

比特反转下改进的时域并行捕获^①朱 灿^② 樊祥宁^③

(东南大学射频与光电集成电路研究所 南京 210096)

摘 要 研究了导航信息引起的比特反转对实时卫星导航接收机时域并行捕获结果的影响。基于接收机捕获原理,经过对圆相关运算的定量分析,提出了一种改进的并行捕获方法。由于导航信息引起的比特反转会减小捕获的相关峰值,传统的时域并行捕获方法很难得到准确的捕获结果。因此针对性地设计了类圆相关(MCC)算法,经理论分析后将 FFT 应用于类圆相关算法,得到了改进的时域并行捕获(MTPA)算法。仿真结果验证了改进算法的正确性,显示了 MTPA 算法的正确性和有效性。这种捕获算法解决了接收机捕获时比特反转问题,提高了实时卫星导航接收机的捕获性能。

关键词 比特反转,相关峰值,类圆相关(MCC),改进的时域并行捕获(MTPA)

0 引 言

捕获是卫星接收机数字处理的重要模块,捕获的精度直接决定了整个接收机的性能。捕获是为了得到可视卫星信号的多普勒频移和码相位延迟的信息,捕获成功后将结果送入跟踪模块解调出导航数据信息。传统的全球导航卫星系统(global navigation satellite system, GNSS)接收机通常采用串行捕获,在弱信号条件下大大增加了捕获时间,而由于基于快速傅里叶变换(FFT)的并行捕获算法接近瞬时捕获的性能,因而成为设计的主流。并行捕获算法通常包括时域并行和频域并行。该算法的数据量的缩减是实际应用的关键,频域并行捕获中常采用积分降采样的方法缩减数据量^[1]。文献[2]在全球定位系统(GPS)的基础上提出了时域并行捕获中块预处理的解决方法,文献[3]基于差分码和块处理方法提出了 GPS 信号快速捕获算法。

随着应用需求的增强,弱信号 GNSS 接收机日益受到关注。文献[4]分析了连续波干扰(CWI)对弱信号捕获的干扰,文献[5]分析了弱信号捕获情况下异常值的发生概率,文献[6]则分析了弱 GPS 信号条件下捕获发生异常时两种定位方法的鲁棒性。在现代化的 GNSS 中,通常采用数据和导频两

个通道的信号,文献[7]研究了多个初级码周期的数据和导频信号联合捕获的三种积分策略,并给出了每种方法的性能分析结果。在弱导航信号时域并行捕获中,导航信息引起的比特反转使得捕获相关值有很大的衰减,大大减小了捕获概率并增加了捕获时间。文献[8]研究了一些可能的解决办法并提出了块累加半相干积分相关(BASIC)方法,文献[9]采用基于 FFT 的算法检测了二级码码宽限制下所有可能存在比特反转的位置,文献[10]提出了最佳路径算法,在延长相干累积时间长度的同时,避免导航数据跳变对累积的影响,提高了捕获的灵敏度,而在 Galileo 系统 E1 信号中,由于单个导航数据位或二级码的码宽与初级码周期同为 4ms,使得许多 GPS 信号捕获中所用的比特反转消除方法不能适应于 Galileo 信号。同时也有文献提出了另外一些方法,如从功率不变的角度进行捕获^[11]。本文从 GNSS 信号捕获原理出发,定量分析了比特反转造成的影响,然后提出了一种改进的时域并行捕获(modified time parallel acquisition, MTPA)方法,并对这种算法进行了仿真验证与性能分析。

1 信号模型与时域并行捕获

为方便讨论,将 GNSS 接收机下变频后的中频

① 国家科技重大专项(2010ZX03007-002-01)和 973 计划(2010CB327404)资助项目。

② 男,1989 年生,博士生;研究方向:超大规模高速数字集成电路与系统;E-mail:230119107@seu.edu.cn

③ 通讯作者,E-mail:xfan@seu.edu.cn

(收稿日期:2012-12-11)

输入信号记为

$$r(t) = \sqrt{P_R} c(t - \tau) s_b(t - \tau) d(t - \tau) e^{j[2\pi(f_{IF} + f_d)t + \varphi]} \quad (1)$$

其中, P_R 是信号能量; $c(t - \tau)$ 是卫星的 PN 码, τ 是码时延; $s_b(t)$ 是副载波; $d(t)$ 是导航数据或二级码; f_{IF} 是接收机前端输出的中频信号; f_d 是多普勒频移; φ 是随机相位。

数字接收机中, 中频信号经过 ADC 采样变为数字信号, 假设采样频率为 f_s , 可得:

$$s(n) = r(n) + w_i(n) + jw_q(n) \quad (2)$$

其中, $r(n) = r(nT_s)$, $w_i(n)$ 和 $w_q(n)$ 是加性高斯白噪声在同相分量和正交分量上的投影, $\sigma_i^2 = \sigma_q^2 = \sigma_w^2/2 = N_0 B_f/2 = N_0 f_s/4$ 。

