

文章编号:1004-9037(2012)01-0038-07

不同相干积分方法对GPS弱信号捕获的影响

张 文 饶谷音 韩松来 袁保伦

(国防科学技术大学光电科学与工程学院,长沙,410073)

摘要:无外界辅助的GPS弱信号捕获,需要长的相干积分时间和多的非相干积分次数,还要考虑未知的导航数据位和数据位分界对相干积分的影响。本文针对无外界辅助的GPS弱信号捕获方法,从非相干积分入手,提出了一种新的非相干积分方法,并在此基础上分析了包含新方法在内的4种非相干积分方法在相同捕获条件下的捕获概率情况。这些方法在每步非相干积分操作上使用不同的计算方式来计算非相干积分,能达到节约计算量和存储空间的目的。在相同相干积分时间、非相干积分次数和导航数据位边界下,结合不同载噪比条件的弱信号捕获的蒙特卡罗仿真,给出了4种非相干积分方法的捕获概率的实验验证和对比分析。

关键词:GPS;信号捕获;弱信号;非相干积分;捕获概率

中图分类号:P228.4

文献标识码:A

Effect of Different Noncoherent Integration Alternatives on Weak GPS Signal Acquisition

Zhang Wen, Rao Guyin, Han Songlai, Yuan Baolun

(College of Opto-Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, 410073, China)

Abstract: Unaided acquisition of weak GPS signals requires both long coherent integration time and a great amount of noncoherent integration operations. The unknown navigation data bits and bit edges should also be considered. From the point of noncoherent integration of unaided weak GPS signal acquisition method, a new alternative is proposed. Besides the new one, four different noncoherent integration alternatives are introduced. They use different approaches to compute the noncoherent integration at each step to reduce calculation and save memory space. Under the same coherent integration time, the same noncoherent integration operation number and the same navigation data bit edge number, with different carrier-to-noise ratio, Monte Carlo method is applied to verify the probability of detection and the results of the four alternatives are compared.

Key words: GPS; signal acquisition; weak signal; noncoherent integration; probability of detection

引 言

GPS是码分多址(Code division multiple access, CDMA)信号的一种成功应用,系统中的每个卫星都发射含特殊伪随机码的直接序列扩展频谱信号^[1-3]。GPS被广泛应用到各个领域,但还是存在局限性:比如在室内或密集城市环境时信号被衰

减至很弱的情况下。全球导航卫星系统的用户接收机对所接收卫星信号的处理包括信号的捕获、跟踪、导航电文和伪距的提取与计算,以及信息解算等阶段。GPS信号的捕获是接收机信号处理的首要任务,其性能直接影响接收机的整体定位效果。当前微弱GPS信号处理已经成为研究热点之一,开展GPS弱信号捕获研究在国防和民用领域都具有重要的理论和工程参考意义。

捕获的主要目标就是找出可见的卫星、伪随机 C/A 码的初始相位和载波多普勒频移。对于每一颗卫星,捕获过程需要在可能的 C/A 码相位和多普勒频移这 2 个搜索维上进行。这个过程通过将本地复现码与接收到的信号进行相干后积分得到。如果积分结果的最大值大于预设的捕获阈值,那么捕获成功^[4-7]。

接收到的 GPS 信号通常被深深掩埋在强噪声中,因此必须在信号处理过程中通过相干积分和非相干积分获得增益以增加后处理信噪比。而未辅助的弱信号捕获则需要长的相干积分时间和多的非相干积分次数。相干积分和非相干积分被雷达设计者引入信号处理中^[8-9]。为了减小不正确的导航数据位对捕获概率带来的影响,所有可能的导航数据位组合都应考虑^[10-11]。这意味着非相干积分结果随非相干积分步骤的增长呈指数增长。如果在每个非相干积分步骤上都保留所有可能的导航数据位对应的结果,将会耗费非常大的计算量和存储空间,因此有必要在非相干积分步骤上确定最可能的导航数据位组合并保留其对应的结果作为此步非相干积分结果,而舍弃其他导航数据位组合对应的结果。这样做能保证每个非相干积分步骤上得到的非相干积分矩阵的大小恒定,从而达到减少计算量和节约存储空间的目的。本文介绍了 4 种非相干积分方法,分别命名为方法 1,方法 2,方法 3 和方法 4^[10]。

本文将集中在这 4 种非相干积分方法对应的捕获方法的捕获概率研究上,观察不同的非相干积分方法对捕获的影响。

1 弱信号捕获算法

弱信号的捕获算法使用长的相干积分时间 T_I , T_I 包含 N_{db} 个整数导航数据位,每位时长 $T_{20\text{ms}} = 20 \text{ ms}$,即 $T_I = N_{db} T_{20\text{ms}}$ 。由此引入两个问题:(1)每 $T_{20\text{ms}}$ 内将会出现一个数据位,因此相干积分中必须考虑 $2^{(N_{db}-1)}$ 个可能的数据位组合带来的影响。(2)因为数据位的边界未知,需要考虑 N_{bc} 个可能的边界,那么在每个相干积分中需要计算和保留 N_{bc} 组相干积分结果。因为每 $T_{20\text{ms}}$ 内有 20 个 1 ms 的伪随机 C/A 码,

