

基于非等量采样的伪码同步技术研究

华 博^{1,2}, 毛忠阳¹, 康家方^{1,*}, 刘锡国¹, 魏靖怡³

(1. 海军航空大学航空通信教研室, 山东 烟台 264001; 2. 中国人民解放军 91980 部队, 山东 烟台 264001; 3. 中国人民解放军 91876 部队, 河北 秦皇岛 066206)

摘 要: 针对数字通信系统中伪随机噪声(pseudo-random noise, PN)码同步技术的同步精度受限于采样间隔的问题,结合可变群时延的高精度同步思想,利用采样点位置偏移量的变化,推导出了非等量采样(non-commensurate sampling, NCS)下的PN码相关函数解析表达式,提出了基于精度因子的NCS率选取准则,通过精度因子可快速判断出NCS后PN码的同步精度下限。在此基础上,分析了码序列周期、接收机前端滤波器等附加因素对PN码同步精度的影响。对NCS率选取准则的研究,为优化数字通信系统设计提供了理论指导,达到以低硬件消耗实现高精度同步的目的。

关键词: 非等量采样; 偏移量循环周期; 精度因子

中图分类号: TN 911

文献标志码: A

DOI:10.12305/j.issn.1001-506X.2022.04.39

Research on pseudo-random noise code synchronization technology based on non-commensurate sampling

HUA Bo^{1,2}, MAO Zhongyang¹, KANG Jiafang^{1,*}, LIU Xiguo¹, WEI Jingyi³

(1. Department of Aeronautical Communication, Naval Aviation University, Yantai 264001, China; 2. Unit 91980 of the PLA, Yantai 264001, China; 3. Unit 91876 of the PLA, Qinhuangdao 066206, China)

Abstract: Aiming at the problem that the synchronization accuracy of the pseudo-random noise (PN) code synchronization technology in digital communication systems is limited by the sampling interval, combined with the high-precision synchronization idea of variable group delay and the change in the position offset of the sampling point, the analytic expression of the PN correlation function under non-commensurate sampling (NCS) is presented, and the selection criterion of NCS rate based on the precision factor is proposed, the lower limit of PN code synchronization accuracy processed by NCS can be quickly determined by the precision factor. On this basis, the influence of the code sequence period, the receiver front-end filter and other additional factors on PN code synchronization accuracy is analyzed. The research on the selection criteria of the NCS rate provides theoretical guidance for optimizing the design of digital communication systems, and achieves the purpose of high-precision synchronization with low hardware consumption.

Keywords: non-commensurate sampling; offset cycle; precision factor

0 引 言

由于伪随机序列具有良好的相关特性,因此基于伪随机噪声(pseudo-random noise, PN)序列的同步方法在数字通信系统中有广泛的应用。常用的同步算法包括最大似然^[1-3](maximum likelihood, ML)、匹配滤波^[4-5]、延迟锁相

环^[6]、离散傅里叶变换(discrete Fourier transform, DFT)/快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)^[7]等方法。最大似然法也称全并行捕获法,工作原理是将接收信号与 N 个不同相位的本地 PN 码同时相关,同时检测得到 N 个相关值,选择相关值最大的一路作为本地同步 PN 码,从而实现接收信号的解调解扩。这种方法的缺点也很明显,为

收稿日期:2020-09-24; 修回日期:2021-09-26; 网络优先出版日期:2021-12-07。

网络优先出版地址:https://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20211207.0823.002.html

基金项目:山东省高等学校“青创科技计划”(2019KJN021)资助课题

* 通讯作者。

引用格式:华博,毛忠阳,康家方,等. 基于非等量采样的伪码同步技术研究[J]. 系统工程与电子技术, 2022, 44(4): 1401-1408.

Reference format: HUA B, MAO Z Y, KANG J F, et al. Research on pseudo-random noise code synchronization technology based on non-commensurate sampling[J]. Systems Engineering and Electronics, 2022, 44(4): 1401-1408.

