

基于功率谱离散余弦变换的 BPSK 信号参数估值

马秀荣* 曹多

(天津理工大学计算机与通信工程学院 天津 300384)

(天津理工大学薄膜电子与通信器件天津市重点实验室 天津 300384)

摘要: 该文针对低信噪比环境下二相编码(BPSK)信号参数估值问题, 提出一种基于功率谱离散余弦变换(DCT)的 BPSK 信号参数估值方法。该方法利用 DCT 的能量集中特性, 通过对提取到的 BPSK 信号功率谱进行离散余弦变换(DCT)和阈值处理可以得到 BPSK 信号的码长估计。再进行逆离散余弦变换, 可以进一步实现对 BPSK 信号功率谱的降噪处理, 消除噪声对估值的影响, 进而利用功率谱特征实现对载频和子脉冲宽度的准确估计。实验表明, 该方法在低信噪比环境下, 可以准确地识别出 BPSK 信号的码长和对 BPSK 信号载频和子脉冲宽度的精确估计, 并在信噪比 SNR = -5 dB 时, 较对比方法载频和子脉冲宽度的估值准确率分别提高了 22.1% 和 28.3%。

关键词: 二相编码信号; 功率谱; 离散余弦变换; 参数估值

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)09-2075-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01756

Parameters Estimation of BPSK Signals Based on Power Spectral DCT

Ma Xiu-rong Cao Duo

(School of Computer and Communication Engineering, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

(Tianjin Key Laboratory of Film Electronic and Communication Device, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China)

Abstract: A parameter estimation algorithm based on the power spectral Discrete Cosine Transform (DCT) is proposed to estimate the parameters of Binary Phase Shift Keying (BPSK) signals under low Signal-to-Noise Ratio (SNR) environment. According to DCT's and energy compaction, the BPSK signal's code length can be accurately estimated after power spectral Discrete Cosine Transform (DCT) processing and threshold processing. Then the carrier frequency and pulse width can also be calculated exactly after IDCT processing which can lower the noise's impact on the estimation. Experiment demonstrates that the proposed algorithm can realize accurate parameters estimation under low SNR environment. When SNR = -5 dB, the Success Rate (SR) of carrier frequency and pulse width are 22.1% and 28.3% higher than that of the compared algorithm respectively.

Key words: Binary Phase Shift Keying (BPSK) signals; Power spectral; Discrete Cosine Transform (DCT); Parameter estimation

1 引言

二相编码信号是一类典型的具有相位跳变特征的低截获概率(LPI)雷达信号。采用这类信号的低截获概率(LPI)雷达给雷达侦察接收机带来了新的挑战。如何在低信噪比条件下对这类信号进行检测与参数估计已成为雷达对抗界近几年研究的热点, 并形成了许多成熟的估计算法^[1-12], 其中包括: 时域自相关算法^[3], 相位差分法, 时频分析法^[6-8]和循环谱法^[9-12]等。文献[10]采用循环平稳谱的自相关函数来进行

BPSK 信号的估值, 但只能在 SNR > 0 dB 的环境下得到载频和脉宽。文献[11]通过研究时延对 BPSK 信号循环频率特性的影响, 得出独立的载频和脉宽估计算法, 但该方法受噪声影响大, 低信噪比环境下估计精度不高。文献[12]通过将时域平滑算法中数据加窗、重叠等处理方法引入频域算法, 其本质是从频域角度出发, 虽然降低了估计方差, 但依然存在计算量大的缺陷。1974 年 Ahmed 等人^[13]提出了离散余弦变换, 由于其去相关特性最接近最佳算法 KLT(Karhunen-Loeve Transform), 且具有快速的特性, 之后便在数字处理中得到了广泛的应用。

在此基础上, 本文提出了一种基于功率谱 DCT 的二相编码信号参数估值方法, 该方法利用离散余

2013-11-08 收到, 2014-02-04 改回

天津市科技创新专项资金(10FDZDZX00400)资助课题

*通信作者: 马秀荣 maxiuorong@gmail.com

弦变换的能量集中特性,通过对提取到的BPSK信号功率谱进行离散余弦变换和阈值处理,得到BPSK信号的码长估计;再进行逆离散余弦变换得到降噪效果良好的功率谱,进一步降低BPSK信号功率谱的噪声,消除噪声对估值的影响,进而利用功率谱特征实现对载频和子脉冲宽度的准确估计。仿真实验证明,在SNR=-5 dB时,载频估计均方根误差小于0.44 MHz,子脉冲宽度估计均方根误差小于0.03 μs,与对比方法相比,估值准确率分别提高了22.1%和28.3%,而且本文算法比文献[12]算法计算量降低了85.61%。

