

一种高灵敏度 Galileo E1B/C 联合捕获方法

罗士栋^{1,2}, 巴晓辉¹, 王云¹, 陈杰¹

(1. 中国科学院微电子研究所, 北京 100029; 2. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 提出了一种基于中频回放的 Galileo E1B/C 联合捕获架构, 该架构可以时分复用处理 E1B/C 信号, 之后将处理结果联合起来进行判决, 相比只使用 E1B 或 E1C 信号有更高的发现概率, 且不增加硬件规模。同时, 本文提出了一种门限结合码相位判决方法, 该方法利用门限以及中频数据不同起始点多次回放间卫星信号码片相关性, 弱星发现概率相比传统恒虚警率门限判决方法有较大的提高, 在系统虚警率为 0.002, 载噪比低至 27 dB·Hz 情况下, 捕获轮数为 2, 每轮取前 10 个最大值, 门限结合码相位判决方法发现概率接近 40%, 而此时传统恒虚警率门限判决方法发现概率不足 10%。

关键词: 通信技术; Galileo E1 信号捕获; 中频回放; 门限结合码相位; 高灵敏度

中图分类号: TN967.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5497(2017)05-1617-08

DOI: 10.13229/j.cnki.jdxbgxb201705039

Joint strategy for high sensitivity Galileo E1B/C signal acquisition

LUO Shi-dong^{1,2}, BA Xiao-hui¹, WANG Yun¹, CHEN Jie¹

(1. Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China; 2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: High sensitivity acquisition architecture for Galileo E1 signal is proposed. This architecture processes E1B/C signals by time-division multiplexing, and then joins the results together. Compared with individual E1B or E1C channel acquisition, higher detection probability is achieved without the increase in hardware burden. In addition, a novel decision strategy, named threshold combining code phase, is also proposed. The strategy utilizes threshold and the code phase correlation of correct cell between multiple Intermediate Frequency (IF) data replays with different starting point of each replay. Compared with traditional threshold decision strategy based constant false alarm rate, the proposed strategy enhances the detection probability. When overall false probability is 0.002 and Carrier to Noise Ratio (CNR) down to 27 dB·Hz, the number of acquisition rounds is 2, and the top 10 maximum values are retained in each round, the overall detection probability of the decision strategy is near 40%, while the overall detection probability of the traditional threshold decision strategy is less than 10%.

Key words: communication technology; Galileo E1 signal acquisition; IF signal replay; threshold combines with code phase; high sensitivity

收稿日期: 2016-06-13.

基金项目: 国家自然科学基金项目(61376027).

作者简介: 罗士栋(1984-), 男, 助理研究员, 博士研究生. 研究方向: 超大规模集成电路设计.

E-mail: luoshidong@ime.ac.cn

通信作者: 陈杰(1963-), 男, 研究员, 博士生导师. 研究方向: 通信, 多媒体处理, VLSI 设计.

E-mail: jchen@ime.ac.cn

0 引言

Galileo 凭借其更优越的星座结构和信号体制特点,使其在定位精度、抗多径性能、完好性监测等方面都优于 GPS 系统。Galileo 信号捕获为近年来研究热点。

文献[1-3]提出了联合利用 Galileo E1 导频/数据通道结构的捕获策略用于提高接收机灵敏度。文献[4]的仿真表明双边带捕获相比单边带捕获性能改善大约 2 dB。本文使用双边带以及导频/数据通道联合捕获以提高捕获灵敏度。另外,为了进一步提高发现概率,文献[5-10]介绍了一些相关器相关之后的处理技术:相干、非相干、差分。文献[5,6]通过延长相干积分时间来提高增益,然而由于未知的数据以及二级码跳变存在,这需要辅助信息进行辅助。文献[7]提出了一种非相干联合技术,这种技术将一些包络函数相加,带来平方损失。文献[8-10]介绍了差分联合技术,这种技术中相关器输出与它的延迟的共轭相乘,但是由于 Galileo E1 信号数据比特长度与码周期一致,这将带来 6 dB^[8]损失。考虑到独立 Galileo 接收机复杂度与灵敏度,本文采用非相干技术用于相关器相关之后的处理。

文献[11]提出了一种二维压缩相关器快速捕获 Galileo E1 信号方法,这种方法第一阶段利用

一个二维压缩相关器进行相关捕获,第二阶段使用常规相关器搜索第一阶段捕获到的几个伪码相位以及多普勒频偏。这种方法在第一阶段使用压缩方案使得发现概率有所降低,压缩并行度越高,发现概率降低越多,但是能够明显提高捕获速度。本文提出的捕获引擎系统结构通过中频 RAM 存储信号可以让系统以高于中频采样率的频率对信号进行处理,提高系统捕获速度,同时本文在捕获判决时使用门限结合码相位判决的方法提高发现概率。本文提出的捕获以及判决方法是一种通用的方法,可以灵活应用到其他导航系统中。

