

文章编号: 2095-4980(2015)05-0757-06

基于FFT的二维并行长码捕获算法

邬志影¹, 常青¹, 尚梦云²

(1.北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191; 2.中国航天科技集团公司 中国航天空气动力技术研究院, 北京 100071)

摘要: 导航伪随机长码周期一般为7天, 在时间不确定度为 ± 1 s, 码速率为10.23 MHz的情况下, 需要搜索码片数最多达20 460 000个, 普通方法难以实现短时间内捕获。通过增加硬件资源消耗及减少相干积分时间能加快捕获速度, 但由于硬件资源有限, 而减少相干积分时间会导致捕获灵敏度降低。为了在有限的硬件资源下, 不影响捕获灵敏度而又能快速实现捕获, 研究了一种基于快速傅里叶变换(FFT)的二维并行搜索算法。通过与传统基于FFT的码相位并行多普勒串行搜索及匹配滤波+FFT方法在捕获时间、灵敏度及硬件资源3方面对比, 验证了基于FFT的二维并行捕获方法在长码捕获中具有捕获速度快、捕获灵敏度较高、硬件资源的利用更加合理等优势。

关键词: 长码; 快速傅里叶变换; 捕获时间; 灵敏度; 硬件资源

中图分类号: TN914.42

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201505.0757

Two-dimensional parallel long code acquisition algorithm based on FFT

WU Zhiying, CHANG Qing, SHANG Mengyun

(1.School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China; 2.Academy of Aerospace Aerodynamics Technology, China Aerospace Science and Technology Corporation, Beijing 100071, China)

Abstract: The navigation pseudo random long code period is 7 days generally. When the time uncertainty is ± 1 s and the code rate is 10.23 MHz, the chips needed to search are up to 20 460 000. So it is difficult to realize acquisition in short time with common methods. By increasing the consumption of hardware resource and reducing the coherent integration time, the acquisition speed will be increased. Nevertheless this will lead to the decrease of the acquisition sensitivity due to the limited hardware resources. In order to realize the acquisition quickly without affecting the acquisition sensitivity with the limited hardware resources, the two-dimensional parallel search method based on Fast Fourier Transform (FFT) is presented. By comparing with the methods of code phase parallel searching based on FFT and matched filtering +FFT in three aspects: acquisition time, sensitivity, and hardware resources, the proposed algorithm is demonstrated to have advantages of fast acquisition speed, high sensitivity, and rational use of the hardware resources in the long code acquisition.

Key words: long code; Fast Fourier Transform; acquisition time; sensitivity; hardware resources

基于码分多址的全球定位系统(Global Positioning System, GPS)使用的伪随机序列除C/A码外, 还使用了一种周期为一个星期的P码。由于P码的码速率高, 周期长, 其在抗干扰、保密性及测量精确度等方面均优于C/A码。为了利用其在这些方面的优势, 有必要对P码的接收处理进行研究。卫星导航系统接收处理主要包括捕获、跟踪、数据解调及定位等模块, 捕获模块作为接收机基带处理最前端^[1], 其捕获性能的好坏直接影响到后续的跟踪定位等一系列处理。目前捕获算法主要分为4大类: 线性搜索、并行频率搜索、并行码相位搜索、频率码相位均并行搜索。对于短码来说, 其周期较短, 不用担心捕获时间, 故而捕获算法也非常之多; 而对于长码, 由于其周期较长, 为了满足实时性, 对捕获时间提出了更高要求。长码直捕算法的设计原则主要考虑3个方面: 捕获灵敏度、捕获时间及资源消耗。目前, 长码直捕已有几种较为成熟的算法, 但并没有针对这些算法性能分析对比的相关文章。长码直捕算法主要有XFAST(Extended replica Folding Acquisition Search Technique)重叠搜索^[2]、基于FFT的码相位并行多普勒串行搜索^[3]和匹配滤波+FFT搜索方法等, 这些方法各有优缺点: XFAST重叠搜索方

收稿日期: 2014-10-11; 修回日期: 2014-11-19

基金项目: 国家高技术研究发展计划资助项目(863计划)