2 理论模型

2.1 二相编码信号模型

假设收到的二相编码信号功率谱为 $S(f)$, $S(f)$ 可以表示为

$$S(f) = P(f) + N(f) \quad (1)$$

其中, f 为信号的频率; $P(f)$ 为二相编码信号的功率谱; $N(f)$ 为加性高斯白噪声的功率谱。 $P(f)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} P(f) &= A^2 \tau^2 \text{sinc}^2[\tau(f-f_c)] \left\{ \left[\sum_{k=0}^{N-1} c_k \cos(2\pi f k \tau) \right]^2 \right. \\ &\quad \left. + \left[\sum_{k=1}^{N-1} c_k \sin(2\pi f k \tau) \right]^2 \right\} \\ &= A^2 \tau^2 \text{sinc}^2[\tau(f-f_c)] \\ &\quad \cdot \left\{ N-1 + \frac{\sin[2N\pi\tau(f-f_c)]}{\sin[2\pi\tau(f-f_c)]} \right\} \end{aligned} \quad (2)$$

其中, A 是信号幅度; τ 是子脉冲宽度, f_c 是载频; N 是码长, $c_k = e^{j\varphi_k} = \pm 1$ 。

2.2 离散余弦变换

对式(1)中的 $S(f)$ 均匀采样 M 点,变成长度为 M 的序列 $S(m)$,对 $S(m)$ 进行离散余弦变换^[13]:

$$\begin{aligned} Y(k) &= \text{DCT}[S(m)] \\ &= \sqrt{\frac{2}{M}} c(k) \sum_{m=0}^{M-1} S(m) \cos \frac{(2m+1)k\pi}{M}, \\ &\quad k, m = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (3)$$

对 $Y(k)$ 进行逆变换后得到

$$\begin{aligned} S(m) &= \text{IDCT}[Y(k)] \\ &= \sqrt{\frac{2}{M}} c(k) \sum_{k=0}^{M-1} Y(k) \cos \frac{(2m+1)k\pi}{M}, \\ &\quad k, m = 0, 1, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (4)$$

其中

$$c(k) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}}, & k = 0 \\ 1, & k = 1, 2, \dots, M-1 \end{cases} \quad (5)$$

将式(1)代入式(3),由离散余弦变换的线性性质,得到

$$Y(k) = \text{DCT}[S(m)] = \text{DCT}[P(m)] + \text{DCT}[N(m)] \quad (6)$$

其中不含噪声的二相编码信号功率谱 $P(m)$ 的变换后公式为

$$\begin{aligned} \text{DCT}[P(m)] &= \frac{2A^2\pi}{N\tau} \cdot \left\{ N(m_s - m) \text{rect} \left(\frac{m}{m_s} \right) \right. \\ &\quad \left. + (m - m_s) \text{rect} \left(\frac{m - m_s}{m_s} \right) + \dots \right. \\ &\quad \left. + (Nm_s - m) \text{rect} \left(\frac{m - (N-1)m_s}{m_s} \right) \right\} \\ &\quad \cdot \cos(2\pi f_c m) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $m_s = N_s f_c \tau$, N_s 为周期采样点数; $\text{rect}(m/m_s) = \begin{cases} 1, & 0 < m \leq m_s \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$ 。

2.3 离散余弦变换的降噪效果分析

由于DCT对脉冲信号具有能量集中性质,而对于白噪声,其离散余弦变换系数分布于整个区间,根据式(6),脉冲信号即使受到噪声干扰,反映信号信息的DCT系数也不会发生变化^[14]。

因此我们对变换后的信号做阈值处理,设定阈值为 ε ,将变换后信号 $Y(k)$ 的幅度值为 $(-\varepsilon, \varepsilon)$ 的部分置零,即

$$\overline{Y(k)} = \begin{cases} Y(k), & |Y(k)| \geq \varepsilon \\ 0, & |Y(k)| < \varepsilon \end{cases} \quad (8)$$