若相干积分的时间为 N 点采样, 则本地信号为

$$l(n) = c(nT_s - \hat{\tau}) s_b(nT_s - \hat{\tau}) e^{-j2\pi(f_{IF} + \hat{f}_d)nT_s} \quad (3)$$

其中, $\hat{\tau}$ 为估计的码延时, $\hat{f}_d$ 为估计的多普勒频移。

可得输入信号和本地信号的相关值为

$$R_{s,l}(\hat{\tau}, \hat{f}_d) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) c(nT_s - \hat{\tau}) s_b(nT_s - \hat{\tau}) e^{-j2\pi(f_{IF} + \hat{f}_d)nT_s} \quad (4)$$

当 $(\hat{\tau}, \hat{f}_d) = (\tau, f_d)$ 时, $|R_{s,l}(\hat{\tau}, \hat{f}_d)|$ 值最大, 则可得到接收信号的码延时与多普勒频移。

令 $r_l(n) = s(n) e^{-j2\pi(f_{IF} + \hat{f}_d)nT_s}$, 则有

$$R_{s,l}(\hat{\tau}, \hat{f}_d) = \sum_{n=0}^{N-1} r_l(n) c(nT_s - \hat{\tau}) s_b(nT_s - \hat{\tau}) \quad (5)$$

故可用离散傅里叶变换 (discrete Fourier transform, DFT) 求得相关函数为

$$R_{s,l}(\hat{\tau}, \hat{f}_d) = IDFT\{DFT[r_l(n)] \times DFT[c(nT_s) s_b(nT_s)]^*\} \quad (6)$$

对应的时域并行捕获 (time parallel acquisition, TPA) 框图如图 1 所示^[12], 其中 DFT 运算由 FFT 模块执行。

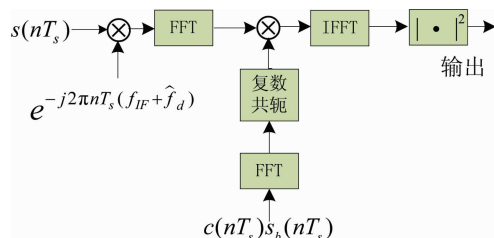


图 1 TPA 算法框图

2 比特反转对相关性能的影响

当输入信号存在比特反转时, 且反转位置在 N_τ 处, 如图 2 所示^[13], 假设码相位已对齐即 $\hat{\tau} = \tau$, 可得相关函数为

$$R_{r,l}(\tau, \hat{f}_d) = e^{j\varphi} \left(\sum_{n=0}^{N_\tau-1} e^{j2\pi(f_d - \hat{f}_d)nT_s} - \sum_{n=N_\tau}^{N-1} e^{j2\pi(f_d - \hat{f}_d)nT_s} \right) + \eta_w \quad (7)$$

其中 $\eta_w = \eta_i + j\eta_q$ 是噪声对相关函数的影响, η_i 与 η_q 服从 $(0, \frac{N\sigma_w^2}{2})$ 高斯分布。

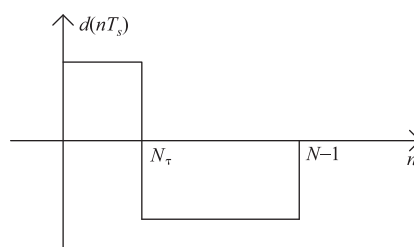


图 2 存在比特反转的 $d(nT_s)$, 反转位置 $N_\tau = |\tau/T_s|$

当多普勒频移对齐即 $f_d = \hat{f}_d$, 忽略噪声影响时可得

$$R_{r,l}(\tau, f_d) = e^{j\varphi} [N_\tau - (N - N_\tau)] \quad (8)$$

从式(8)可以看出相关值的幅度随着比特反转的位置变化而变化, 总体的变化幅度如图 3 所示。

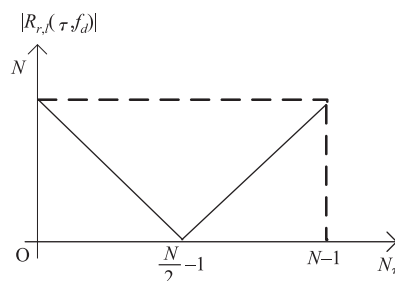


图 3 比特反转位置对相关值的影响

如图 3 所示, 当比特反转位置位于输入信号的两端时, 相关函数值达到最大, 比特反转位于信号中间时, 相关函数为 0。考虑到噪声的影响, 当比特反转位置位于输入信号的中间部分时, 无法捕获到输入信号。图 4 为比特反转对 Galileo E1 频带信号相关函数幅度的影响, 码相位时延为 2ms, 多普勒频移为 4kHz, 载噪比为 45dB/Hz, 相干积分时间为 4ms, 相关函数幅度已归一化, 仿真结果显示比特反转造成了相关函数幅度的分裂, 无法得到正确的捕获结果。

