

DOI:10.19651/j.cnki.emt.1802055

B1C 信号非匹配捕获研究*

冯瑞 马宏 任宇飞

(航天工程大学 电子与光学工程系 北京 101416)

摘要: 针对 B1C 信号捕获的灵活性和多样性,提出将 TMBOC 信号与 BOC(1,1)信号分别对其进行非匹配捕获的研究。首先建立 B1C 信号数学模型,对算法研究原理进行了数学推导,其次针对信号捕获的检测概率进行了分析,并对非匹配捕获中存在的信噪比损失给出了理论分析,并对实际采集到的 B1C 信号做捕获仿真研究。仿真表明,BOC(1,1)信号捕获能够获得更高的峰均比,而 TMBOC 信号在捕获 B1C 信号导频分量时峰均比更优,但整体相较于前者峰均比下降约 0.46 dB,算法的研究为 B1C 信号同步提供了新的思路。

关键词: B1C 信号;非匹配捕获;检测概率;信噪比损失

中图分类号: TN967.1 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 590.35

Non-matching acquisition research of B1C signal

Feng Rui Ma Hong Ren Yufei

(Department of Electronics and Optical Engineering, Space Engineering University, Beijing 101416, China)

Abstract: Aiming at the flexibility and diversity of B1C signal acquisition, the non-matching acquisition of TMBOC signal and BOC(1,1) signal is proposed. Firstly, the mathematical model of B1C signal is established, and the principle of algorithm research is mathematically deduced. Secondly, the detection probability of signal acquisition is analyzed, and the theoretical analysis of the signal-to-noise ratio loss in non-matching acquisition is given. The B1C signal is used for acquisition analysis. The simulation shows that the BOC(1,1) signal acquisition can obtain a higher peak-to-average ratio, while the TMBOC signal has a better peak-to-average ratio when capturing the B1C signal pilot component, but the overall peak-to-average ratio is reduced by about 0.46 dB. The research of the algorithm provides a new idea for B1C signal synchronization.

Keywords: B1C signal; non-matching acquisition; detection probability; signal to noise ratio loss

0 引言

现代导航信号的发展在基于传统的单一信号完成所有功能的基础上,实现数据传输和测距定位的分离,即采用数据分量传递导航电文,采用导频分量来实现伪码测距和信号同步的功能,并且通过不同的复用方式来生成最终的导航信号。例如 GPS L1C 信号以及 Galileo 的 E1 OS 信号的两个分量均调制在同相的载波上^[1],而 GPS L5 信号、Galileo E5 信号的两个分量均调制在正交的载波上^[2],从而实现导航信号的复用。

B1C 信号沿用这一复用体制的思路,数据分量采用 BOC(1,1)信号,导频分量中采用自主研发的 QMBOC(6,1,4/33)信号^[3],并且与 GPS L5 信号一样调制在相互正交的载波上。这是北斗三号采用的新型导航信号,同时也是具有我国自主知识产权的新一代导航信号。经过近 3 年的前期研

究和测试验证,2017 年 11 月 5 日北斗三号系统第 1 和第 2 颗卫星发射升空,正式开启了 B1C 信号的投入使用^[4]。

由于 B1C 信号是北斗系统中全新的信号体制,结构复杂,信号分量较多,同一频点附近含有其他不同类别的信号如 B1I 等^[5],同时 B1C 中含有 BOC 的信号形式,而 BOC 信号最大的特点就是其频谱分裂,因而对 B1C 信号同步的研究分为两个层面,首先是参考传统的 BPSK-Like 方法^[6]和 ASPeCT 方法^[7],这类算法从传统的 BOC(m, n)信号捕获研究发展而来,专注与消除导航信号中存在的模糊度问题,这类算法处理 B1C 信号存在的最大的问题就是没有关注 B1C 信号的不同分量,使得信号处理过程复杂,实际处理过程中没有参考价值。另一类处理就是 B1C 与其他 B1I 等信号的协同处理^[5,8],这类算法是为多信号处理服务的,算法研究层面依旧沿用之前的算法思路。而公开文献中专门

收稿日期:2018-09-01

* 基金项目:国家自然科学基金(60972062)项目资助

针对 B1C 信号的捕获跟踪研究有限,因而通过对信号同步研究实现较优的算法具有很重要的意义和实用价值。

本文针对 B1C 信号的捕获研究问题,提出了一种在 BOC(1,1)信号和 TmBOC 信号的非匹配捕获算法。首先进行算法的数学推导,分析了算法的数学模型,给出了信号和算法推导的原理,并进一步分析了检测概率与非匹配捕获信噪比损失的性能,然后在实际采集的信号中对捕获算法进行了仿真。

