

# 一种改善 GNSS 弱信号捕获性能的伪码优化设计

张祥莉<sup>1,2</sup>, 胡修林<sup>1</sup>, 唐祖平<sup>1</sup>

(1. 华中科技大学电信系, 湖北武汉 430074; 2. 中国地质大学(武汉)机电学院, 湖北武汉 430074)

**摘要:** 强多址干扰下的弱信号捕获是高灵敏度 GNSS 接收机比较常见又难以解决的问题. 本文提出一种非等长的伪码设计方法, 通过使各路导航信号调制伪码码长互质, 从时域上降低了伪码的互相关值, 从频域上降低了目标信号和干扰信号的谱分离系数. 理论分析和仿真表明, 基于非等长的伪码优化方法, 能够改善强多址干扰环境中弱信号的捕获性能.

**关键词:** GNSS; 捕获; 弱信号; 多址干扰; 伪码

**中图分类号:** TN911.23

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2013) 10-1953-05

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.10.013

## A PN-Code Optimal Design for Better Performance of Code Acquiring in MAI Environment

ZHANG Xiang-li<sup>1,2</sup>, HU Xiu-lin<sup>1</sup>, TANG Zu-ping<sup>1</sup>

(1. Department of Electronic and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China;

2. Faculty of Mechanical and Electronic Information, China University of Geosciences, Wuhan, Hubei 430074, China)

**Abstract:** A PN code optimal design based on unequal-length code modulation is proposed in this paper for better performance of code acquiring for weak signals. The principle is that by using un-equal-length code in spread-spectrum modulation the cross-correlations between different signals have been sliding, thus suppressing multiple access interference effectively. Theoretical analysis and simulation show that this design has predictive power for compressing multi access interference.

**Key words:** GNSS(global navigation satellite system); acquisition; weak signal; multi-access interference; pseudo-noise code

### 1 引言

全球导航卫星系统(GNSS)应用日益广泛, 未来应具备在恶劣环境提供快速可靠定位服务的能力. 因而针对弱信号环境的高灵敏度接收技术成为当前 GNSS 研究的热点<sup>[1~3]</sup>.

传统 GNSS 信号采用短伪码调制, 由于伪码自相关峰和互相关峰隔离度有限, 弱信号情况下多址信号易引起抑制捕获. 针对此类问题, 以往研究提出多种多址干扰抑制算法: 如连续干扰抵消法<sup>[3]</sup>, 并行干扰抵消法<sup>[4]</sup>, 子空间投影法<sup>[5]</sup>. 此外, 也有研究提出通过设置合理的检测阈值<sup>[6]</sup>, 接收强卫星信号而抛弃受互相关干扰的弱信号, 达到提高系统灵敏度的目的. 这些研究均从一定程度上提高了弱信号灵敏度, 但仍无法保证系统的健壮性.

为此, GPS 和 Galileo 引入了新的信号体制, 将数据

通道和导频通道分离并采用了更长的伪码. 这些措施有效的提高了信号的健壮性和接收灵敏度, 但也带来了一些问题: 如更长的初次定位时间, 更为复杂的数据融合的算法<sup>[7]</sup>. 特别是长伪码的采用, 使捕获时间大大延长; 虽然有快速捕获算法<sup>[1]</sup>, 但却往往只适于良好的接收环境, 因而限制了新导航信号的广泛应用.

为此, 本文在文献[8]基础上提出一种非等长伪码设计思路, 可明显改善弱信号捕获性能. 考虑到文献[8]中只提出非等长码的基本思想, 并未涉及设计细节, 本文将分别从时域、频域来论证非等长伪码设计的合理性, 给出具体的设计步骤, 并分析其对捕获的改善作用.