法一次性可搜索若干段伪码段, 捕获速度快, 但其捕获灵敏度较差; 基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索方法的多普勒只能串行搜索, 对于捕获速度要求较高的长码捕获无法满足直捕时间要求; 匹配滤波+FFT 搜索方法的码相位和多普勒均并行搜索, 速度快且灵敏度较高, 但其占用的逻辑资源较大。文献[4]提出了一种基于 FFT 的二维并行搜索方法, 该方法先利用 FFT 实现码相位并行搜索, 在该基础上再次利用 FFT 实现多普勒并行搜索。本文重点研究了文献[4]所提出的方法, 将该方法与基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索方法及匹配滤波+FFT 进行对比, 在捕获时间、灵敏度及硬件资源消耗三个方面进行性能比较, 论证了基于 FFT 的二维并行搜索方法在长码捕获中的优越性。

1 基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索

基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索方法于 1991 年由 D J R Van Nee 和 A J R M Coenen 提出^[3], 其过程是将接收信号下变频后, 计算其 FFT, 同时对本地伪随机码进行相同点数的 FFT, 将信号下变频后的 FFT 结果与本地伪随机码的 FFT 结果共轭相乘, 然后对共轭相乘结果进行 IFFT, 从而得到接收信号和本地伪随机码的循环相关值。最后, 将循环相关值经过若干次非相干累加, 将非相干累加结果送入判决器, 完成伪码相位的频域并行搜索。

考虑到长码的无周期性及硬件资源的有限性, 无法一次对所有的伪码相位进行搜索, 只能截取本地伪码和接收信号的一段进行 FFT 及相关操作以实现一定数目的码相位搜索。当判决失败时, 调整载波频率, 进行新一轮搜索。如果所有频点频率搜索完仍未捕获成功, 则将本地码相位偏移一段相位, 再次进行搜索, 直到搜索成功或者超出搜索次数认为信号不存在。

该方法虽然能对卫星导航信号的伪码相位进行并行搜索, 但多普勒只能串行搜索, 这无疑加长了长码直捕时间。尽管可以通过增大多普勒搜索步径, 减少搜索的频点来提高捕获速度, 但由多普勒步径增大而引入的残余频偏差会导致相关峰衰减, 严重影响捕获灵敏度。式(1)为采用该方法得到的本地伪码与接收信号相关后的信噪比估计^[5-6]:

$$S/N = C/N_0 - 10\lg \frac{1}{T} + 10\lg \left(1 - \frac{\varepsilon}{2}\right)^2 + 10\lg \left[\text{Sa} \left(\frac{\pi T \Delta f}{2} \right) \right]^2 \quad (1)$$

式中: C/N_0 为接收机前端输出信号的载噪比; T 为相干积分时间; ε 为码相位搜索间隔; Δf 为频率搜索间隔。上式右边各项分别表示了相干积分、码片未对准和载波频差等因素对 S/N 的影响。

假设 $\Delta f = 500 \text{ Hz}$, $T = 0.5 \text{ ms}$, 则由式(1)最后一项计算得到载波频差带来的信噪比损失约为 2.3 dB; 当 $\Delta f = 1\,000 \text{ Hz}$ 时, 该方法的捕获速度快了 1 倍, 但此时载波频差带来的信噪比损失约为 11.9 dB。可见基于 FFT 的码相位频域并行搜索方法受 Δf 影响较大, Δf 越大, 捕获速度越快, 但灵敏度越低, 反之则相反。

2 匹配滤波+FFT

匹配滤波+FFT 的捕获思想是在码相位方向上通过分段折叠匹配滤波器组得到相关值, 将得到的各段相关值结果对应位上做 FFT 变换进行多普勒并行搜索。该方法以本地伪码作为匹配滤波器系数, 匹配滤波器相关过程相当于接收信号相对本地伪码滑动, 每滑动 1 次, 产生 1 个相关结果, 将每个分段匹配滤波器的相关结果 FFT 进行多普勒并行搜索, 当接收信号和本地伪码的相位对齐时, 有明显的相关峰值输出。

对于无周期长码, 需要截取本地伪码的其中一段进行相关, 信号每滑动 1 次, 分段匹配滤波器输出 1 个相关值, 将对应位置相关值 FFT 得到对应码相位的多普勒频偏值。当检测判决成功, 则认为捕获成功; 否则, 继续滑动信号搜索直到捕获成功。