且数据位的边界与 C/A 的边界同步,因此 20 是总的可能的数据位边界数,被选择的 N_{bc} 只须小于或等于 20。 N_{bc} 个可能边界在这 20 个可能位置内等间距取值,每个取值对应于不同的分界位置。根据文献^[10]的讨论可以算出,在最糟糕情况下,即正确的分界在所取的相邻 2 个分界之间时, $N_{bc} = 20$ 时相干积分的损失是 2.5%; $N_{bc} = 10$ 时相干积分的损失是 5%,但计算和存储空间相比于 $N_{bc} = 20$ 时减少了 50%; $N_{bc} = 5$ 时相干积分的损失是 10%,但计算和存储空间相比于 $N_{bc} = 20$ 时减少了 75%; $N_{bc} = 4$ 时相干积分的损失是 12.5%,但计算和存储空间相比于 $N_{bc} = 20$ 时减少了 80%;而 $N_{bc} = 2$ 时相干积分的损失达 25%,但计算和存储空间相比于 $N_{bc} = 20$ 时减少了 90%; $N_{bc} = 1$ 时相干积分的损失则高达 50%,但计算和存储空间相比于 $N_{bc} = 20$ 时减少了 95%。即相干积分的损失随 N_{bc} 的增大而减小,计算和存储空间随 N_{bc} 的增大而增大。本文中为了权衡相干积分损失和计算量,取 $N_{bc} = 10$ 。弱信号捕获同时考虑问题 (1) 和 (2) 后,每步的相干积分结果大小由普通信号的 $N_b N_{ms}$ 增至 $2^{(N_{db}-1)} N_{bc} N_b N_{ms}$,其中 N_b 是 T_I 内多普勒频移的搜索点数, N_{ms} 是 1 ms 数据内的采样点,也等于伪随机 C/A 码的搜索点数。

考虑上述 2 个问题前,正常 GPS 信号的检测分析如下。假设有 N_{T_I} 块数据 $x_m[n]$,每块数据含 N 个点, N 个点的时长即为相干积分时间 T_I ,其中 N_{T_I} 也即非相干积分次数, $m = 0, 1, \dots, N_{T_I} - 1$; $n = mN, mN + 1, \dots, mN + N - 1$ 。GPS 信号捕获的流程如图 1 所示。其中 $C(n, n_r, f_d) \exp(-j2\pi(f_{IF} + f_d)nT_s)$ 是本地复现信号, C 是 C/A 码, n_r 是 C/A 码的初始相位, f_{IF} 是中频, f_d 是多普勒频移, T_s 是采样周期, $\hat{\sigma}_{n_r, f_d, m}^2$ 是噪声方差的估计值。由于 n_r 和 f_d 未知,本地复现码将在所有可能的 N_{ms} 个 n_r 和 N_b 个 f_d 上生成,由此形成了码相位和多普勒频移这二维搜索。捕获检测的相干积分表达式 $T_{n_r, f_d, m}(\mathbf{x})$ 算出后,计算 N_{T_I} 个 $T_{n_r, f_d, m}(\mathbf{x})$ 的非相干积分来求非相干积分结果 $T_{n_r, f_d}(\mathbf{x})$ 。 $T_{n_r, f_d, m}(\mathbf{x})$ 和 $T_{n_r, f_d}(\mathbf{x})$ 的结果是矩阵,大小均为 $N_b N_{ms}$ 。如果 $T_{n_r, f_d}(\mathbf{x})$ 的最大值大于捕获阈值 γ' ,则此 C/A 码对应的卫星信号存在且被检测到。

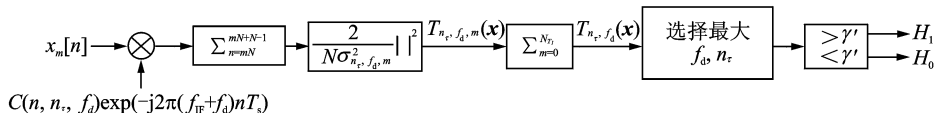


图 1 正常 GPS 信号的捕获流程图

$T_{n_\tau, f_d, m}(\mathbf{x})$ 和 $T_{n_\tau, f_d}(\mathbf{x})$ 的表达式分别为

$$T_{n_\tau, f_d, m}(\mathbf{x}) = \frac{2}{N\hat{\sigma}_{n_\tau, f_d, m}^2} \left| \sum_{n=mN}^{mN+N-1} x_m[n]C(n, n_\tau, f_d) \cdot \exp(-j2\pi(f_{IF} + f_d)nT_s) \right|^2 \quad (1)$$

$$T_{n_\tau, f_d}(\mathbf{x}) = \sum_{m=1}^{N_{T_I}} T_{n_\tau, f_d, m}(\mathbf{x}) \quad (2)$$