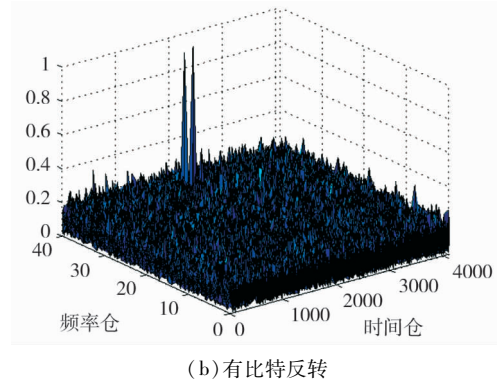
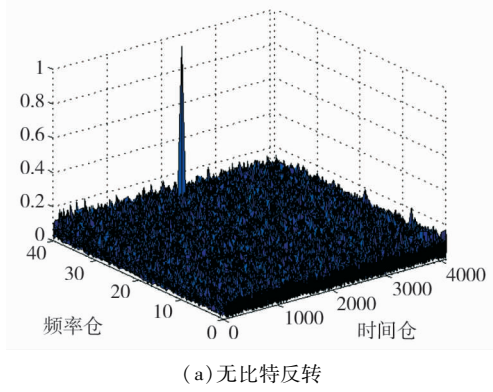


图4 比特反转对相关值幅度的影响

3 比特反转对捕获性能影响的分析

3.1 类圆相关函数

假设输入信号的相干积分时间为一个伪随机噪声 (pseudo random noise, PRN) 码周期, 即单次相干积分数据长度为 N , 且输入信号存在数据比特反转, 忽略多普勒频率对码长的影响。由于 PRN 码与数据比特对齐, 所以数据比特的反转位置即为 PRN 码的起始位, 如图 5 所示。其中:

$$\begin{aligned} r_l(n) &= s(nT_s) e^{-j2\pi(f_{IF} + \hat{f}_d)nT_s} \\ l_l(n) &= c(nT_s) s_b(nT_s) \end{aligned} \quad (9)$$

码相位延迟即为数据比特反转位置, 捕获中的相关过程是圆相关运算, 利用以下圆运算过程可检测到比特反转位置:

$$R(m) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{N-1} l_l(n) r_l(n), & m = 0 \\ - \sum_{n=0}^{m-1} r_l(n) l_l(n-m) \\ + \sum_{n=m}^{N-1} r_l(n) l_l(n-m), & m \neq 0 \end{cases} \quad (10)$$

其中, $m = 0$ 指不存在时延, 接收信号与本地信号完全对齐的情况; $m = 1, \dots, N$ 时, 表达式为圆相关运算的变形, 将 $r_l(n)$ 中前 m 项符号取反以抵消 $r_l(n)$

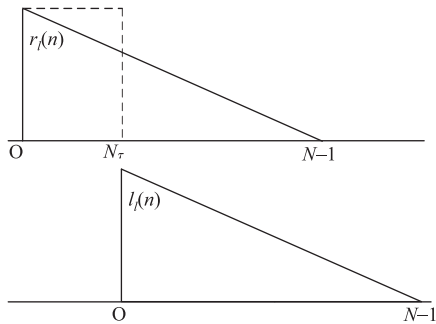


图5 相关过程数据对应位置示意图

中可能存在的符号反转, 得到了表达式中的前一项。运算结果幅度最大值对应的 m 即为比特反转位置 N_r , 将此圆运算过程称为类圆相关 (mimic circular correlation, MCC) 过程。

为考察在类圆相关过程中噪声对相关函数的影响, 先对不存在比特反转的圆相关过程中噪声影响进行分析, 可得噪声的相关函数为

$$R_{w,l}(\hat{\tau}, \hat{f}_d) = \sum_{n=0}^{N-1} w(nT_s) c(nT_s - \hat{\tau}) s_b(nT_s - \hat{\tau}) e^{-j2\pi(f_{IF} + \hat{f}_d)nT_s} \quad (11)$$

存在比特反转的类圆相关过程中噪声的影响为

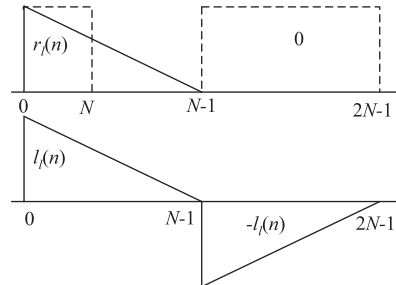
$$R_{w,l}(\hat{\tau}, \hat{f}_d) = \sum_{n=0}^{N-1} w_l(nT_s) c(nT_s - \hat{\tau}) s_b(nT_s - \hat{\tau}) e^{-j2\pi(f_{IF} + \hat{f}_d)nT_s} \quad (12)$$

