

基于本地码插值修正的 GPS 信号捕获方法

潘邦淦, 毛志刚, 谢 憬

(上海交通大学 微电子学院, 上海 200240)

摘 要: 提出了对 GPS 信号平均下采样捕获方法的改进. 首先描述了平均下采样方法中峰值幅度受 CA 码起始位置的影响, 从而会造成大量的运算时间. 由此角度出发, 通过 FFT 变换基插值的方法修改本地码, 不仅避免了峰值衰减, 而且在无需大量增加硬件资源的情况下, 把捕获的时间缩短为原来的 1/3.

关键词: GPS; 捕获; FFT; 平均下采样; 插值

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2010)11-0094-05

A GPS Signal Acquisition Scheme Based on Interpolated Local Code

PAN Bang-gan, MAO Zhi-gang, XIE Jing

(School of Microelectronics, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: In this paper, an improved version of Modified-Code Averaging Correlation Method for GPS signal acquisition is presented. Firstly, effect of CA starting point location on magnitude of correlation peak of that method, which leads to a large amount of computation time, is described. Then, a remedy scheme using FFT basic to interpolate local code to prevent attenuation is introduced. With this improved version, performance enhancement can be achieved in terms of execution time reduced to about 1/3 of the original one without great overhead in hardware.

Key words: GPS; acquisition; FFT; modified-code averaging correlation method; interpolation

1 引言

GPS 信号采用 CDMA 调制, 其中民用信号的扩频码为 CA 码, 每 20ms 传输 1bit 数据, 内有 20 个完整 CA 码周期. 1 个 CA 码周期有 1 023 个码元. 天线信号经 RF 前端处理并量化后得到数字基带信号, 交由数字模块进行信号捕获和跟踪.

一般而言, 接收机解扩可采用传统结构, 输入信号与本地码作相关运算, 如图 1(a) 所示. 其中用乘累加完成相关运算需要耗费大量时间, 如果转换到频域, 通过 FFT 和 IFFT 代替完成, 能减少运算量, 从而节省时间和能量开销, 如图 1(b) 所示.

$$R[\Omega, m] = \sum_n CA[n] \cdot (s[n+m]e^{j\Omega(n+m)})$$

$$\xrightarrow{\text{FFT}} F(s[n]e^{j\Omega n}) \times F^*(CA[n]) \quad (1)$$

但 FFT 运算需要满足序列点数 $N = 2^m$, 因而

先要对原信号序列进行预处理. 通常采用的有以下方法: ① 用插值方法^[1], 把序列上采样变为 2^m 点; ② 用下采样方法^[2], 把序列点数变少, 这样做运算量小, 在时间效率上有优势.

本文针对被广泛采用^[2,4]的平均下采样方法 (Modified-Code Averaging Correlation Method) 提出改进方案, 进一步提高其时间性能方面的优势. 实验采用与文献[2]相同的 Super Start RF 前端, 采样频率 $40.7 \approx 5.714$ MHz, 中频 1.405 MHz, 输出为 2 bit 量化数据.

2 平均下采样方法

2.1 原理

文献[2]首先提出平均下采样方法, 且已经通过实验证实是切实可行的. 基本思想是将 1ms 原信号

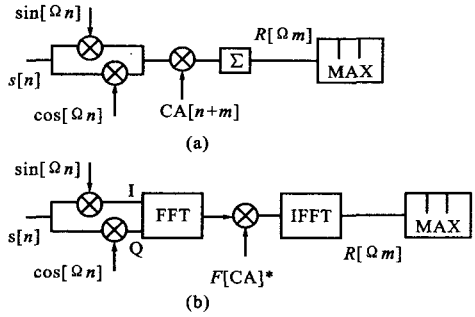


图1 信号捕获,解扩算法框图

序列 $s[n]$ ($n = 0, 1, \dots, 5\,713$) 所含的 1 023 个码元,平均地映射到 1 024 个位置上;从而满足 FFT 的 $N = 2^m$ 条件.具体操作方式是:将 1 023 码元长度共 5 714 个采样点等分成 1 024 个位置(允许小数码元出现),每个位置内有 5 或 6 个采样点($5 < 5\,714/1\,023 < 6$),将这几点和算作该位置的值,这样就得到 1024 点序列.另有一个起始偏移参数 p ($p = 0, 1, \dots, 5$),表示操作的首个点是 $s[p]$,将 $s[p] \sim s[p+5]$ 之和作为第 0 位置 $s'[0]$ 的值;后面顺接着前面一直操作下去.图 2 和表 1 是操作示例,输入信号的码元翻转位于 $s[2]$ 处,取 $p = 2$ 能将两个码元完整地对应到 $s'[0]$ 和 $s'[1]$ 两个位置上.