1 B1C 信号调制实现原理

根据文献[2]的 B1C 信号 ICD 文件,数据分量和导频分量的基带信号表达式为:

$$s_{\text{data}}(t) = \frac{1}{2} A_1 d(t) \cdot c_{\text{data}}(t) \cdot \text{sign}(\sin(2\pi f_a t)) \quad (1)$$

$$s_{\text{pilot}}(t) = A_2 \left[\begin{array}{l} \sqrt{\frac{1}{11}} c_{\text{pilot}}(t) \cdot \text{sign}(\sin(2\pi f_b t)) \\ + j \sqrt{\frac{29}{44}} c_{\text{pilot}}(t) \cdot \text{sign}(\sin(2\pi f_a t)) \end{array} \right] \quad (2)$$

式中: A_1 和 A_2 为相应分量的信号幅度; $d(t)$ 为导航电文比特; $c_{\text{data}}(t)$ 和 $c_{\text{pilot}}(t)$ 分别为数据分量和导频分量的扩频码; $\text{sign}(\cdot)$ 为方波副载波,其中 f_a 为 1.023 MHz, f_b 为 6.138 MHz。由于数据分量和导频分量是按照 1:3 的功率比生成的,同时导频分量中 BOC(1,1)和 BOC(6,1)分量按照 29:4 的配比生成^[9],因而经过计算乘以相应的系数。最后在生成上述基带信号的基础上分别乘以正交载波得到 B1C 调制信号。

由于 B1C 信号中的导频分量 QMBOC 信号的调制是按照相位映射表生成的^[10],ICD 文件中未公布相应的参数,因而在本地生成 B1C 信号的过程中采用 GPS L1C 信号中的导频分量 TmBOC 信号来进行代替。满足的条件在于除去时域码片波形的不同以外,QMBOC 信号的功率谱密度和自相关函数均与 TmBOC 信号相同^[11]。

TmBOC 信号是分层码以时分复用的方式调制 BOC(1,1)和 BOC(6,1)信号副载波生成的^[12]。其中,每 33 个扩频符号中第 1,5,7,30 位置使用 BOC(6,1)副载波,其余使用 BOC(1,1)副载波。公式描述如下:

$$h_p(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_{P,n} g_{\text{BOC}(1,1)}(t - nT_c) + \sum_{n=0}^{N-1} c_{P,n} g_{\text{BOC}(6,1)}(t - nT_c) \quad (3)$$

$n \in \{0, 4, 6, 29, \dots\}$

其中, $\{0, 4, 6, 29, \dots\}$ 为 BOC(6,1)副载波码片的位置;且 $g_{\text{BOC}(1,1)}(t)$ 和 $g_{\text{BOC}(6,1)}(t)$ 表示方波副载波; $c_{P,n}$ 则为扩频码序列; N 表示扩频码的长度 10 230。

通过上述对信号各分量的表述,采用 BOC(1,1)信号和 TmBOC(6,1,4/33)信号分量生成 B1C 信号的思路,在 Simulink 中设置中心频率为 24 MHz,采样频率为

98 MHz,相应的得到的 B1C 信号功率谱密度如图 1 所示。

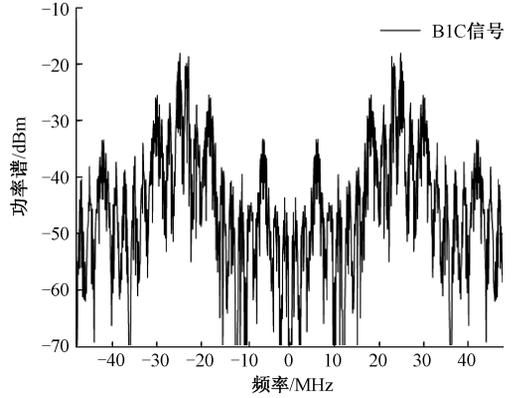


图 1 B1C 信号功率谱密度

从图 1 可以看出,正负轴上中心频率调制的信号近似为 BOC(1,1)信号,这是由于在 BOC(1,1)信号的功率占比达到 90%,因而在信号同步研究中可以近似看做是 BOC(1,1)信号的处理过程。