1 中频回放式 E1B/C 联合捕获架构

图 1 为本文设计的 E1B/C 联合捕获引擎的系统结构图。对于 E1 信号来说,该结构为时分复用,先处理 E1B(数据通道)上边带信号,之后处理 E1B 下边带信号。E1C(导频通道)信号处理过程与 E1B 类似,最后将 4 个边带非相干结果累加联合起来进行判决。

捕获引擎的工作流程可简要描述为:

(1)数字中频信号首先下变频至基带,经低通滤波器后降采样至半码片速率附近,存储基带信号至本地的中频 RAM 中。

(2)存储结束后,高速回放中频 RAM 中数据

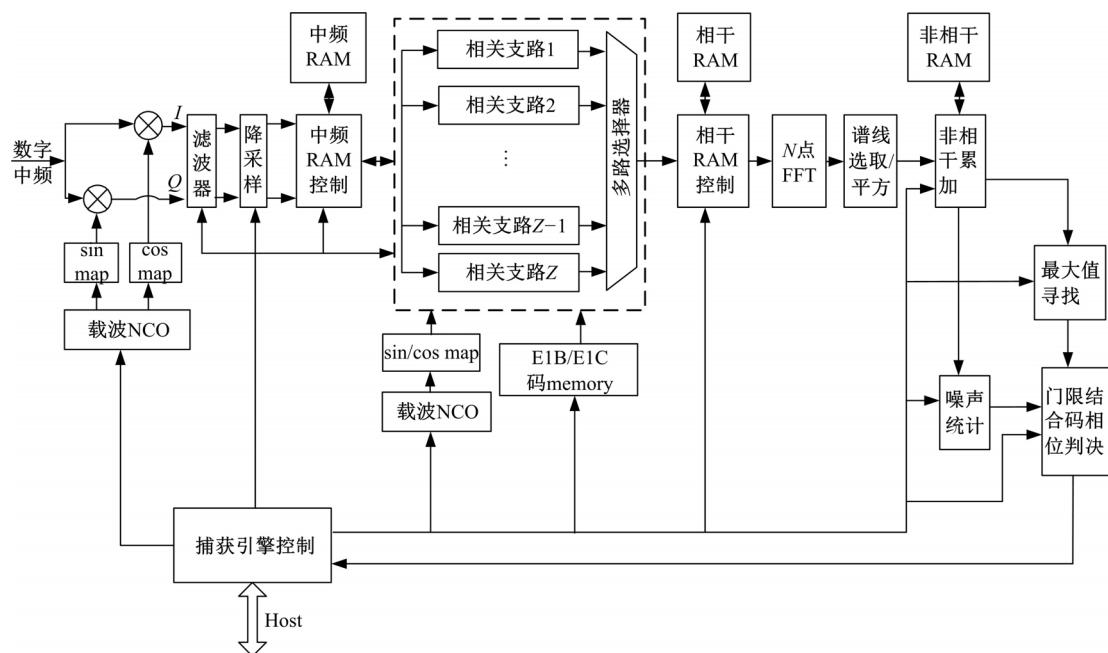


图 1 捕获引擎系统结构图

Fig. 1 Acquisition engine structure

至相关器阵列,记录中频回放起始时间,短时相关结果存储至相干 RAM 中作缓存。

(3) 相干积分结束后,输出短时相关结果至快速傅里叶变换(Fast Fourier transform, FFT)单元,FFT 运算输出后选择一半谱线,平方后得到能量值。

(4) 能量值与非相干 RAM 中存储的对应值输出至非相干累加单元,实现累加,累加结束后将相应结果存回非相干 RAM。

(5) 非相干累加结束后,搜索前 K 个最大值以及统计噪底,输出前 K 个最大值及其对应码片频偏、噪底、回放起始时间至捕获引擎控制模块。

(6) 处理器通过总线取回这些结果,并在处理器作软件判决,根据判决结果配置下一次捕获参数。

2 Galileo E1B/C 信号捕获分析

接收机接收 Galileo E1B/C 信号经过射频变频滤波后,再经过 ADC(Analog-to-digital converter)变为数字中频信号。文献[12]证明了对于捕获来说,BOC(1,1)(Binary Offset Carrier)与 CBOC(6,1,1/11)(Composite-binary offset carrier)性能差距可以忽略,因此对于某一颗卫星来说,忽略 BOC(6,1)信号,k 时刻数字中频信号表达式如下:

$$\begin{aligned} y(k) = & A[d(k)c_d(k) - p(k)c_p(k)] \\ & \cos[2\pi kT_s(f_{IF} + f_{dop}) + \varphi_0] \\ & \operatorname{sgn}[\sin(2\pi kT_s f_{sc})] \approx \\ & A[d(k)c_d(k) - p(k)c_p(k)] \\ & \cos[2\pi kT_s(f_{IF} + f_{dop}) + \varphi_0] \\ & \sin(2\pi kT_s f_{sc}) = \\ & \frac{A}{2}B(k)\{\sin[2\pi kT_s(f_{sc} + f_e) + \varphi_0]\} + \\ & \sin[2\pi kT_s(f_{sc} - f_e) - \varphi_0\} + \eta(k) \quad (1) \end{aligned}$$

