

高动态环境下高阶双二进制偏移载波信号的精确捕获

张天骐 袁帅* 刘董华 李群

(重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室 重庆 400065)

摘要: 针对高动态环境下双二进制偏移载波(DBOC)调制信号无法精确捕获的问题, 该文提出一种基于部分匹配滤波结合快速傅里叶变换(PMF-FFT)的捕获方法。又针对捕获过程中相关损失和扇贝损失引起的检测性能降低问题, 提出一种改进的捕获方法。该方法首先利用离散多项式相位变换(DPT)去除接收信号的高阶动态项, 然后针对DBOC信号重新设计PMF-FFT算法; 最后利用频谱校正法对FFT后的功率谱最大值进行校正。仿真结果表明, 在同一条件下, 该方法将检测概率提高了2 dB左右, 并且有效缩短了捕获时间。

关键词: 信号处理; 高动态环境; 双二进制偏移载波; 离散多项式相位变换; 频谱校正; 部分匹配滤波-快速傅里叶变换

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)11-2728-08

DOI: 10.11999/JEIT180087

Accurate Acquisition of High Order Double Binary Offset Carrier Signals for High Dynamic Environment

ZHANG Tianqi YUAN Shuai LIU Donghua LI Qun

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: For the problem of without accurate acquisition of Double Binary Offset Carrier (DBOC) modulated signal for high dynamic environment, a method which is based on Partial Matched Filtering (PMF) - Fast Fourier Transform (FFT) is proposed. According to the problem of low detection performance caused by the related loss and scallop loss, a new improved acquisition scheme is proposed. Firstly, the Discrete Polynomial phase Transform (DPT) is used to remove the high order dynamic term of the received signal, and then the PMF-FFT algorithm is redesigned for the DBOC signal. Finally, the spectrum correction method is used to correct the maximum power spectrum after FFT. Simulation results show that, under the same conditions, the proposed scheme improves the detection probability by about 2 dB, and shortens effectively the acquisition time.

Key words: Signal processing; High dynamic environment; Double Binary Offset Carrier (DBOC); Discrete Polynomial-phase Transform (DPT); Spectrum correction; Partial Matched Filtering-Fast Fourier Transform (PMF-FFT)

1 引言

随着全球导航卫星系统(Global Navigation Satell-

ite System, GNSS)^[1]的快速发展, 如何在有限的频谱内实现资源共享和更精确的捕获成为GNSS的研究热点。二进制偏移载波(BOC)^[2]因为其频谱分裂特性而备受关注。文献[3,4]中提出了BOC的衍生信号高阶双BOC信号, 它具有良好的抗干扰能力和跟踪性能。随着BOC信号的深入研究, 目前已经不在于满足一般情况下的同步分析。因此, 高动态环境下的同步技术受到了广泛关注, 同步又包括捕获和跟踪两个阶段, 为了能够更好地跟踪, 一个精确的捕获是必要的。

BOC信号捕获的方法有很多, 比如经典的BPSK-Like方法^[5]、Bump-Jumping(BJ)法^[6]和Side-peaks Cancellation(SC)法^[7]。但是对于高阶DBOC信号的

收稿日期: 2018-01-23; 改回日期: 2018-07-19; 网络出版: 2018-08-03

*通信作者: 袁帅 384774936@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金(61671095, 61371164, 61702065, 61701067, 61771085), 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目(CSTC2009CA2003), 重庆市研究生科研创新项目(CYS17219), 重庆市教育委员会科研项目(KJ1600427, KJ1600429)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61671095, 61371164, 61702065, 61701067, 61771085), The Project of Key Laboratory of Signal and Information Processing of Chongqing (CSTC2009CA2003), Chongqing Graduate Research and Innovation Project (CYS17219), The Research Project of Chongqing Educational Commission (KJ1600427, KJ1600429)

捕获方法研究却很少。针对这个问题，本文提出了一种基于PMF-FFT的算法^[8-10]。在传统的扩频通信系统中，PMF-FFT算法在平均捕获时间和硬件复杂度方面有很好的性能，并且能够在很大程度上减少多普勒频偏对相干积分的影响。然而，针对DBOC信号和高动态环境下的PMF-FFT算法研究基本没有。因此本文提出了一种适用于高动态环境下的DBOC调制信号改进算法。

通过增加部分匹配滤波器个数和FFT点数虽然可以提升PMF-FFT算法的性能，但是这种改进是以硬件复杂度为代价的。针对这些问题，本文首先利用瞬态矩^[11]确定接收信号的动态阶数，并且降低接收信号的动态阶数；然后使用重新设计的PMF-FFT算法实现伪码和多普勒频偏的2维捕获；最后通过频谱校正^[12]的方法对功率谱累加后的输出最大值进行频谱校正。仿真实验表明，本文所提方法能够提高检测概率，缩短平均捕获时间。