2 B1C 信号捕获模型

接收机前端接收到的信号经过前端滤波,放大,A/D 采样,经过与本地 NCO 生成的正交载波做混频处理后,忽略掉高频成分得到的信号可表示为:

$$i(n) = d(n)s_i(n)\cos(\omega_e(n)t(n) + \theta_e) + n_i \quad (4)$$

$$q(n) = s_q(n)\sin(\omega_e(n)t(n) + \theta_e) + n_q \quad (5)$$

式中: $s_i(n)$ 和 $s_q(n)$ 为数据分量和导频分量的基带信号; ω_e 为接收载波频率与本地 NCO 产生的频率之前的差异; θ_e 为两载波之间的相位差异。同时式中的 n_i 和 n_q 为相应支路的上的高斯白噪声。

信号在剥离了载波后的进行的扩频码相关运算可在数学上等同为卷积过程,而经过 FFT 频域变换代替了时域上的循环相关,相关计算可表示为:

$$z_i(n) = \sum_{m=0}^{N-1} i(n+m)s_i(n) \quad (6)$$

$$z_q(n) = \sum_{m=0}^{N-1} q(n+m)s_q(n) \quad (7)$$

对接收信号与本地信号分别作离散傅里叶变换,相乘后做逆变换得到相关的结果,即:

$$z_i(n) = \text{IDFT}(Z_i(k)) = \text{IDFT}[\text{DFT}(i(n)) \cdot \text{conj}[\text{DFT}(s_i(n))]] \quad (8)$$

$$z_q(n) = \text{IDFT}(Z_q(k)) = \text{IDFT}[\text{DFT}(q(n)) \cdot \text{conj}[\text{DFT}(s_q(n))]] \quad (9)$$

并行码相位算法相较于传统相关运算数下降一半,大幅度降低了计算量,提升捕获的速度。但在 B1C 等裂谱信号的处理过程中需要考虑同步的模糊性问题,即捕获发生在副峰位置上导致的错误,因而需要在伪码相关过程中对模糊做相应的处理。ASPeCT^[13]是在时域相关值消除相关

副峰的几何方法,在对包含 BOC(1,1)信号特点的副峰消除尤其明显。ASPeCT 算法即对信号自相关减去信号与伪码的互相关值得到的值。接收信号与伪码的互相关值可表示为:

$$r_i(n) = \sum_{m=0}^{N-1} i(n+m)c_i(n) \quad (10)$$

$$r_q(n) = \sum_{m=0}^{N-1} q(n+m)c_q(n) \quad (11)$$

则 ASPeCT 的算法可表示为:

$$i'^2(n) = z_i^2(n) - r_i^2(n) \quad (12)$$

$$q'^2(n) = z_q^2(n) - r_q^2(n) \quad (13)$$

以上得到的 $i'(n)$ 和 $q'(n)$ 即为对 B1C 信号上数据分量和导频分量相干积分的结果。信号较弱信噪比环境不佳时,可以继续进行如下非相干积分处理^[14],即

$$P = \frac{1}{N_{nc}} \sum_{n=1}^{N_c} (i'^2(n) + q'^2(n)) \quad (14)$$

不同于一般的非相干运算进行平方和平方根运算,在上式无需求解平方根的基础上,进一步提高运算的速度。算法原理如图 2 所示。

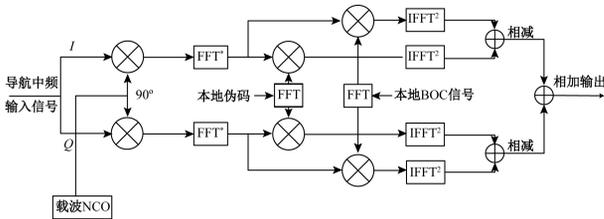


图 2 ASPeCT 副峰消除的并行码相位原理

3 算法性能分析

3.1 检测概率

接收信号与本地非匹配信号进行相关后做相干积分,如式(6)和(7)所示。假设接收到的信号除有用信号外其余分量对于接收机而言均为噪声。为便于分析性能,假设信号连续且仅受到高斯白噪声的影响,那么在预检测积分时间内,相关器输出的检测统计量可表示为:

$$z(t) = \int_{(k-1)T}^{kT} r(t)s(t - \hat{\tau}_0 + \tau_i) dt \triangleq c_{g,s}(\tau_i) + c_{w,s}(\tau_i) \quad (15)$$