同时获得 N 个相关值,接收端需要使用 N 个相关器,增大了接收端设备的体积,而且同步精度也只能达到 $1/2$ 码片宽度。匹配滤波法是将本地 PN 码作为滤波器的抽头系数,当接收信号经过滤波时,若接收信号与滤波器的 PN 码相位一致,则会产生一个尖峰脉冲,利用门限检测出尖峰脉冲,即可作为同步指示信号。匹配滤波的优点是建立同步时间短,但由于实际硬件资源的限制,抽头系数不能太长^[8]。虽然这些方法都能实现同步,但是忽略了数字通信系统的采样过程会恶化 PN 码同步精度^[9-11]。

1995 年 Cheng 等^[12-13] 在分析全数字数据转换跟踪环时指出,当采样速率与码片速率之比(简称采样比)为整数时,同步精度受限于采样时间间隔,并首次提出非等量采样(non-commensurate sampling, NCS)的概念,即采样比为非整数。随后 Quirk 等^[14-15] 指出,虽然 NCS 后每个码片包含的采样点数不再相同,但是采样点相对于码片的位置具有周期性,并在研究 NCS 技术对 PN 码跟踪环路影响的基础上,给出了系统稳态误差方差的表达式,但没有进一步说明如何选取最优采样比。柯颀等^[16-18] 针对 NCS 采样率的选取策略,给出了定量性能评估指标及计算方法,利用评估指标完成数字接收机的设计,但未给出 PN 码跟踪环路的时间鉴别力与采样频率之间的解析表达式,因此,在设计数字接收机时,仍需要花费大量时间利用评估指标对其相关参数进行调试。Xu 等^[19-22] 定性分析了采样比与同步精度之间的关系,并提出了基于单位增量的 NCS 采样率选取方法,不过该方法仅对采样比有宽松的要求,对相关长度的要求较严格,这增加了系统设计的难度。Jin 等^[23-24] 分析了影响数字接收机同步精度的主要因素——S 曲线零偏置,提出了通过补偿零偏置以消除相关曲线不对称带来的时延估计误差;并提出了通过获取特殊采样比实现零偏置自抵消,从而实现无补偿的信道时延估计。然而,零偏置补偿算法不仅会增加计算量,还会引入新的误差,导致同步精度的下降;同时特定的采样比并不容易在硬件上实现。随后 Jin 等^[25] 研究了热噪声对弱信号跟踪性能的影响,将 NCS 技术与亚奈奎斯特采样技术相结合,在不降低系统性能的情况下,实现实时时延的高精度估计。

Yang 等^[26] 推导出 NCS 技术下的 PN 码离散自相关函数,研究了采样比、积分周期以及相关间隔对离散自相关函数的影响,分析了不同采样比与自相关函数之间的关系,提出了与典型载噪比(carrier to noise ratio, CNR)相适应的采样率,但是整个分析过程中仅考虑了少数几个采样率,结论不具有普适性。Ma 等^[27-28] 将 S 曲线零偏置的最大值和标准偏差作为 NCS 同步性能评估指标,利用评估指标寻找零偏置最大值和标准差同时达到最小的采样比,即为满足多种约束条件的最优采样比。

现有研究报道主要是对 NCS 与同步精度关系的表述,旨在利用各种评价指标或约束条件寻找最佳采样率,而实际上满足多种约束条件的采样率并不多。同时,大多评估准则则仅考虑了在理想情况下的 NCS 采样比的同步性能,但

实际中各种因素如信道噪声、PN 码周期、接收机前端滤波器带宽等都会影响 PN 码同步精度,从而增加数字接收机的设计难度。因此,关于如何快速判断 NCS 采样率所具备的同步精度,摆脱各种评估准则或约束条件的限制,降低数字接收机设计的难度,是一个重要的研究方向。本文通过推导 NCS 条件下 PN 序列相关函数解析表达式,探索影响 NCS 采样比同步精度的根本因素,提出 NCS 采样比选取的简易方法。同时,引入最大绝对误差和均方误差(mean square error, MSE)作为衡量 NCS 条件下 PN 码同步性能的指标,并分析 PN 码周期、接收机前端滤波器等因素对同步精度的影响。

1 等量采样技术同步性能分析

为了从接收信号中提取数据或定时信息,必须知道接收信号与本地模板信号之间的相对相位,并通过调整本地模板信号,使得两者相位一致,这个过程称为同步。在数字通信系统中常以 PN 序列作为同步头,利用其良好的相关特性实现同步,而在进行同步之前必须先对接收信号“数字化”处理。一般情况下接收机采用的采样率都是码片速率的整数倍,将这种采样方式称之为等量采样。对于任意初始同步偏差,其采样点位置与码片之间的关系,如图 1 所示。