2 DBOC信号模型和离散多项式相位变换

2.1 高动态环境下DBOC信号模型

高动态环境下，DBOC接收信号在加性高斯白噪声信道下可以表示为

$$r(t) = \hat{s}(t) + n(t) \quad (1)$$

式中， $\hat{s}(t)$ 为高动态环境下DBOC接收信号， $n(t)$ 为加性高斯白噪声； $\hat{s}(t)$ 可以表示为

$$\hat{s}(t) = d(t) s_{\text{DBOC}}(t) c(t) x(t) \quad (2)$$

式中， $d(t)$ 是导航信息， $c(t)$ 是伪码序列，DBOC信号中的副载波 $s_{\text{DBOC}}(t)$ 和载波信号 $x(t)$ 可以分别表示为

$$s_{\text{DBOC}}(t) = p_{T_B}(t) \otimes \sum_{k=0}^{N_{\text{BOC}_2}-1} \sum_{i=0}^{N_{\text{BOC}_1}-1} (-1)^{i+k} \cdot \delta(t - iT_{B_1} - kT_B) \quad (3)$$

$$x(t) = \exp [j((f_0 + f_d)t + k_d t^2 + k_f t^3 + \varphi)] \quad (4)$$

式(3)中， p_{T_B} 是幅度为1的矩形脉冲， N_{BOC_1} 是第1次BOC调制信号阶数， N_{BOC_2} 是第2次BOC调制信号的阶数， T_{B_1} 是第1次调制的副载波码片间隔： $T_{B_1} = T_c/N_{\text{BOC}_1}$ ， T_B 是第2次调制的副载波码片间隔： $T_B = T_c/(N_{\text{BOC}_1}N_{\text{BOC}_2})$ ；式(4)中， f_0 是载波频率， f_d 是多普勒频偏， k_d 是加速度引起的多普勒速率， k_f 是加加速度引起的多普勒速率， φ 是随机相位。

因为导航卫星和地面测站之间存在高速的相对运动，所以信号在传输过程中会产生多普勒效应，接收信号经过下变频和离散采样处理后，式(2)和式(4)可以重新表示为式(5)和式(6)

$$\hat{s}(n) = d(n) s_{\text{DBOC}}(n) c(n) x(n), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (5)$$

$$x(n) = \exp [j(f_d n T_s + k_d (n T_s)^2 + k_f (n T_s)^3 + \varphi)] \quad (6)$$

式中， N 是采样点数， T_s 是采样间隔。

根据文献^[3]，式(3)可以等价为

$$s_{\text{DBOC}}(t) = \begin{cases} \text{sign}(\sin(N_{\text{BOC}_1} N_{\text{BOC}_2} \pi t / T_c)), \\ N_{\text{BOC}_2} \text{为奇数} \\ \text{sign}(\sin(N_{\text{BOC}_1} N_{\text{BOC}_2} \pi t / T_c) \\ / \sin(N_{\text{BOC}_1} \pi t / T_c)), \\ N_{\text{BOC}_2} \text{为偶数} \end{cases} \quad (7)$$

式中， $\text{sign}(\cdot)$ 是符号运算。

2.2 离散多项式相位变换

相位多项式的一般表达式可以定义为

$$x(t) = A_0 \exp [j\varphi(t)] \quad (8)$$

式中，幅度 A_0 设置为1；多项式 $\varphi(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + \dots + a_m t^M$ ，其中， M 为阶数。

经过离散采样处理后，式(8)可以重新表示为

$$x(n) = \exp \left[j \sum_{k=0}^M a_k (n\Delta)^k \right], \quad 0 \leq n \leq N' - 1 \quad (9)$$

式中， a_k 是实相位系数； Δ 是采样间隔； N' 是采样长度。

由文献^[11]可得， M 阶瞬态矩 $\text{DP}_M[x(n), \tau]$ 和 M 阶离散多项式相位变换表达式如式(10)和式(11)：

$$\text{DP}_M[x(n), \tau] = \text{DP}_2[\text{DP}_{M-1}[x(n), \tau], \tau] \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{DPT}_M[x(n), \omega, \tau] \\ &= \text{DFT} \{ \text{DP}_M[x(n), \tau] \} \\ &= \sum_{n=(M-1)\tau}^{N-1} \text{DP}_M[x(n), \tau] \cdot \exp(-j\omega n \Delta) \end{aligned} \quad (11)$$

式中， τ 表示延时的长度；瞬态矩的实质是延时共轭相乘。

将式(9)代入式(10)化简可得

$$\text{DP}_M[x(n), \tau] = \exp [j(\omega_0 n \Delta + \varphi_0)], \quad M-1 \leq n \leq N-1 \quad (12)$$

式中， $\omega_0 = M!(\tau\Delta)^{M-1} a_M$ ， $\varphi_0 = (M-1)!(\tau\Delta)^{M-1} \cdot a_{M-1} - 0.5(M-1)M!(\tau\Delta)^M a_M$ 。

本文不考虑数据位 $d(n)$ 变换的影响，由此得到 M 阶瞬态矩处理后的表达式为

$$\begin{aligned} \text{DP}_M[\hat{s}(n), \tau] &= \text{DP}_M[s_{\text{DBOC}}(n) c(n) x(n), \tau] \\ &= \text{DP}_M[s_{\text{DBOC}}(n) c(n), \tau] \\ &\quad \cdot \text{DP}_M[x(n), \tau] \end{aligned} \quad (13)$$