匹配滤波+FFT 方法在频域对多普勒并行搜索, 无需像基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索方法中每次搜索一个载波频点。同时, 分段匹配滤波器相当于多个短时并行相关器, 通过设计分段匹配滤波器长度可以改变多普勒动态搜索范围, 而改变分段匹配滤波器的个数可以相应地改变多普勒搜索步径, 可见匹配滤波+FFT 设计具有很大的灵活性。匹配滤波+FFT 方法的 FFT 输出端信噪比除了式(1)中各项外, 还包含 FFT 对相邻部分相关结果相位补偿不完全引起的信噪比损失, 其最大损失^[7-8]约为:

$$\Delta L = 10\lg \left[\frac{\sin(\pi P/2N)}{P \sin(\pi/2N)} \right]^2 \quad (2)$$

式中: P 为匹配滤波器段数; N 为 FFT 点数。由于分段匹配滤波器每段的相关积分时间非常短, 所以由式(1)引入的残差损失很小, 假设每段滤波器积分时间 $T = 0.05 \text{ ms}$, $P = 20$, $N = 32$, $\Delta f = 625 \text{ Hz}$, 计算得到频偏引入的残差损失仅为 0.03 dB , 相位补偿不完全导致的损失为 1.4 dB 。

可见匹配滤波+FFT 方法灵敏度较高, 同时设计上具有很大的灵活性。然而这种方法仍存在一定的缺陷, 即该方法的匹配滤波器需要消耗大量的硬件逻辑资源, 每个匹配滤波器需要进行大量的累加运算, 同时, 分段匹配滤波器需要大量的移位寄存器。所以对长码捕获来说, 在硬件逻辑资源匮乏的情况下, 匹配滤波+FFT 方法的参数设计具有一定的难度。

3 基于 FFT 的二维并行捕获

基于 FFT 的二维并行捕获方法结合了基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索方法的码相位并行搜索及匹配滤波+FFT 方法的多普勒并行搜索特点, 实现了码相位及多普勒二维并行搜索。其具体实现原理如下:

假设卫星导航信号为二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)体制信号, 则信号经过 I/Q 两路下变频采样后可表示如下:

$$s(n) = Ac(nT_s)d(nT_s)e^{-j(2\pi f_e T_s n + \theta_e)} \quad (3)$$

式中: A 是信号幅度; T_s 为采样时间间隔; $c(nT_s)$ 为调制的伪码序列; $d(nT_s)$ 是导航数据; f_e 为载波剥离后的多普勒残差; θ_e 为载波剥离后的初相位差。

下变频后的信号与本地伪码进行相关, 利用式(4)实现其相关过程:

$$z[n] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)y(m-n) = \frac{1}{N} (\text{IFFT}\{\text{FFT}\{x[n]\}\} * \text{conj}(\text{FFT}\{y[n]\})) \quad (4)$$

式中: $z[n]$ 为 n 时刻相关值; $x(m)$ 和 $y(m-n)$ 分别为相关信号, m 和 n 的取值均为 0 到 $N-1$ 的整数。假设导航数据没有跳变, 相关后的值为:

$$z[n] = AR(\tau_n) \frac{\sin(\pi f_e T_s N)}{\sin(\pi f_e T_s)} e^{-j[\pi f_e T_s (2N_1 + N - 1) + \theta_e]} \quad (5)$$

式中: τ_n 为本地伪码与接收信号伪码之间的相位差异; N_1 为相关的起始时刻; $R(\tau_n)$ 代表最大值为 1 的伪码相关函数。

将多段相关结果的同一相位进行 FFT 计算并取模得到:

$$r[k] = \left| AR(\tau_n) \frac{\sin(\pi f_e T_s N)}{\sin(\pi f_e T_s)} \frac{\sin\left[M\pi\left(f_e T_{\text{coh}} - \frac{k}{M}\right)\right]}{\sin\left[\pi\left(f_e T_{\text{coh}} - \frac{k}{M}\right)\right]} \right| \quad (6)$$

式中: $r[k]$ 为相关值绝对值; $T_{\text{coh}} = NT_s$; M 为同一码相位 FFT 计算点数; k 为 $0, 1, 2, \dots, M-1$ 的整数。