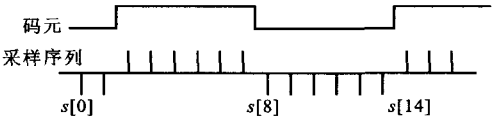


图2 信号序列 $s[n]$,码元翻转处不在 $s[0]$

表1 平均下采样操作示例

p	0	2	4
$s'[0]$	$+2, (\sum s[0] \sim s[5]) + 6, (\sum s[2] \sim s[7]) + 2, (\sum s[4] \sim s[9])$		
$s'[1]$	$-2, (\sum s[6] \sim s[11]) - 6, (\sum s[8] \sim s[13]) + 2, (\sum s[10] \sim s[15])$		

2.2 p 对峰值的影响

接收信号经平均下采样操作后与本地码作相关运算.本地码 $a_{lo}[n]$ 的生成^[2]:CA 码上采样至 5 714 点,以 $p = 0$ 进行平均下采样操作(为方便起见,以下有时简称“操作”),得到 1 024 点序列.

实验结果表明, p 对峰值幅度存在影响.设接收信号 $s[n]$ 的 CA 码起始点在第 m_0 位置.每个位置有 5 或 6 个采样点,起始点可能出现在该位置中的任意处.选取适当的 p ,可以使得操作中该位置的首个点与 CA 码起始点靠近,整个 $s[n]$ 序列的划分与本地码的划分非常类似,具有高的相关性,这样运算得到的峰值 $R[m_0]$ 最大.

若选取不适当的 p ,会使操作中该位置中间的采样点与 CA 码起始点靠近. $s'[n]$ 实际上与本地码

始终存在半个码元的额外偏差.相当于峰值在 $R[m_0 + 1/2]$. $R[m_0]$ 和 $R[m_0 + 1]$ 都不会得到真正的峰值.

可知,峰值对 CA 码起始点在 $s[n]$ 的位置及参数 p 有依赖性.从数据结果来看,波动幅度较大,达 25%.如果仅依据是否超过预设阈值来判断峰值的存在与否,则必然会增加虚警概率与漏检概率^[5].因此该方法在捕获过程中需要对 p 的多个取值进行试探,找出具有最大相关值的 p ,从而确定 CA 码的起始点.在 $l_0 = 5\,714/1\,024m_0 + p$.若 $p = 0 \sim 5$,试探 6 次, l_0 绝对误差小于半个采样间距;若 $p = 0, 2, 4$,试探 3 次, l_0 绝对误差小于 1 个采样间距(1/5 码元),一般而言已经满足捕获精度的要求.

3 改进方案:插值修正本地码

文献[1]中的方法能避免上述问题,它将原信号序列插值成 $2^{13} = 8\,192$ 个采样点再进行 FFT 运算.但由于 FFT 算法的复杂度为 $O(N \log_2 N)$,当 N 变为 $8N$,运算量增至 8 倍,在时间开销上超过了平均下采样方法.

本文提出的改进方法的主要思想是,用 FFT 变换基插值来修正本地码,使得峰值在衰减可容忍的限度内对 p 不敏感,避免多次试探,提高了运算效率.

3.1 FFT 变换基插值

将 1 023 点序列插值到 1 024 点,这里采用的方式是在时域上将离散的 CA 码序列插值成连续函数形式 $A(t)$,再重新采样得到 1 024 点.