### 2 多址干扰对信号捕获的影响

GNSS 系统基于三角原理实现定位, 需接收至少 4 颗卫星信号方能完成对多普勒频移、伪码延时、相位偏移的估计和时钟的校准. 故进入接收机前端的信号

$r(t)$ 是多颗卫星信号的叠加:

$$r(t) = \sum_{i=1}^K A_i d_i(t - t_{i,0}) c_i(t - t_{i,0}) e^{j2\pi(\Delta f_{Di} + f_c)t + j\Delta\theta_i} + n(t) \quad (1)$$

式(1)中  $K$  代表接收卫星数目,  $A_i$  为第  $i$  路信号幅度,  $t_{i,0}$  为第  $i$  路信号伪码起始相位,  $\Delta f_{Di}$  为第  $i$  路信号的多普勒频移,  $\Delta\theta_i$  为第  $i$  路信号载波相位偏移;  $n(t)$  为带限高斯白噪声的复数形式.  $c_i(t)$  为第  $i$  路扩频调制伪码, 码片宽度为  $T_c$ .

$r(t)$  经接收机前端处理后成为数字中频信号(不妨仍以  $r(t)$  表示)进入数字处理通道, 与本地复现的目标信号伪码进行相关. 设目标信号为第 1 路卫星信号, 相干积分时间为  $T_p$ , 码相位和载波相位均已同步, 则第  $k$  段相干积分时间内相关输出为

$$v(t) = \frac{1}{T_p} \int_{(k-1)T_p}^{kT_p} r(t) c_1(t - \hat{t}_0) e^{j2\pi f_d t + j\hat{\phi}_0} dt \\ = \frac{1}{2} A_1 d_1 + \sum_{i=2}^K A_i d_i R_{1i}(\tau_i') e^{j(2\pi \hat{f}_{di} + \varphi_i')} + n'(t) \quad (2)$$

式(2)表示相关输出主要由信号、多址干扰和相关噪声组成. 其中  $\hat{t}_0$  是码相位延时估计,  $\hat{\phi}_0$  为载波相位延时估计.  $\tau_i'$  为多址信号与目标信号的码相位差,  $\hat{f}_{di}$  为第  $i$  路多址信号与目标信号的多普勒频差,  $\varphi_i'$  为第  $i$  路多址信号与目标信号的载波相位差. 理想情况下伪码正交, 即  $R_{1i}(\tau_i') \equiv 0$ , 无多址干扰影响. 但实际中伪码并非理想, 弱信号情况下, 强多址信号与本地伪码间的互相关值可能超过信号自相关峰引起误捕获. 因此, 从时域而言降低伪码互相关将能有效改善信号捕获性能.

从频域而言降低目标信号与多址干扰(简称干扰)间的谱分离系数(SSC)可有效提高捕获灵敏度. SSC 定义如下<sup>[9]</sup>:

$$\kappa_{ls} = \eta^{-1} \int_{-B/2}^{B/2} G_l(f + \hat{f}_{dl}) G_s(f) df \quad (3)$$

式(3)中,  $G_s(f)$  为目标信号归一化功率谱,  $G_l(f)$  为干扰归一化功率谱,  $\hat{f}_{dl}$  为干扰与目标信号间多普勒差. 利用 SSC 可将多址干扰转换成等效白噪声  $N_{0eff}$

$$= \sum_{l=1}^K C_l \kappa_{ls}.$$

GNSS 系统常用相关输出的信号与噪声及干扰功率比(SNIR)衡量捕获性能. SNIR 越高, 表示捕获性能越好. 一般情况下 SNIR(用  $\rho_n$  表示)表示为式(4). 式中,  $C_s$  为目标信号发射功率,  $B$  为接收机前端滤波器带宽. 一般经相关处理的信号已获得足够的增益, 但在弱信号情况下, 需进一步提高 SNIR. 由式(4), 若能够降低  $\kappa_{ls}$  将减小噪声  $N_0 + N_{0eff}$ , 从而改善强干扰下弱信号捕获问题.

$$\rho_n = \frac{C_s \int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df}{(N_0 + N_{0eff}) \cdot \frac{1}{T_p}} = \frac{T_p C_s \left[ \int_{-B/2}^{B/2} G_s(f) df \right]}{N_0 + \sum_{l=1}^K C_l \kappa_{ls}} \quad (4)$$

### 3 非等长码对捕获性能的改善

由上节分析, 改善捕获性能的方法从时域而言即减小伪码间互相关值; 从频域而言即减小信号与干扰间谱分离系数. 虽然长伪码能够改善捕获性能, 但会延长捕获时间, 非等长伪码设计则能在互相关性能与捕获时间之间折衷. 其基本原理是: 通过使各路导航信号伪码长度略有差别, 使伪码互相关值在每段相干积分时间出现变化而自相关值保持不变, 这样经多个相干积分时段后, 自相关成倍增加, 而互相关却无法累积, 从而明显改善短伪码的互相关性能.

