

doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2013.03.013

# 大动态下扩频码捕获的一种改进方法<sup>\*</sup>

张 波<sup>\*\*</sup>

(中国西南电子技术研究所, 成都 610036)

**摘 要:**针对现有扩频码捕获方法在大动态下捕获时间长、硬件资源消耗大、动态适应性差的问题,提出了一种改进的扩频码捕获方法。新方法把码钟多普勒的补偿放在本地扩频码上进行,先对接收信号进行降采样和存储再进行频率分槽和补偿,一次采样实现了所有频率槽的搜索。计算结果表明,完成同样的捕获过程新方法所需时间和存储器容量不到原方法的 1/5,且具备更强的动态适应能力。

**关键词:**测控系统;扩频码捕获;大动态;多普勒补偿

**中图分类号:** TN911; TN914.4      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1001-893X(2013)03-0293-04

## An Improved PN Code Acquisition Method in Dynamic Environment

ZHANG BO

(Southwest China Institute of Electronic Technology, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** A Pseudo Noise (PN) code acquisition method is proposed in order to improve the performance of widely used coherent-noncoherent cascade acquisition scheme. By performing code Doppler compensation on local code, and putting the frequency compensation after re-sampling and storage, repeated sampling is avoided. Computation results show that for same acquisition task the new acquisition scheme needs only 1/5 time and capacity, and has better dynamic adaptability.

**Key words:** TT&C system; PN code acquisition; dynamic environment; frequency compensation

### 1 引 言

随着现代空间技术的发展,飞行器的作用距离越来越远,飞行速度越来越快,速度变化率越来越大,这给飞行器测控系统带来了新的问题。首先为了解决超远距离通信,保证到达地球的信号强度在一定的水平,需要把工作频段提高到 Ka 频段。在飞行器运动状态不变的情况下,工作频段的提高会使传输信号包含更大的动态;其次,飞行速度的提高使传输信号的动态进一步扩大。对于直接序列扩频系统(DSSS)扩频码的捕获,需要搜索的多普勒范围扩大了很多,在相同的硬件条件下捕获时间将成倍增加。另外,速率变化率的提高导致了更大的多普勒

变化率,需要在更短的时间内完成整个捕获过程。如果按照传统的方式<sup>[1-3]</sup>进行捕获,一轮搜索完成时实际信号的频偏和码相位已经发生很大改变,捕获结果将失去意义。

目前,扩频码捕获大多采用两级相关的捕获方法<sup>[4-6]</sup>,在动态较大时通过对频率进行分槽<sup>[4,7-8]</sup>实现整个频偏范围内的搜索过程。如果信号中多普勒范围很大,且变化率很高,继续采用现有的方法会导致硬件规模越来越大,捕获时间越来越长,当信号动态大到一定程度后甚至导致捕获失败。针对这个问题,本文提出了一种改进的扩频码快速捕获方法,该方法可大幅减少捕获时间和存储器容量,并且能够适应更大的动态范围。

\* 收稿日期:2012-08-31;修回日期:2012-11-28      Received date:2012-08-31;Revised date:2012-11-28

\*\* 通讯作者:zhangbo\_1982@yahoo.com.cn      Corresponding author:zhangbo\_1982@yahoo.com.cn

## 2 传统捕获结构及其存在的问题

目前的扩频码捕获普遍采用前后两级相关算法,具体实现上有匹配相关法<sup>[6]</sup>、基于 FFT 的频域处理方法<sup>[1]</sup>等。从扩频相关来说,一级相关就可以了,但由于扩频系统一般输入信号较弱,单纯的一级相关通常难以达到足够的增益,因此在第一级相关后还需要进行第二级累加来提高检测灵敏度<sup>[6]</sup>。由于此时并没有进行载波跟踪,只能采用非相干累加,需要先把第一级的相关结果求绝对值后再进行积分,常用的办法是先对第一级的相关结果分段求 FFT,对多个 FFT 结果取绝对值后进行累加<sup>[6]</sup>,这样在输入信号存在多普勒频偏时可以从累加结果中得到多普勒频偏。从上述过程可以看出,捕获过程是在伪码相位和多普勒频偏上同时进行的,因此称之为二维搜索方法。