其中,

$$\hat{\sigma}_{n_\tau, f_d, m}^2 = \frac{1}{N} \left[\sum_{n=mN}^{mN+N-1} (x_m[n])^2 - \frac{2}{N} \left| \sum_{n=mN}^{mN+N-1} x_m[n]d(n, n_\tau, f_d)C(n, n_\tau, f_d) \cdot \exp(-j2\pi(f_{IF} + f_d)nT_s) \right|^2 \right] \quad (3)$$

检测到信号的条件为

$$\max_{f_d, n_\tau} T_{n_\tau, f_d}(\mathbf{x}) > \gamma' \quad (4)$$

对于弱 GPS 信号,需要考虑上述问题(1)和(2)。因此信号捕获将增加 2 个搜索维:导航数据位的 $2^{(N_{db}-1)}$ 个可能组合和 N_{be} 个可能分界。GPS 弱信号捕获的流程如图 2 所示。其中 $d(n, n_\tau, f_d)C(n, n_\tau, f_d)\exp(-j2\pi(f_{IF} + f_d)nT_s)$ 是本地复现信号, d 是导航数据位,所有可能的 $2^{(N_{db}-1)}$ 个导航数据位组合都要搜索。下标 db 代表可能的导航数据位组合,取值范围为 $1, 2, \dots, 2^{(N_{db}-1)}$;下标 be 代表可能的数据位分界,取值范围为 $1, 2, \dots, N_{be}$,每个可能取值对应的第 m 个相干积分的数据起点为 $mN + n_{be}$ 。增加导航数据位可能组合和数据位可能分界二维搜索后,捕获检测的相干积分表达式由 $T_{n_\tau, f_d, db, be, m}(\mathbf{x})$ 计算,然后计算 N_{T_I} 个 $T_{n_\tau, f_d, db, be, m}(\mathbf{x})$ 的非相干积分来求非相干积分结果 $T_{n_\tau, f_d, db, be}(\mathbf{x})$ 。 $\hat{\sigma}_{n_\tau, f_d, db, be, m}^2$ 是噪声方差的估计值。 $T_{n_\tau, f_d, db, be, m}(\mathbf{x})$ 的矩阵大小为 $2^{(N_{db}-1)}N_{be}N_bN_{ms}$ 。按照第 3 节给出的 4 种非相干积分方法之一来操作, $T_{n_\tau, f_d, db, be}(\mathbf{x})$ 的结果矩阵将会保持大小为 $N_{be}N_bN_{ms}$ 。如果 $T_{n_\tau, f_d, db, be}(\mathbf{x})$ 的最大值大于捕获阈值 γ' ,则此 C/A 码对应的卫星信号存在且被检测到。

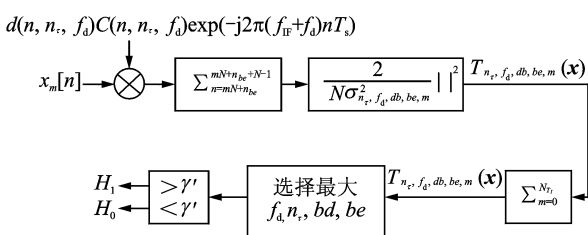


图 2 GPS 弱信号的捕获流程图

依据式(1-4),弱信号的 $T_{n_\tau, f_d, db, be, m}(\mathbf{x})$, $T_{n_\tau, f_d, db, be}(\mathbf{x})$, $\hat{\sigma}_{n_\tau, f_d, db, be, m}^2$ 和检测条件要改写为

$$T_{n_\tau, f_d, db, be, m}(\mathbf{x}) = \frac{2}{N\hat{\sigma}_{n_\tau, f_d, db, be, m}^2} \left| \sum_{n=mN+n_{be}}^{mN+n_{be}+N-1} x_m[n] \cdot d(n, n_\tau, f_d)C(n, n_\tau, f_d) \cdot \exp(-j2\pi(f_{IF} + f_d)nT_s) \right|^2 \quad (5)$$

$$T_{n_\tau, f_d, db, be}(\mathbf{x}) = \sum_{m=1}^{N_{T_I}} T_{n_\tau, f_d, db, be, m}(\mathbf{x}) \quad (6)$$

$$\hat{\sigma}_{n_\tau, f_d, db, be, m}^2 = \frac{1}{N} \left[\sum_{n=mN+n_{be}}^{mN+n_{be}+N-1} (x_m[n])^2 - \frac{2}{N} \left| \sum_{n=mN+n_{be}}^{mN+n_{be}+N-1} x_m[n] \cdot d_{db}(n, n_\tau, f_d)C(n, n_\tau, f_d) \cdot \exp(-j2\pi(f_{IF} + f_d)nT_s) \right|^2 \right] \quad (7)$$

$$\max_{n_\tau, f_d, db, be} T_{n_\tau, f_d, db, be}(\mathbf{x}) > \gamma' \quad (8)$$