式中: $B(k) = d(k)c_d(k) - p(k)c_p(k)$, $d(k)$ 为 k 时刻数据通道导航电文比特, $p(k)$ 为导频通道二次码, $c_d(k)$ 和 $c_p(k)$ 分别为 k 时刻数据通道以及导频通道码序列值; $f_e = f_{IF} + f_{dop}$, f_{IF} 和 f_{dop} 分别为中频载波频率和多普勒频偏; A 为接收机接收信号幅度; f_{sc} 为子载波频率; T_s 为采样周期; φ_0 为载波初相; $\eta(k)$ 为中央频率位于 f_{IF} 高斯白噪声,其均值为 0,方差为 σ^2 。

在本文中,相干积分总时间为 T_{coh} ,短时相关分段数为 M,则短时积分时间为 $T_p = T_{coh}/M$,短时相关时间内采样点数 $L = T_p/T_s$ 。

2.1 捕获过程公式推导

首先对数据通道进行上边带捕获推导,在第 i 个总相干积分时间 T_{coh} 内,第 n 段短时相关中,数据通道短时相关输出信号项可表示为:

$$I'_{i,s,dup}(n) + jQ'_{i,s,dup}(n) = \frac{A}{4}d(k)R_d(\tau_{kl}) \cdot \frac{\sin(\pi L\Delta f T_s)}{\sin(\pi \Delta f T_s)} [\cos(\Delta\varphi'_i) + j\sin(\Delta\varphi'_i)] \quad (2)$$

式中: τ_{kl} 为 k 时刻接收中频信号中数据通道伪码与本地复现数据通道伪码的相位延迟; $\Delta\varphi'_i = \Delta\varphi + \pi(2Ln + L - 1)\Delta f T_s$, Δf 和 $\Delta\varphi$ 分别为接收信号载波与本地复现载波之间的残留频差和残相差; $R_d(\tau_{kl})$ 为数据通道伪码自相关函数。短时相关输出 I 路噪声和 Q 路噪声仍服从高斯分布,其均值为零,方差为 $L\sigma^2/2$ 。

对短时相关输出的 M 个值作 N 点复数 FFT 运算,假定在推导过程中, τ_{kl} 保持不变,并且假定电文比特不发生翻转,即 $d(k)$ 维持不变,则 N 点复数 FFT 运算后信号项为:

$$I'_{i,s,dup}(m) + jQ'_{i,s,dup}(m) = [\cos(\psi_l) + j\sin(\psi_l)] \frac{A}{4}d(k)R_d(\tau_{kl}) \cdot \frac{\sin(\pi L\Delta f T_s)}{\sin(\pi \Delta f T_s)} \frac{\sin[\pi M(\Delta f T_p - m/N)]}{\sin[\pi(\Delta f T_p - m/N)]} \quad (3)$$

FFT 运算后 I 路噪声与 Q 路噪声仍为高斯分布,其均值为 0,方差为 $LM\sigma^2/2$ 。

类似地,对数据通道进行下边带捕获,得到相应的复数 FFT 运算后信号项为:

$$I'_{i,s,dklow}(m) + jQ'_{i,s,dklow}(m) = [\cos(\psi_2) + j\sin(\psi_2)] \frac{A}{4}d(k)R_d(\tau_{kl}) \cdot \frac{\sin(\pi L\Delta f T_s)}{\sin(\pi \Delta f T_s)} \frac{\sin[\pi M(\Delta f T_p - m/N)]}{\sin[\pi(\Delta f T_p - m/N)]} \quad (4)$$

同理,对导频通道进行上/下边带捕获,可得 FFT 运算后信号项结果。

设非相干累加次数为 P,且在整个非相干累加操作内接收中频信号中数据(导频)通道伪码与本地复现数据通道伪码的相位延迟 $\tau_{kl}(\tau_{lp})$ 维持不变。联合使用 E1B/C 信号捕获,非相干累加之后信号项可表示为:

$$Y_s(m) = \frac{A^2}{8}P[R_d^2(\tau_{kl}) + R_p^2(\tau_{lp})] \cdot \left\{ \frac{\sin(\pi L\Delta f T_s)}{\sin(\pi \Delta f T_s)} \frac{\sin[\pi M(\Delta f T_p - m/N)]}{\sin[\pi(\Delta f T_p - m/N)]} \right\}^2 \quad (5)$$