图 1 仿真验证了非等长设计对伪码互相关性能的改善作用(仿真中伪码码长极短以清晰显示优化效果, 可验证其它长度非等长码有类似优化效果).

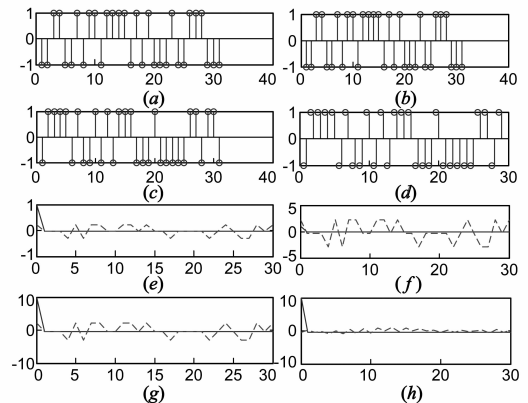


图1 等长码和非等长码相关性能的仿真对比

仿真过程中, 信号伪码是相同的(码长为 31 的 GOLD 码, 简称为 31GOLD)(如图 a、b), 干扰则分别为等长伪码(31GOLD, 见图 c)和非等长码(29GOLD, 见图 d). 相干积分时间为 1 个目标信号伪码周期时, 等长码和非等长码相关结果分别如图 e 和 f 所示(实线表示自相关结果, 虚线表示互相关结果). 可见, 当积分时间短时 GOLD 码的互相关性能明显优于非等长码. 但将积分时间延长至 10 个伪码周期时, 发现非等长码(图 h)互相关性能明显优于等长码(图 g). 非等长的伪码设计, 使每段积分时间码互相关值大小发生变化, 10 周期积分结果的累加并没有使相关峰提高相应的倍数, 从而使自相关和互相关差距变大, 伪码性能得以改善.

从频域角度而言, 非等长伪码设计使信号与干扰间 SSC 下降很多. 对于短码长调制 GNSS 信号(如 GPS C/A 码), 功率谱呈现明显的线谱特性. 若干扰和信号谱线重合, 易导致误捕获. 若能将两者谱线错开, 则会

降低 SSC,减小干扰影响.非等长码正是通过令各 GNSS 信号伪码码长互质,实现谱线错开,降低了信号间 SSC.

仍以超短码为例仿真说明非等长伪码使功率谱线错开的效果,如图 2 所示.假设信号伪码为 31GOLD 码,干扰所用伪码为 29 截断 GOLD 码.此时信号谱线间隔为  $1/31 T_c$  (如红线所示),干扰谱线间隔位置  $1/29 T_c$  (如蓝线所示).由于伪码码长互为质数,二者谱线完全错开,使 SSC 降低.

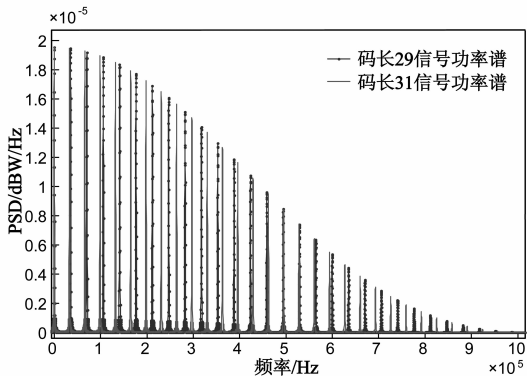


图2 非等长码谱线错开

图 3 仿真对比了常用的 GPS C/A 码信号采用等长码和非等长码时 SSC.信号伪码采用长 1023GOLD 码,等长码调制时的干扰为 1023GOLD 码,非等长伪码调制时干扰为 1021 的截断 GOLD 码.