其中,

$$c_{g,s}(\tau_i) = \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} e^{j\theta} g(t - \tau_0) s^*(t - \hat{\tau}_0 + \tau_i) dt \quad (16)$$

$$c_{w,s}(\tau_i) = \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} w(t) s^*(t - \hat{\tau}_0 + \tau_i) dt \quad (17)$$

式(17)表示接收信号中的噪声与本地信号相干积分,式(16)表示接收信号中的有用信号与本地信号的相干积分。

由于信号受噪声干扰的影响,在假设门限值一定的情况

下,相干过程中的虚警概率可表示为:

$$P_{fa} = \int_V^{+\infty} c_{w,s}(\tau) d\tau \quad (18)$$

根据设定的虚警率计算出门限值的大小,进而得到实际信号能够被检测出来的概率为:

$$P_d = \int_V^{+\infty} c_{g,s}(\tau) d\tau = 1 - P_{md} \quad (19)$$

而非相干积分过程服从 $2N$ 个自由度的非中心卡方分布, N 为非相干累加数目,其中非中心参量为:

$$\lambda = LTC/N_0 \text{sinc}(\pi\Delta/T) R_{g,s}^2(\tau_i) \quad (20)$$

与相干积分的方法思路一样,在确认相应门限的情况下,非相干积分的门限值对应的虚警率 P_{fa} 为:

$$P_{fa} = \int_V^{+\infty} f_{w,s}(g) dg = e^{-V^2/2\sigma_{g,s}^2} \quad (21)$$

采用式(21)可同样计算出非相干积分下的检测概率。假设相干积分时间为 10 ms,虚警率为 $P_{fa} = 10^{-3}$,将 BOC(1,1)和 TMSBOC 信号对 B1C 信号单分量和联合捕获的检测概率随载噪比变化如图 3 所示。以 90% 的检测概率为标准,则双通道捕获在载噪比达到 25 dB/Hz 能够检测,单通道达到 27 dB/Hz 时能够检测到,双通道的捕获灵敏度相较于单通道高约 2 dB/Hz。

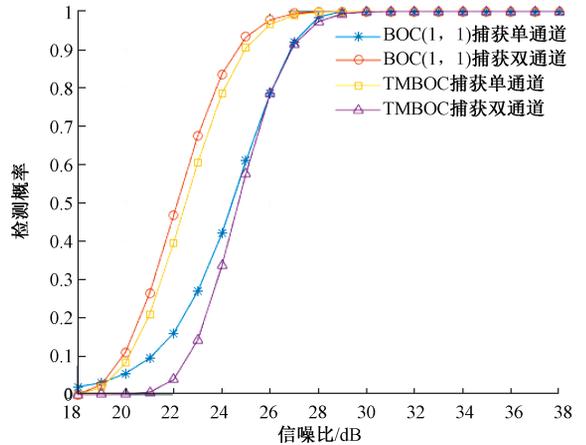


图 3 检测概率比较

3.2 非匹配信噪比衰减

由于本地信号采用的是 BOC(1,1)信号,对于数据分量的捕获而言是信号匹配的捕获,而导频分量与 BOC(1,1)信号捕获意味着导频信号中的高频分量 BOC(6,1)信号的损失,这在一定程度上降低信号设计原有的特性,但同时这样的处理对于接收机而言具有通用性。

B1C 信号在捕获时本地采用的 BOC(1,1)信号和 TMSBOC(6,1,4/33)对于接收信号而言均不匹配,意味着在信号同步过程中同时存在着性能损失。非匹配的信号同步主要反映在本地信号波形与输入信号波形的不匹配^[15],这种的不匹配造成的影响既在码跟踪精度等测距性能的影响上,又对输出的信噪比造成不同程度的衰减。

设接收机双边带宽为 β_r , 非匹配信噪比衰减可表

示为:

$$\eta_i = \frac{\left(\int_{-\beta_r/2}^{+\beta_r/2} H_{g,r}(f) df \right)^2}{\int_{-\beta_r/2}^{+\beta_r/2} G_g(f) G_i(f) df} \quad (22)$$

其中:

$$H_{g,r}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{g,r}(\tau) e^{j2\pi f\tau} d\tau \quad (23)$$