2 非相干积分方法

为了减小不正确的导航数据位对捕获概率带来的损失,所有 $2^{(N_{db}-1)}$ 种可能的导航数据位组合都应考虑。在每个相干积分步骤上,考虑到所有可能的导航数据位的组合,积分矩阵将会增大 $2^{(N_{db}-1)}$ 倍。如果对于所有 N_{T_I} 步非相干积分都采样这种方法保留所有可能结果,则最后的非相干积分结果将增加 $2^{(N_{db}-1)N_{T_I}}$ 倍,即非相干积分结果随非相干积分步骤的增加呈指数增长。这将耗费非常大的计算量和存储空间,因此有必要在每个非相干积分步骤上确定最可能的导航数据位组合并保留其对应的结果作为此步非相干积分结果。这样做能保证每个非相干积分步骤上得到的非相干积分矩阵的大小恒为 $N_{be}N_bN_{ms}$,以达到减少计算量和节约存储空间的目的。

由于软件计算很灵活,因此有多种不同的解决上述问题的方法。首先,将当前相干积分矩阵(大小为 $2^{(N_{db}-1)}N_{be}N_bN_{ms}$)加到前一个非相干积分矩阵(大小为 $N_{be}N_bN_{ms}$)上,得到的矩阵记为 M_{N_I} ,其大小为 $2^{(N_{db}-1)}N_{be}N_bN_{ms}$ 。然后方法 1, 2, 3 和 4 将分别按下面的方法操作。

方法 1 矩阵 M_{N_I} 可以理解对于每一个 N_{be} ,含 $2^{(N_{db}-1)}$ 个大小为 N_bN_{ms} 的矩阵,在所有 $2^{(N_{db}-1)}N_bN_{ms}$ 个单元中找到最大值,保留此最大值对应的

大小为 $N_b N_{ms}$ 的矩阵,作为当前 N_{be} 的非相干积分结果,此最大值对应的导航数据位的组合作为当前 N_{be} 最可能的导航数据位组合。用同样的方法处理完所有的 N_{be} 个 $2^{(N_{db}-1)} N_b N_{ms}$ 矩阵后,就得到了当前操作步骤的最后的非相干积分结果,大小为 $N_{be} N_b N_{ms}$ 。那么相同的导航分界对应的单元的最可能导航数据位组合相同,不同的导航分界对应的单元的最可能导航数据位组合不同。在弱信号处理过程中,这种方法找到的最大值有可能是噪声,从而导致确定出的最可能的导航数据位的组合是随机的,对捕获概率有影响。

方法2 矩阵 M_{N1} 可以理解为对于每一个 N_{be} , 含 $2^{(N_{db}-1)}$ 个大小为 $N_b N_{ms}$ 的矩阵。将这 $2^{(N_{db}-1)}$ 个矩阵的每 $2^{(N_{db}-1)}$ 个相对应单元进行对比,保留最大值,最后形成的矩阵大小为 $N_b N_{ms}$ 。用同样的方法处理完所有的 N_{be} 个 $2^{(N_{db}-1)} N_b N_{ms}$ 矩阵后,就得到了当前操作步骤的最后的非相干积分结果,大小为 $N_{be} N_b N_{ms}$ 。这种方法对于每一个 N_{be} , $N_b N_{ms}$ 个单元中的每个单元对应的最可能的导航数据位组合与其他单元是独立的,即所有单元对应的最可能的导航数据位组合是独立的。这种方法找到的最大值也有可能是噪声,但这种情况的出现概率要比方法1小。因此同方法1相比,相同条件下此方法能提高捕获概率。

方法3 矩阵 M_{N1} 可以理解为对于每一个 N_{be} , 含 N_{ms} 个大小为 $2^{(N_{db}-1)} N_b$ 的矩阵。找到 $2^{(N_{db}-1)} N_b$ 个数中的最大值,此最大值对应的导航数据位的组合即为最可能的导航数据位组合,其对应的 N_b 个值保留。同样的方法处理完 $N_{be} N_{ms}$ 个 $2^{(N_{db}-1)} N_b$ 矩阵后,得到了当前操作步骤上最后的非相干积分结果,大小为 $N_{be} N_b N_{ms}$ 。这种方法对于每一个 N_{be} , N_{ms} 相同的单元对应的最可能的导航数据位组合是相同的, N_{ms} 不同的单元对应的最可能的导航数据位组合是独立的。从操作上可以看出,相同条件下此方法的捕获概率应介于方法1和方法2之间。