根据离散数字信号处理中的栅栏效应^[6],对一 N 点频谱末尾补 M 个‘0’,IFFT 运算将得到 $(N + M)$ 个离散值.这 $(N + M)$ 点序列并无增加额外的信息,它是原 N 点序列按 FFT 变换基插值至 $(N + M)$ 点的结果.之所以选择用 FFT 变换基进行插值,是因为信号捕获算法(图 1(b))采用 FFT 频谱来完成相关运算,让频谱不变可以保证:在 FFT 变换基插值的意义上,用 1 024 点计算的结果与用 1 023 点计算的结果一致.

令 $a[n]$ 为 CA 码元 1 023 点实数序列,用 FFT 变换基 $e^{j2\pi kn/N}$ 进行插值,得到连续函数 $A(t)$ 和 1 024 点复数序列 $a'[m]$.

$$a_{\text{spec}}[n] = F(a[n]), (0 \leq n \leq 1\,022) \quad (2)$$
$$a'_{\text{spec}}[m] = \begin{cases} a_{\text{spec}}[m], & (0 \leq m \leq 1\,022) \\ 0, & m = 1\,023 \end{cases} \quad (3)$$

$$A(t) = \sum_{k=0}^{1023-1} a_{\text{spec}}[k] e^{j \frac{2\pi}{1023} kt} \quad (4)$$

$$a'[m] = \sum_{k=0}^{1024-1} a'_{\text{spec}}[k] e^{j \frac{2\pi}{1024} km} \quad (5)$$

$$a[n] = A(n), a'[m] = A\left(\frac{1023}{1024}m\right) \quad (6)$$

式中, R_a , $R_{a'}$ 和 R_A 分别是 $a[n]$, $a'[m]$ 和 $A(t)$ 的自相关函数.

$$R_a^* = F^{-1}[a_{\text{spec}}[n] \times a_{\text{spec}}^*[n]] \quad (7)$$

$$R_{a'}^* = F^{-1}[a'_{\text{spec}}[m] \times a'_{\text{spec}}^*[m]] \quad (8)$$

$$R_a[n] = R_A(n), R_{a'}[m] = R_A\left(\frac{1023}{1024}m\right) \quad (9)$$

$R_{a'}[m]$ 由 $R_a[n]$ 插值得到(式(9)), $|R_{a'}|$ 与 R_a 一样, 保持了 CA 码良好的自相关特性.

3.2 数据处理

3.2.1 本地码的生成

$a'[m]$ 作为本地码来使用, 可以把它的频谱 $a'_{\text{spec}}[m]$ (即 $a_{\text{spec}}[m]$, 式(3)) 预先计算好. 这与原来的硬件开销等同. $a'[m] = A(1023/1024 m)$, 实际只在每个 $1023/1024$ 长度上抽取了左端点的值, 它与 a_{lo} 一样必会让峰值幅度对 p 有依赖. 为了能表现出 $A(t)$ 在每段 $1023/1024$ 长度上的特性, 更好的方式是把在这一段上的 $A(t)$ 积分值作为 $a'[m]$. 也考虑到接收信号与本地码之间存在分数码元偏移的情况, $a'[m + \Delta m]$ ($0 < \Delta m < 1$) 与接收信号的相关特性更强. 于是重新定义本地码为

$$a_{loc} = a'[m] = \sum_{k=0}^{K-1} w_k A\left(\frac{1023}{1024}\left(m + \frac{k}{K}\right)\right) \quad (10)$$

式中, w_k 是权. 实验中参数 K 和 w_k 的不同取值会对峰值衰减有不同影响. 经试验 $K = 4$, (w_0, w_1, w_2, w_3) = (1, 1, 1, 0) 获得好的效果. 以下实验结果均以此作为参数值得到. $a'_{\text{spec}}[m]$ 由 $a_{\text{spec}}[n]$ 表示.

$$\begin{aligned} a'_{\text{spec}}[n] &= a_{\text{spec}}[n] \cdot \frac{\sin 3\pi n / (4N)}{\sin \pi n / (4N)} \cdot e^{-j\pi n / (2N)} \\ &= a_{\text{spec}}[n] \cdot \left(1 + 2\cos \frac{\pi n}{2N}\right) \cdot e^{-j\pi n / (2N)} \end{aligned} \quad (11)$$

式中, $a'[m]$ 仍保持了良好的 CA 码自相关特性(图 3). $a'[m]$ 是移位加权的形式, 加之其用无限阶平滑的 FFT 变换基来插值, 自相关峰值被认为是整个 $R_{a'}[m]$ 序列的间断点, 在该位置附近必引起 $R_A(t)$ 波动^[6], 不产生陡峭的过度. 峰值被分散到

两个位置上(图 3). 所以当信号与本地码偏移半个码元时, $R[m]$ 虽然没有得到最大的峰值, 但仍可获得峰值顶点两侧下降的值. 把这几个值(超过峰值顶点一半) 累加起来, 作为峰值的近似.