此时噪声项服从自由度为 8P 的中心 χ^2 分布, 其均值为 $8PLM\sigma^2/2$, 方差为 $16P \cdot [LM\sigma^2/2]^2$ 。

信号项加噪声项服从自由度为 8P 的非中心 χ^2 分布, 均值为:

$$s_1 = 4PLM\sigma^2 + \frac{A^2}{8} P[R_d^2(\tau_{ki}) + R_p^2(\tau_{ip})] \cdot \left\{ \frac{\sin(\pi L \Delta f T_s)}{\sin(\pi \Delta f T_s)} \frac{\sin[\pi M(\Delta f T_p - m/N)]}{\sin[\pi(\Delta f T_p - m/N)]} \right\}^2 \quad (6)$$

方差为:

$$\delta_1^2 = 4P[LM\sigma^2]^2 + \frac{A^2}{4} LM\sigma^2 P[R_d^2(\tau_{ki}) + R_p^2(\tau_{ip})] \cdot \left\{ \frac{\sin(\pi L \Delta f T_s)}{\sin(\pi \Delta f T_s)} \frac{\sin[\pi M(\Delta f T_p - m/N)]}{\sin[\pi(\Delta f T_p - m/N)]} \right\}^2 \quad (7)$$

若只使用 E1B 或 E1C 信号捕获, 则非相干累加之后信号项加噪声项服从自由度为 4P 的非中心 χ^2 分布。

2.2 门限判决方法分析

采用文献[13]中给出的基于恒虚警率的门限设计算法, 得到 E1B/C 双边带联合捕获判决门限为:

$$V_t = \sqrt{4PLM\sigma^2} Q^{-1}(P_{la}) + 4PLM\sigma^2 \quad (8)$$

发现概率为:

$$P_d = Q\left(\frac{V_t - s_1}{\delta_1}\right) \quad (9)$$

式中: $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 。

2.3 门限结合码相位判决方法分析

门限结合码相位判决方法具体过程如下: 从第一轮捕获开始, 每轮首先使用门限进行判决, 若超过门限则捕获成功, 停止捕获; 若不超过门限, 则记录前 K 个最大值对应的多普勒频偏以及伪码相位, 捕获轮数加 1, 继续下一轮捕获。若 J 轮捕获门限判决都失败, 则根据 J 轮记录的每轮前 K 个最大值对应的多普勒频偏以及伪码相位做进一步判决。相比唐搜索检测器以及 N 中取 M 的搜索检测器, 该方法不是仅仅判决统计量峰值, 而是保留更多的候选观测量, 通过后续的比较和统计得出判决结果。

2.3.1 门限结合码相位判决方法具体流程

对同一颗星, 捕获 J 轮, 每轮捕获对应的中频回放起始时间为 $T(i)(i = 1, 2, \dots, J)$ 。每轮捕获

的判决量表示为 $R(\tau, f_d)$, τ 和 f_d 分别为捕获结果的伪码相位和多普勒频率, 取 $R(\tau, f_d)$ 的前 K 个最大值:

$$RR(\tau, f_d) = \max(R(\tau, f_d), K) \quad (10)$$

式中: $\max(X, K)$ 表示取 X 的前 K 个最大值; 每轮捕获记录 $RR(\tau, f_d)$ 对应的多普勒频率和伪码相位, J 轮捕获完成后得到多普勒频率矩阵 $F_{J \times K}$ 、伪码相位矩阵 $C_{J \times K}$ 。

图 2 为门限结合码相位判决流程图, 具体步骤如下:

第一步 若 $RR(\tau, f_d)$ 中最大值超过基于恒虚警率门限判决方法确定的门限, 则判定捕获成功, 否则进入第二步。

第二步 以 $F_{J \times K}$ 中第一个值为比较对象, 记为 $F(m_0, n_0)$ 。按式(11)确定伪码相位比较集合 V , 其中 $C(i, j)$ 表示矩阵 $C_{J \times K}$ 中对应第 i 行第 j 列的值。

$$(i, j) = \{(i, j) \mid |F(i, j) - F(m_0, n_0)| < f_{th}\} \\ i \in (1, J), i \neq m_0, j \in (1, K), V = \{C(i, j)\} \quad (11)$$

式中: f_{th} 为预先设定的多普勒偏移门限。

第三步 取 $F(m_0, n_0)$ 对应的码相位记为 $C(i_0, j_0)$, 与 V 中值一一比较, 现以第二个值 $C(i_1, j_1)$ 为例分析比较过程。 $C(i_0, j_0)、C(i_1, j_1)$