当 $f_e T_{\text{coh}} < \frac{1}{2}$ 时, $\frac{\sin(\pi f_e T_s N)}{\sin(\pi f_e T_s)}$ 项基本为 N , 则式(6)在码相位偏差 $\tau_n = 0$ 且 $f_e T_{\text{coh}} = \frac{k}{N}$ 时, $|r[k]|$ 具有相关峰, 这便完成了码相位及多普勒二维搜索。

根据以上原理, 基于 FFT 的二维并行搜索方法硬件实现原理如图 1 所示。信号首先下变频到基带, 然后利用 FFT/IFFT 实现对信号和伪码的并行相关, 将每次计算得到的相关值存储在 RAM 中, 当达到了一定次数后, 将对应码相位信号从每个 RAM 中读出 FFT, 将每个码相位得到的 FFT 结果取模累加送入判决器中进行捕获判决。

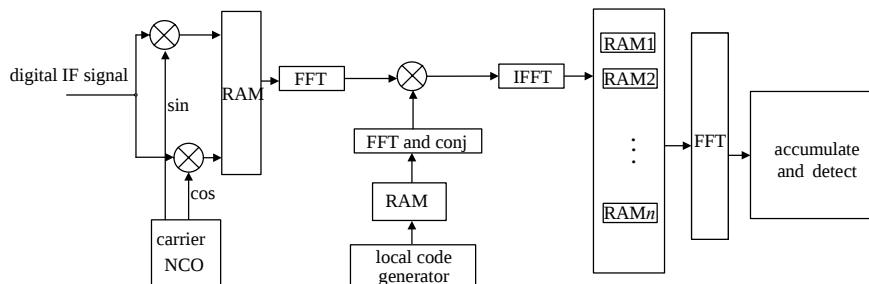


Fig.1 Schematic diagram of two-dimensional parallel search method based on FFT

图 1 基于 FFT 的二维并行搜索方法原理框图

由图 1 知, 基于 FFT 的二维并行捕获方法利用 FFT 处理实现了码相位及多普勒二维并行搜索。其中对本地伪码及下变频信号的 FFT 及 IFFT 操作完成伪码相位的搜索, 而对存储的 IFFT 结果进行 FFT 实现多普勒频偏搜索。由式(1)知, 该方法计算的信噪比损失不仅包括码相位搜索间隔引入的损失和频率间隔引入的损失, 同时包括频率偏移量引入的损失, 假设码相位搜索 FFT 点数为 1 024 点, IFFT 输出 20 段存储, 多普勒搜索 FFT 点数为 32 点, $f_c = 5\,000\text{ Hz}$, $f_s = 20.46\text{ MHz}$, 则多普勒频移引入的损失为 0.46 dB, 频率间隔引入的损失基本为 0 dB, 相位补偿不完全导致的损失为 1.4 dB。

通过改变码相位搜索的 FFT 点数可控制搜索的码片数及多普勒搜索范围, 改变多普勒搜索的 FFT 点数可控制频率搜索间隔, 同时改变两者可以有效地控制信噪比损失, 可见该方法同样具有很大的灵活性。通过对以上 3 种方法在相干积分后信噪比的分析可知, 该方法信噪比受频偏误差影响相较于基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索方法较小, 但相较于匹配滤波+FFT 影响较大。

4 性能分析及仿真验证

4.1 基于 FFT 的二维并行捕获算法实现

对于长周期码调制的信号, 本文假设其码速率为 10.23 Mcps, 载噪比为 40 dB, 码相位偏移 400 码片, 多普勒频偏为 3.2 kHz。捕获采用的采样频率采用 21 MHz, 考虑多普勒范围为 $-5\text{ kHz} \sim 5\text{ kHz}$, 取伪码相位搜索 FFT 点数 2 048 点, 满足多普勒搜索范围, 即 $21\text{ MHz}/2048 = 10.3\text{ kHz} > 10\text{ kHz}$, 多普勒搜索 FFT 取 64 点。捕获结果如图 2 所示。

在该设计中频率搜索分辨力为 $10.3\text{ kHz}/64 = 160.9\text{ Hz}$, 码相位搜索间隔为 $10.23/21 = 0.49\text{ chip}$, 由图 2 仿真结果看出, 捕获所得到的码相位及多普勒频偏值均在误差允许范围内, 即该方法实现了多普勒及码相位并行搜索。