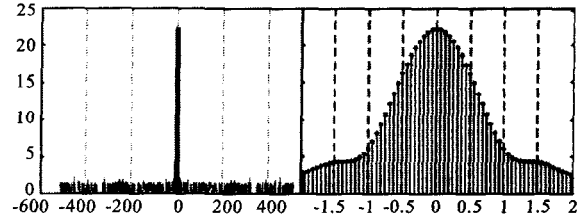


图 3 $a'[m]$ 的自相关特性

3.2.2 处理输入信号

上节中产生本地码的方法并不适用于处理接收到的 5 714 个采样点信号序列 $s[n]$, 因为计算频谱 $a'_{\text{spec}}[m]$ 要进行 1 023 点 FFT 运算. 因此, 对 $s[n]$ 只能按照原来的平均下采样操作得到 1 024 点序列 $s'[m]$. 至少有一个 $w_k A(1023/1024(m + k/K))$ 与之有高的相关度, 成为峰值的主要来源, 从而无需对 p 试探.

4 实验结果及性能

以下数据是用卫星号 $\text{svn} = 1$ 的 CA 码进行实验得到的结果; 对其他卫星的 CA 码结论仍然成立.

4.1 信号捕获的步骤

改进后的捕获过程如下:

① 本地码 a_{loc} (频谱) 储在 ROM 或现场生成(式(10)、式(11)).

② 原信号 $s[n]$ 与载波(频率 f_i) 相乘后, 用平均下采样操作得到 1 024 点序列 $s'[m]$.

③ 进行 FFT, IFFT 运算, 求 $R_{as'}$ (a_{loc} 与 s' 互相关), 并将 $R_{as'}$ 滑动平均; 搜索最大值及其位置.

④ 对所有待搜索载波频率 f_i 重复 ② 和 ③, 搜索出 $R_{as'}$ 最大值, 判断是否存在峰值(超过阈值 / 多确认).

⑤ 若存在, 对峰值所在的频率 f_x , 试探不同 p 值, 以确定 CA 码起始处位于哪一个采样点.

原方法中步骤 4 相应为: 对所有待搜索载波频率 f_i 试探多个 p 值, 对每一个 p 值重复 ② 和 ③. 可见改进后减少了步骤 ② 和 ③ 的大量重复, 有效地节省了时间.

4.2 实验结果比较

(1) 原方法的实验结果

峰值受 p 的影响, 幅度波动较大, 最大衰减达 25% (图 4 和表 2). 为正确地搜寻到峰值, 需要对 p

进行多次试探.

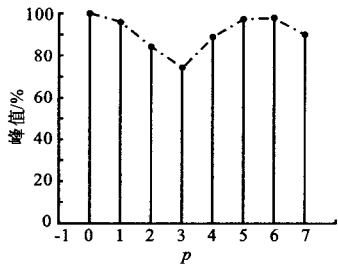


图 4 p 的取值对峰值的影响

(2) 改进后的实验结果

将 $R_{as'}[m]$ 与 $R_{alo}[m]$ 进行比较. R_{alo} 是 $a_{lo}[m]$ 的自相关,原方法在不同 p 取值中所能得到的最好情况, $R_{alo}[0] = 21\,582 (p = 0)$. 两者计算结果的幅度并不等同,需要缩放统一到同一尺度下进行比