实际应用中,输入信号的多普勒频偏范围通常较大,很难通过一次搜索完成信号的捕获,此时可以根据输入信号的多普勒范围划分若干个频率槽,在各个频率槽中分别进行搜索,最后把各个频率槽的相关结果进行比较,从中选择最大相关值对应的频率和伪码相位作为最终的捕获结果。各频率槽的搜索可以串行进行,也可以并行进行,但并行搜索时占用的硬件资源成倍增加。图 1 是典型的捕获流程图。

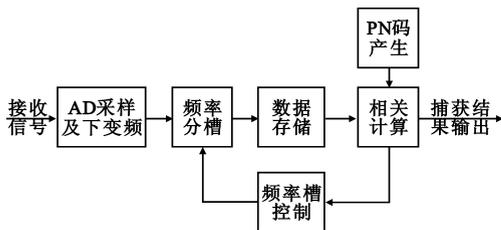


图 1 典型捕获流程图  
Fig.1 Traditional capture structure

当测控系统的工作频段提高至 Ka 频段,飞行器不仅绝对速度快,速度变化率也很高,会导致输入信号的多普勒范围很宽,并且多普勒变化率也较大,此时如果继续采用图 1 中的捕获结构,完成一轮搜索的时间有可能跟不上多普勒的变化,这意味着当一轮捕获完成后实际信号的多普勒频偏和码相位已经发生了很大改变,捕获结果失去意义。

## 3 改进的捕获结构

为了解决大动态下的扩频码快速捕获问题,本文在图 1 的基础上进行了两方面的改动。首先,把多普勒频率补偿模块从下变频后移到相关计算前。

这会带来以下好处:对于不同的频率槽不需要重复进行数据采样和存储,而是重复利用一次采样的存储数据,这样可以避免对数据进行反复采样,从而节省采样时间。其次,在图 1 中,频率补偿之后需要对数据进行降采样处理,对于不同的频率槽降采样的速率是不同的。如果采用固定的降采样速率会严重影响捕获性能,由于改进后的方法对于不同的频率槽采用的都是同样的数据,因此不同的频率槽就不能选择相应的降采样速率。为了解决这个问题,可以把在数据中进行的采样率补偿转移到接收端的 PN 码上进行。最终的改进结构如图 2 所示。

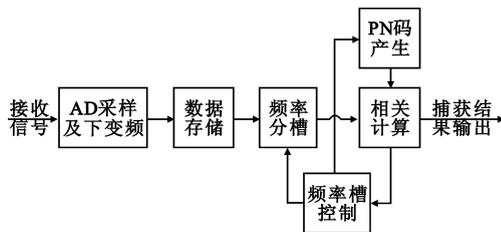


图 2 改进后的捕获结构  
Fig.2 Improved capture structure

改进后的捕获过程如下:

- (1)对下变频后的基带数据进行降采样,利用存储器对降采样后的数据进行存储和读取,存储时钟为降采样时钟,读取时钟为高速时钟;
- (2)按照多普勒频偏范围划分频率槽,对读取后的数据按照各频率槽的中心频率进行多普勒频率补偿;
- (3)在本地产生与各频率槽相应的扩频码;
- (4)用高速时钟对本地产生的扩频码和进行了频率补偿后的信号进行两级相关计算,从相关结果中选出最大峰值,其所对应的频率和相位就是最终的捕获结果。

在改进的捕获结构中,载波多普勒的补偿转移到了降采样后进行,从采样理论可知,在满足采样定理的前提下采样率的变化不会造成传输信息的损失,因此载波多普勒补偿位置的变化不会造成捕获性能恶化。