式中: $H_{g,r}(f)$ 表示接收信号与本地信号的互功率谱; $G_g(f)$ 为本地信号的归一化功率谱; $G_i(f)$ 表示噪声的归一化功率谱, 若为高斯白噪声时表示为一常数, 若为有色噪声时则是变量。

在反映非匹配接收情况下的信噪比损失中分析的为滤波限带和波形不匹配造成的影响^[16], 因而对捕获算法单通道和双通道计算分别做相应的分析, 图 4 所示为根据不同的带宽得到的非匹配接收下的相关输出信噪比损失。

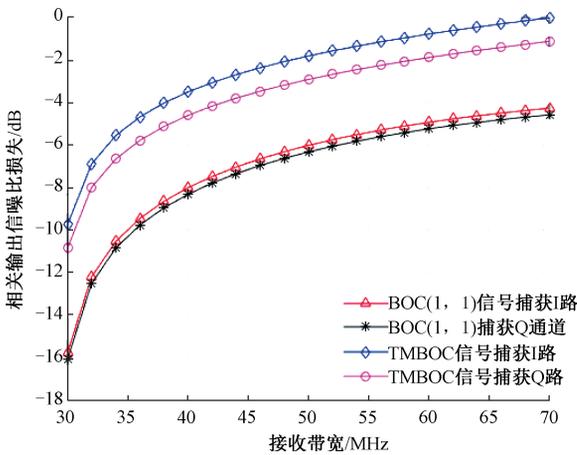


图 4 不同捕获方法下的相关输出信噪比损失比较

从图 4 对比可以看出, 由于 BOC(1,1) 信号在接收信号 I 路捕获属于匹配捕获, 因此损失最小, 当接收带宽达到 65 MHz 以上时, 输出信噪比损失小于 0.2 dB。而当捕获 Q 路时, 非匹配的捕获导致输出信噪比减小, 相较 I 路的信噪比平均损失 4.56 dB。TmBOC 信号进行捕获时, I 路和 Q 路同时非匹配, I 路相较 BOC(1,1) 信号下降约 1.045 dB, Q 路与 BOC(1,1) 信号捕获结果相差无几, 为 0.31 dB。反映出整体捕获效果 BOC(1,1) 效果优于 TmBOC 信号捕获效果。

4 不同本地信号捕获方法比较

4.1 B1C 信号的 BOC(1,1) 非匹配捕获

B1C 信号单通道捕获需要同时考虑数据分量和导频分量的捕获情况。就数据分量捕获而言, 虽然调制有 100 sps 的导航电文, 但是在实际的捕获中可以采用 10 ms 的相干积分时间, 即为伪码的一个周期, 满足在导航电文比特的周期范围内, 这样就可以在不受导航电文比特跳变的影响下

完成相干积分。

利用中频接收机采集到的 B1C 信号处理做后续同步处理, 采集的信号来自北斗第 20 号卫星, 采样速率为 250 MHz, 中频频率为 62.5 MHz, 多普勒频偏的范围 ± 5 kHz, 对信号得到的不同捕获结果比较如图 5 所示。

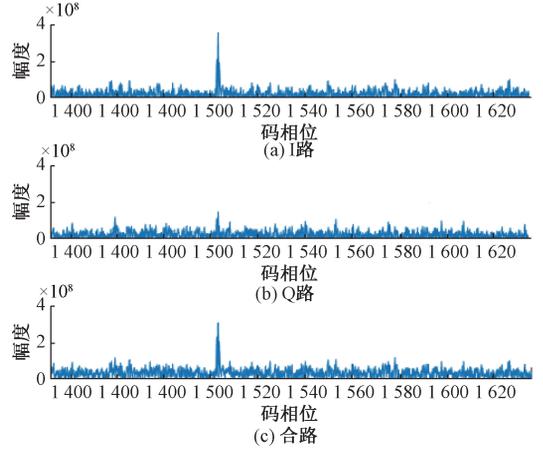


图 5 BOC(1,1) 非匹配捕获各支路相关结果

上图的比较中可以计算得到, 不同的支路捕获得的码相位值均为 1 503.6, 图中得到相干和非相干捕获结果峰值不同, 但信号的底部噪声也不尽相同, 为客观比较捕获的效果, 定义峰均值比为:

$$Ratio = \max(z(n)) / \text{average}(z(n)) \quad (24)$$

在图 5 中, I 路和 Q 路的峰均值比为 12.18 dB 和 8.18 dB, 而做非相干后的峰均比变为 10.53 dB, 低于 I 路的峰均比 1.65 dB。这是由于在 Q 路中的非匹配过程造成的损失。