其中, $w_l(n) = \begin{cases} -w(n) & n = 0, 1, \dots, \lfloor \hat{\tau}/T_s \rfloor - 1 \\ w(n) & n = \lfloor \hat{\tau}/T_s \rfloor, \dots, N-1 \end{cases}$ 。

由于 $E\{w_l(n)\} = 0$ 且 $\text{var}\{w_l(n)\} = \text{var}\{w(n)\}$, 所以与无比特反转的相关函数相比, 在统计概率上, 有比特反转的类圆相关过程中的噪声并没有对捕获结果带来更坏的影响。

3.2 类圆相关函数的 DFT 表示

为了能够将 FFT 运算应用于类圆相关过程, 如图 6 所示, 定义以下两信号:

图6 $r_{2l}(n)$ 与 $l_{2l}(n)$

$$r_{2l}(n) = \begin{cases} r_l(n), & n = 0 \sim N-1 \\ 0, & n = N \sim 2N-1 \end{cases} \quad (13)$$

$$l_{2l}(n) = \begin{cases} l_l(n), & n = 0 \sim N-1 \\ -l_l(n), & n = N \sim 2N-1 \end{cases} \quad (14)$$

可得 $r_{2l}(n)$ 与 $l_{2l}(n)$ 的圆相关值为

$$\text{Corr}(m) = \text{IDFT}\{L_{2l}^*(k)R_{2l}(k)\}(m) \quad (15)$$

其中, $m = 0, 1, \dots, 2N-1$, $L_{2l}(k)$ 与 $R_{2l}(k)$ 分别是 $l_{2l}(n)$ 和 $r_{2l}(n)$ 的傅里叶变换。

可以发现,类圆相关 $R(m)$ 的值即为 $\text{Corr}(m)$ 的前 N 个值,同时 $\text{Corr}(m)$ 有以下特征:

$$\text{Corr}(m) = \begin{cases} \text{Corr}(m), & m = 0 \sim N-1 \\ -\text{Corr}(m-N), & m = N \sim 2N-1 \end{cases} \quad (16)$$

在数据比特反转情况下运用时域并行捕获方法时,运用式(15)(16)可消除比特反转的影响,然而对于式(16)得到的结果,只有前 N 个值有意义却进行了 $2N$ 点的 FFT,浪费了资源并增加了计算负担,我们尝试找到一种方法只采用 N 点 FFT 运算得到类圆相关过程的结果,以减少捕获所用资源减轻计算负担。

由 $R_{2l}(k)$ 的定义可得

$$R_{2l}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r_l(n) e^{-j\frac{2\pi}{2N}nk} \quad (17)$$

所以可得

$$R_{2l}(k) = \begin{cases} \text{DFT}\{r_l(n)\}(p), & k = 2p \\ \text{DFT}\{r_l(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}n}\}(p), & k = 2p+1 \end{cases} \quad (18)$$

由 $L_{2l}(k)$ 的定义可得

$$L_{2l}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} l_l(n) e^{-j\frac{2\pi}{2N}nk} (1 - e^{-jk\pi}) \quad (19)$$

所以可得

$$L_{2l}(k) = \begin{cases} 0 & k = 2p \\ 2 \times \text{DFT}\{l_l(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}n}\}(p) & k = 2p+1 \end{cases} \quad (20)$$

由于 $\text{Corr}(m) = \text{IDFT}\{L_{2l}^*(k)R_{2l}(k)\}(m)$, 且根据以上的分析可得

$$L_{2l}^*(k)R_{2l}(k) = 0 \text{ (当 } k=2p \text{ 时)}$$

$$L_{2l}^*(k)R_{2l}(k) = 2 \times \{ \text{DFT}(r_l(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}n}) \cdot \text{DFT}(l_l(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}n}) \}(p)$$

$$\text{(当 } k=2p+1 \text{ 时)} \quad (21)$$

令 $T(k) = \{ \text{DFT}(r_l(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}n}) \cdot \text{DFT}(l_l(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}n}) \}(k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$, 可得

$$\text{Corr}(m) = \frac{1}{2N} \{ \sum_{p=0}^{N-1} L_{2l}^*(2p+1)R_{2l}(2p+1)e^{j\frac{2\pi}{N}pm} \} e^{j\frac{2\pi}{2N}m} \text{ (当 } m=0, 1, \dots, N-1 \text{ 时)} \quad (22)$$

$$\text{Corr}(m) = e^{j\frac{2\pi}{2N}m} \text{IDFT}\{T(k)\}(m) \text{ (当 } m=N, N+1, \dots, 2N-1 \text{ 时)} \quad (23)$$

$$\text{Corr}(m) = -\text{Corr}(m-N) \quad (24)$$

由于对于类圆相关值 $R(m)$, 有 $R(m) = \text{Corr}(m)$, $m = 0, 1, \dots, N-1$, 故根据式(23), 将 N 点 FFT 运算应用于存在比特反转情况下的时域并行捕获, 可以得到改进的时域并行捕获 (MTPA) 算法, 图 7 给出了 MTPA 算法框图。针对不同载噪比下 Galileo E1 频带信号的导频通道的信号进行捕获, 图 8 与图 9 给出了分别使用常规时域并行捕获 (左边各图) 和改进时域并行捕获 (右边各图) 的结果对比, 假设存在二级码比特反转, 码相位时延为 2ms, 相干积分时间为 4ms 且多普勒频移为 4kHz, 相关函数已归一化。