对无噪声的信号做离散余弦变换,得到

$$Y_1(k) = \text{DCT}[P(m)] \quad (9)$$

对有噪声的信号做离散余弦变换,得到

$$Y_2(k) = \text{DCT}[P(m)] + \text{DCT}[N(m)] \quad (10)$$

以及对 $Y_2(k)$ 阈值处理后得到

$$\overline{Y_2(k)} = \overline{\text{DCT}[P(m)]} + \overline{\text{DCT}[N(m)]} \quad (11)$$

其中, $\overline{\text{DCT}[P(m)]}$ 和 $\overline{\text{DCT}[N(m)]}$ 分别为降噪后的信号 $\text{DCT}[P(m)]$ 和噪声 $\text{DCT}[N(m)]$ 的保留成分。代入参数:码长 $N = 13$,载频 $f_c = 500$ MHz,子脉冲宽度 $\tau = 0.05$ μs,阈值 $\varepsilon = 0.02 \cdot \max\{Y(k)\}$ 时,得到 $Y_1(k)$,信噪比SNR=-5 dB时的 $Y_2(k)$ 和 $\overline{Y_2(k)}$ 分别如图1(a),1(b)和1(c)所示。

由图1(a)可知,无噪声条件下,第 N_x 点之后均为零值,此时前 N_x 点的能量即为总能量。根据式(8)~式(11)我们可以计算阈值处理给信号和噪声分别带来的损失。

$$L_p = E \left(\text{DCT}[P(m)] - \overline{\text{DCT}[P(m)]} \right) / E(\text{DCT}[P(m)]) \quad (12)$$

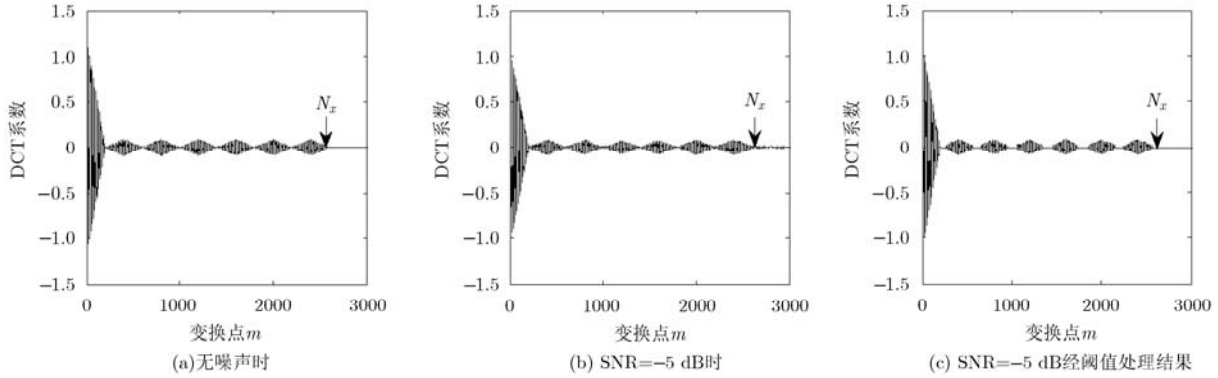


图 1 BPSK 信号功率谱进行 DCT 变换结果

$$L_N = E \left(\text{DCT}[N(m)] - \overline{\text{DCT}[N(m)]} \right) / E(\text{DCT}[N(m)]) \quad (13)$$

其中， $E(\cdot)$ 为信号能量。以上述参数为例，SNR 变化范围 $-5 \sim 20$ dB，分别计算 L_P 和 L_N 。仿真实验表明经过本文方法处理后的信号仅有 6.46% 的损失，而噪声的损失均达到 80% 以上，因此能有效保留信号自身的信息，去除大部分的噪声信息，从而具有降噪效果。