方法4 方法4是本文提出的一种新的非相干积分方法。矩阵 M_{N1} 可以理解为对于每一个 N_{be} , 含 N_b 个大小为 $2^{(N_{db}-1)} N_{ms}$ 的矩阵。找到 $2^{(N_{db}-1)} N_{ms}$ 个数中的最大值,此最大值对应的导航数据位的组合即为最可能的导航数据位组合,其对应的 N_{ms} 个值保留。同样的方法处理完 $N_{be} N_b$ 个 $2^{(N_{db}-1)} N_{ms}$ 矩阵后,得到了当前操作步骤的最后的非相干积分结果,大小为 $N_{be} N_b N_{ms}$ 。这种方法对于每一个 N_{be} , N_b

相同的单元对应的最可能的导航数据位组合是相同的, N_b 不同的单元对应的最可能的导航数据位组合是独立的。从操作上可以看出,相同条件下此方法的捕获概率也应介于方法1和方法2之间。但因为一般 N_{ms} 大于 N_b , 因此相同条件下此方法的捕获概率低于方法3。

运用这4种非相干积分方法对四维非相干积分矩阵进行处理时,方法1的独立处理维仅为可能的数据位边界个数 N_{be} ; 方法4的4个维都独立处理;方法3的独立维仅为可能的数据位边界个数 N_{be} 和C/A码搜索点数 N_{ms} ; 方法4的独立维为可能的数据位边界个数 N_{be} 和多普勒频移搜索点数 N_b 。表1是4种非相干积分方法的独立处理维对比,其中阴影部分对应的是非独立处理维,需要在这些维对应的矩阵上进行寻找最大值操作。一般来说,独立处理的维数越多,搜索到的最大值越精确。因此从对这4种方法的对比分析可知,相同捕获条件下,捕获概率从高到低依次为方法2,3,4和1。一般 $N_{ms} > N_b$, 所以方法3优于方法4。

表1 四种非相干积分方法的独立处理维对比

非相干积分方法的 4个维		方法1	方法2	方法3	方法4
1	可能的数据位 边界个数 N_{be}	独立维	独立维	独立维	独立维
2	导航数据位个数 N_{db}		独立维		
3	C/A码搜索点数 N_{ms}		独立维	独立维	
4	多普勒搜索点数 N_b		独立维		独立维

3 仿真实例

对于实际的GPS实验数据,捕获阈值是GPS信号捕获非常重要的一个参数,捕获阈值的合理确定是非常关键的,捕获概率一般定义为:对于某一捕获条件,非相干积分结果的最大值大于捕获阈值这一情况出现的概率。但因为本文使用的是仿真数据,能够暂时避开了捕获阈值的讨论和应用,因而可以从捕获概率的另一个定义出发来讨论4种非相干积分方法的优劣。这样做能够成立的原因是因为当捕获参量(码相位和多普勒频移)有参考值时,捕获概率可以定义为:对于某一捕获条件,非相干积分结果的最大值对应的码相位和多普勒频移在误差允许的范围内这一情况出现的概率。理论上,码相位的误差范围一般为 $-0.5 \sim 0.5$ 码片,在这

个范围外码之间的相关度基本为零;多普勒频移的误差范围一般为几个频率搜索步长,误差范围太大不利于后续的跟踪环路的设计。本节的蒙特卡罗仿真部分,因为仿真时有码相位和多普勒频移的参考值,因此第2种定义下的捕获概率较容易实现。

蒙特卡罗仿真中用到的捕获概率的定义表达式为

$$P_D = \Pr \left\{ \begin{array}{l} \max_{n_\tau, f_d} T_{n_\tau, f_d} \quad |n_{\text{ref}} - n_\tau| < 0.5 \text{ 码片} \\ \text{且 } |f_{\text{ref}} - f_d| \leq \frac{m}{T_I} \end{array} \right\} \quad (9)$$

其中, T 为非相干积分结果矩阵; T_{n_τ, f_d} 是对应于一对码相位和多普勒频移组合 $\{n_\tau, f_d\}$ 的矩阵元素; $\max_{n_\tau, f_d} T_{n_\tau, f_d}$ 是 T 的最大值对应的 $\{n_\tau, f_d\}$; $\{n_{\text{ref}}, f_{\text{ref}}\}$ 是码相位和多普勒频移的参考值; T_I 是相干积分时间, $1/T_I$ 是频率搜索步长; m 为整数; m/T_I 即为多普勒频移的误差允许范围。

