Shift Keyed, DSSS-BPSK)信号通过伪随机序列编码调制,具有抗干扰与抗衰落能力强、截获概率低、保密性好等特点,广泛应用于无线电与水声通信以及探测系统中。近年来,在非合作条件下对 DSSS-BPSK 信号的检测与参数估计成为军事侦察领域的研究热点之一。对 DSSS-BPSK 信号载频的检测与估计是军事侦察的关键,获得较为精确的载频估计后,不仅可以进行大功率干扰,也可为进一步估计码率,甚至码型等参数提供参考信息。

BPSK 本身就是一种抑制载波的信号调制方式,再通过伪随机码扩频之后,功率谱能量更加分

散,使得对载波频率的估计,不能直接采用单频信号频率估计的周期图最大值方法,特别是对于水声扩频信号,由于水声信道的畸变及噪声混响等的影响,载频估计更为困难,需要针对该类信号的特点,研究新的方法。在近几十年国内外研究中,提出了多种针对 DSSS-BPSK 信号载频的估计方法,大致上有以下几类:基于非线性变换的方法<sup>[1,2]</sup>,基于频偏估计的方法<sup>[3]</sup>,现代谱估计的方法<sup>[4]</sup>,时频分析方法<sup>[5]</sup>,基于盲源分离的方法<sup>[6]</sup>以及基于信号谱相关或循环自相关的方法<sup>[7,8]</sup>。非线性变换法是对 PSK 信号进行非线性变换转换为单频信号,再按单频信号的频率估计方法进行载频估计。对于 BPSK 信号直接采用数据平方(又称为平方律法)即可,得到的估计频率为  $2f_c$ 。平方律法算法简单,在载噪比较好时,估计精度也很好,但由于非线性平方处理的输出信

噪比与输入信噪比的平方成比例, 存在小信号抑制效应, 当载噪比较低时, 性能会大幅度下降。在后面的仿真验证部分也将对平方律法进行仿真验证并与本文方法比较。文献[2]中对平方律法进行了改进, 但检测时仍要在平方律法的基础上进行。文献[3]利用相位函数的分段斜率与频偏成正比来对频偏进行估计, 进而获得载频的估计, 估计精度较高, 不过频偏的估计依赖于码速率的估计。文献[4]的现代谱估计方法对载噪比要求较高。文献[5]采用的短时傅里叶变换方法优势在于码率的估计, 而对于载频估计由于积分时间较少, 对载噪比的要求也较高。文献[6]中盲源分离方法需要有多个信源。Gardner 等人<sup>[7]</sup>发展了谱相关理论, 理论上可以用于 PSK 信号的参数估计, 但计算复杂不适于实际应用。文献[8]在 Gardner 等人的基础上提出了基于循环自相关的直扩信号参数估计方法。仔细分析了循环自相关理论对于载频的估计, 本质上仍然是平方律法。

本文所提方法的思路是从 DSSS-BPSK 信号的功率谱密度的特点出发, 虽然 BPSK 调制抑制了载波, 使得载波不再位于功率谱最大值的位置, 但由于基带信号功率谱密度的对称性, 经过载波频谱搬移后, 载波仍位于 DSSS 信号功率谱密度主峰的中心处。在分析了 DSSS-BPSK 信号的功率谱密度函数后, 发现其包络在载波处密度值较小, 存在凹陷特性, 可由此进行载频估计。这种方法算法简单, 而且无需先验知识与其他估计参数, 符合非合作条件下的载频估计要求, 实用性强, 同时避免了非线性变换和一些复杂的运算, 在低载噪比条件下仍可以正常工作。

## 2 非合作条件下 DSSS-BPSK 信号载频估计原理与方法

### 2.1 DSSS-BPSK 信号数据模型

设接收到的 DSSS-BPSK 信号受加性高斯白噪声污染, 表达式为

$$x(t) = s(t) + n(t) = Ad(t)p(t)\cos(\omega_c t + \varphi_0) + n(t) \quad (1)$$

其中  $A$  为接收信号幅度;  $d(t) = \sum_{i=0}^{\infty} d_i g_d(t - iT_d)$  为信元信号,  $d_i \in \{-1, +1\}$  为信元码序列, 假设等概率,  $T_d$  是信元的符号时间宽度;  $g(t)$  为矩形切普门函数;  $p(t) = \sum_{j=0}^{\infty} p_j g_p(t - jT_p)$  为伪随机扩频信号,  $p_j \in \{-1, +1\}$  为伪随机扩频码,  $T_p$  是单个码片的时间宽度, 伪码周期  $T_0 = MT_p$ ,  $M$  是伪码周期长度;  $\omega_c$  是载