图 3 中,纵轴为 SSC,横轴为多普勒频移量.对于等长伪码,SSC 随着多普勒频移不同高低起伏,为一组梳状函数,梳齿间隔为  $1/NT_c$  (此处为 1000Hz).当目标信号与干扰信号谱线重合时,SSC 达到最大;而当两者的谱线错开时,SSC 处于较低的水平.采用非等长码调制后,SSC 随多普勒频移波动很小,与随机码 SSC 接近.随着 SSC 的降低,有效的改善了弱信号的捕获性能.

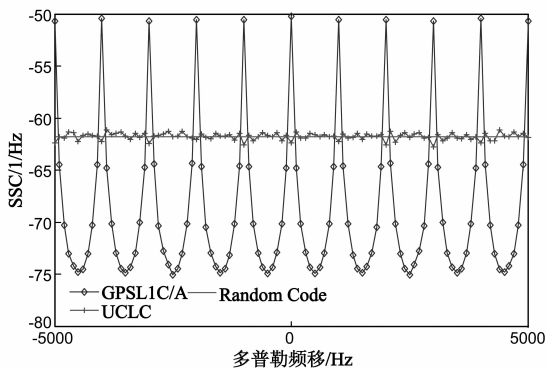


图3 等长码和非等长码调制谱分离系数对比

### 4 非等长伪码的设计方法

为使信号与干扰间谱线错开,要求伪码集合中各

伪码码长两两互质.此时伪码间互相关性能也达到最优,以两路信号为例简要证明如下:

设信号伪码  $c_1(t)$  的周期为  $T_1$ ,码长为  $M$ ,干扰伪码  $c_2(t)$  周期为  $T_2$ ,码长为  $N$ ,不妨设  $N > M$ .假设预积分时间  $T_p \leq T_1 < T_2$ ,即只截取了一段 ( $L$  个)码片,可以表示为:

$$c_1(t) = w_{T_p} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n p\left(\frac{t - nT_c}{T_c}\right) = \sum_{l=0}^{L-1} x_l p\left(\frac{t - lT_c}{T_c}\right) \quad (5)$$

$$c_2(t) = w_{T_p} \cdot \sum_{m=-\infty}^{\infty} y_m p\left(\frac{t - mT_c}{T_c}\right) = \sum_{l=0}^{L-1} y_l p\left(\frac{t - lT_c}{T_c}\right) \quad (6)$$

其中,  $w_{T_p}$  是宽度为预积分时间  $T_p$  的矩形窗函数;  $p\left(\frac{t}{T_c}\right)$  是基础码片波形,具有单位幅度,周期为  $T_c$ ;  $x_n$  是伪码序列  $c_1(t)$  的第  $n$  个码元;  $y_m$  是伪码序列  $c_2(t)$  的第  $m$  个码元.

在  $T_p$  时间内截取长度为  $L$  的码片可看作随机事件,每次截取的序列会随着起始位置不同有很大差异,因此互相关结果  $R_{l_1}(\tau, k)$  也有很大差异,是两码之间码相位差和积分时段  $k$  的函数.不妨设第  $k$  段预积分时两序列截取的初始位置均为第  $k$  个码元.考虑到  $T_p > T_c$ ,令  $l = n - m, -L + 1 \leq l \leq L - 1, x_m$  和  $y_n$  分别表示成  $x(m)$  和  $y(n)$  的形式,则第  $k$  段预积分时间,  $c_1(t), c_2(t)$  的互相关值  $R_{l_2}(\tau, k)$  可表示为

$$R_{l_2}(\tau, k) = \sum_{l=-L+1}^0 R_{l_1}(l) R_p(\tau + lT_c) + \sum_{l=0}^{L-1} R_{l_2} R_p(\tau + lT_c) \quad (7)$$