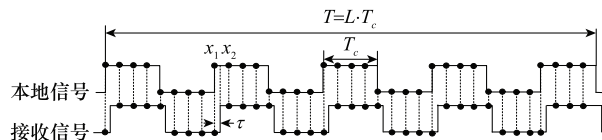


图 1 等量采样过程示意图

Fig. 1 Schematic diagram of equal sampling process

在图 1 中,实线为模拟信号, τ 为同步偏差。从图 1 中可知,当 $0 < \tau < T_c$,接收信号与本地信号的所有采样点幅值均不发生变化,导致相关函数始终保持不变。因此,等量采样技术会限制数字接收机的同步精度。即便采样间隔非常小,仍然存在无法辨别的同步偏差。在数学上,这种同步偏差可以用相关形状的“阶梯”现象来解释。为便于分析,且不失一般性,假设接收信号是未经采样的周期为 L 的 PN 序列,不考虑载波偏差的影响,可将接收信号表示为

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i g_c(t - iT_c - \tau) + Q(t) \quad (1)$$

式中: T_c 为 PN 序列的码片周期; a_i 表示第 i 个幅值为 ± 1 的码片; $g_c(t)$ 为持续时间为 T_c 的单位脉冲; $Q(t)$ 为高斯白噪声,其功率谱密度为 $N_0/2$ 。

通常当输入信号与本地模板信号相位相一致时,相关器会产生一个尖峰脉冲信号,通过对尖峰脉冲的检测实现接收信号与本地模板信号的同步。若将接收端本地模板信号表示为 $h(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i g_c(t - iT_c)$,则其归一化自相关函数为

$$R_0(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_{-\infty}^{\infty} h(t)h(t+\tau)dt = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c}, & |\tau| \leq T_c \\ 0, & |\tau| > T_c \end{cases} \quad (2)$$

当 $0 < \tau < T_c$ 时,接收端相关器输出的归一化相关函数可以表示为

$$R_s(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T r(t)h(t-\tau)dt = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{L-1} (a_i a_i R_0(\tau) + a_i a_{i+1} R_0(\tau - T_c)) \quad (3)$$

其中,相关积分时间 $T=L \cdot T_c$ 。结合式(2)和式(3)可知,接收端相关器输出的归一化相关函数是同步偏差 τ 的单值线性函数。因此, τ 值的变化可以准确反映在相关函数 $R_0(\tau)$ 的变化中。但在数字通信系统中,接收机将以固定的时钟对 $r(t)$ 进行采样,采样后的信号可以表示为

$$r(nT_s) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i g_c(nT_s - iT_c - mT_s) + Q(n) \quad (4)$$

其中, $T_s = T_c/N$ 为采样间隔; m 为经采样后的同步偏差,即 $\tau = mT_s + \vartheta$,而 ϑ 为剩余同步偏差。因此,采样后的相关器输出的相关函数为

$$R_1(nT_s) = \sum_{n=0}^{LN} r(nT_s)h(nT_s) = \frac{1}{LN} \sum_{n=0}^{LN} \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} a_i a_j g_c(nT_s - iT_c - mT_s) g_c(nT_s - jT_c) \quad (5)$$

其中,矩形脉冲 $g_c(n)$ 的归一化自相关函数为

$$R_2(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N g_c(n-m)g_c(n) = \begin{cases} 1 - \frac{m}{N}, & m < N \\ 0, & m \geq N \end{cases} \quad (6)$$

联立式(3)、式(5)、式(6)可得接收端相关器输出的归一化相关函数为

$$R_D(m) = \frac{1}{LN} \sum_{i=0}^{LN-1} (a_i a_i R_2(m) + a_i a_{i+1} R_2(m+N)) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} a_i \left[a_i \left(1 - \frac{m}{N} \right) + a_{i+1} \left(\frac{m}{N} \right) \right] = 1 - \left(1 - \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} a_i a_{i+1} \right) \frac{m}{N} \quad (7)$$

由式(7)可知,数字接收机的同步精度与采样总点数 N 和同步偏差的采样点数 m 有关。当采样率越高时,采样点

数 N, m 越大,剩余同步偏差 ϑ 越小,通过相关函数对同步偏差的估计越准确,从而利于提高信号同步精度。假设在相同的采样率下,存在同步偏差 $\tau_1 < \tau_2$,经过采样 $\tau_1 = m_1 T_s + \vartheta_1$, $\tau_2 = m_1 T_s + \vartheta_2$,根据式(7)可得 $R_{D1} = R_{D2}$,显然由于采样过程的影响,导致不同的同步偏差出现相同的相关输出。当同步偏差 $\tau = T_c/100$ 时,不同等量采样条件下的相关函数,如图 2 所示。