令 $\omega(n) = s_{\text{DBOC}}(n) c(n)$ ，并且将式(12)代入式(13)可得

$$\begin{aligned} \text{DP}_M[\hat{s}(n), \tau] &= \text{DP}_M[\omega(n), \tau] \\ &\quad \cdot \exp[j(\omega_0 n \Delta + \varphi_0)] \end{aligned} \quad (14)$$

将 $\text{DP}_M[\omega(n), \tau]$ 当成新的组合伪随机序列, 则接收信号经过 M 阶瞬态矩处理后被转化为

$$\begin{aligned} \hat{r}(n) &= \text{DP}_M[r(n), \tau] = \omega'(n) \\ &\quad \cdot \exp[j(\omega_0 n \Delta + \varphi_0)] + v(n) \end{aligned} \quad (15)$$

式中, $\omega'(n) = \text{DP}_M[\omega(n), \tau]$ 表示新的组合伪随机序列; $v(n)$ 是加性高斯白噪声。高动态DBOC接收信号被转化成带残余频偏的1阶信号和新的噪声 $v(n)$ 之和。以 $M=3$ 为例, 则式(15)中 $\omega_0 = 6k_f \tau^2$, $\varphi_0 = 2k_d \tau^2 - 6k_f \tau^3$ 。

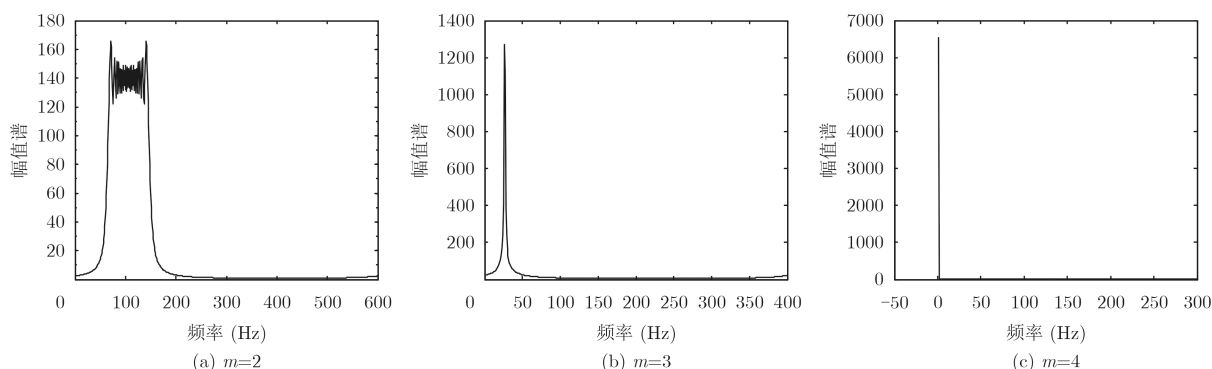


图1 DPT处理变化图

接收信号的动态阶数确定流程为: 设 m 的初值为2, 经过 m 阶DPT处理, 若频域中没有直流分量出现, 则 $m = m+1$, 再经过 m 阶DPT处理, 直到频域中有直流分量出现为止, 最终确定 $M = m - 1$ 。

3 基于PMF-FFT的捕获方法

在直接序列扩频系统中, 通过采用PMF-FFT的方法, 可以实现伪码和多普勒频偏的2维捕获。该方法就是将本地信号与接收信号进行部分相关, 再利用FFT运算实现对多普勒的补偿。由文献[13]可知, 该方法中, 信号数据分段数 X 对其系统的性能有很大的影响, 分段数 X 取值越大, 则部分相关长度越小, 1次相关运算的时间越短。并且, 分段数 X 的大小还影响着相关峰值的大小, 当 X 取不同值时, 归一化相关峰值随多普勒频率的变化如图2所示。

由图2可知, 当分段数 X 越大时, 相关峰值的衰减越来越缓慢, 即相关损失的衰减越来越缓慢; 但FFT点数会增多, 从而引起硬件资源的消耗增大, 所以应该根据实际情况合理选择 X 的值。同时, FFT运算对该系统性能也起着关键的作用, 这是因为FFT变换会引起扇贝损失。当多普勒偏移值位于FFT输出两点之间时, 该频率对应的FFT输出

2.3 定阶算法

由于接收信号的动态阶数是未知的, 所以必须先定阶, 再降阶。本文使用一种基于 DPT_M 的定阶算法, 通过 $m < M$, 频域中会出现凌乱的谱线; $m = M$, 频域中会出现非零的单峰频谱; $m > M$, 频域内会出现直流分量3个特点来确定。本文以动态阶数为3的高阶DBOC信号为例, 仿真结果如图1所示。

由图1可知, 图1(a)中 $m=2$ 时, 频域中会出现凌乱的谱线, 并且具有确定的带宽; 图1(b)中 $m=3$ 时, 频域中出现非零的单峰频谱; 图1(c)中 $m=4$ 时, 频域中出现直流分量, 由此确定接收信号的动态阶数为3。

会下降, 从而引起检测概率的降低。为了减小扇贝损失, 通常采取补零与加窗的方法。本文对现有的PMF-FFT捕获方法做适当的改进, 即可用来实现对双二进制偏移载波信号的捕获, 并且还采用频谱校正的方法对捕获后的信号进行幅值和频率的校正, 以此提高检测概率。