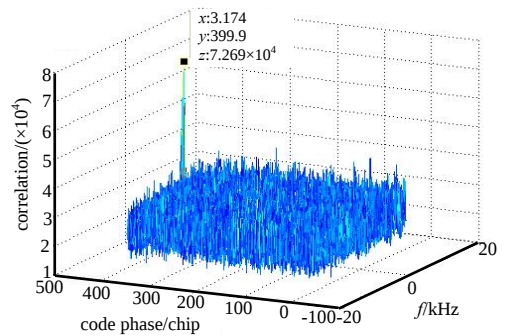


Fig.2 Acquisition result of two-dimensional parallel search method based on FFT

图 2 基于 FFT 的二维并行捕获算法捕获结果

4.2 几种方法的性能比较分析

为了进一步分析基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索算法、匹配滤波+FFT 算法及基于 FFT 的二维并行捕获算法的性能, 以下就捕获时间、硬件资源消耗(计算复杂度)、捕获灵敏度三方面对这 3 种算法进行比较分析。

4.2.1 捕获时间

卫星导航信号捕获需要完成码相位及多普勒频偏二维搜索, 匹配滤波+FFT 及基于 FFT 的二维并行搜索均是二维搜索, 而基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索算法对多普勒频偏为串行搜索。

对于基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索算法, 假设资源充足, 一次搜索 1 ms 伪码相位, 非相干次数取为 1, 该算法需要用时 2 ms(考虑 1 ms 补 0), 则搜索 64 个频点需要用时 $64 \times 2 = 128\text{ ms}$ 。

对于匹配滤波+FFT 捕获方法, 首先需要 1 ms 数据填充整个匹配滤波器的移位寄存器, 然后每次匹配滤波相关输出后, 滑动一次信号数据进行下次相关输出, 所以搜索完 1 ms 码相位需耗时 2 ms, 假设分段匹配滤波器段数为 64, 采样频率为 20.46 MHz, 计算 FFT 的时钟频率取为 81.84 MHz, 每段的时间为 $1/64 = 0.004\text{ ms}$, 1 ms 信号共滑动 20 460 次(码速率为 10.23 MHz), 则 FFT 计算需要用时 $64 \times 20\,460/81.84\text{ MHz} = 8\text{ ms}$, 即匹配滤波+FFT 一共用时 $8\text{ ms} + 1\text{ ms} + 1\text{ ms} = 10\text{ ms}$ 。

对于基于 FFT 的二维并行搜索算法, 其进行伪码搜索的 FFT 点数受频偏限制, 一次搜索的伪码数较少, 假设一次搜索 0.05 ms, 首先将伪码相关后的结果存储 10 段, 然后将这 10 段结果进行 64 点 FFT(补 54 个零), 考虑流水线操作, 一共需耗时约 0.5 ms, 则搜索完 1 ms 需要耗时 10 ms。

由以上分析知, 在不考虑硬件资源的情况下, 匹配滤波+FFT 方法与基于 FFT 的二维并行搜索方法捕获时间均较短, 而基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索方法耗时最长。需要指出的是, 以上分析建立在资源充足的条件下。另外, 由以上对捕获时间评估的过程可知, 在相同捕获时间下, 基于 FFT 的码相位并行多普勒串行搜索算法所需的 FFT 点数较大, 消耗资源最多, 基于 FFT 的二维并行搜索方法最节省资源。

4.2.2 捕获硬件资源

采用 Xilinx 的 XC7K325T-2FBG676 型号的 FPGA 芯片进行 3 种算法的资源比较, 对于匹配滤波+FFT, 由于分段匹配滤波采用了大量的加法器实现时域的线性相关, 所以该算法的逻辑资源消耗较大; 而基于 FFT 的码相