2.4 阈值选取原则

对式(8)中的 $\overline{Y(k)}$ 进行逆离散余弦变换便可以得到降噪后的功率谱，即

$$S_i(m) = \text{IDCT}[\overline{Y(k)}] \quad (14)$$

式(8)中阈值 ε 的选取非常重要， ε 过低则降噪效果不明显， ε 过高则会使反变换后的信号失真。本文以均方根误差(RMSE) σ 对本文算法的降噪效果进行质量评价^[15]。其定义式为

$$\sigma = \sqrt{\sum_{m=0}^{M-1} [S_i(m) - P(m)]^2} / M \quad (15)$$

其中， $P(m)$ 表示不含噪声的信号， $S_i(m)$ 表示降噪后的信号。

本文 ε 的选取以均方根误差 σ 为判定准则，设定若当降噪后信号的均方根误差小于 σ_r 时，则选择该阈值为本文阈值 ε 。其中 ε 选取流程如下：首先设定阈值 ε 的范围 $(0, \Delta_1)$ ，以 $10^{-n} \Delta_1$ ($n = 1$) 为步长分别计算降噪后信号的均方根误差 $\sigma_i, i = 1, 2, \dots$ ，选取出 $\min\{\sigma_i\}$ 所对应的阈值 ε_a ，判断 $\min\{\sigma_i\}$ 是否小于 σ_r ，若 $\min\{\sigma_i\}$ 小于 σ_r ，则选取 ε_a 为最优阈值，选取结束；若 $\min\{\sigma_i\}$ 大于 σ_r ，以 ε_a 为中心重新设定阈值范围 $(\varepsilon_a - 10^{-n} \Delta_1, \varepsilon_a + 10^{-n} \Delta_1)$ ，以 $10^{-(n+1)} \Delta_1$ 为步长分别计算降噪后信号的均方根误差，令 n 加 1；重复上述选取步骤，直至选取出本文阈值 ε 。

3 基于功率谱离散余弦变换的 BPSK 信号参数估值

3.1 特征提取与估值

以上述参数为例，在 SNR=0 dB 时，本文给出了信号功率谱经 DCT 变换的包络图，如图 2 所示。

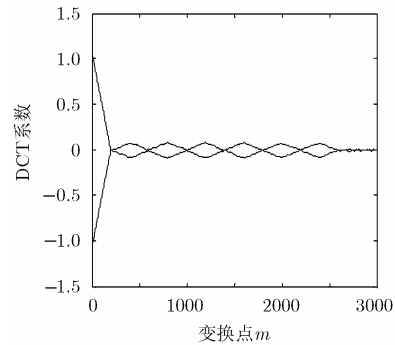


图 2 BPSK 信号功率谱经 DCT 变换的包络图

由式(7)和图 2 可以得出，信号特征比较明显，信号的码长 N 可以用变换后信号上包络的峰值个数 n 得出，即 $N = 2n + 1$ ，然而在低信噪比环境下，直接计算上包络峰值个数是不准确的，因此我们先做阈值处理，得到较为明显的包络特征再根据峰值个数得到码长估计。

由式(8)~式(11)和式(14)，分别得到不含噪声信号、含噪声信号和经过本文方法处理过的信号，归一化后如图 3 所示，经过上述算法后的信号的均方根误差(RMSE)随 SNR 变化如图 4 所示。

由图 3，图 4 可知，本文算法可以有效减少因噪声引起的“毛刺”现象，而且在低信噪比环境下，经本文算法处理后的信号更接近于不含噪声的信号，处理后的信号均方根误差小于处理前的均方根误差。因此经本文方法处理后便可以利用功率谱的特征来进行参数估值。

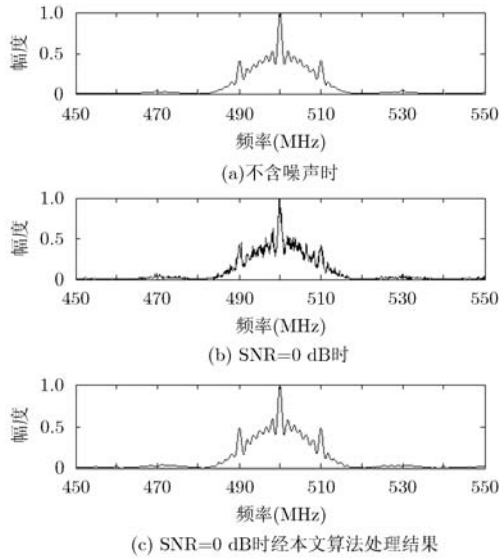


图3 经本文算法处理前后的BPSK信号功率谱

由式(2)和图5可知，BPSK信号功率谱的特征如下：

(1)关于中心频率(载频)处对称。通过搜索第1个 $P_{\max}/2$ 处对应的频率 f_1 和最后一个 $P_{\max}/2$ 处对应的频率 f_2 ，利用等式 $B_{3\text{dB}} = f_2 - f_1$ 求出功率谱的3dB带宽 $B_{3\text{dB}}$ ，利用等式 $f_c = (f_2 + f_1)/2$ 求出载频 f_c 。