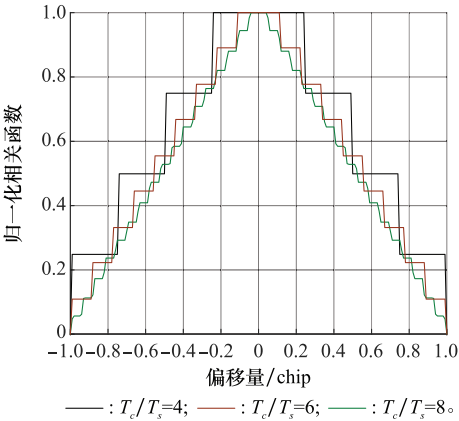


图 2 等量采样下的相关函数
Fig. 2 Correlation function under equal sampling

从图 2 中可知,对于远小于采样间隔的同步偏差,PN 序列的相关函数呈现阶梯状变化,即不同的同步偏差可能有相同的相关函数值,这会严重影响系统完成同步,造成接收机无法正确解调扩频。虽然通过提高采样率,可以提高系统同步精度,但当需要达到 1% 甚至 0.1% 码片宽度的同步精度时,采样率要达到码片速率的 100 倍、1 000 倍甚至更高,这会消耗大量的硬件资源。因此,如何以较低的采样率实现较高的 PN 码同步精度是降低硬件资源消耗的关键,NCS 技术为解决这一问题提供了新的思路。

2 NCS 技术同步性能分析及选取准则

当采样率与码片速率的比值不是整数时,PN 码同步精度将不再受采样间隔的限制,这种采样方式被称为 NCS。经 NCS 技术处理的信号,其单个码片内的采样点位置分布不再固定,为量化这种情况,假设每个码元符号内的单个采样点距符号边沿的距离(称为采样点相位偏移量)为 ϵ ,如图 3 所示。

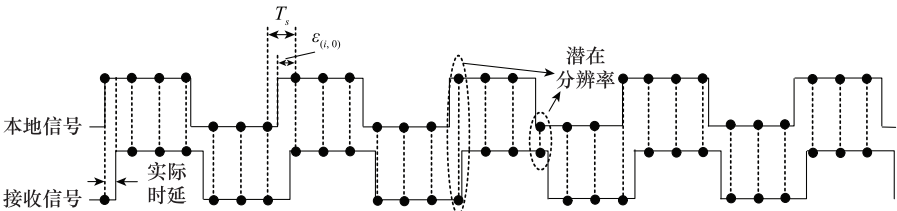


图 3 NCS 示意图
Fig. 3 Schematic diagram of NCS

从图 3 中可知,采样点与码片的相对位置不固定,正是这种特性使得 NCS 技术可以突破采样间隔的限制,从而实现更高的同步精度。设 NCS 的采样比 $N' = T_c/T_s$, 采样序列的总点数 $M = \lceil L \cdot N' \rceil$, $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。令 i 表示码片编号, $i \in \{0, 1, 2, \dots, L-1\}$ 。将码片 i 中第一个采样点(可以与左边沿重合)记为 $(i, 0)$, 第二个采样点记为 $(i, 1)$, 依次递增。为便于分析,且不失一般性,设第一个码片的初始采样点相位为零,即 $\epsilon_{(0,0)} = 0$, 那么第 i 个码片的第 1 个采样点与该码片左边沿之间的距离为

$$\epsilon_{(i,0)} = T_s - (iT_c - (n_{(i,0)} - 1)T_s) = n_{(i,0)}T_s - iT_c \quad (8)$$

其中, $n_{(i,0)}$ 表示第 i 个码片第 1 个采样点的位置索引。从式(8)可知,任意 $\epsilon_{(i,0)}$ 都满足不等式 $0 \leq \epsilon_{(i,0)} < T_s$, 而采样点位置索引满足关系式:

$$n_{(i+k,0)} = n_{(i,0)} + \left\lceil k \frac{T_c}{T_s} \right\rceil \quad (9)$$