位并行多普勒串行搜索算法主要资源消耗是由FFT引起,FFT点数越大,需要消耗的逻辑资源及RAM资源越多,对于基于FFT的二维并行搜索算法更是如此。

假设基于FFT的码相位并行多普勒串行搜索方法的FFT位宽为13 bit,深度为65 536,实现时IFFT和FFT操作以流水线形式采用一个FFT IP核以节省资源;对于匹配滤波+FFT方法,假设分段匹配滤波器包括16段32位长的移位寄存器(SRL),共256个匹配滤波器,该匹配滤波器的位宽为4 bit,FFT输入位宽为13 bit,点数为256点;对于基于FFT的二维并行搜索方法,进行伪码搜索的FFT点数取为2 048,对多普勒搜索的点数取为64,位宽均取为13 bit。另外,需要指出的是,FFT进行伪码相位搜索及多普勒频偏搜索均需要考虑数据的存储。根据以上参数设计,在保证捕获时间相同的基础上,主要资源占用情况如表1所示。

表1 3种方法的主要资源使用量
Table1 Main resource usage of the three methods

method	SLICE	FIFO16/ RAMB16 s	DSP48s
code phase parallel and Doppler serial acquisition based on FFT	61 810 (15%)	300 (67%)	25 (3%)
matched filtering +FFT	163 037 (40%)	40 (9%)	0
two dimensional parallel search based on FFT	44 831 (11%)	147 (32%)	13 (1%)

从资源占用的比较看出,基于FFT的码相位并行多普勒串行搜索方法消耗的RAM多达67%,这不利于FPGA后续对RAM资源的使用,而匹配滤波+FFT方法所占用的RAM数最少,但其占用的SLICE资源较多。比较匹配滤波+FFT方法与基于FFT二维并行搜索方法可以看出,2种方法在硬件资源消耗方面各有优缺点,匹配滤波+FFT方法的RAM使用数少,但其所需SLICE资源较多,而基于FFT时频域并行方法与其相反。在实际FPGA电路的设计过程中,需要根据具体FPGA芯片资源及实现功能合理选择相应的算法。

4.2.3 捕获灵敏度

对灵敏度的对比,通过仿真不同载噪比条件下相同的相干积分时间的捕获,并对3种方法的相关峰值和噪声平均功率的比值进行比较(相关峰值和噪声平均功率的比值越高,满足一定捕获概率的最小载噪比越低)。仿真结果如图3所示。

由图3看出,在各个载噪比条件下,匹配滤波+FFT的方法相关值与噪声的比值略高于基于FFT的二维并行搜索算法,后者的相关值与噪声比值又略高于基于FFT的码相位并行多普勒串行搜索方法。综上可知,在相同的相干积分时间条件下,匹配滤波+FFT方法的信噪比最高,基于FFT的二维并行搜索方法次之,而基于FFT的码相位并行多普勒串行搜索算法相干积分后的信噪比最差。

5 结论

对于长码捕获,不仅需要考虑其捕获灵敏度和实现的资源消耗,还需要考虑其捕获速度的快慢。基于FFT的码相位并行多普勒串行搜索方法虽然

利用了FFT实现对码相位的并行搜索,但由其频率串行搜索带来捕获时间的增加不利于长码的捕获;匹配滤波+FFT在合理的参数设计下能够实现快速捕获而且灵敏度较高,但其消耗的逻辑资源较多;基于FFT的二维并行搜索合理地利用了以上2种方法的优势实现了二维并行搜索,该方法捕获速度快,捕获灵敏度也相对较高,但其消耗的存储资源相对较多。在实际工程实现时,需要综合考虑,合理选择匹配滤波+FFT方法或者基于FFT的二维并行搜索方法实现长码捕获。

参考文献:

- [1] 谢钢. GPS原理与接收机设计[M]. 北京:电子工业出版社, 2009. (XIE Gang. Principles of GPS and Receiver Design[M]. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2009.)
- [2] YANG Chun,Vasquez M J,Chaffee J. Fast direct P(Y)-code acquisition using XFAST[C]// Proceedings of International

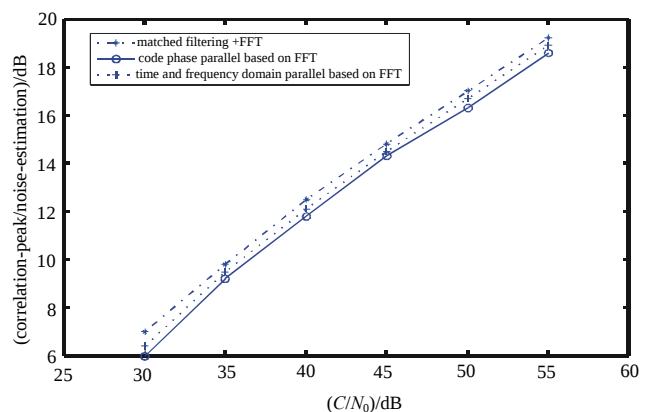


Fig.3 Ratio of peak and noise power of acquisition result
图3 捕获结果峰值噪声功率比

Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Nashville,TN,USA:The Institute of Navigation, 1999:317-324.