经过上述运算后得到该算法可以准确进行捕获, 捕获得到的多普勒频偏为 3 560 Hz, 码相位偏移为 1 503.6 码片。非相干运算后的捕获结果如图 6 所示。

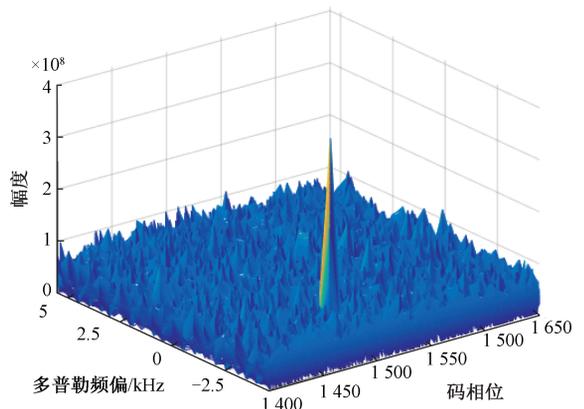


图 6 基于 BOC(1,1) 非匹配捕获 B1C 信号结果

4.2 B1C 信号的 TmBOC(6,1,4/33) 非匹配捕获

与 3.1 节相同, 信号下变频后的循环相关过程式(4)和

式(5)的本地接收信号改为 TMBOC 信号,采集信号的参数不变,而同样生成 TMBOC 信号为一整周期,与接收信号循环相关,得到的不同支路捕获结果如图 7 所示。

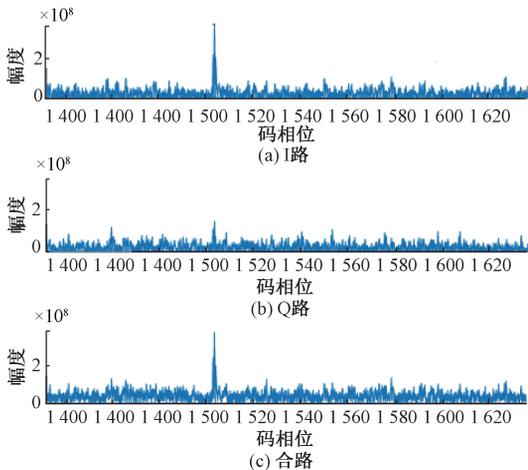


图 7 TMBOC(6,1,4/33)非匹配捕获各支路相关结果

根据式(23)所定义的峰均值比值,得到信号捕获的 I 路和 Q 路峰均值分别为 11.57 dB 和 8.45 dB,两支路相差 3.12 dB,而非相干累加后的峰均比为 10.07 dB,较 I 路下降 1.50 dB。通过与图 3 比较可以看出在两支路均非匹配的情况下,只有 Q 路导频分量信号捕获的峰均值增大。这反映了在 TMBOC 信号捕获的过程中由于接收信号本身的复杂性及接收信号的不匹配造成的信噪比损失,同时由于 TMBOC 信号与 QMBOC 信号只在波形码片上不同,因而捕获的峰均值要高于 BOC(1,1)信号。捕获得到的多普勒频偏为 3 560 Hz,码相位偏移为 1 503.6 码片,与 BOC(1,1)信号捕获结果相同。信号非相干捕获的结果如图 8 所示。