由图 8 和图 9 可以看出, 当存在比特反转时, 使用常规的 TPA 方法无法得到正确的结果, 而使用 MTPA 方法可以准确地找到位反转的位置, 捕获到正确的多普勒频移与码延时。当载噪比降低时, 噪声对相关值影响很大, 无法保证单次捕获能够得到正确的结果, 需要增加相关的检测策略来增强捕获性能。在实际实现过程中, 本地码改进后的 DFT 结果可事先存储起来, 直接调用以节约硬件资源。

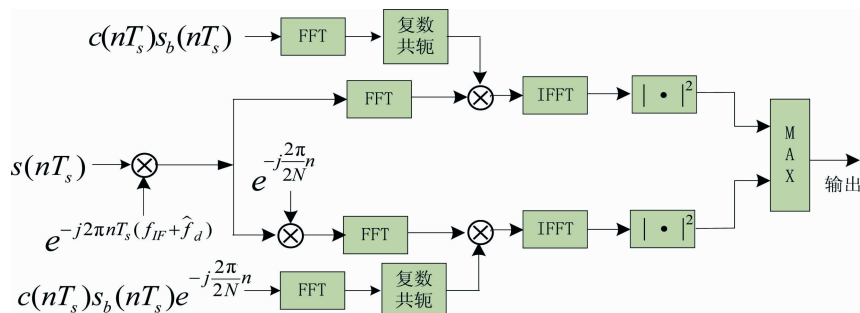


图 7 MTPA 算法框图

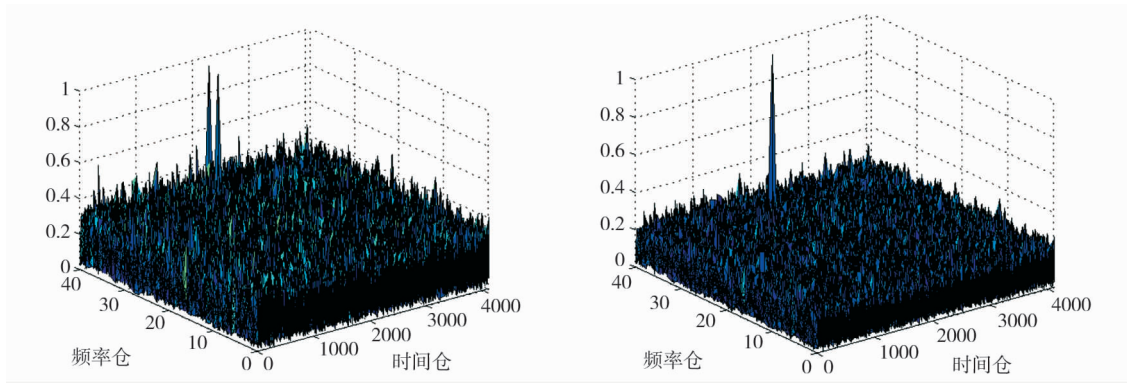
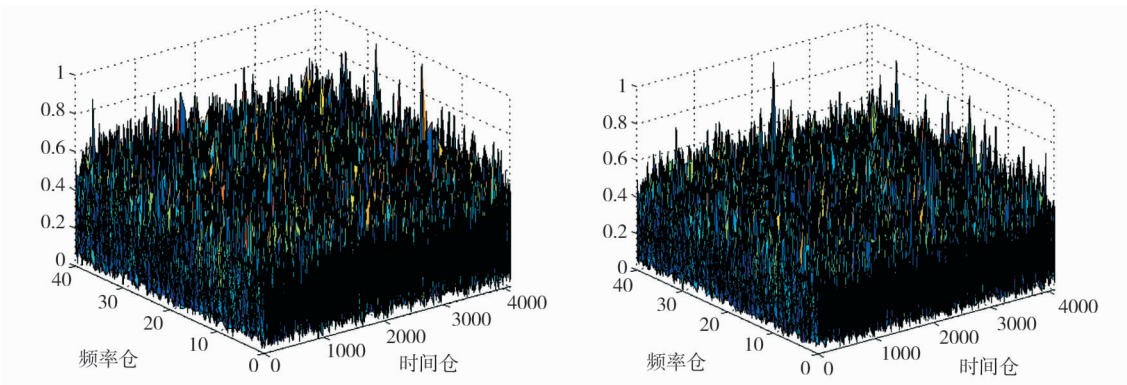
(a) $C/N_0 = 40\text{dB/Hz}$ (b) $C/N_0 = 30\text{dB/Hz}$