其中

$$R_p(\tau + lT_c) = \frac{1}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} p\left(\frac{t - mT_c}{T_c}\right) p\left(\frac{t - mT_c - (\tau + lT_c)}{T_c}\right) dt \quad (8)$$

$$R_{l_1}(l) = \frac{1}{L+l} \sum_{m=-l}^{L-1} x(m+k) y(m+l+k) \quad (9)$$

$$R_{l_2}(l) = \frac{1}{L-l} \sum_{m=0}^{L-m-1} x(m+k) y(m+l+k) \quad (10)$$

式(7)中  $R_p$  是基础码片归一化自相关函数,  $R_{l_1}, R_{l_2}$  分别表示积分时间内  $c_2(t)$  相对与  $c_1(t)$  右移和左移的归一化互相关值.第  $k$  段预积分时间内,  $c_1(t), c_2(t)$  的互相关值可看作是两序列的部分相关.因截取事件是随机的,只能对  $R_{l_2}(\tau, k)$  统计特性进行分析.利用伪码序列的广义平稳特性,  $R_{l_2}(\tau, k)$  统计平均等于其时间平均.考虑到初始位置共有  $lcm(M, N)$  种可能,  $R_{l_2}(\tau, k)$  的期望为

$$E[R_{l_2}(\tau, k)] = \sum_{l=-L+1}^{L-1} \left( \frac{1}{M \times N} \sum_{k=0}^{M \times N - 1} x(k) y(l+k) \right) R_p(\tau + lT_c) \quad (11)$$

显然,当  $M$ 、 $N$  互质时互相关值最小,此时两序列的部分相关的统计平均值等于长度为两码码长公倍数的等长序列周期互相关值。

为了尽可能与现有 GNSS 系统兼容,非等长伪码调制可以这样实现:首先,以 1023 作为基准,选取 37 个<sup>[10]</sup> 两两互质的数,并尽量接近 1023 值。当码长确定后,通过对原 1023GOLD 序列进行截断或插值的方法,实现相应长度的新序列。此过程应使各序列保持为平衡序列。

采用非等长扩频伪码调制后,因各路导航信号伪码周期不同,接收机各通道相干积分时间不再相同,而要随着目标信号进行调整。但对于每路通道而言,非等长码的捕获过程与等长码相似,相干积分时间是固定的。虽然因不同卫星所发送的导航信号数据速率略有差别,导致各卫星信号数据子帧时间长度发生了变化,增加了接收机同步时间提取及定位解算的复杂度,但定位解算复杂度的增加是在信息层面的,可采用更完善的解算软件来解决,对硬件影响不大。非等长码与目前通用的 GPSL1C/A 码码长相当,捕获过程搜索空间不会有太大变化,捕获时间不会明显增长且能显著改善捕获性能,因此非等长码不失为一种良好的折衷设计。

## 5 仿真结果

图 4 仿真评估了非等长伪码对捕获性能的改善作用。仿真中接收带宽为 10MHz,热噪声功率谱密度为  $-203\text{dB/Hz}$ 。接收信号由 5 路信号组成,4 路(卫星编号分别为 5,6,10,13)为额定水平的卫星信号,1 路(卫星编号 33)是来自伪卫星的强多址信号,以卫星 5 信号为目标信号。当采用非等长伪码调制时,5 号卫星码长为 1023,6 号卫星码长为 1021,10 号卫星码长为 1025,13 号卫星码长为 1027,强干扰伪码码长为 1019。