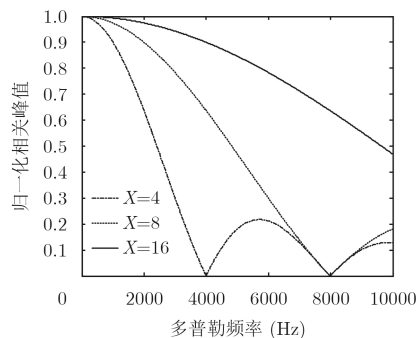


图2 不同 X 值下归一化相关峰值

4 基于PMF-FFT的改进捕获方法

通过上面的分析可知, 如果直接采用PMF-FFT方法对二进制偏移载波信号进行捕获, 可能会导致如下问题: 一是时域截断会产生能量泄露, 从而导致离散频谱的幅值、频率产生较大误差; 二是相关

损失或扇贝损失会引起检测概率的降低。为了解决上述问题，本文提出了一种基于PMF-FFT的改进算法。

4.1 伪码相位和多普勒频率的2维捕获

从式(2)可知，为了生成DBOC信号，数据码首先经过扩频码调制生成基带扩频信号，然后经副载波调制生成基带DBOC信号，最后经过载波调制产生DBOC调制信号。换个角度思考，可以将扩频码和副载波2步调制组合在一起，得到组合扩频码调制数据码。因此，式(2)可以被重新表示为

$$\begin{aligned}\hat{s}(t) &= [s_{\text{DBOC}}(t) c(t)] d(t) x(t) \\ &= \omega(t) d(t) x(t)\end{aligned}\quad (16)$$

式中， $\omega(t) = s_{\text{DBOC}}(t) c(t)$ 代表DBOC信号的组合伪随机码。

$\omega(t)$ 是伪码经过副载波调制的组合伪随机码，因此与传统的伪随机码具有相同的相关性，所以可以用PMF-FFT方法对DBOC信号进行捕获，但是 $\omega(t)$ 毕竟不是真正的伪随机码，因此需要重新设计PMF-FFT方法来实现DBOC信号的捕获。由于 $\omega(t)$ 的特殊性，每个码片在经过副载波调制后变成占空比为50%的一个或多个方波，所以在PMF-FFT方法滑动组合伪随机码这一步骤应该以副载波的每个“+1”和“-1”作为滑动单元。对各个相关运算结果进行功率谱非相干累加，然后将最大值与预设门限比较即可得到伪码相位的捕获，再由公式 $f_d = k/(NX T_c)$ 即可估计出多普勒频偏。因此重新设计后的PMF-FFT可以实现伪码相位和多普勒频率的2维捕获。但是非相干累加会带来平方损耗，影响接收机对信号信噪比的改善程度，因此本文采用频谱校正的方法。

4.2 频谱校正

国内外目前有5种对幅值谱和功率谱校正的方法，它们包括：比值校正法、能量重心校正法、相位差法等^[14, 15]。本文重点分析了比值校正法和时移相位差法。

4.2.1 比值校正法 比值校正法就是利用主瓣峰顶附近两条谱线的窗函数比值，建立一个以频率校正量为变量的方程，然后解出频率校正量，从而进行幅值和频率的校正。由文献^[12]可以得到比值函数为

$$\begin{aligned}v &= F(\Delta f^1) = W_1(\Delta f^1) / W_1(\Delta f^1 + 1) \\ &= y_k / y_{k+1}\end{aligned}\quad (17)$$

式中， v 是关于 Δf^1 的函数， Δf^1 表示真实值与次大值对应频率之间的间隔； $W_1(\Delta f^1)$ 表示窗函数的频谱表达式； y_k 表示第 k 条谱线处的对应幅值。对式(17)求其反函数可得

$$\Delta f^1 = g(v) \quad (18)$$

通过式(18)即可求出频率校正量 Δf^1 ；校正后得到的真实频率为

$$f_0 = (k - \Delta f^1) f_s / N \quad (19)$$

式中， f_s 表示采样频率； N 表示采样点数。

令 $W_1(f^1)$ 为归一化窗函数的频谱模函数，则归一化谐波信号加窗的频谱主瓣函数可以表示为

$$y = A W_1(f^1) = A W_1(f^1 - f_0^1) \quad (20)$$

式中， A 是真实幅值； f_0^1 是主瓣中心频率。将 $y = y_k$ ， $f^1 = k$ 代入式(20)可得

$$y_k = A W_1(k - f_0^1) \quad (21)$$

令 $\Delta f^1 = k - f_0^1$ ，则可以解得幅值校正公式为

$$A = y_k / W_1(\Delta f^1) \quad (22)$$

式中， y_k 表示谐波信号加窗截断后离散幅值谱中的最大值。由式(22)可知，当窗谱函数 $W_1(\Delta f^1)$ 不同时，可以得到不同的幅值校正公式。由文献^[12]可得，加汉宁窗的幅值校正公式为

$$A = 2\pi\Delta f^1 \left[1 - (\Delta f^1)^2 \right] y_k / \sin \pi\Delta f^1 \quad (23)$$