图 8 不同载噪比下两种并行捕获方法的结果对比

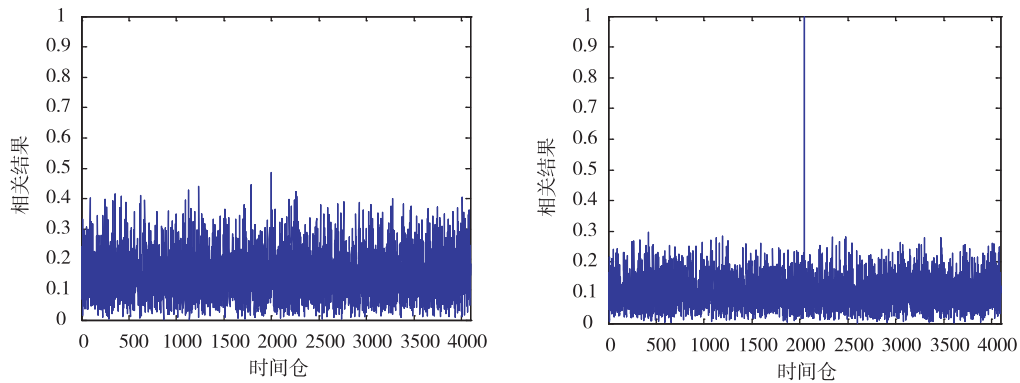
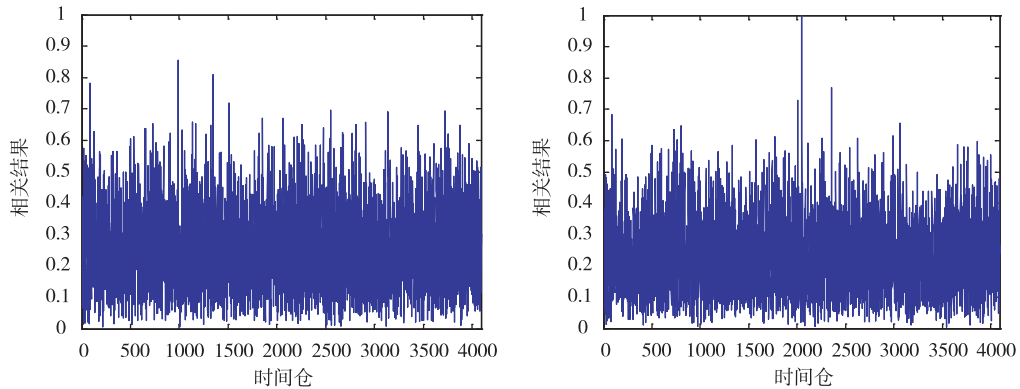
(a) $C/N_0 = 40\text{dB/Hz}$ (b) $C/N_0 = 30\text{dB/Hz}$

图 9 多普勒频移对齐时两种捕获方法相关值的对比

3.3 改进的类圆相关函数

MTPA 算法已经成功地解决了比特反转问题,然而对输入信号作处理则会延长捕获时间并增加硬件资源。

考察 $r_l(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}n}$ 可以发现:

$$r_l(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}n} = s(nT_s)e^{-j2\pi(f_{IF}+\hat{f}_d+\frac{f_s}{2N})nT_s} \quad (25)$$

故令 $T_{2l}(k) = \{DFT(r_l(n)) \cdot DFT(l_l(n)e^{-j\frac{2\pi}{2N}n})\}$

(k), 应用式(24)得到

$$|Corr(m)| = |IDFT\{T_{2l}(k)\}(m)| \quad (26)$$

式(26)为在本地多普勒频移为 $\hat{f}_d - f_s/2N$ 处搜索存在比特反转的码相位时延,据此对图 7 的框图进行简化改进,得到简化的改进时域并行捕获(simple modified time parallel acquisition, SMTPA)算法如图 10 所示。

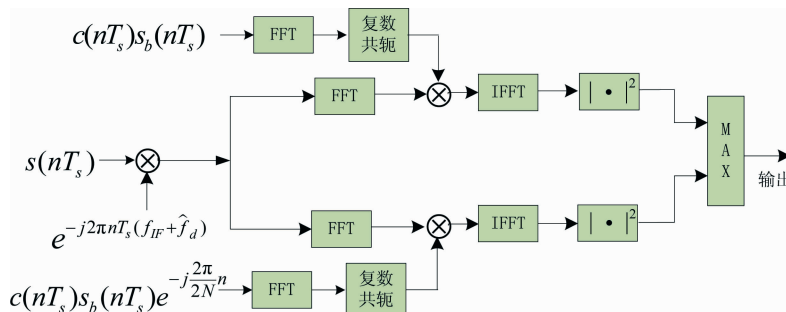


图 10 SMTPA 算法框图

SMTPA 算法同时在频率 $\hat{f}_d$ 处捕获无比特反转的码延时以及在频率 $\hat{f}_d - f_s/2N$ 处捕获存在比特反转的码延时,对两捕获结果进行比较得到是否存在比特反转以及正确的码延时位置,时域并行捕获在频率维上串行搜索,所以可得 SMTPA 算法在频率维搜索示意图如图 11 所示(典型情况下,频率搜索步长与信号相干积分时间成反比)。