波频率,  $\varphi_0$  是初始相位, 在  $(0, 2\pi)$  上均匀分布;  $n(t)$  是加性噪声。通常一个周期扩频码调制一位信元码, 此时  $T_d = T_0 = MT_p$ 。

### 2.2 DSSS-BPSK 信号功率谱密度函数

直接求式(1)的功率谱密度不太容易, 考虑通过  $x(t)$  的自相关函数推导功率谱密度。根据维纳(Wiener)-辛钦(Х и н ч и н)定理, 信号的自相关函数和功率谱密度互为傅里叶变换对, 先求出自相关函数, 再对其进行傅里叶变换。

由信号与噪声的独立性以及信码、伪码与载波之间的独立性,  $x(t)$  的自相关函数可写为

$$\begin{aligned} R_x(t + \tau, t) &= A^2 R_s(t + \tau, t) + R_n(\tau) \\ &= A^2 R_d(t + \tau, t) R_p(t + \tau, t) R_c(t + \tau, t) \\ &\quad + R_n(t + \tau, t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中载波自相关函数为

$$\begin{aligned} R_c(t + \tau, t) &= R_c(\tau) = E[\cos(\omega_c(t + \tau) + \varphi_0) \\ &\quad \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_0)] = \cos(\omega_c \tau) / 2 \end{aligned} \quad (3)$$

信元码可看成等概率分布的2元随机序列, 其自相关函数为

$$R_d(t + \tau, t) = R_d(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau| / T_d, & 0 \leq |\tau| \leq T_d \\ 0, & |\tau| > T_d \end{cases} \quad (4)$$

伪随机序列的自相关函数为

$$\begin{aligned} R_p(t + \tau, t) &= R_p(\tau) \\ &= \begin{cases} 1 - (M + 1)|\tau - kT_0| / T_0, & 0 \leq |\tau - kT_0| \leq T_p \\ -1 / M, & |\tau - kT_0| > T_p \end{cases}, \\ &\quad k = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (5)$$

式(3)-式(5)的功率谱函数分别为

$$P_c(\omega) = \pi[\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)] / 2 \quad (6)$$

$$P_d(\omega) = 4 \frac{\sin^2(\omega T_d / 2)}{T_d \omega^2} = T_d \text{Sinc}^2(\omega T_d / 2) \quad (7)$$

$$\begin{aligned} P_p(\omega) &= \frac{M + 1}{M^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{Sinc}^2(k\pi / M) \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_0}\right) \\ &\quad + \frac{1}{M^2} \delta(\omega) \end{aligned} \quad (8)$$

由傅氏变换的频域卷积特性可得

$$\begin{aligned} P_s(\omega) &= \frac{1}{4\pi^2} P_d(\omega) * P_p(\omega) * P_c(\omega) \\ &= \frac{1}{8\pi} P_d(\omega) * [P_p(\omega - \omega_c) + P_p(\omega + \omega_c)] \end{aligned} \quad (9)$$

考虑单边谱, 并采用一个信元对应一个周期伪码的扩频方式, 即  $T_d = T_0$ , 可得到信号的功率谱密度为

$$\begin{aligned}
P_s(\omega) &= \frac{2}{8\pi} P_d(\omega) * P_p(\omega - \omega_c) \\
&= \frac{M+1}{4\pi M^2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} \text{Sinc}^2(k\pi/M) \\
&\quad \cdot \int_{-\infty}^{\infty} P_d(\Omega) \delta\left(\omega - \omega_c - \Omega - \frac{2\pi k}{T_0}\right) d\Omega \\
&\quad + \frac{1}{4\pi M^2} P_d(\omega - \omega_c) \\
&= \frac{(M+1)T_0}{4\pi M^2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{\infty} \text{Sinc}^2\left(\frac{k\pi}{M}\right) \text{Sinc}^2\left[\omega - \omega_c - \frac{2\pi k}{T_0}\right] \\
&\quad + \frac{T_0}{4\pi M^2} \text{Sinc}^2\left[\left(\omega - \omega_c\right) \frac{T_0}{2}\right] \quad (10)
\end{aligned}$$