4.2.2 时移相位差法 时移相位差法^[12]就是对两段序列做FFT分析，然后利用离散频谱对应峰值谱线的相位差求出频率校正量，从而进行幅值和频率的校正。该方法计算简单，并且具有很好的抗噪声能力。

以采样频率 f_s 对信号 $y(t)$ 离散采样处理后，截取信号长度 $(L + N)$ 点。从该段第0点开始，取 N 点得离散序列 $y(n)$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$)；再从第 L 点开始，取 N 点得离散序列 $y_0(n)$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N - 1$)。

对离散序列 $y(n)$ 加窗并作 N 点FFT分析，令峰值频率处的谱线号为 i ， $\Delta f_i = \Delta f_i^1 f_s / N$ 为频率校正量，其中 Δf_i^1 为归一化的频率校正量。 $T = N / f_s$ ，根据文献^[12]有

$$\Phi(i) = \theta - \pi\Delta f_i^1 \quad (24)$$

对离散序列 $y_0(n)$ 同样作 N 点FFT分析可得

$$\begin{aligned}\Phi_0(i) &= \theta - \pi T\Delta f + 2\pi f_0 t_0 = \theta - \pi\Delta f_i^1 \\ &\quad + 2\pi L(i + \Delta f_i^1) / N\end{aligned}\quad (25)$$

由两段序列相位之差即可求出归一化频率校正量 $\Delta\Phi = \Phi_0(i) - \Phi(i) = 2\pi Li / N + 2\pi L\Delta f_i^1 / N$ (26)

$$\Delta f_i^1 = (\Delta\Phi - 2\pi Li / N) / (2\pi L / N) \quad (27)$$

将式(27)得到的频率校正量代入式(19)和式(22)即可得校正后的频率和幅值。并且不同的窗谱函数得到不同的幅值校正公式，因此幅值和频率的校正精度也不相同。

4.3 整体捕获方案

综合以上分析, 本文提出了一种针对高动态环境下DBOC信号捕获的PMF-FFT改进算法方案, 其整体捕获算法框图如图3所示。

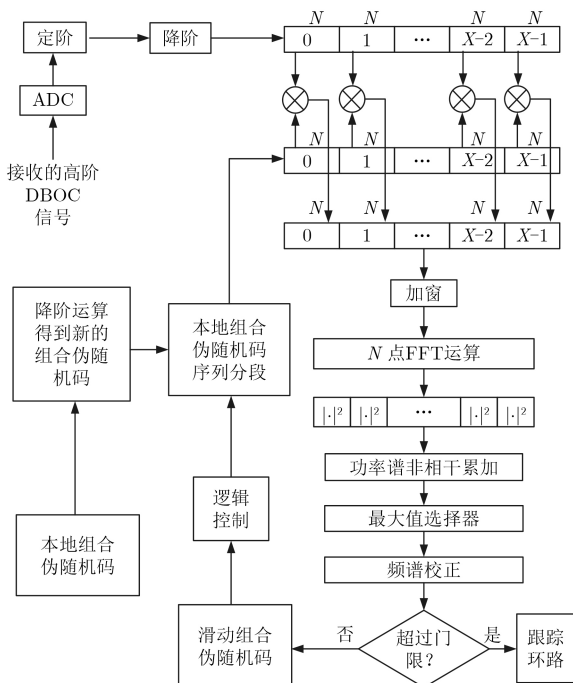


图3 捕获算法框图

算法具体描述如下:

步骤1 将接收到的高阶DBOC信号下变频、模数转换和离散采样处理后, 使用瞬态矩定阶算法判定接收信号的动态阶数 M ;

步骤2 对接收信号进行降 M 阶处理, 得到带残余频偏的信号和新的噪声之和, 对新得到的信号进行 L 点采样处理, 然后被切分为 X 段, 其中每段为 N 点, 则 $L = NX$ 。对本地组合伪随机码进行相同处理;

步骤3 将每一段新的信号和新的组合伪随机码做相关运算处理, 依次完成 X 段, 然后对其加窗

处理, 最后再做 N 点FFT运算;

步骤4 对 N 点FFT运算结果取模平方, 并对其结果做累加运算。通过功率谱非相干累加可以实现低信噪比下的捕获(本实验中取累加次数为1);

步骤5 对累加运算结果中的最大值进行频谱校正, 将校正后的最大值与预设门限比较, 若超过预设门限值, 则说明本地组合伪随机码相位与接收信号的码相位是对齐的, 因此捕获成功, 进入跟踪阶段;

步骤6 若校正后的最大值没有超过预设门限, 则说明本地组合伪随机码相位与接收信号的码相位没有对齐。以副载波码片为基础单元滑动组合伪随机码相位, 重复步骤3到步骤5, 直到码相位对齐为止。

5 仿真实验分析

利用改进的PMF-FFT方法对高阶DBOC信号进行仿真分析。高动态环境下DBOC信号的模型为

$$\hat{s}(t) = A_0 d(t) s_{\text{DBOC}}(t) c(t) \cdot \exp[j(a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3)] + n_0(t) \quad (28)$$