设采样频率为 $f_s = 5.7$ MHz, 仿真的基带 GPS 离散信号结构由 4 部分组成: (1) 与 PRN1 相对应的伪随机码信号, 码相位的值在 1 ms 内 5 700 个采样点中为 $n_\tau = 505$; (2) 受多普勒影响的基波, 幅度设为 1, 多普勒频移的值设为 $f_d = 200$ Hz; (3) 随机产生的 50 Hz 导航数据位; (4) 高斯白噪声。载噪比 C/N_0 的仿真范围设为 10~21 dB-Hz。对于每个 C/N_0 , 按这些要求生成 100 组 GPS 信号, 这 100 组信号的纯信号部分都相同, 纯噪声部分是高斯白噪声, 由随机函数产生。然后对于每个 C/N_0 , 对这 100 组信号进行捕获, 根据捕获成功的次数来计算信号的捕获概率。每组信号捕获时, 假设可见卫星已知, 那么接收机中复制的伪随机码信号仅含 PRN1。捕获给定相干积分时间 $T_I = 80$ ms, 非相干积分次数 $N_{T_I} = 30$, 多普勒频移的搜索范围为 $f_d \in (-500, 500)$ Hz, 可能的导航数据位边界搜索数 $N_{be} = 10$ 。设捕获的最后相干积分结果的最大值对应的多普勒频移和码相位分别为 \hat{f}_d 和 \hat{n}_τ , 如果 $|f_d - \hat{f}_d| \leq 25$ Hz (即式 (9) 中的 $m = 2$), $|n_\tau - \hat{n}_\tau| < 3$ (即大约为式 (9) 中的半个码片), 则认为捕获成功。捕获概率如图 3 和表 2 所示。对于每种方法, 捕获概率随 C/N_0

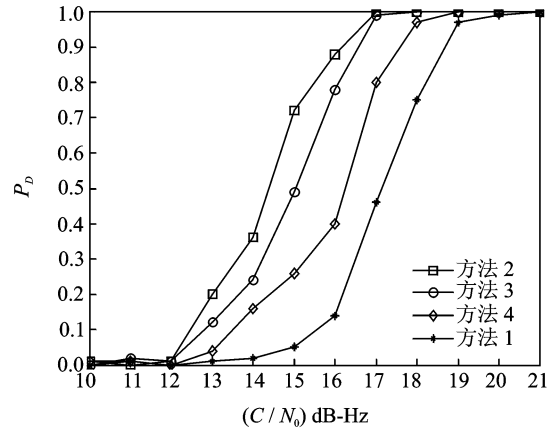


图 3 在 $T_I = 80$ ms, $N_{T_I} = 30$, $N_{be} = 10$, $f_d \in (-500, 500)$ Hz 条件下, 不同 C/N_0 值时, 方法 1, 2, 3, 4 对应的捕获概率图

的增加而增加, 直至捕获概率为 100%, 这与信号检测规律符合。当 $C/N_0 = 10 \sim 12$ dB-Hz 时, 4 种方法的捕获概率基本为零; 当 $C/N_0 = 13 \sim 17$ dB-Hz 时, 方法 1, 4, 3, 2 的捕获概率依次增加; 随着 C/N_0 的继续增加, 方法 2, 3, 4, 1 的捕获概率陆续先后达到 100%; 当 C/N_0 增至 21 dB-Hz 时, 所有方法的捕获概率都为 100%。因此可以得出, 未辅助的 GPS 弱信号捕获灵敏度从高到低依次为方法 2, 方法 3, 方法 4 和方法 1。方法 2 的捕获灵敏度最高, 优于其他方法; 方法 1 的捕获灵敏度最低。从图 3 和表 2 可以看出, 几种方法对应的捕获灵敏度差异是不容忽视的, 尤其是方法 2 和方法 1。

仿真包含数据的生成和对生成的数据进行捕获 2 个方面, 过程如下: (1) 给出 C/N_0 的初始值 12 dB-Hz, 按给出的条件仿真出相应的信号, 然后对该信号进行捕获; 如果方法 1 或方法 2 或方法 3 或方法 4 中有任一种方法对应的捕获不成功, C/N_0 增加 1 dB-Hz, 再次依次执行信号仿真和仿真信号捕获操作; 此过程一直进行, 直至方法 1, 方法 2, 方法 3 和方法 4 对同一组信号的捕获都同时成功; 在这过程中, 记录下方法 1, 方法 2, 方法 3 和方法 4 能检测到的最小的 C/N_0 , 至此一个循环结束。(2) 此循环过程统计运行 100 次, 结果如图 4-5 所示。图 4(a-d)

表 2 在 $T_I = 80$ ms, $N_{T_I} = 30$, $N_{be} = 10$, $f_d \in (-500, 500)$ Hz 条件下, 不同 C/N_0 值时, 方法 1, 2, 3, 4 对应的捕获概率值 %

C/N_0 /dB-Hz	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
方法 2	1	0	1	20	36	72	88	100	100	100	100	100
方法 3	0	2	1	12	24	49	78	99	100	100	100	100
方法 4	1	1	0	4	16	26	40	80	97	100	100	100
方法 1	0	1	0	1	2	5	14	46	75	97	99	100