### 2.3 载频估计方法

从式(7)可以看出,等概随机信码的功率谱密度为一Sinc函数平方的连续谱,谱宽由信码速率决定。而从式(8)可以看出,由于伪随机序列的周期性,其功率谱密度不是连续谱,而是一系列包络函数为 $\text{Sinc}^2(k\pi/M)$ 的离散谱线,谱线之间的频率间隔为伪码周期的倒数,也就是伪码的周期频率。另一个与信码功率谱密度不同之处是在零频率处,其谱线值不是 $\text{Sinc}^2$ 函数包络的最大值 $(M+1)/M^2$ ,而是其 $1/(M+1)$ ,存在一个凹陷。式(7)与式(8)进行卷积,并被载频频谱搬移了 $f_c$ 后的结果为式(10)所示。可以看出,信号的功率谱由无数个以 $f_c+k/T_0$ 为中心、幅度为 $\text{Sinc}^2(k\pi/M)$ 、带宽为伪码频率的 $\text{Sinc}^2$ 连续谱叠加而成。同样,在 $k=0, f=f_c$ 时,对应的 $\text{Sinc}^2$ 函数的幅度为 $k \neq 0$ 时 $\text{Sinc}^2$ 的 $\text{Sinc}^2(k\pi/M)/(M+1)$ 。因此在功率谱密度的中心 $f_c$ 仍然会形成一个凹陷,这是本文载频估计方法的根本依据。图1(a)是对伪随机序列功率谱密度的仿真结果,在零频率处,谱线值很小,这与理论分析一致。图1(b)是对信号功率谱密度的仿真,同样其包络在载频处也处于凹点。

理论推导和仿真图都显示出信号功率谱包络的凹陷处于载频位置,如果能正确搜索到该位置则可获得载频的估计。但实际处理时,对带有干扰噪声的有限长处理数据的功率谱估计不可能完全与式(10)一致,无法直接对功率谱估计进行凹点搜索,因而考虑对其进行包络拟合。为了使功率谱包络尽可能平滑但又能反映出局部的变化趋势,采用窗口函数为汉明(Hamming)窗的FIR滤波器进行拟合。图2(a)是无噪声时功率谱估计及其包络拟合结果,图2(b)是载噪比为-10 dB时的仿真结果。仿真结果显示无论是无噪声情况,还是载噪比较低的情况,包络拟合都很好地体现出了功率谱的变化趋势,并

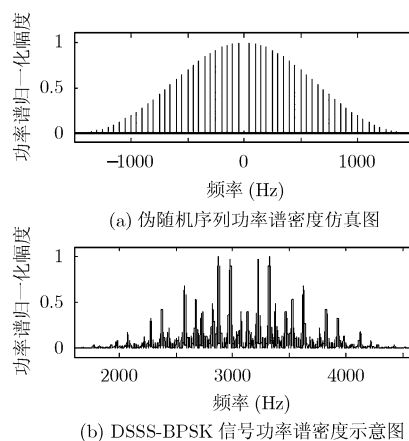


图1

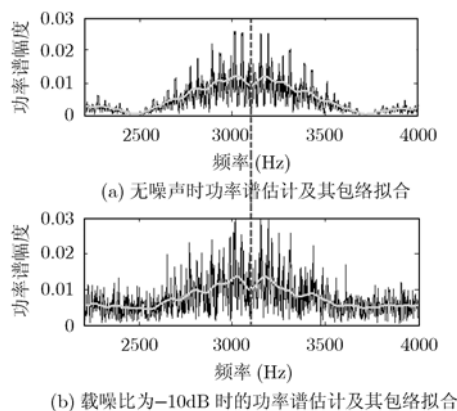


图2

且功率谱包络主峰处的局部极小值正位于载频附近。

为了能够进行计算机自动估计,首先要确定一个局部最小值的搜索范围,本文采用文献[3]中采用的重心法获得载频估计初值,

$$\hat{k} = \frac{\sum_{k=k_0}^{k_1} k P_x(k)}{\left( \sum_{k=k_0}^{k_1} P_x(k) \right)} \quad (11)$$