- [3] Van Nee D J R,Coenen A J R M. New fast GPS code-acquisition technique using FFT[J]. Electronics Letters, 1991,27(2):158-160.
- [4] Akopian D. A fast satellite acquisition method[C]// Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Salt Lake City,UT,USA:The Institute of Navigation, 2001:2872-2881.
- [5] O'Driscoll C,Murphy C C. Performance analysis of an FFT based fast acquisition GPS receiver[C]// Proceedings of the National Technical Meeting of the Institute of Navigation, 2005:1014-1025.
- [6] David M Lin,James B Y Tsui,Lee L Liou,et al. Sensitivity limit of a stand-alone GPS receiver and an acquisition method[C]// Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Portland,Oregon,USA:The Institute of Navigation, 2002:1663-1667.
- [7] Spillard C L,Spangenberg S M,Povey G J R. A serial-parallel FFT correlator for PN code acquisition from LEO satellites[C]// IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Sun City,South Africa:IEEE, 1998:446-448.
- [8] Grant P M,Spangenberg S M,Scott I,et al. Doppler estimation for fast acquisition in spread spectrum communication systems[C]// IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Sun City,South Africa:IEEE, 1998:106-110.

作者简介:



邬志影(1990-),男,南昌市人,在读硕士研究生,主要研究方向为卫星导航.email:545426914@qq.com.

常 青(1962-),男,天津市人,教授,博士生导师,主要研究方向为移动通信、卫星导航.

尚梦云(1988-),女,江苏省徐州市人,硕士,主要研究方向为卫星导航.

太赫兹量子级联激光器的研究进展

太赫兹量子级联激光辐射是一个人为设计、控制受限系统量子光学和量子输运行为的过程,涉及到包括量子受限、量子隧穿、量子关联、电-声相互作用、电-光相互作用等诸多量子物理效应,具有丰富的物理内涵。太赫兹量子级联激光器的研制是一个集基础研究与应用技术于一体的科研课题,具有重大的科学意义与应用价值。

对于太赫兹量子级联激光器的研究,目前国际上两个重点研究方面是大功率和实现高温工作。要太赫兹量子级联激光器在大功率和高温工作上取得实质性的突破,实现器件工作的低阈值电流密度是重要基础。中物院激光聚变研究中心太赫兹与量子器件课题组在科技部重大仪器项目支持下,通过有源区材料生长、器件工艺等方面的突破性工作,于近期获得了具有完全自主知识产权的低阈值电流密度(低于 100 A/cm^2 , 国际上文献报道的阈值电流密度一般为几百 A/cm^2)太赫兹量子级联激光器,器件的输出频点为 2.93 THz 。为突破大功率和实现高温工作的太赫兹量子级联激光器研制奠定了重要基础。

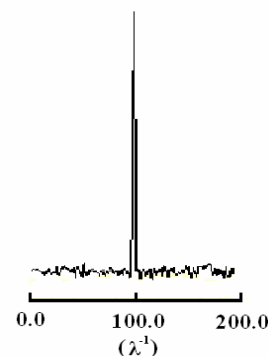
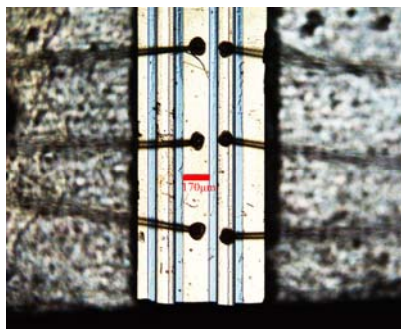


图1 太赫兹量子级联激光器光学形貌及频谱