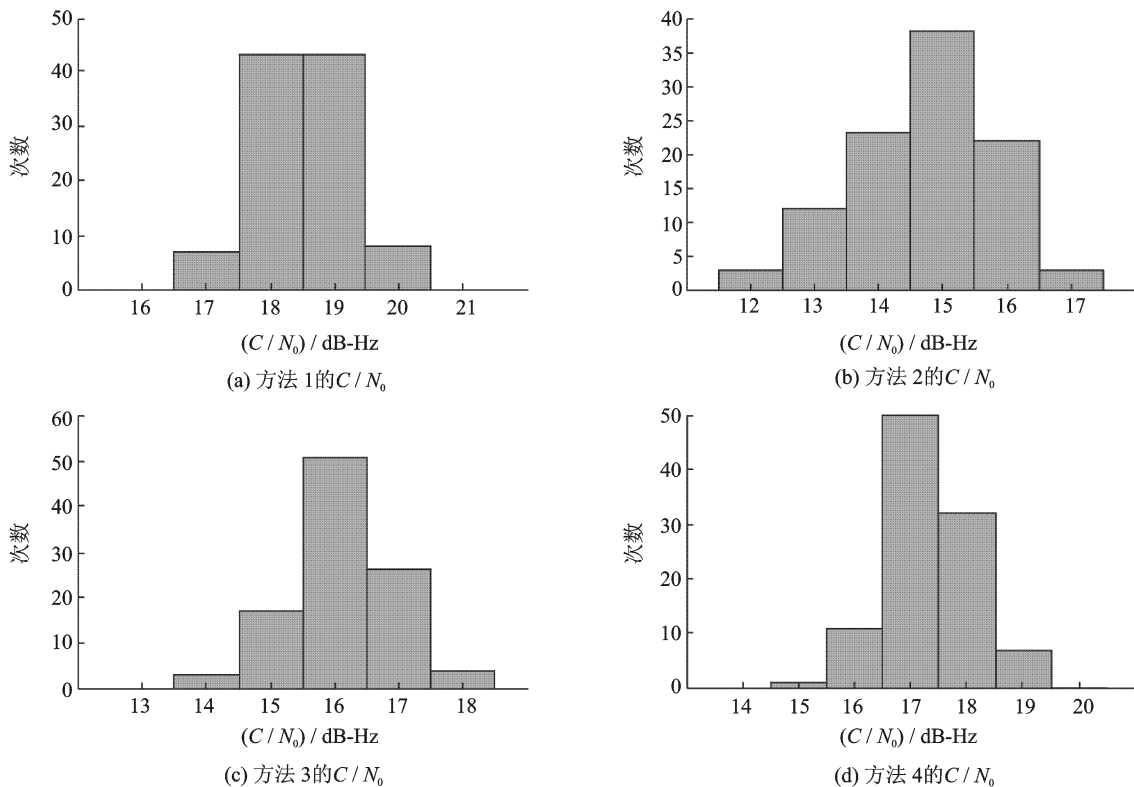


图4 4种方法能检测到的最小 C/N_0 的100次统计直方图

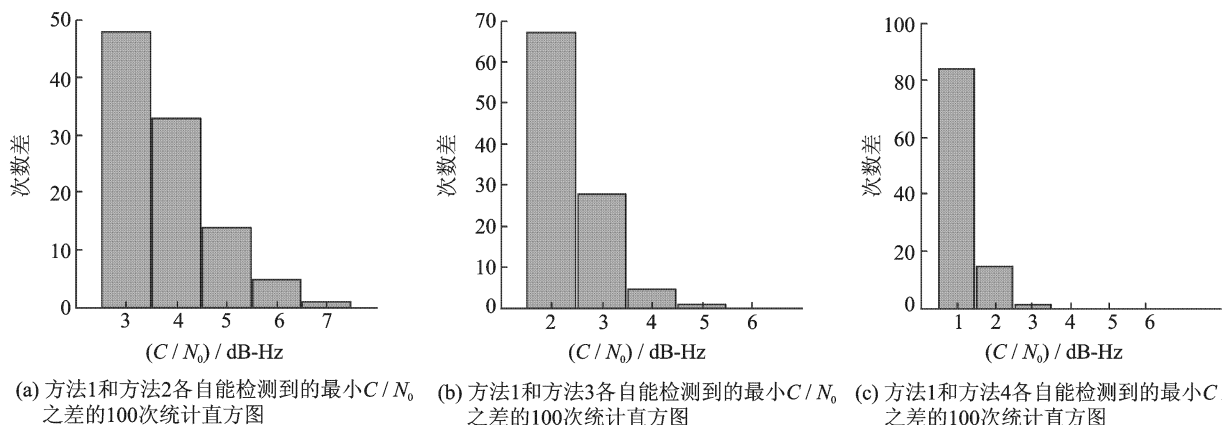


图5 统计直方图

是方法1,方法2,方法3和方法4能检测到的最小 C/N_0 的100次统计直方图。从图4也可以看出捕获灵敏度从高到低依次为方法2,方法3,方法4和方法1。图5(a-c)是4种方法能检测到的最小 C/N_0 之差的统计直方图。虽然这4种方法能检测到的 C/N_0 的差值的范围有3~5个,但因为大的 C/N_0 差值对应的捕获概率较小,因此只保留最大的2个差值来计算4种捕获方法能捕获的最小 C/N_0 之差。保留概率最大的2个 C/N_0 之差并求平均,方法1与方法2之差、方法1与方法3之差、方法1与方法4之差分别对应的值为3.4、2.3和1.2 dB-Hz。因此,在此例条件下,可以得出定量结果:方法2的检测