令 $a_1 = 0.15$, $a_2 = 0.20/M$, $a_3 = 0.55/M^2$, 其中采样点数 M 等于扩频码长度; 取延时 $\tau = M/3$; $n_0(t)$ 是均值为零, 方差为 σ_n^2 的加性高斯白噪声。本文采样频率为16.368 MHz, 选择 $N_{\text{BOC}_1} = 2$, $N_{\text{BOC}_2} = 4$ 的高阶DBOC信号为例, 使用蒙特卡罗的方法进行仿真。

实验1 值检测仿真

实验在信噪比为-10 dB, 分析信号长度为4095情况下对DBOC信号进行了仿真, 其中部分匹配滤波相关器的长度 $N = 273$, 段数 $X = 5$; 实验比较了PMF-FFT方法、加汉宁窗的PMF-FFT方法和加汉宁窗的PMF-FFT结合比值校正法的仿真峰值, 仿真结果如图4所示。

由图4可知, 当多普勒通道(k)等于81时, 都有很大的能量峰出现, 其中PMF-FFT方法的主峰能

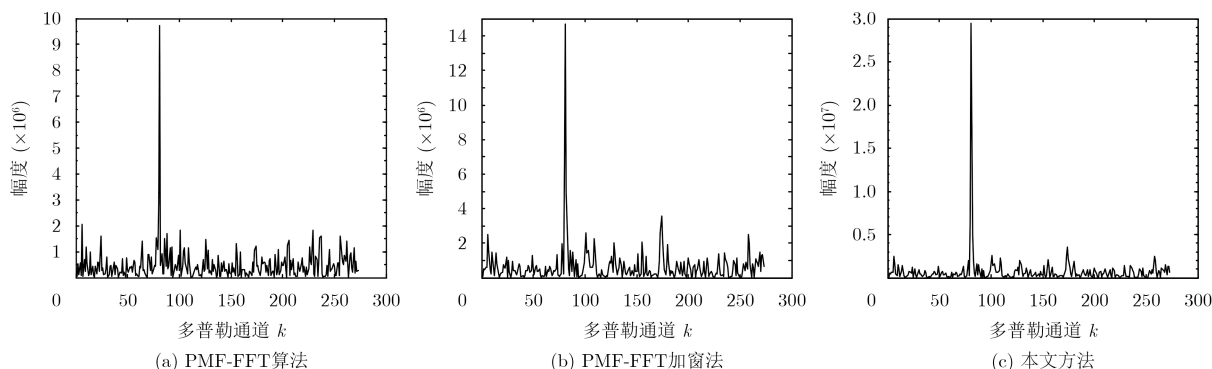


图4 捕获仿真图

量最小，通过加窗可以提升主峰能量，但还是小于本文的改进方法，这就是说，在高动态环境下，本文所提方法的性能优于PMF-FFT加窗算法和PMF-FFT算法。通过预设合适的门限可实现伪码的捕获，再由公式 $f_d = k/(NX T_c)$ 即可估计出多普勒频偏。

实验2 窗函数对检测性能的影响

实验选取了汉宁窗、布莱克曼窗和哈密窗来分析，并仿真了信号长度为1023和4095时PMF-FFT加窗算法的检测性能曲线，其中信号长度为1023和4095所对应部分匹配滤波相关器的长度 N 和段数 X 为31和11, 91和15。经过5000次蒙特卡罗仿真，仿真结果如图5所示。

由图5可知，在信噪比一定的情况下，加窗后可以将检测性能提高，这是因为PMF-FFT算法中的FFT分析会出现截断效应，从而产生频谱泄露造成漏检，而加窗后可以抑制频谱泄露；并且随着分析信号长度变长，改善效果越加明显；窗函数不同，改善效果也不相同，其中改善效果最优的是布莱克曼窗。

实验3 累加次数对检测性能的影响

因为功率谱非相干累加可以提高检测性能，实

现低信噪比下的捕获，所以实验以累加次数 Q 分别等于10, 30和50为例，对分析信号长度为1023的检测性能进行了仿真，其中部分匹配滤波相关器的长度 $N = 31$ ，段数 $X = 11$ 。经过5000次蒙特卡罗仿真，仿真结果如图6所示。

由图6可知，在信噪比一定的情况下，随着累加次数的增多，检测性能也变得越好。与 $Q = 10$ 相比， $Q = 30$ 时，检测性能提高了2 dB， $Q = 50$ 时，检测性能提高了3 dB。但是，随着累加次数的增大，检测性能的提高越来越缓慢，这是由平方损耗引起的。增加累加次数虽然可以提高检测性能，但却是以累加次数为代价的。所以在实际应用中，应该根据需要合理的选择累加次数。

实验4 频谱校正法对检测性能的影响

频谱校正的方法有许多种，实验以比值校正法、时移相位差法为例，对分析信号长度为1023的漏检概率和分析信号长度为4095的检测概率进行了仿真(累加次数为1)，其中信号长度为1023和4095所对应部分匹配滤波相关器的长度 N 和段数 X 为31和11, 91和15。经过5000次蒙特卡罗仿真，仿真结果如图7所示。

从图7(a)可知，漏检概率随着门限值的增大而增大。经过频谱校正后，漏检概率在门限值为60时达到1，而没有经过校正的漏检概率在门限值30时已经为1。因为门限值不可能无限大，所以在实际