改进结构中的另一个改变是把原本在降采样时进行的码多普勒补偿转移到本地扩频码上进行。假设  $K$  为总的积分点数,  $R_b$  代表基准扩频码速率,  $R_{b,dop}$  代表包含了码多普勒的扩频码速率,  $T$  代表原捕获方案总的积分时间,  $T_{new}$  代表改进捕获方案总的积分时间,  $\Delta T$  为两种方案的积分时间差。在图 2 的扩频捕获结构中,在进行存储和相关计算时每个

码片采两个点,公式(1)~(4)描述了两种捕获方案在总的积分时间上的等效性。

原捕获方案的积分时间

$$T = \frac{1}{2R_{b\text{dop}}} \cdot K \quad (1)$$

改进方案的积分时间

$$T_{\text{new}} = \frac{1}{2R_b} \cdot K \quad (2)$$

两种方案之间的积分时间差

$$\Delta T = T - T_{\text{new}} = \frac{1}{2R_{b\text{dop}}} \cdot K - \frac{1}{2R_b} \cdot K = \frac{K}{2} \cdot \left( \frac{R_b - R_{b\text{dop}}}{R_{b\text{dop}} \cdot R_b} \right) \quad (3)$$

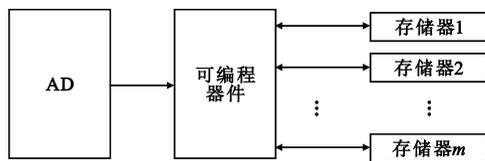
$\Delta T$  与  $T$  的比例关系为

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{R_b - R_{b\text{dop}}}{R_b} = 1 - \frac{R_{b\text{dop}}}{R_b} \quad (4)$$

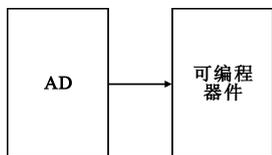
实际系统中,即使动态很大的情况下,式(4)中  $R_{b\text{dop}}$  与  $R_b$  也是非常接近的,因此  $\Delta T$  与  $T$  相比可以忽略,即改进方案的积分时间与原方案的积分时间几乎相等,而积分时间直接决定了最终的捕获灵敏度,所以改进方案具有与原方案相同的捕获灵敏度。

## 4 捕获性能分析

本节以扩频码速率  $R = 5 \text{ Mb/s}$ 、码长 1 023、多普勒范围  $\pm 1 \text{ MHz}$ 、最大多普勒变化率  $f_c = 50 \text{ kHz/s}$ 、射频频率  $f_R = 25 \text{ GHz}$  的扩频系统为例,采用文献[7]中的方法和本文中的方法进行捕获,比较两种方法的效果。两种方案的硬件架构比较如图 3 所示。



(a) 文献[7]中的硬件架构



(b) 改进方案的硬件架构

图 3 两种方案的硬件架构比较

Fig.3 Hardware structure of two methods

为了便于比较,除了频率分槽和码多普勒补偿的处理不同,其余捕获结构和参数完全一致。第一级相关点数取  $N = 256$ ,第二级相关点数取  $M =$

2 048(32 点 FFT 进行 64 次非相干累加),每个扩频码采两个点。经过第一级积分后的采样率

$$f_{s1} = \frac{R \times 2}{N} = 39.625 \text{ kHz} \quad (7)$$

根据文献[7],每个载波频率槽能够覆盖的最大频率范围约为  $\pm 39.625 \text{ kHz}/4 = \pm 9.8 \text{ kHz}$ 。对于  $\pm 1 \text{ MHz}$  的多普勒范围,需要划分约 102 个频率槽。载波多普勒与码钟多普勒之间的比例关系为

$$P = \frac{f_R}{R} = 5\,000 \quad (8)$$

即对于  $\pm 9.8 \text{ kHz}$  的载波多普勒反映在码钟上为  $\pm 9.8 \text{ kHz}/5\,000 = \pm 1.96 \text{ Hz}$ 。总的采样时间

$$T_{\text{sample}} = \frac{1}{R \times 2} \times N \times M = 52 \text{ ms} \quad (9)$$