(2)幅值归一化后信号的3dB带宽 $B_{3\text{dB}}$ 仅与子脉冲宽度 τ 有关。

以13位的BPSK信号功率谱为例，设定参数载频 $f_c = 500\text{ MHz}$ ，子脉冲宽度分别为 $\tau = 0.01\ \mu\text{s}$ ， $\tau = 0.02\ \mu\text{s}$ 以及 $\tau = 0.10\ \mu\text{s}$ ，不含噪声时的功率谱如图5所示。

于是本文根据实验数据拟合出不同码长分别对应的 $\tau \sim B_{3\text{dB}}$ 关系曲线。设定子脉冲宽度 τ 在 $0.01 \sim 0.50\ \mu\text{s}$ 之间以 $0.01\ \mu\text{s}$ 为步长步进，分别计算码长 $N = \{5, 7, 11, 13\}$ 时对应的 $\tau \sim B_{3\text{dB}}$ 关系数据点。图6给出了不同码长时的数据点以及其拟合关系曲线。得出的不同码长对应拟合公式分别为

(1)5位BPSK信号 $\tau \sim B_{3\text{dB}}$ 拟合公式：

$$\tau = 0.18604 \cdot B_{3\text{dB}}^{-0.9922} \quad (16)$$

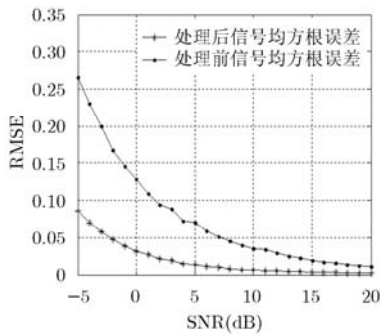


图4 处理前后均方根误差对比

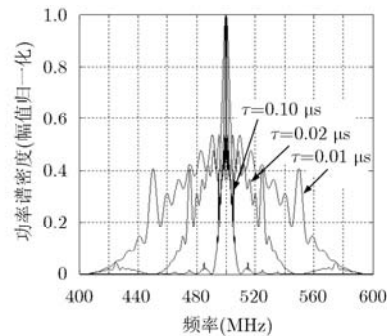
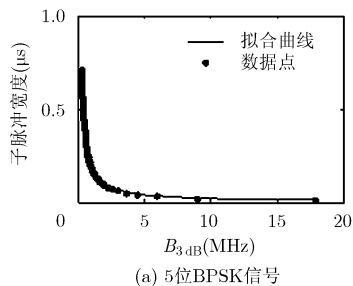
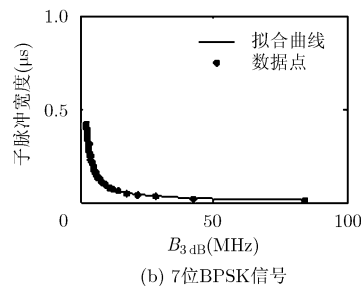