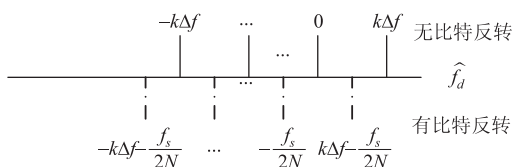


图 11 SMTPA 中频率维上的多普勒频移搜索

由多普勒搜索示意图可发现, SMTPA 算法中频率分辨率未发生变化,且在存在比特反转情况下仍然能够进行正常捕获,缩短了捕获时间,提高了捕获概率。与未简化的捕获过程相比,减少了输入信号处理带来的资源耗用,而两种算法分别在多普勒频移以及码相位对齐的情况下,其相关峰值均由同分布的高斯噪声决定,故 MTPA 算法与 SMTPA 算法的性能在统计意义上是一致的。在硬件实现上,对于本地码的操作结果可以提前存储起来,节省了本地码 FFT 的硬件资源。同时为进一步节省硬件资源,还可以先检测无比特反转情况,再根据检测结果判断是否进行有比特反转的检测,这样可以利用一个

FFT 的硬件资源进行运算,但在统计概率上会增加捕获的时间。

4 仿真结果与性能分析

本文上述部分提出了 MCC 过程并分析了它在 GNSS 信号捕获上的应用,在这部分给出 MTPA 算法的性能。针对 Galileo E1 频带上的单通道信号进行分析研究,相干积分时间为 4ms,多普勒频移、码相位时延以及比特反转均为随机生成,仅进行单次相干积分捕获。

图 12 的接收机工作特性曲线(ROC)曲线给出了改进的时域并行捕获方法性能,图 13 给出了在固定虚警率下检测概率与载噪比的关系曲线。虚警概率 P_{fa} 与检测概率 P_d 的表达式如下:

$$P_{fa}(V_t) = \exp\left\{-\frac{V_t^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (27)$$

$$P_d(V_t) = Q\left(\frac{\sqrt{P_R}}{2\sigma}, \frac{V_t}{\sigma}\right) \quad (28)$$

其中, $\sigma^2 = \frac{N_0 f_s}{4N}$, P_R 为有用信号能量, V_t 为检测门限。图 12 表明 MTPA 算法解决了比特反转问题,使得信号的检测概率不受到比特反转的影响,且检测概率 P_d 随着载噪比的降低而降低。由图 13 可以发现, MTPA 算法在载噪比较高时有很好的性能,同时检测概率增加时,虚警概率随之增加,可以通过非相

干累积^[14,15]进一步增加捕获性能。

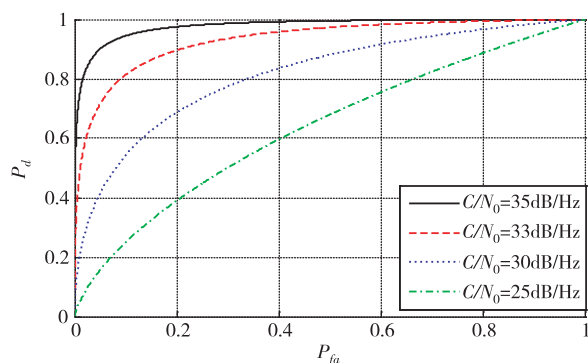


图 12 Galileo E1 频带信号单通道捕获时, MTPA 算法的 ROC 曲线

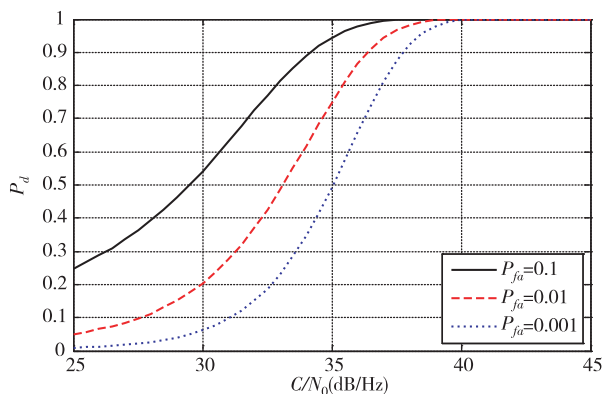


图 13 P_{fa} 固定时, Galileo E1 频带信号单通道捕获的 P_d 与 C/N_0 的关系

5 结 论

本文在分析了传统的时域并行捕获方法的基础上,针对捕获过程中比特反转问题进行了深入讨论,并定义了类圆相关过程以解决比特反转问题,从而提出了一种改进的时域并行捕获方法及其简化算法,同时分析了该方法的性能,给出了 ROC 曲线以及检测率与载噪比的关系。仿真结果表明,在相干积分时间为一个周期的初级码且存在比特反转的情况下,改进的时域并行捕获方法能够有效地捕获到正确卫星且并未降低捕获的性能。本文提出的改进的时域并行捕获方法为后期的弱信号卫星导航接收机研究与应用奠定了基础,且在不同的卫星导航系统中具有一定的通用性。