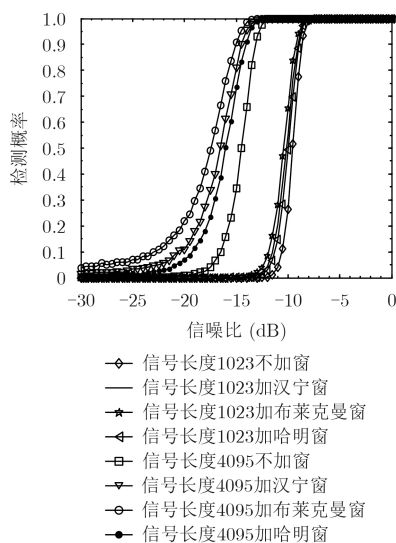


图 5 不同窗函数下检测性能的对比

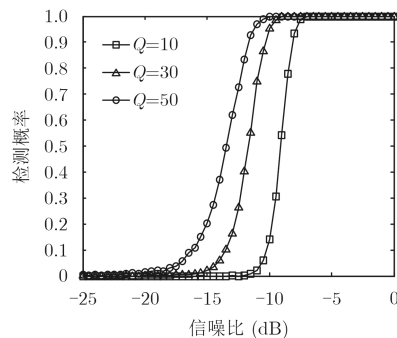


图 6 累加次数对检测性能的影响

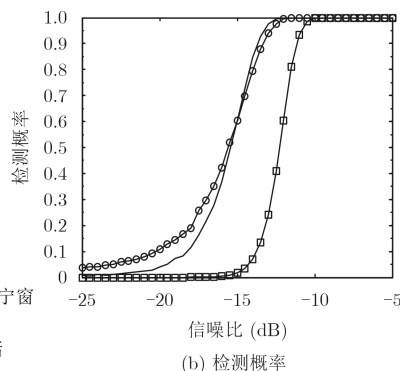
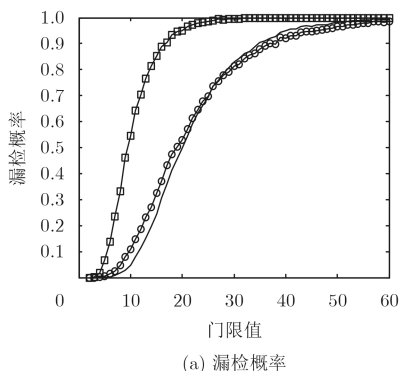


图 7 频谱校正后的性能对比

应用中合理的选择门限是必要的。从图7(b)可知,几种方法的检测概率随着信噪比的增大而增大,与没有校正前相比,校正后的检测概率有2 dB左右的提升。在信噪比很低时,相位差法优于比值校正法,当信噪比超过-15 dB时,比值校正法又优于相位差法,两种校正法在-12 dB时检测概率达到1。

实验5 平均捕获时间分析

由文献[8]可得PMF-FFT算法的平均捕获时间公式为

$$\bar{T}_a = \frac{2 + (2 - P_d)(N - 1)(1 + KP_{fa})}{2P_d} \tau_d \quad (29)$$

式中, P_d 表示上面的仿真实验检测概率; P_{fa} 表示虚警概率; K 表示虚警代价因子; τ_d 表示积分时间。仿真实验中, 设 $K = 1$, $P_{fa} = 0.001$ 。对分析信号长度为1023的平均捕获时间进行了仿真, 其中部分匹配滤波相关器的长度 $N = 31$, 段数 $X = 11$ 。经过5000次蒙特卡罗仿真, 仿真结果如图8所示。

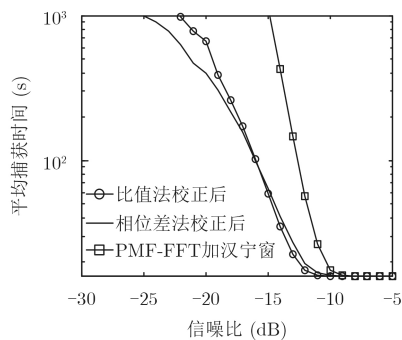


图8 平均捕获时间

由图8可知,在一定信噪比下,经过两种频谱校正法校正后的平均捕获时间远远低于校正前。在信噪比较低时,相位差法优于比值校正法,而随着信噪比的升高,比值校正法的性能慢慢接近甚至超越相位差法。由此可见,相位差法比比值校正法有更好的抗噪声能力。

6 结论

本文给出了高动态环境下高阶DBOC信号的精确捕获算法。该方法首先使用离散多项式相位变换减少接收信号动态参数搜索复杂度;然后使用PMF-FFT算法实现伪码和多普勒频率的2维捕获;最后使用频谱校正实现对功率谱最大值的校正,达到精确捕获的目的。仿真实验比较了不同窗函数、不同累加次数和不同频谱校正法情况下PMF-FFT算法性能的改善程度。仿真结果表明,相比于加窗和非相干累加改进方法,本文所提方法能够增大相关幅值、提升检测概率和减少捕获时间;就检测概率性