表 3 $R_{as'}[m]$ 值

$m \backslash p$	1 021	1 022	1 023	0	1	2	3	4	$\max/R_{alo}[0]$ 峰值 / 旁瓣
0	2 042	2 768	3 902	6 810	15 116	20 505	18 976	10 819	0.88, 6.9
1	2 077	2 817	4 126	7 847	16 293	20 198	17 434	9 123	0.89, 7.9
2	2 143	2 905	4 327	9 032	17 312	19 856	15 824	7 602	0.87, 7.5
3	2 262	3 092	4 697	10 498	18 333	19 698	14 398	6 447	0.84, 6.4
4	2 457	3 313	5 316	12 120	19 211	19 493	12 947	5 677	0.79, 6.1
5	2 658	3 681	6 142	14 009	20 123	19 382	11 684	5 136	0.85, 6.8
6	2 750	4 025	7 222	15 648	20 347	18 389	10 157	4 604	0.89, 7.2
7	2 861	4 223	8 370	16 776	20 047	16 827	8 527	4 132	0.90, 8.4

注: p —操作的初始偏移, m — $R_{as'}[m]$ 的变量

表 4 滑动平均 $R_{as'}[m]$ 值

$m \backslash p$	1 021	1 022	1 023	0	1	2	3	4	$\max/R_{alo}[0]$ 峰值 / 旁瓣
0	2 007	2 546	3 249	7 824	19 160	14 028	4 765	2 846	0.95, 7.1
1	2 166	2 487	3 570	9 584	19 319	11 354	4 075	2 754	0.93, 7.0
2	2 261	2 468	3 888	11 633	18 958	8 955	3 602	2 582	0.92, 7.3
3	2 386	2 616	4 416	14 019	18 329	7 154	3 391	2 383	0.91, 7.0
4	2 595	2 748	5 399	16 343	17 075	5 969	3 117	2 385	0.90, 6.9
5	2 623	3 018	6 746	18 490	15 348	5 253	2 964	2 142	0.93, 7.1
6	2 541	3 506	8 389	19 385	12 901	4 473	2 930	1 800	0.94, 7.2
7	2 556	3 819	10 432	19 439	10 387	3 964	2 773	1 561	0.92, 7.0

注: p —操作的初始偏移, m — $R_{as'}[m]$ 的变量

表 3 中, $R_{as'}$ 较原方法得到了改善,但经插值得到的 $a'[m]$ 并不能够完全消除前面提到的问题:对不同 p , 峰值有衰减. 相对 $R_{alo}[0]$, 衰减在 11% ~ 21% 之间;且峰值幅度分配在两三个 $R_{as'}[m]$ 位置上,这符合第 3.2.1 节的分析. 表 4 中,经滑动平均

表 2 p 的取值对峰值的影响

p	0	1	2	3	4	5	6	7
峰值($\times 1\,000$)	21.5	20.5	18.1	16.0	19.1	21.0	21.0	19.4
相对值/%	100	95.3	84.1	74.5	88.6	97.3	97.7	89.9
峰值 / 旁瓣	10.3	9.3	8.8	7.7	8.9	10.0	9.7	9.1

* 原始 CA 码自相关峰值 1 023,旁瓣最大 65,峰值旁瓣比约为 16.

较. 缩放的标准为旁瓣(除峰值) 标准差相等,即 $R_{as'} \cdot S(R_{alo})/S(R_{as'})$ 与 R_{alo} 比较(其中 $S(\cdot)$ 是标准差). 比较的量有两个:峰值、峰值旁瓣比.

用不同 p 值对 $s[n]$ 操作,得到 $s'[m]$, 计算 $R_{as'}$, 并与 R_{alo} 比较,见表 3. 再把 $R_{as'}$ 进行 3 点滑动平均并与 R_{alo} 比较,见表 4. 按照第 3.2.1 节所述,当接收信号与本地码存在半个码元偏差时, $R_{as'}$ 获得峰值顶点两侧的值,累加起来作为峰值顶点的近似.

的 $R_{as'}$ 峰值衰减在 5% ~ 10% ($p = 1, 4$). 不论 CA 码起始点在 $s[n]$ 中何处或者 p 如何取值,现在得到的峰值幅度受 p 的影响已大为降低.