在采样时间内相邻频率槽之间的码片偏差为  $52 \text{ ms} \times 1.96 \text{ Hz} = 0.1$  个码片,小于半个码片,对积分增益的影响很小。在采样时间内由于运动速度的变化引起的最大多普勒改变值

$$f_{\text{dopchg}} = f_c \times T_{\text{sample}} = 2.6 \text{ kHz} \quad (10)$$

在一个频率槽之内,不考虑采样时间,100 MHz 时钟计算,每个频率槽采用 8 路匹配滤波器进行并行搜索,完成一个频率槽所需捕获时间

$$T_{\text{compute}} = \frac{1}{f_{\text{compute}}} \times N \times M \times \frac{L \times 2}{N} / 8 = 5.2 \text{ ms} \quad (11)$$

假设分为 10 个频率槽同时捕获,采用文献[7]中的方法,每次捕获需要对 10 个不同频率槽的数据进行存储,总共 102 个频率槽需要串行搜索 10 次,即要重复存储 10 次数据,因此总的捕获时间

$$T_{\text{cap1}} = (T_{\text{sample}} + T_{\text{compute}}) \times 10 = 572 \text{ ms} \quad (12)$$

量化位数取 8 位,所需的采样数据存储容量

$$C_{\text{sample1}} = 8 \times 2 \times N \times M \times 10 = 80 \text{ Mb} \quad (13)$$

相关数据存储容量

$$C_{\text{corr1}} = 16 \times N \times 32 \times 10 = 1.25 \text{ Mb} \quad (14)$$

PN 码存储容量

$$C_{\text{PN1}} = 1 \times N \times M = 0.5 \text{ Mb} \quad (15)$$

采用改进后的方法,只进行一次采样,总的捕获时间

$$T_{\text{cap2}} = T_{\text{sample}} + T_{\text{compute}} \times 10 = 104 \text{ ms} \quad (16)$$

所需的采样数据存储容量为

$$C_{\text{sample2}} = 8 \times 2 \times N \times M = 8 \text{ Mb} \quad (17)$$

相关数据存储容量为

$$C_{\text{corr2}} = 16 \times N \times 32 \times 10 = 1.25 \text{ Mb} \quad (18)$$

PN 码存储容量为

$$C_{\text{PN2}} = 1 \times N \times M \times 10 = 5 \text{ Mb} \quad (19)$$

表 1 是两种方法的捕获时间对比情况,可以看出改进方案的捕获时间只有原方案的 1/5 左右。表 2 是两种方法所需存储容量的对比情况,可以看出改进方案对存储器的要求少很多,在目前的器件水平下,按照新方案采用一片较大规模可编程器件即可完成整个捕获处理,而原方案由于需要大量存储器,必须采用可编程器件结合外部存储器的架构,如图 3 所示,不仅成本和功耗会明显增加,由于大量数据快速在可编程器件和外部存储器之间进行交换,可靠性也会大大下降。

表 1 两种方法的捕获时间对比

Talbe 1 Capture time of two methods

捕获方案	数据采集 时间/ms	计算 时间/ms	总捕获 时间/ms
文献[7]中方案	520	52	572
改进方案	52	52	104

表 2 两种方法所需存储容量对比

Talbe 2 Storage capacity of two methods

捕获方案	数据 存储 量/Mb	扩频 码存 储量/Mb	相关 值存 储量/Mb	总存 储量 /Mb
文献[7]中方案	80	0.5	1.25	81.8
改进方案	8	5.0	1.25	14.3

原方案由于捕获时间长,在一轮捕获完成后最恶劣情况下多普勒改变了

$$f_{\text{dopchg1}} = f_c \times T_{\text{cap1}} = 28.6 \text{ kHz} \quad (20)$$