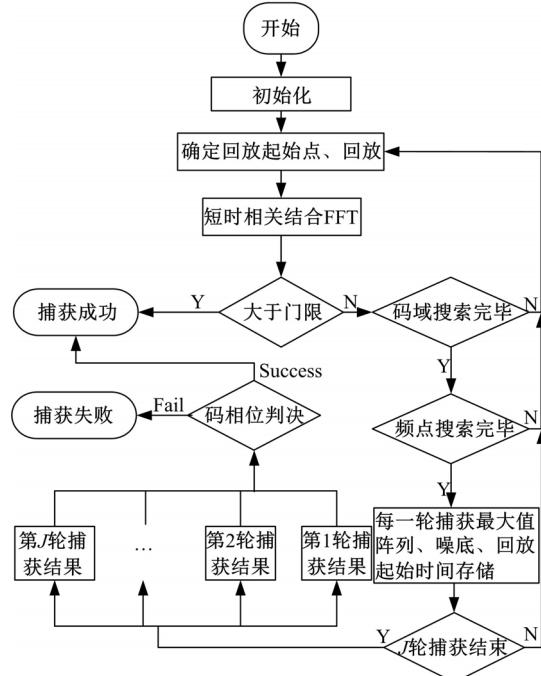


图 2 门限结合码相位判决流程图

Fig. 2 Flow chart of threshold combines code phase decision strategy

对应的中频回放起始时间分别为 $T(i_0)$ 、 $T(i_1)$ 。 $T(i_0)$ 至 $T(i_1)$ 时间间隔内卫星走过的理论半码片数为:

$$\Delta c'_w = (f_{\text{code}} + F(m_0, n_0) f_{\text{code}} / f_{L1}) \cdot (T(i_1) - T(i_0)) \quad (12)$$

式中: f_{code} 表示半码片速率, 其值为 2.046 MHz, f_{L1} 为 1575.42 MHz。

第四步 计算 $T(i_1)$ 时刻的理论伪码相位为:

$$C'(i, j) = (\Delta c'_w + C(i_0, j_0))_S \quad (13)$$

式中: S 为 Galileo E1 信号半码片数, 其值为 8184, $(x)_S$ 表示 x 对 S 的取模操作。

第五步 判决。如果 $|C(i_1 - j_1) - C'(i, j)| \leq th$, th 为预先设定的码片偏移门限, 则判定捕获成功; 否则, 重复第二至第五步完成 V 中所有值与 $C(i_0, j_0)$ 比较, 若 V 中所有值都比较完, 均捕获不成功, 则回归第二步, 取 $F_{J \times K}$ 中下一个频率值为比较对象, 记为 $F(m_0, n_0)$, 重复上述比较过程。若 $F_{J \times K}$ 中所有值比较完, 均捕获失败, 则判定整个捕获过程失败。

2.3.2 多轮捕获多普勒以及码片偏移门限设计

码片对齐时, 当频率分辨率比较小时, 非相干累加后的统计量会在正确谱线以及相邻谱线出现较大值, 以谱线分辨率为 172 Hz 为例(1 ms 分 11 段时), f_{th} 可设为 200, 表示相邻两根谱线从属同一频率范围。

码片偏移门限 th 的设定由采样率偏差决定。假设标称采样率为 f_s , 实际采样率为 f'_s , 则标称 1 s 的时间实际为 f_s/f'_s 。标称 t 秒内, 走过的半码片数为 $(f_{\text{code}} + F(m_0, n_0) f_{\text{code}} / f_{L1}) t$, 实际走过的半码片数为 $(f_{\text{code}} + F(m_0, n_0) f_{\text{code}} / f_{L1}) t f_s / f'_s$, 这样, 产生的半码片偏差为 $(f_{\text{code}} + F(m_0, n_0) f_{\text{code}} / f_{L1}) t (f_s - f'_s) / f'_s$ 。由于 $F(m_0, n_0) f_{\text{code}} / f_{L1}$ 这一项要远远小于 f_{code} , 这样半码片偏差约为 $f_{\text{code}} t (f_s - f'_s) / f'_s$, 若标称采样率 f_s 为 16 368 000 Hz, 实际采样率 f'_s 为 16 367 996 Hz, 以两次捕获间隔 $t=1$ s 为例, 则产生的半码片偏差为 0.5, 这样 th 可设为 1。

2.4 系统发现概率与虚警率分析

为了叙述方便, 记事件一为单轮 $RR(\tau, f_d)$ 最大值包含卫星信号能量且超过基于门限判决方法确定的门限; 事件二为单轮 $RR(\tau, f_d)$ 最大值为噪声能量且超过基于门限判决方法确定的门限; 事件三为单轮 $RR(\tau, f_d)$ 里某个值包含卫星

信号能量并且没有超过基于门限判决方法确定的门限; 事件四为单轮 $RR(\tau, f_d)$ 都为噪声能量并且没有超过基于门限判决方法确定的门限。

2.4.1 系统发现概率分析

当卫星信号存在时, 门限结合码相位判决方法发现卫星信号由以下两部分组成:

(1) 第 j ($1 \leq j \leq J$) 轮捕获发生事件一, 并且小于 j 的轮数里没有发生事件一。

(2) j ($2 \leq j \leq J$) 轮捕获中有两轮及以上发生事件三, 并且这两轮卫星信号对应的多普勒频率以及伪码相位飘移在设定门限以内。

第一部分中每轮捕获的发现概率可由式(9)获得, 因此第一部分发现概率为:

$$P_{d1} = P_d + (1 - P_d) P_d + \cdots + (1 - P_d)^{j-1} P_d \quad (14)$$

捕获 J 轮, 每轮都用门限判决方法, 其发现概率即为上述第一部分。

对于第二部分发现概率, 根据文献[14], 对于每轮捕获, 信号能量位于前 K 个最大值的概率为:

$$P_K = \int_0^{\infty} \sum_{n=0}^{K-1} C_{U-1}^n [1 - F(x)]^n [F(x)]^{U-1-n} \cdot p(x | H_1) dx \quad (15)$$

式中: $F(x) = \int_0^x p(y | H_0) dy$; U 为搜索的单元数; $p(x | H_0)$ 、 $p(x | H_1)$ 分别为没有卫星信号以及有卫星信号情况下捕获判决量的概率密度函数。

假定多普勒频率以及伪码相位飘移门限设定合理, 使得捕获时间里飘移在设定门限以内, 那么第二部分发现概率为:

$$P_{d2} = \sum_{z=2}^J C_z^z (1 - P_d)^z (1 - P_K)^{J-z} (P_K)^z \quad (16)$$

由于第一与第二部分为互斥事件, 因此系统发现概率为 $P_{ds} = P_{d1} + P_{d2}$ 。

2.4.2 系统虚警率分析

门限结合码相位判决方法系统虚警率由以下两部分组成:

(1) J 轮捕获中第 j ($1 \leq j \leq J$) 轮 $RR(\tau, f_d)$ 发生事件二, 并且小于 j 的轮数里没有发生事件二。

(2) j ($2 \leq j \leq J$) 轮捕获中有两轮及以上发生事件四, 并且这两轮噪声对应的多普勒频率以及伪码相位飘移在设定门限以内。

对于并行捕获, 由文献[15]可知, 单轮捕获系

统虚警率为:

$$P_{\text{fa}} = 1 - (1 - P_{\text{fa}})^U \quad (17)$$

式中: P_{fa} 为搜索单个单元格的虚警率。

第一部分虚警率为:

$$P_{\text{fa}1} = P_{\text{FA}} + (1 - P_{\text{FA}})P_{\text{FA}} + \dots + (1 - P_{\text{FA}})^{J-1}P_{\text{FA}} \quad (18)$$

捕获 J 轮, 每轮都用门限判决方法, 其系统虚警率即为上述第一部分。

当卫星信号不存在时, 假设搜索 U 个单元格, 对所有单元格判决量进行排序, 则容易证明某个单元的判决量落在前 K 个的可能性为 K/U 。因此, 第二部分虚警率为:

$$P_{\text{fa}2} = \sum_{z=2}^J C_z (1 - K/U)^{J-z} (K/U)^z \quad (19)$$

由于第一与第二部分为互斥事件, 因此系统虚警率为 $P_{\text{fas}} = P_{\text{fa}1} + P_{\text{fa}2}$ 。

3 仿真测试结果

使用自产生数据, 信号载噪比为 $26 \sim 31$ dBHz, 多普勒偏分别为: 1000、-2345、3250、1700、4100、-4500 Hz, 伪码相位分别为: 16、254、510、766、1020、1226, 进行 10 000 次捕获实验。数字中频量化为 2 bit, 采样率为 16 367 986 Hz, 中频为 4 093 344 Hz, 降采样率为 4.2 MHz, 相干积分总时间为 4 ms, 短时相关分段数为 44, 搜索频点数为 5, FFT 运算点数为 64, 但是只取 32 根谱线, 频率分辨率为 172 Hz, 非相干累加次数为 29。使用 PC 程序进行定点运算。

3.1 捕获统计量分析

由图 3 可以看出, 捕获的能量分布仿真结果与理论结果比较吻合。

3.2 捕获灵敏度分析

系统虚警率为 0.002, E1B/C 以及 E1B 捕获判决门限分别为 125 700 和 73 670, 多普勒偏移门限 f_{th} 为 200 Hz, 码片偏移门限 th 为 2。J 和 K 分别为 2 和 10 时的发现概率如图 4 所示。

图 4 中方法 1 表示门限判决方法, 方法 2 表示门限加码相位判决方法。

从图 4 可以看出, 3 种方法中 E1B/C 门限结合码相位判决方法发现概率最高, E1B 门限判决方法发现概率最低。同时, 对于相同的载噪比信号, 仿真的发现概率低于理论的发现概率, 其主要原因是由于本地伪码和输入信号伪码相位差造成的。由于采样率约为 2 倍伪码速率, 因此理论上