其中, $k$ 为带宽内的谱线序号, $P_x(k)$ 为接收信号的功率谱估计。获得 $\hat{k}$ 后,在 $\hat{k}$ 附近一定范围内搜索最小值,得到估计 $\hat{k}'$ ,即为最终的频率估计位置,转换为频率为

$$\hat{f}_c = \hat{k}' f_s / N \quad (12)$$

$f_s$ 为采样频率, $N$ 为处理数据点数。

## 3 仿真结果与海试结果

### 3.1 蒙特卡洛仿真验证与结果分析

采用蒙特卡洛计算机模拟技术对本文提出的估计方法进行仿真验证,并与非线性估计方法进行了比较。

仿真的信号模型如式(1),仿真参数分别为:载

频  $f_c = 3100$  Hz; 信元的符号时间宽度  $T_d = 50$  ms; 伪随机扩频码采用 5 阶 m 序列, 则周期长度  $M = 31$ , 周期时间  $T_0 = T_d = MT_p$ ; 采样频率  $f_s = 3100$  Hz; 加性噪声  $n(t)$  采用方差  $\sigma^2$  为 1 的高斯白噪声。信号幅度  $A$  随载噪比 (Carrier Noise Ratio, CNR) 变化而不同 ( $\text{CNR} = 10 \lg_{10}(A^2/2\sigma^2)$ ); 采样时间  $T = 0.5$  s。验证时, 载噪比每隔 1 dB 仿真 1000 次, 仿真结果计算均方根误差。

从图 3 中可以看出, 载噪比 -10 dB 以上(包括 -10 dB)非线性平方法具有较好的性能, 估计误差非常小, 但载噪比小于 -10 dB 后, 性能急剧下降, 已无法正常工作。对图 2 中的拟合线采用重心法估算载频得到带方形块的估计均方根误差曲线, 可以看出, 该方法的估计误差随着载噪比的降低而逐渐下降, 在 -15 dB 以上, 归一化误差在 1% 以内。带三角的误差线是采用本文的功率谱拟合局部最小值方法的结果, 在 -18 dB 以内均具有较好的估计准确度, 而且要比重心法估计误差小。虽然在 -10 dB 以上性能没有平方律法好, 但在低载噪比时仍能够有效工

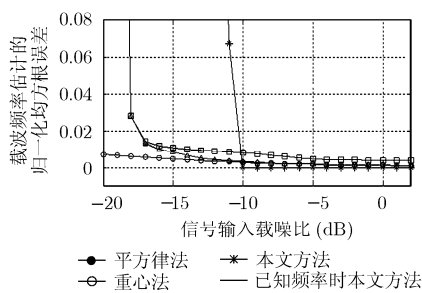


图 3 载频估计归一化均方根误差

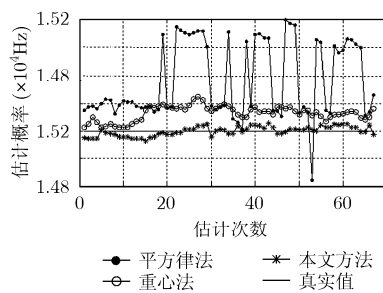


图 4 海试 DSSS-BPSK 声纳信号载频估计结果

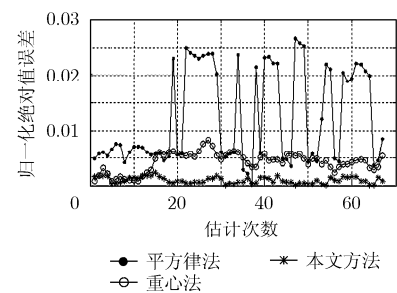


图 5 海试结果绝对值归一化误差

于平方律法, 但存在一个正的偏差, 采用本文方法的估计结果基本围绕在真实值附近, 误差也最小。图 5 是绝对值归一化误差, 可以看出, 本文方法的绝对值估计误差均小于 0.3%。通过海试验证, 本文方法不仅具有良好的鲁棒性, 而且保持了良好的估计性能, 符合实际应用要求。

#### 4 结束语

本文在对 DSSS-BPSK 信号功率谱密度函数分析的基础上, 提出了功率谱密度包络局部极小值载频估计方法。该方法避免了非线性处理, 不存在小信号抑制效应, 能够满足更低的载噪比要求。MATLAB 仿真结果表明在同样条件下, 本文方法有效工作载噪比下限比平方律法低 7 dB。在更低载噪比情况下, 由于初值估计的偏差, 本文方法性能会下降, 如果能够获得较为准确的搜索位置, 可以进一步降低可工作的载噪比下限。本文方法不需要先