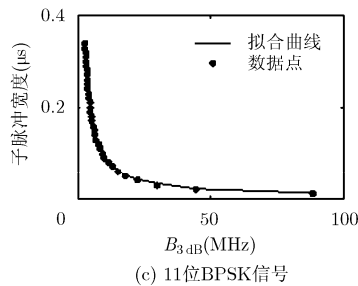
图5 不同子脉冲宽度下的BPSK信号功率谱



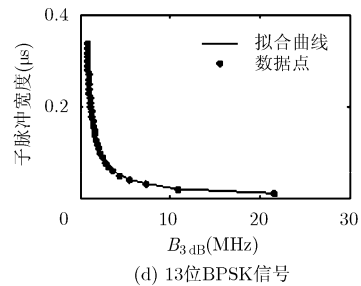
(a) 5位BPSK信号



(b) 7位BPSK信号



(c) 11位BPSK信号



(d) 13位BPSK信号

图6 BPSK信号 $\tau \sim B_{3\text{dB}}$ 拟合曲线

(2)7 位 BPSK 信号 $\tau \sim B_{3\text{ dB}}$ 拟合公式：

$$\tau = 0.82959 \cdot B_{3\text{ dB}}^{-0.99148} \quad (17)$$

(3)11 位 BPSK 信号 $\tau \sim B_{3\text{ dB}}$ 拟合公式：

$$\tau = 0.86469 \cdot B_{3\text{ dB}}^{-0.98822} \quad (18)$$

(4)13 位 BPSK 信号 $\tau \sim B_{3\text{ dB}}$ 拟合公式：

$$\tau = 0.21173 \cdot B_{3\text{ dB}}^{-0.98466} \quad (19)$$

上述拟合的数据是在不含噪声情况下仿真得到的，拟合优度均大于 99.5%。

3.2 计算量分析

本文计算量主要为 1 次复数的 FFT 计算和 1 次实数的 DCT 与 IDCT，而 1 次复数加相当于 2 次实数加，1 次复数乘相当于 4 次实数乘。并且 M 点的 DCT 可以用 $2M$ 点的 FFT 算法来实现，假设 $M = 2^m$ ，换算成复数乘，1 次实验的计算量为 $\frac{M}{2} \log_2(M) + \frac{1}{2} \left[\frac{2M}{2} \log_2(2M) \right]$ 复数乘法。

文献[12]算法的计算量包含 3 个主要部分：一是数据加窗的计算量，二是 FFT 的计算量，三是序列乘积的计算量。若信号样本点数为 M ，时域平滑次数 $P + 1$ ，则文献算法计算量为 $5(P + 1)M^2/16 + \frac{(P + 1)M}{4} \log_2(M/2)$ 复数乘法。

文献[12]算法需要的样本点数少，当文献算法样本点数为 256， $P = 16$ 时，本文算法需要的样本点数为 4096，此时文献算法的乘法次数为 355776，本文算法的乘法次数为 51200，本文算法比文献[12]算法计算量降低了 85.61%。

3.3 估值具体步骤

步骤 1 求出二相编码信号不同码长时对应的子脉冲宽度 τ 和 3 dB 带宽 $B_{3\text{ dB}}$ 的拟合关系；

步骤 2 检测待估值的二相编码信号的功率谱并进行幅值归一化得到 $S(f)$ ，对 $S(f)$ 采样 M 个点，变成长度为 M 的序列 $S(m)$ ，对 $S(m)$ 做 DCT 得到 $Y(k)$ ，再对 $Y(k)$ 进行阈值处理得到 $\overline{Y(k)}$ ；

步骤 3 求 $Y(k)$ 的上包络，求出上包络的峰值个数 n ，根据信号码长与峰值个数 n 的关系求出码长；

步骤 4 对 $\overline{Y(k)}$ 做 IDCT 变换，得到 $S_i(m)$ ；
 步骤 5 利用功率谱特征计算 $B_{3\text{ dB}}$ 和 f_c ，再根据实验拟合的公式(16)-式(19)得到子脉冲宽度 τ 。

4 仿真实验

设定仿真实验信号参数：码长 $N = \{5, 7, 11, 13\}$ ，SNR 变化范围为 $-5 \sim 20$ dB，载频 $f_c = 500$ MHz，子脉冲宽度 $\tau = 0.05 \mu\text{s}$ 。

4.1 阈值的选取

根据阈值选取原则，设定信号码长 $N = 13$ ， $\sigma_r = 0.1$ ，阈值选取范围 $\Delta_1 = 0.1 \cdot \max\{Y(k)\}$ ，步长为 $10^{-1} \Delta_1$ 时，分别进行均方根误差计算。图 7 给出了阈值为 0 以及阈值分别取为 $0.01 \cdot \max\{Y(k)\}$ ， $0.02 \cdot \max\{Y(k)\}$ ， $0.03 \cdot \max\{Y(k)\}$ 和 $0.04 \cdot \max\{Y(k)\}$ 时，各做 100 次实验的均方根误差曲线。

实验表明，当阈值取为 $0.02 \cdot \max\{Y(k)\}$ 时，均方根误差 σ 为最小。改变信号码长和子脉冲宽度，阈值均取为 $0.02 \cdot \max\{Y(k)\}$ 时的均方根误差曲线分别如图 8 所示。

由图 7，图 8 可知，当阈值取为 $0.02 \cdot \max\{Y(k)\}$ 时，均方根误差 σ 均小于 0.1，所以本文均使用 $0.02 \cdot \max\{Y(k)\}$ 作为本文阈值 ε 。