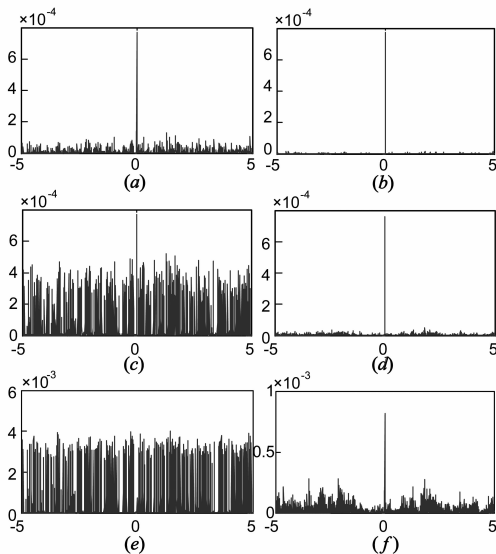


图4 非等长伪码调制对伪码自相关峰捕获的改善

仿真图 4 横轴为时间延时,单位为  $(\times 10^{-4}\text{s})$ ,纵轴为决策统计量。图(a)、(b)中 6,10,13,33 号卫星接收功率均比目标卫星高出 10dB,等长码(图 a)和非等长码(图 b)均可正确捕获信号;图(c)(d)中 6,10,13,33 号卫星接收功率分别比目标卫星高出 10dB,10dB,10dB,20dB。此时等长伪码调制(图 c)已经无法正确捕获目标信号的自相关峰了。但非等长伪码调制(图 d)却可以实现自相关峰的正确捕获。图(e)(f)中 6,10,13,33 号卫星接收功率分别比目标卫星高出 10dB,10dB,10dB,30dB。此时等长伪码调制(图 e)已经完全无法识别正确捕获目标信号自相关峰了而非等长伪码调制(图 f)仍能正确捕获信号。

## 6 结论

针对弱信号接收环境下强多址干扰造成的误捕获问题,提出了一种基于非等长概念的伪码设计方法,该方法可以有效提高弱信号捕获性能。相对于传统的等长伪码,非等长码具有更好的互相关性能,并较好实现了信号捕获性能和硬件复杂度的折衷。

### 参考文献

- [1] T H Ta, S U Qaisar, A G Dempster, et al. Partial differential postcorrelation processing for GPS L2C signal acquisition[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(2): 1287 - 1305.
- [2] S U Qaisar, A G Dempster. Assessment of the GPS L2C code structure for efficient signal acquisition [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(3): 1889 - 1902.
- [3] P Madhani, P Axelrad, et al. Application of interference cancellation to the GPS near-far problem [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(2): 481 - 488.
- [4] 梁坤,王剑,等.高灵敏度 GPS 接收机中的互相关减轻算法研究[J].电子学报,2008,36(6):1098 - 1102.  
Liang Kun, Wang Jian, et al. Study on GPS cross correlation mitigation techniques in high sensitivity GPS receivers[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(6): 1098 - 1102. (in Chinese)
- [5] M Miller, J Tsui, D Lin, Q H Zhou. GPS civil signal self-interference mitigation during weak signal acquisition [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(12): 5859 - 5863.
- [6] 何文涛,徐建华,叶甜春.互相关干扰下的 GNSS 弱信号检测算法[J].电子学报,2011,39(2):471 - 475.  
He Wen-tao, Xu Jiang-hua, Ye Tian-chun. Detection of GNSS weak signal in cross correlation interference[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(2): 471 - 475. (in Chinese)
- [7] D Borio, C O Driscoll, G Lachapelle. Composite GNSS signal acquisition over multiple code periods [J]. IEEE Transactions

on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 46(1): 193 – 206.

- [8] Q Zhengdi, S Turunen. Nearly orthogonal codes in GNSS by using unequal code lengths [A]. Proceedings of the ION 60th Annual Meeting [C]. Dayton: ION, 2004. 666 – 670.
- [9] J W Betz, K R Kolodziejcki. Generalized theory of code track-

ing with an early-late discriminator part I: lower bound and coherent processing [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1539 – 1550.

- [10] E D Kaplan, C J Hegarty, 寇艳红译. GPS 原理与应用(第二版)[M]. 北京: 电子工业出版社, 2007.

## 作者简介



**张祥莉** 女, 1977 年 8 月生于河北邢台. 2005 年毕业于北京航空航天大学电子系, 之后进入中国地质大学任教. 现为华中科技大学博士研究生, 从事卫星导航通信方面研究.

E-mail: zhangxcug@gmail.com



**胡修林** 男, 1945 年生于河南滑县. 华中科技大学电子系教授、博士生导师. 主要研究方向为卫星导航相关技术、通信理论、通信系统、多媒体通信、计算机网络与语音信号分析.

**唐祖平** 男, 1981 年 9 月生于重庆綦江. 华中科技大学电子系讲师. 主要从事卫星导航信号体制设计方面研究.