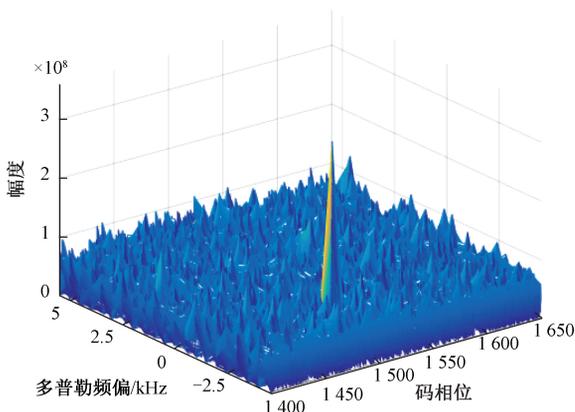


图 8 基于 TMBOC 非匹配捕获 B1C 信号结果

5 结 论

本文采用 BOC(1,1)和 TMBOC 信号的非匹配接收方法捕获 B1C 信号,结合 ASPeCT 的快速算法,远高于需要

满足的捕获门限,同时有效消除了 B1C 信号边峰的影响。在信号检测概率方面,B1C 信号非相干积分下的检测概率优于单通道下的,同时捕获灵敏度提高 2 dB/Hz。由于 BOC(1,1)信号与 B1C 数据分量信号匹配而 TMBOC 信号与其非匹配,因而 TMBOC 信号捕获相较于 BOC(1,1)信号捕获峰均比下降,同时对 B1C 信号的联合捕获也低于 BOC(1,1)信号非匹配捕获。而在导频分量上,由于 TMBOC 信号与 QMBOC 信号相近,因而在导频分量的捕获峰均比高于 BOC(1,1)信号。通过比较,BOC(1,1)非匹配捕获更加简便,性能更好,在实际过程中应当予以采用。

但是,算法研究中没有考虑到其他非白干扰的问题,这在 B1C 信号复杂条件下的处理研究以及在低载噪比高动态下的同步研究是不全面的,因而在后续的研究中需要进一步研究非白干扰下非匹配捕获的算法改进。

参考文献

- [1] Navstar GPS Space Segment/User Segment L1C Interfaces[J]. Draft IS-GPS-800, 2006.
- [2] UNION E. European GNSS (Galileo) Open Service: Signal in Space; Interface Control Document [M]. Publications Office of the European Union, 2010.
- [3] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 B1C (1.0 版)[OL].[2017-12-27].http://www.beidou.gov.cn.
- [4] 杨元喜,许扬胤,李金龙,等.北斗三号系统进展及性能预测——试验验证数据分析[J].中国科学:地球科学, 2018,48(5):584-594.
- [5] 张武迅,何迪,陈新,等.北斗 B1C 和 B1I 信号协同捕获算法研究[C].第九届中国卫星导航学术年会论文集——S09 用户终端技术, 2018:51-59.
- [6] 王淑君,易翔,孟建,等.BPSK-LIKE 算法信号级仿真验证与分析[J].无线电通信技术, 2012,38(6):65-68.
- [7] JULIEN O, MACABIAU C, CANNON M E, et al. ASPeCT: Unambiguous sine-BOC(n, n) acquisition/tracking technique for navigation applications[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2007, 43(1):150-162.
- [8] 杨颖,巴晓辉,陈杰.北斗三号 B1I、B1C 和 B2a 信号兼容捕获算法[C].第九届中国卫星导航学术年会论文集——S09 用户终端技术, 2018:31-35.
- [9] YAO Z, LU M, FENG Z M. Quadrature multiplexed BOC modulation for interoperable GNSS signals[J]. Electronics Letters, 2010, 46(17):1234-1236.
- [10] ZHANG X, YAO Z, et al. Implementations of constant envelope multiplexing based on extended interplex and inter-modulation construction method[J]. Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2012:

- 893-900.
- [11] 姚铮, 陆明泉, 冯振明. 正交复用 BOC 调制及其多路复合技术[J]. 中国科学: 物理学, 力学, 天文学, 2010, 40(5): 575-580.
- [12] SEALS K C. Enhanced Acquisition Techniques for GPS L1C Receivers[J]. Doctoral Dissertations, 2014.
- [13] JULIEN O, MACABIAU C, CANNON M E, et al. ASPECT: Unambiguous sine-BOC(n, n) acquisition/tracking technique for navigation applications[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2007, 43(1): 150-162.
- [14] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2017.
- [15] YAO Z, LU M. Lower bound on spreading code tracking error under unmatched de-spreading mode[J]. Electronics Letters, 2011, 47(15): 878-879.
- [16] 姚铮, 陆明泉. 新一代卫星导航系统信号设计原理与实现技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2016.