灵敏度比方法1高3 dB左右,方法3的检测灵敏度比方法1高2 dB左右,方法4的检测灵敏度比方法1高1 dB左右。

4 结 论

本文介绍了GPS弱信号捕获的4种可供选择的非相干积分方法,其中方法4是首次提出的。并从正常GPS信号出发介绍了GPS弱信号的捕获算法。这4种非相干积分方法使用了不同的计算方式在每个相干积分操作上计算非相干积分,达到了节省计算量和存储空间的目的。从捕获概率出发分别分析了这4种方法的性能,捕获灵敏度从高到低依

次为方法 2、方法 3、方法 4 和方法 1。并举出了 GPS 弱信号捕获的蒙特卡罗仿真,验证了在相同的信号、相同的相干积分时间、相同的非相干积分次数和相同的导航数据位分界下,4 种非相干积分方法的捕获概率从高到低依次为方法 2,方法 3,方法 4 和方法 1。还给出了进一步的仿真来计算方法 1,方法 2,方法 3 和方法 4 的捕获灵敏度差异,得到的定量结果为:方法 2 的检测灵敏度比方法 1 高 3 dB 左右,方法 3 的检测灵敏度比方法 1 高 2 dB 左右,方法 4 的检测灵敏度比方法 1 高 1 dB 左右。方法 4 并非性能最佳的方法,但它的被提出丰富了非相干积分方法的结构。

不同相干积分方法在计算量上相当,但对弱信号捕获概率的影响可观,这一直以来没有得到足够的重视,本文的研究结果指出方法 2 明显优于其他方法,且方法 2 和方法 1 之间的对比尤其明显。在弱信号的捕获方法问题上,还能应用其他的理论进一步改进 GPS 弱信号捕获方法。事实上,在 GPS 弱信号捕获中,捕获概率只是判断标准之一。4 种非相干积分方法对应的捕获方法性能的全面分析涉及到信号检测理论和统计理论。本文得到的定量结果也需要从理论分析上加以验证。

致谢 本文的仿真结果在国防科学技术大学银河 II 计算机上执行并行计算得到,特此表示感谢。

参考文献:

- [1] U S air force. Navstar GPS space segment/navigation user interfaces (IS-GPS-200E) [S]. August 13th, 2010.
- [2] Ziemer R E, Peterson R L. Digital communications and spread spectrum systems [M]. New York: Macmillan Publishing Company, 1985.
- [3] Torrieri D. Principles of spread-spectrum communi-

cation systems [M]. Boston: Springer, 2010.

- [4] Van Dierendonck A J. GPS receivers, in global positioning system: theory and applications[M]. Parkinson B W, and Spilker J J Jr, Editors. Washington: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1996.
- [5] Ward P W, Betz J W, Hegarty C J. Satellite signal acquisition, in understanding GPS: principles and applications[M]. 2nd edition. Kaplan E D, Hegarty C J, Editors. London: Artech House, 2006.
- [6] Tsui J B Y. Fundamentals of global positioning system receivers: a software approach [M]. 2nd edition. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [7] Borre K, Akos D M, Bertelsen N, et al. A software-defined GPS and Galileo receiver: single-frequency approach[M]. Boston: Birkhuser, 2006.
- [8] Skolnik M I. Introduction to radar systems [M]. New York: McGraw-Hill, 1962.
- [9] Richards M A, Scheer J A, Holm W A. Principles of modern radar: basic principles [M]. Raleigh, NC: Scitech publishing, 2010.
- [10] Ziedan N I. GNSS receivers for weak signals [M]. London: Artech House, 2006.
- [11] Ziedan N I, Garrison J L. Unaided acquisition of weak GPS signals using circular correlation or double block zero padding [C]//Proceedings of 2004 Position Location and Navigation Symposium (PLANS). New York: IEEE, 2004:461-470.

作者简介:张文(1980-),女,博士研究生,研究方向:卫星信号处理和 GNSS/INS 组合导航,E-mail: du. zhangwen@yahoo.com.cn;饶谷音(1977-),男,博士,研究方向:光电惯性技术;韩松来(1982-),男,博士,研究方向:卫星导航惯性导航及组合导航;袁保伦(1979-),男,博士,研究方向:光电惯性技术。