作, 算法的稳健性较好。从 -14 dB 开始向下, 估计性能与重心法逐渐接近, 这是因为局部最小值的搜索位置依赖于重心法的初值估计, 当重心法偏差增大时, 正确的载频位置可能没有出现在搜索区域内。为了检验局部最小值的估计性能, 对正确载频范围内进行局部最小值估计的情况进行了仿真, 结果见图 3 中的带圆圈的曲线。可以看出, 随着载噪比的降低, 该误差曲线单调平缓变化, 在 -20 dB 时归一化均方误差仍只有 0.08% 左右, 说明采用 FIR 拟合的功率谱局部最小值在强噪声干扰下仍能够很好地与载频对应。

#### 3.2 海试结果与分析

由于海洋信道的复杂性与时变性, 接收到的水声信号存在较大的畸变, 导致很多理论上可行的算法在实际应用中性能下降甚至无法使用, 因此本文在理论分析和仿真验证的基础上进行了海试验证。结果如图 4, 图 5 所示。

从图 4 中可以看出, 由于信号的畸变, 平方律法产生较大的误差, 重心法估计结果稳定性方面优

验知识, 也不用先估计其它参数, 并且算法复杂度低, 稳健性好, 可以适用于非合作条件下载频估计处理。仿真验证与海试结果均显示了该方法的有效性和鲁棒性, 具有较好的实用价值。

#### 参考文献

- [1] Hong D K, Kang S J, and Ju M C, *et al.* Low-complexity joint estimation of frequency offset and carrier phase for M-ary PSK[C]. Proceedings of 2004 international symposium on intelligent signal processing and communication systems, Piscataway NJ, ISPACS 2004, 2004: 639-644.
- [2] 罗军辉, 姬红兵, 海锦霞. 一种改进的扩频BPSK信号载频检测估计方法[J]. 电子信息对抗技术, 2008, 23: 1-4, 16.  
Luo Jun-hui, Ji Hong-bin, and Hai Jin-xia. An improved method to detect and estimate the carrier frequency of DS2BPSK signal[J]. *Electronic Information Warfare Technology*, 2008, 23(1): 1-4, 16.
- [3] 邓振淼, 刘渝. MPSK 信号载频盲估计[J]. 通信学报, 2007,

- 28(2): 94-100.
- Deng Zhen-miao and Liu Yu. Blind estimation of MPSK carrier frequency[J]. *Journal of China Institute of Communications*, 2007, 28(2): 94-100.
- [4] 王立乾, 赵国庆, 郑文秀. 基于现代谱估计的PSK信号频率估计方法[J]. *现代电子技术*, 2003, 26(23): 44-47.
- Wang Li-qian, Zhao Guo-qing, and Zheng Wen-xiu. Methods of frequency estimation based on modern spectral estimation[J]. *Modern Electronics Technique*, 2003, 26(23): 44-47.
- [5] 殷吉昊, 汪玲, 陈天麒. 一种多个二相编码信号载频、码率与编码序列估计方法[J]. *信号处理*, 2006, 22(5): 639-643.
- Yin Ji-hao, Wang Ling, and Chen Tian-qi. An algorithm of estimation carrier frequency, symbol rate and phase-coded sequence of binary phase-coded signals[J]. *Signal Processing*, 2006, 22(5): 639-643.
- [6] 张晓林, 郭黎利. 一种基于盲源分离的直扩信号载频检测算法[J]. *哈尔滨工程大学学报*, 2007, 28(8): 935-937, 946.
- Zhang Xiao-lin and Guo Li-li. An algorithm to detect carrier frequency of DS signal based on blind source separation[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2007, 28(8): 935-937, 946.
- [7] Gardner W A and Spooner C M. Signal Interception: Performance advances of cyclic-feature detectors[J]. *IEEE Transactions on Communication*, 1992, 40(1): 149-159
- [8] 金艳, 姬红兵. 基于循环自相关的PSK信号盲参数估计新方法[J]. *西安电子科技大学学报(自然科学版)*, 2006, 33(6): 892-901.
- Jin Yan and Ji Hong-bing. A new cyclic autocorrelation based blind parameter estimation method for PSK signals[J]. *Journal of Xidian University*, 2006, 33(6): 892-901.
- 王晓燕: 女, 1978年生, 博士生, 研究方向为水声信号处理.
- 朱志峰: 男, 1972年生, 博士生, 研究方向为水声信号处理.
- 方世良: 男, 1960年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为统计信号处理.