作者简介

冯瑞(通信作者), 1993 年出生, 硕士研究生, 主要研究方向为导航信号处理。

E-mail: fengrui5642@qq.com

马宏, 1976 年出生, 博士、副教授, 主要研究方向为飞行器测控技术。

E-mail: mahong_0108@163.com

任宇飞, 1974 年出生, 硕士、讲师, 主要研究方向为通信系统和卫星导航。

E-mail: renyufei@sina.com

是德科技精英大学计划又添一员

西安电子科技大学成为首所高速电路信号完整性认证大学,双方共建高速电路信号完整性联合实验室,开启 SI/PI 国际化行业精英人才培养。

近日,是德科技公司(NYSE:KEYS)与西安电子科技大学共建高速电路信号完整性联合实验室仪式在西安电子科技大学南校区举行。是德科技中国通信产品中心总经理魏向东与西安电子科技大学副校长石光明共同为实验室揭牌,并代表双方签订合作协议。西安电子科技大学成为全球首所高速电路信号完整性认证大学,依托实验室,双方将共同开展 SI/PI 国际化行业精英人才培养。

作为是德科技精英大学计划的重要建设内容,双方共建的高速电路信号完整性联合实验室旨在建立国际先进、国内领先的高速信号完整性科研与教学平台,培养发掘高速电路设计行业的精英工程师。是德科技将为西安电子科技大学提供强力支持并展开深入的合作,共同探索高校学生参与行业最新技术发展的流程和方法。

西安电子科技大学成立于 1931 年,是国内最早建立雷达(1952年)、微波天线(1961 年)、信息论(1961 年)、电子机械(1961 年)、电子对抗(1961 年)等专业的高校之一,是教育部直属的全国重点大学,是国家“双一流”建设、“优势学科创新平台”项目和“211 工程”项目重点建设高校之一、国家双创示范基地之一、首批 35 所示范性软件学院、首批 9 所示范性微电子学院、首批 9 所获批设立集成电路人才培养基地和首批一流网络安全学院建设示范项目的高校之一。学校于 2008 年 5 月依托电路与系统、电磁场与微波技术两个学科,以电路 CAD 所和国家集成电路人才培养基地为支撑,跨学院、跨学科设立了超高速电路设计与电磁兼容教育部重点实验室。并且在 2016 年获批陕西省“电磁场与无线技术人才培养模式创新实验区”,实验区以培养“厚基础,宽口径,强能力,创新型”高素质人才为目标,大力进行教育、教学改革,强调科学、技术和工程的三维教育作用于学生创新能力一体的培养模式。

精英大学计划是是德科技大学教育支持计划的一部分。通过这次合作,是德科技将与西安电子科技大学共建高速电路信号完整性联合实验室,为学校提供 ADS, EMPro, SystemVue 等软件,以协助西安电子科技大学在高速数字电

路方向的人才培养和科学研究活动。双方将共同致力于推动高速电路设计和电磁兼容技术进步,深入开展高速电路设计和电磁兼容新技术研究合作,力争在高速电路设计和电磁兼容技术领域合作实现技术突破,服务国家、区域和行业发展战略需求。

按照计划内容,西安电子科技大学也将开设面向全校本科与研究生教育的高速电路信号完整性课程并增加创新实践内容,依托是德科技的仿真设计工具与测量仪器平台,全面提升学生的理论学习水平与工程实践能力。同时,还将通过开设双语课程或全英文课程、搭建与国内大学及工业界交流分享教学成果平台等,服务学校人才培养根本任务。西安电子科技大学将成为第一所让学生获得基于是德科技 EEsof EDA 软件信号完整性 SI/PI 专业认证的大学。

西安电子科技大学副校长石光明表示:“西电具有鲜明的电子信息特色与优势,学校始终坚持立德树人根本任务,通过与是德科技等尖端企业开展合作,学校将进一步优化教育教学软硬件环境,为全面提升师生全球胜任力奠定坚实基础。希望双方未来能够持续深化合作,共同培养更多高速数字电路设计和仿真优秀技术人才和行业领军者”。

是德科技中国通信产品中心总经理魏向东表示:“是德科技一向致力于推动高速电路技术的发展,我们非常希望能够通过与西安电子科技大学的合作,共同推动高速电路设计和电磁兼容技术进步,开展新技术研究合作,发展技术人才和吸引顶尖毕业生。是德科技与西安电子科技大学将共同努力,为高速数字电路行业的发展奠定更坚实的基础”。

是德科技 EEsof EDA 大中华区总经理孟松表示:“我们非常荣幸能够与中国知名大学展开合作,以帮助大学生获得需要的技能,进而推动行业的积极发展。此次共建联合实验室肯定了是德科技与西安电子科技大学的深入合作与持续支持的承诺。”

深入了解是德科技和是德科技精英大学计划,请分别访问 www.keysight.com/find/eesof 和 www.keysight.com/find/eesof-university。