4.2 码长识别

当码长 $N = \{5, 7, 11, 13\}$ 时，在 SNR 变化范围 $-5 \sim 20$ dB 之间各做 100 次蒙特卡洛实验，码长的识别准确率均为 100%，从而可以进一步准确地对载频和子脉冲宽度进行估值。

4.3 计算载频、3 dB 带宽、子脉冲宽度

以 13 位 BPSK 信号为例，设定参数子脉冲宽度 τ 分别取 $0.01 \mu\text{s}$ ， $0.05 \mu\text{s}$ 和 $0.10 \mu\text{s}$ ，SNR 变化范围 $-5 \sim 20$ dB，载频 $f_c = 500$ MHz 时，各做 100 次蒙特卡洛实验，本文定义载频估值和子脉冲宽度估值估计误差小于等于 $\pm 1\%$ 为正确估计，估计正确概率为正确估计的实验次数与总次数的比值，将本文算法与文献[12]算法进行比较，载频和子脉冲宽度估计准确率分别如图 9 和图 10 所示。

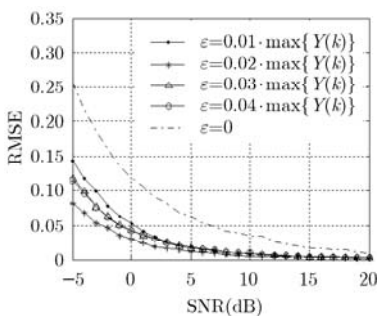


图 7 不同阈值时均方根误差曲线

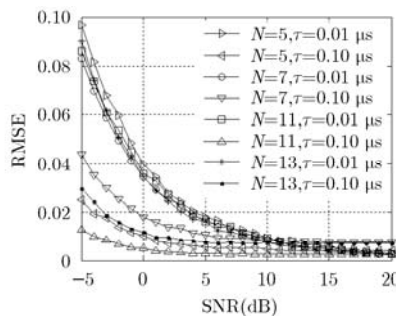


图 8 不同参数条件下均方根误差曲线

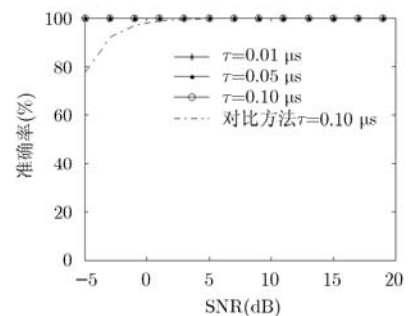


图 9 载频估计结果

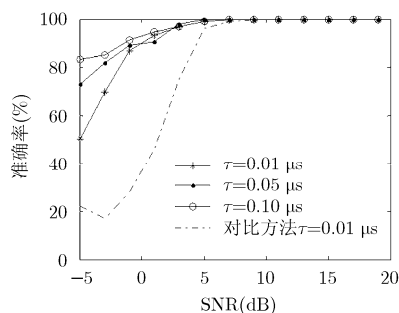


图 10 子脉冲宽度估计结果

图 9 表明, 本文算法在 $\text{SNR} > -5 \text{ dB}$ 时, 载频估计准确率均可达到 100%; 当子脉冲宽度为 $0.10 \mu\text{s}$, $\text{SNR} = -5 \text{ dB}$ 时, 与文献[12]相比, 载频估计准确率提高了 22.1%。图 10 表明, 当子脉冲宽度从 $0.10 \mu\text{s}$ 到 $0.01 \mu\text{s}$ 变化时, 子脉冲宽度估计准确率逐步降低; 当子脉冲宽度为 $0.10 \mu\text{s}$, $\text{SNR} = -5 \text{ dB}$ 时, 与文献[12]相比, 子脉冲宽度估计准确率提高了 28.3%。

5 结论

本文提出的基于功率谱 DCT 的 BPSK 信号参数估计算法, 利用 DCT 的能量集中特性, 通过对提取到的 BPSK 信号功率谱进行 DCT 和阈值处理, 再进行 IDCT 得到降噪效果良好的功率谱, 本文方法可以有效地去除信号中携带的噪声成分, 在低信噪比条件下利用功率谱特征实现对 BPSK 信号码长、载频和子脉冲宽度的准确估计, 且计算简单易于实现, 对比实验验证了算法的准确性和抗噪性。