但是,在弱信号捕获过程中,单个初级码周期的相干积分并不能保证完全正确的捕获,这需要进行进一步的非相干积分处理,然而由于弱信号的动态性以

及多径信号的影响,进一步增加了捕获的难度,将改进的时域并行捕获算法与其他的处理策略相结合是将来需要进一步研究的内容。

参考文献

- [1] Borio D, Fantino M, Presti L L. The impact of the Galileo signal in space in the acquisition system. In: Proceedings of Tyrrhenian International Workshop on Digital Communication-Satellite Naval Communication System, Island of Ponza, Italy, 2006. 151-167
- [2] Sahmoudi M, Amin M G, Landry R. Acquisition of weak GNSS signals using a new block averaging pre-processing. In: Proceedings of IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium 2008, Monterey, CA, 2008. 1362-1372
- [3] 黄磊, 张其善, 寇艳红. 基于差分码和块处理方法的 GPS 信号快速捕获算法. 通信学报, 2006, 26(8): 93-97
- [4] Borio D. GNSS acquisition in the presence of continuous wave interference. *Trans on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46: 47-60
- [5] Kia F, Wang D, Michel F. Probability of outlier analysis in weak GPS signal acquisition. *Journal of the Franklin Institute*, 2012, 349: 1930-1940
- [6] Kia F, Cheng C, Michel F. Robust positioning systems in the presence of outliers under weak GPS signal conditions. *IEEE Systems Journal*, 2012, 6: 401-413
- [7] Borio D, Driscoll O, Lachapelle G. Coherent, noncoherent, and differentially coherent combining techniques for acquisition of new composite GNSS signals. *IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 45(3): 1227-1238
- [8] Yang C, Nguyen T, Blasch E, et al. Post-correlation semi-coherent integration for high-dynamic and weak GPS signal acquisition. In: Proceedings of IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium 2008, Monterey, CA, 2008. 1341-1349
- [9] Borio D. FFT sign search with secondary code constraints for GNSS signal acquisition. *IEEE Trans on Aerospace Electronic System*, 2009, 45: 1227-1240
- [10] 覃新贤, 韩承德, 谢应科. GPS 软件接收机中的一种实用高灵敏度快速捕获算法. 电子学报, 2010, 38(1): 99-104
- [11] Zhu X, Chen X, Tu G, et al. New high-sensitivity acquisition method and implementation for GNSS software receiver. *Systems Engineering and Electronic*, 2009, 31: 2055-2058 + 2075
- [12] Borre K, Akos D M, Bertelsen N, et al. A software-defined GPS and Galileo receiver: a signal-frequency approach. Boston/Basel/Berlin: Birkhäuser, 2007. 76-83
- [13] Presti L L, Zhu X, Fantino M, et al. GNSS signal acquisition

- tion in the presence of sign transition. *IEEE J Sel Top Sign Proces*, 2009, 3:557-570
- [14] 牟荣增, 李金海, 阎跃鹏, GPS 信号快速捕获方案中门限设定算法, 哈尔滨工程大学学报, 2009, 30 (11): 1291-1294
- [15] 黄鹏达, 皮亦鸣. 恒虚警 GPS 信号自适应捕获研究, 电子学报, 2011, 39(7):1716-1720

Modified time domain parallel acquisition in the presence of bit transition

Zhu Can, Fan Xiangning

(Institute of RF- & OE-ICs, Southeast University, Nanjing 210096)

Abstract

The impact of the bit transition caused by navigation messages on the time parallel acquisition results of a real time satellite receiver was investigated. Based on the acquisition theory of the receiver and the quantitative analysis of the circular correlation operation, a modified parallel acquisition method was proposed. As the bit transition caused by navigation messages reduces the correlation peak value, thus the conventional time parallel acquisition method can hardly get correct results. A mimic circular correlation (MCC) algorithm was designed for this situation and the fast Fourier transform (FFT) operation was applied to the algorithm based on theoretical analysis, then the modified time parallel acquisition (MTPA) algorithm was proposed. The simulation results validate the accuracy and effectiveness of the algorithm, which can solve the bit transition problem and improve the performance of the satellite navigation receiver.

Keywords: bit transition, correlation peak, mimic circular correlation (MCC), modified time parallel acquisition (MTPA)