这超出了后续载波跟踪环的捕获范围,还需要再进行一次搜索才能得到比较准确的频偏值,而改进方法多普勒最大变化值为

$$f_{\text{dopchg2}} = f_c \times T_{\text{cap2}} = 5.2 \text{ kHz} \quad (21)$$

小于后续载波环的捕获带宽,不需要再进行进一步搜索。

## 5 结 论

为了适应直接序列扩频系统越来越大的动态范围,提出了一种改进的扩频码捕获方法。该改进方法主要从两方面对传统的捕获结构进行了改进:首先是把原本在数据存储之前进行的多普勒频率补偿移到数据存储之后进行,其次是把原本在采样数据上进行的码多普勒补偿放在本地产生的扩频码上完成。通过这两点改变,只要进行一次数据采样和存储就可以实现所有频率槽的搜索,避免了每个频率槽都进行一次采样和存储过程,消除了传统捕获方法在大动态下面临的时间瓶颈,大大缩短了捕获时

间,捕获时间的减少又可以提高对动态的适应能力。另外,由于改进方案对存储容量的要求大大降低,硬件成本、功耗、可靠性都有了明显改善。此项技术已经成功应用于某扩频测控系统,在灵敏度保持不变的情况下使该系统的捕获时间缩短为原来的1/5,并且消耗了更少的硬件资源,显著提高了系统的整体性能。

## 参考文献:

- [1] Ziedan N I. GNSS Receivers for weak signals[M]. Boston: Artech House Inc, 2006.
- [2] Lin D M, Tsui J B Y, Howell D. Direct P(Y) - Code Acquisition Algorithm for Software GPS Receivers[C]//Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation. Nashville, TN: ION, 1999:363 - 367.
- [3] 薛巍,向敬成,周治中. 一种 PN 码捕获的门限自适应估计方法[J]. 电子学报, 2003, 31(12):1870 - 1873. XUE Wei, XIANG Jing-cheng, ZHOU Zhi-zhong. An Adaptive Threshold Estimation Method for PN Code Acquisition[J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1870 - 1873. (in Chinese)
- [4] Proakis J G. Digital Communications [M]. 4th ed. New York: McGraw-Hill Companies Inc., 2001.
- [5] Made M, Marciano J, Cruz R, et al. Code Acquisition at Low SINR in Spread Spectrum Communications [C]//Proceedings of 2006 IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. Manaus-Amazon: IEEE, 2006:470 - 475.
- [6] 邓强. 一种改进的两极相干累加码捕获方法[J]. 电讯技术, 2012, 52(5):704 - 708. DENG Qiang. An Improved Two-stage Coherent Accumulation PN Code Acquisition Method[J]. Telecommunication Engineering, 2012, 52(5):704 - 708. (in Chinese)
- [7] 余漳. 一种改进的 PMF-FFT 短码捕获方法[J]. 电讯技术, 2009, 49(2):60 - 63. YU Wei. An Improved PMF-FFT C/A Code Acquisition Method[J]. Telecommunication Engineering, 2009, 49(2): 60 - 63. (in Chinese)
- [8] 秦勇,陈昊. 一种改进的 DSSS 系统的码捕获技术[J]. 电讯技术, 2008, 48(12):25 - 28. QIN Yong, CHEN Hao. An Advanced Code Acquisition Technology of DSSS System[J]. Telecommunication Engineering, 2008, 48(12):25 - 28. (in Chinese)

## 作者简介:



张波(1982—),男,山西永济人,2007 年于电信科学技术研究院获信号与信息处理专业硕士学位,现为工程师,主要从事扩频测控、调制解调、纠错编译码方面的研究。

ZHANG Bo was born in Yongji, Shanxi Province, in 1982. He received M. S. degree from Telecommunication Science and Technology Research Institute in 2007. He is now an engineer.

His research interests include TT&C, modulation and demodulation, error correction coding/decoding.

Email: zhangbo\_1982@yahoo. com. cn