能而言,当所取数据长度为4095时,本文方法能够在信噪比-12 dB下实现捕获,且校正后的检测概率提高了2 dB左右。因此,本文所提方法是一种更实用、更精确的捕获方法。

参考文献

- [1] MENG Weixiao, LIU Enxiao, HAN Shuai, *et al.* Research and development on satellite positioning and navigation in China[J]. *IEICE Transactions on Communications*, 2012, E95. B(11): 3385-3392. doi: 10.1587/transcom.E95.B.3385.
- [2] BETZ J W. Binary offset carrier modulations for radio navigation[J]. *Navigation*, 2001, 48(4): 227-246.
- [3] LOHAN E S, LAKHZOURI A, and RENFORS M. Complex double-binary-offset-carrier modulation for a unitary characterization of Galileo and GPS signals[J]. *IEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation*, 2006, 153(5): 403-408. doi: 10.1049/ip-rsn:20060005.
- [4] LOHAN E S, LAKHZOURI A, and RENFORS M. Binary-offset-carrier modulation techniques with applications in satellite navigation systems[J]. *Wireless Communications & Mobile Computing*, 2010, 7(6): 767-779. doi: 10.1002/wcm.407.
- [5] LOHAN E S, BURIAN A, and RENFORS M. Low-complexity unambiguous acquisition methods for BOC modulated CDMA signals[J]. *International Journal of Satellite Communications*, 2008, 26(6): 503-522. doi: 10.1002/sat.922.
- [6] WANG Huajun, JI Yuanfa, SHI Huli, *et al.* The performance analysis of unambiguous acquisition methods for BOC(m,n) modulated signals[C]. 2011 7th International Conference on Wireless Communications, Wuhan, China, 2011: 1-4. doi: 10.1109/wicom.2011.6040262.
- [7] 张天骐, 江晓磊, 赵军桃, 等. 二进制偏移载波及其衍生信号的通用无模糊捕获算法[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(2): 451-458. doi: 10.11999/JEIT160351.
ZHANG Tianqi, JIANG Xiaolei, ZHAO Juntao, *et al.* Unambiguous general acquisition for binary offset carrier and its derivative signals[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(2): 451-458. doi: 10.11999/JEIT160351.
- [8] 廉昕, 王元钦, 侯孝民, 等. 一种脉冲超宽带测控信号捕获方法[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(8): 2000-2006. doi: 10.11999/JEIT161213.
LIAN Xin, WANG Yuanqin, HOU Xiaomin, *et al.* Acquisition scheme for impulse radio UWB TT&C signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(8): 2000-2006. doi: 10.11999/JEIT161213.
- [9] GUO Wenfei, NIU Xiaoji, GUO Chi, *et al.* A new FFT acquisition scheme based on partial matched filter in GNSS

- receivers for harsh environments[J]. *Aerospace Science and Technology*, 2016, 61: 66–72. doi: [10.1016/j.ast.2016.11.017](https://doi.org/10.1016/j.ast.2016.11.017).
- [10] LI Manshu, CHENG Yufan, WANG Xuezhe, *et al.* A synchronization acquisition algorithm for wireless communication system in high dynamic environment[C]. IEEE 17th International Conference on Communication Technology, Chengdu, China, 2017: 1407–1411. doi: [10.1109/ICCT.2017.8356864](https://doi.org/10.1109/ICCT.2017.8356864).
- [11] PELEG S and FRIEDLANDER B. The discrete polynomial-phase transform[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1995, 43(8): 1901–1914.
- [12] 丁康, 谢明, 杨志坚. 离散频谱分析校正理论与技术[M]. 北京: 科学出版社, 2008: 102–105.
- DING Kang, XIE Ming, and YANG Zhijian. The Theory and Technology of Discrete Spectrum Correction[M]. Beijing: Science Press, 2008: 102–105.
- [13] 杨秦彪, 王祖林, 黄勤, 等. 高动态链路中折叠PMF-FFT快速捕获方法[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(8): 1723–1729. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2016.08.03](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2016.08.03).
- YANG Qinbiao, WANG Zulin, HUANG Qin, *et al.* Folded PMF-FFT fast acquisition method for high dynamic scenarios[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2016, 38(8): 1723–1729. doi: [10.3969/j.issn.1001-506X.2016.08.03](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-506X.2016.08.03).
- [14] COOLEY J W and TUKEY J W. An algorithm for the machine calculation of complex fourier series[J]. *Mathematics and Computation*, 1965, 19(90): 297–301.
- [15] 丁康, 张晓飞. 频谱校正理论的发展[J]. 振动工程学报, 2000, 13(1): 14–22.
- DING Kang and ZHANG Xiaofei. Advances in spectrum correction theory[J]. *Journal of Vibration Engineering*, 2000, 13(1): 14–22.
- 张天骐: 男, 1971年生, 博士后, 教授, 主要研究方向为通信信号的调制解调、盲处理、语音信号处理、神经网络实现以及FPGA, VLSI实现.
- 袁 帅: 男, 1993年生, 硕士生, 研究方向为导航信号的捕获与跟踪.
- 刘董华: 男, 1992年生, 硕士生, 研究方向为通信信号盲估计.
- 李 群: 女, 1991年生, 硕士生, 研究方向为直扩信号的盲处理.