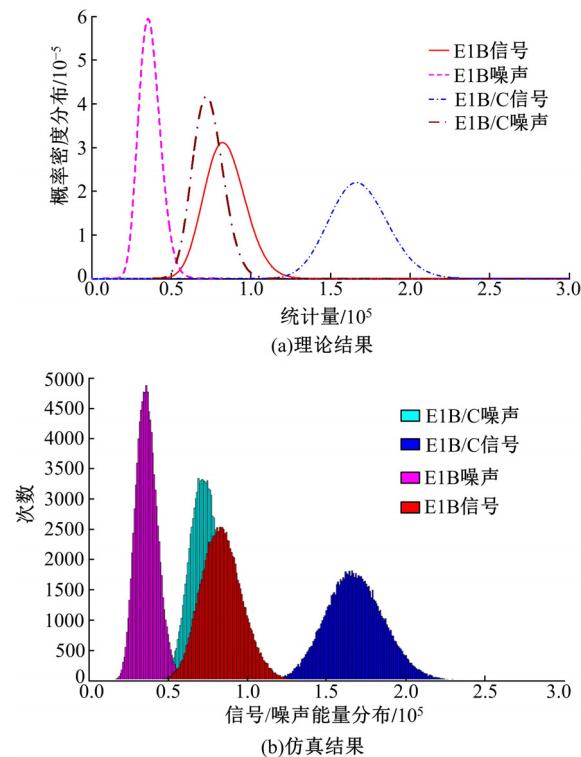


图 3 31 dBHz 29 次非相干累加的概率密度分布

Fig. 3 Probability density distribution at 31 dBHz and 29 non-coherent accumulations

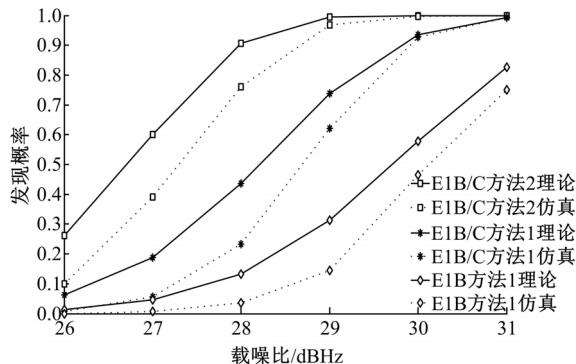


图 4 仿真发现概率和理论发现概率

Fig. 4 Simulated and theoretic detection probability

最大的伪码相位偏差可以达到 $1/4$ 码片, 其引起的信号能量损失最大可以达到 2 dB; 另外, FFT 带来的频率模糊度也会降低系统发现概率。

从图 4 还可以看出, E1B/C 联合捕获时, 使用基于恒虚警率的门限判决方法在载噪比为 27 dBHz 时仿真发现概率不到 10%, 而使用门限结合码相位判决方法在载噪比为 27 dBHz 时仿真发现概率接近 40%, 明显提高了捕获灵敏度。

由图 5(a)可以看出, 当 J 固定时, 随着 K 的增加, 系统发现概率呈递增趋势, 但这需要更多的

存储空间以及比较时间。由图 5(b)可以看出,当

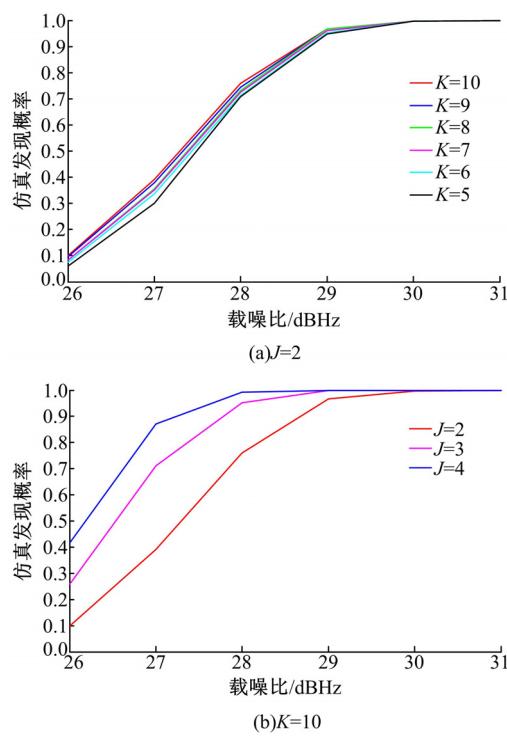


图 5 方法 2 系统发现概率(仿真结果)

Fig. 5 Detection probability of system
2(simulated results)

K 固定时,随着 J 的增加,系统发现概率也呈递增趋势,但是这会带来捕获时间的增加。

3.3 弱星最大捕获时间分析

本文提出了一种基于中频回放的联合捕获架构,可根据中频回放时钟频率调整捕获速度。忽略 FFT 运算以及判决比较时间,捕获一颗弱星最大时间计算公式如下:

$$T_{\max} = 2 \times 2 \times J \times T_{\text{coh}} \times P \times (S/Z) \times f_{\text{num}} \times (f_{\text{down}}/f_{\text{play}}) \quad (20)$$