参考文献

- [1] Kawalec A and Owczarek R. Radar emitter recognition using intra pulse data[C]. Proceedings of 15th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications, Warsaw, 2004: 435-438.
- [2] 邓振森, 刘渝. 多相码雷达信号识别与参数估计[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(4): 781-785.
Deng Zhen-miao and Liu Yu. Recognition and parameters estimation of polyphase-coded radar signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2009, 31(4): 781-785.
- [3] Chen Tao-wei, Li Chun-hong, Sha Li, et al. Feature extraction using autocorrelation function for radar emitter signals[C]. Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), Harbin, 2011: 1371-1374.
- [4] Zeng De-guo, Xiong Hui, Wang Jun, et al. An approach to intra-pulse modulation recognition based on the ambiguity function[J]. *Circuits System and Signal Processing*, 2010, 29(6): 1103-1122.
- [5] Ming Zhou, Zhu Jing-li, Yang Hua-bing, et al. A new phase catastrophe-points detection method for BPSK[C]. International Conference on Computer Science and Service

- [6] Wang Huan, Li Chang-xing, and Li Yong-zhuang. Code rate estimation algorithm for BPSK signal based on wavelet transformation[J]. *Advanced Materials Research*, 2013, 740(8): 178-182.
- [7] 夏楠, 邱天爽, 李景春. 基于锁相环和小波变换的 PSK 信号波特率估计[J]. 通信学报, 2012, 33(1): 96-101.
Xia Nan, Qiu Tian-shuang, and Li Jing-chun. Symbol rate estimation of PSK signal based on PLL and wavelet transform[J]. *Journal on Communications*, 2012, 33(1): 96-101.
- [8] 徐会法, 胡晓峰, 张明智. 基于 FRFT 的几种典型相位编码信号检测与参数估计[J]. 兵工学报, 2012, 33(9): 1048-1054.
Xu Hui-fa, Hu Xiao-feng, and Zhang Ming-zhi. Detection and parameter estimation of polyphase code signals based on fractional fourier transform[J]. *Journal of China Ordnance*, 2012, 33(9): 1048-1054.
- [9] Yang Jiao-long, Yang Wen-jie, and Xu Guo-qing. Blind estimation of carrier frequency and symbol rate based on cyclic spectrum density[C]. International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE), Harbin, 2012: 514-519.
- [10] Wen Jing-yang. Parameter estimation in detection of BPSK radar signals[C]. Radar Conference, 2009 IET International, Guilin, 2009: 1-4.
- [11] 于宁宇, 马红光, 石荣, 等. 基于二阶循环统计量的 BPSK 参数估计[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(9): 2117-2121.
Yu Ning-yu, Ma Hong-guang, Shi Rong, et al. Parameter estimation of BPSK via second-order cyclic statistics[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2011, 33(9): 2117-2121.
- [12] 崔伟亮, 江桦, 李剑强, 等. 改进的循环谱估计快速算法与性能分析[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(7): 1594-1599.
Cui Wei-liang, Jiang Hua, Li Jian-qiang, et al. Improved fast cyclic spectral estimation algorithm and performance analysis[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(7): 1594-1599.
- [13] Ahmed N, Natarajan T, and Rao R. Discrete Cosine Transform[J]. *IEEE Transactions on Computers*, 1974, 100(1): 90-93.
- [14] 陈彦龙, 张培林, 徐超, 等. 离散余弦变换在轴承故障诊断中的应用[J]. 自动化仪表, 2011, 32(6): 15-17.
Chen Yan-long, Zhang Pei-lin, Xu Chao, et al. Application of Discrete Cosine Transform (DCT) in fault diagnosis for bearings[J]. *Process Automation Instrumentation*, 2011, 32(6): 15-17.
- [15] 吴永超, 马秀荣, 张媛. 一种改进的小波相关滤波算法[J]. 信息与电子工程, 2012, 10(5): 604-607.
Wu Yong-chao, Ma Xiu-rong, and Zhang Yuan. An improved denoising algorithm using correlation of wavelet coefficients[J]. *Information & Electronic Engineering*, 2012, 10(5): 604-607.

马秀荣: 女, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信。

曹多: 女, 1987 年生, 硕士生, 研究方向为信号处理。