4.3 实时数据的实验结果

用 Super Start RF 前端采集 5ms 实时数据在

Matlab 上运用改进前后两种方法进行信号捕获. 图 5 是对不同 p 取值, 峰值的归一化衰减. 在载噪比 (C/N_0) 大的情况下(图 5(a)), 改进方法可以维持小的衰减; 载噪比小的情况下(图 5(b)), 由于噪音的影响, 两者效果没有太大区别; 增加数据的长度可降低噪音的影响, 让峰值明显呈现同时衰减减小.

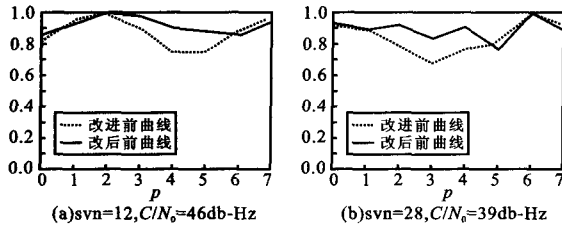


图 5 峰值的归一化衰减曲线(实时数据)

4.4 性能和优势

(1) 运算时间缩短. 无需在所有待搜索频率 f_i 上对 p 进行多次试探, 搜索一个频率所用时间约为原来的 $1/3$, 见图 6(a)、(b). CA 码起始位置初步确定在绝对误差为 3 个采样点的范围内. 为更准确地获得 CA 码起始位置, 当确认峰值存在后, 需在相应频率 f_x 上试探 p 的取值, 见图 6(c)、(d). 整个过程时间比为 $r = \frac{n+3}{3n} = 1/3 + \frac{1}{n}$. 通常, 特别是在冷启动时, 待搜索频率数目 $n > 10$, $r \approx 1/3$, 由此可知本改进方案在时间效率上的优势.

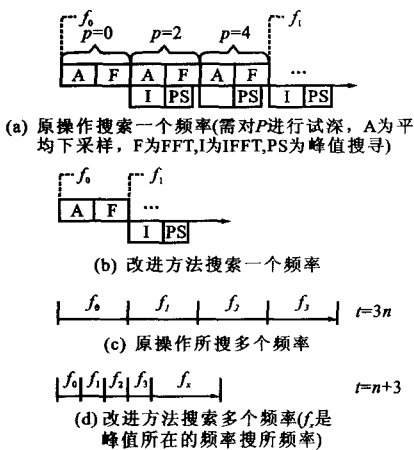


图 6 搜索频率

(2) 峰值幅度受 CA 码起始位置影响很小. 对原来方法峰值的最大衰减为 10%, 在相同信噪比下, 两者的峰值检测性能几乎一致.

(3) 硬件资源开销. 原来的方法利用本地 CA 码实数序列的频谱具有共轭对称性, 可节省一半存储空间. 修正后本地码频谱不再具有这个性质. 可以用两倍空间来存放频谱. 对于硬件捕获模块, 更好的方式是在用到的时候根据式(11)运算生成(这样就能节省一半存储空间, 要用额外的复数乘法器, 但在流水线中不会增加运算周期).

5 结束语

平均下采样是实现 GPS 信号 FFT 快速捕获的方法, 文中对其提出了改进, 通过 FFT 变换基插值修正本地码, 避免了原方法中因对起始偏移 p 进行多次试探所需的时间开销, 在无需大量增加硬件资源的前提下, 使运算时间缩减至约 $1/3$, 同时降低了能耗, 其信号峰值的检测能力与原方法几乎一致.

参考文献:

- [1] Mark L Psiaki. Block acquisition of weak GPS signals in a software receiver[D]. Cornell Univ., 2001.
- [2] Abdulqadir A Alaqeli. Global positioning system signal acquisition and tracking using field programmable gate arrays [D]. Ohio University, 2002.
- [3] 魏敬法. GPS 信号快速捕获的 FPGA 实现[D]. 北京: 中科院, 2005.
- [4] 汪宿梁. 基于 GPS 预捕获的算法研究及硬件实现[J]. 微电子学与计算机, 2009, 26(6): 29-31.
- [5] Elliott D Kaplan, Christopher J Hegarty. GPS 原理与应用: 第五章[M]. 寇艳红, 译. 北京: 电子工业出版社.
- [6] 王世一. 数字信号处理[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1997: 233.

作者简介:

潘邦淦 男, (1984-), 硕士研究生. 研究方向为数字集成电路的设计与验证.