式中:右边第一个 2 代表分时处理上、下边带;第二个 2 代表分时处理 E1B、E1C 信号;S 为需搜索半码片数,值为 8184;Z 为相关支路数;f_{num} 为搜索频点数;f_{down} 为降采样后中频数据速率,值为 2.2 MHz;f_{play} 为中频回放时钟频率。

卫星相干积分总时间为 4 ms,捕获轮数 J 为 2,非相干累加次数为 29,搜索频点数为 5,相关支路为 1024 时,中频回放时钟频率分别为 50、100、200 MHz 三种情况下捕获一颗 Galileo E1 弱星最大时间分别为 3.11、1.56 和 0.78 s。由此可以看出,该捕获引擎回放时钟频率在 200 MHz 时捕获一颗弱星最长用时不足 1 s,完全能满足接收机实时性需求。

4 结束语

本文提出了一种基于中频回放的 Galileo E1B/C 联合捕获架构,在不增加硬件规模下分时联合使用 E1B/C 信号相比只使用 E1B 或 E1C 信号在弱信号下明显地提高了发现概率;并且捕获引擎工作在 200 MHz 时捕获一颗卫星最长用时不足 1 s,满足接收机实时性要求。同时,本文提出了一种门限结合码相位判决方法,与传统的门限判决方法相比,该方法在弱信号情况下明显地提高了发现概率。

参考文献:

- [1] Mattos P G. Acquisition of the Galileo OAS L1B/C signal for the massmarket receiver[C]// ION GNSS 18th International Technical Meeting of the Satellite Division, Long Beach, CA, USA, 2005: 13-16.
- [2] Borio D, Presti L L. Data and pilot combining for composite GNSS signal acquisition[J]. International Journal on Navigation and Observation, DOI: 10.1155/2008/738183.
- [3] Ta T H, Dovis F, Lesca R, et al. Comparison of joint data/pilot high-sensitivity acquisition strategies for indoor Galileo E1 signal[C]// European Navigation Conference ENC-GNSS, Toulouse, France, 2008: 23-25.
- [4] Adina Burian, Elena Simona Lohan, Markku Renfors. BPSK-like Methods for Hybrid-Search Acquisition of Galileo Signals[C]// IEEE International Conference on Communications, Istanbul, Turkey, 2006: 5211-5216.
- [5] Dovis F, Lesca R, Boiero G, et al. A test-bed implementation of an acquisition system for indoor positioning[J]. GPS Solution, 2010, 14(3): 241-253.
- [6] Musumeci L, Dovis F. Design of a very high sensitivity acquisition system for a space GNSS receiver [C]// IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium, Monterey, CA, 2014: 556-568.
- [7] Choi I H, Park S H, Cho D J, et al. A novel weak signal acquisition scheme for assisted GPS[C]// 15th Int Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Portland, OR, USA, 2002: 177-183.
- [8] Parks S H, Choi I H, Lee S J, et al. A novel GPS initial synchronization scheme using decomposed differential matched filter[C]// 2002 National Technical Meeting of the Institute of Navigation, San Die-

- go, CA, USA, 2002;246-253.
- [9] Schmid A, Neubauer A. Performance evaluation of differential correlation for single shot measurement positioning[C]// 17th Int Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, Long Beach, CA, 2004:1998-2009.
- [10] Yu W, Zhen B, Watson R, et al. Differential combining for acquiring weak GPS signals[J]. Signal Process, 2007, 87 (5): 824-840.
- [11] Kim Binhee, Kong Seung-Hyun. Two-dimensional compressed correlator for fast acquisition of CBOC-modulated signal in GNSS[C]// IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium, Monterey, CA, 2014:818-822.
- [12] Dovis F, Presti L L, Fantino M, et al. Comparison between Galileo CBOC candidates and BOC(1,1) in terms of detection performance [J]. Int J Navig Obs, 2008(2):83-88.
- [13] 巴晓辉. GPS 基带接收机算法及其 SoC 芯片实现研究[D]. 北京:中国科学院微电子研究所, 2007.
- Ba Xiao-hui. Research on algorithm and SoC implementation of GPS baseband receiver[D]. Beijing: Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, 2007.
- [14] 李健,陈杰.一种改进的北斗卫星信号并行捕获方法[J].宇航学报, 2014, 35(11):1299-1305.
- Li Jian, Chen Jie. An improved parallel acquisition method for BDS signals[J]. Journal of Astronautics, 2014, 35(11):1299-1305.
- [15] Borio D, Cmoriano L, Presti L L. Impact of GPS acquisiton strategy on decision probabilities [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(3): 996-1011.