若将式(9)中采样比表示成最简分式,即 $T_c/T_s = e/P$, 且 e 与 P 为互质整数,则当 $k=P$ 时,联立式(8)、式(9)可得

$$\begin{aligned} \epsilon_{(i+P,0)} &= n_{(i+P,0)}T_s - (i+P)T_c = \\ n_{(i+P,0)}T_s - PT_c + \epsilon_{(i,0)} - n_{(i,0)}T_s = \\ \epsilon_{(i,0)} + (n_{(i+P,0)} - n_{(i,0)})T_s - PT_c = \\ \epsilon_{(i,0)} + \left\lceil P \frac{T_c}{T_s} \right\rceil T_s - eT_s &= \epsilon_{(i,0)} \end{aligned} \quad (10)$$

由式(10)可知,偏移量 ϵ 具有周期性,其循环周期为 P , 这意味着在 P 个码片后 $\epsilon_{(i,0)}$ 将重复出现。将第 i 个码片中采样点分布表示为

$$u_{(i,n)} = (n - n_{(i,0)})T_s + \epsilon_{(i,0)} \quad (11)$$

因此,在 NCS 条件下,接收信号为

$$r'(nT_s) = \sum_{j=0}^{L-1} a_j g_c[(u_{(j,n)} - iT_c) - \tau'] \quad (12)$$

由式(3)可知,对于采样后 PN 序列的自相关函数本质是采样点幅值的乘加运算。因此,对于采样后的矩形脉冲信号,可以认为其自相关值就是采样点总数减去极性互异的采样点数。若时延 $\tau' = m_1 T_s + \epsilon'$, 其中 $m_1 \in N$ 。当 $\epsilon > 0$ 时,矩形脉冲的自相关函数为

$$\begin{aligned} R(m_1) &= \frac{1}{N'} \sum_{n=0}^{N'-1} g_c(nT_s + \epsilon - \tau') g_c(nT_s + \epsilon) = \\ &\begin{cases} 1 - \frac{m_1}{\lfloor N' \rfloor}, & (0 \leq m_1 < \lfloor N' \rfloor) \cap (0 < \frac{\epsilon'}{\epsilon} < 1) \\ 1 - \frac{m_1 + 1}{\lfloor N' \rfloor}, & (0 \leq m_1 < \lfloor N' \rfloor) \cap (1 \leq \frac{\epsilon'}{\epsilon}) \\ 0, & m_1 \geq \lfloor N' \rfloor \end{cases} \end{aligned} \quad (13)$$

其中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。当 $\epsilon = 0$ 时,自相关函数为

$$R(m_1) = \begin{cases} 1 - \frac{m_1}{\lceil N' \rceil}, & 0 \leq m_1 < \lceil N' \rceil \\ 0, & m_1 \geq \lceil N' \rceil \end{cases} \quad (14)$$

由式(13)可知,经 NCS 后的矩形脉冲,其自相关函数与偏移量 ϵ 有关。因此,对于接收信号而言,NCS 条件下的同步偏差可以表示为 $\tau = m_a T_s + m_b \epsilon_\beta + \Delta$, 其中 $0 \leq \Delta < \epsilon_\beta$, ϵ_β 为使整数 $m_b \geq 1$ 的最大偏移量。在不考虑循环周期 P 内

首个码片的偏移量时,循环周期内其余偏移量呈单调递减分布。因此,当 $0 < \beta \leq P$ 时,结合式(3)、式(13)可得,NCS 时 PN 序列的相关函数可以表示为

$$\begin{aligned} R(m_a) &= M - m_a L - (\beta + 1) \left\lfloor \frac{L}{P} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{\beta \bmod(L/P)}{P} \right\rfloor + \\ &m_a \sum_{j=0}^{L-1} a_j a_{j+1} + (\beta + 1) \sum_{j=0}^{\lfloor L/P \rfloor} a_j a_{j+1} \end{aligned} \quad (15)$$

式中: $\bmod(\cdot)$ 表示取余; $\lfloor L/P \rfloor$ 表示周期为 L 的 PN 序列采样序列中 ϵ_β 的循环次数。从式(15)可知,由于偏移量 ϵ 相对于码片边界是不固定的,当存在小于采样间隔的同步偏差时,微小的同步偏差将会改变原偏移量 ϵ 的位置,使得相关函数 $R(m_a)$ 发生变化,通过相关函数的变化就可以得到估计偏差 $\hat{\tau}$, 即

$$\hat{\tau} = \frac{T_{\text{sam}} \cdot (R(m_a) - M)}{T_c} \quad (16)$$

除了偏移量 ϵ 会对相关函数产生影响,PN 序列周期 L 、偏移量循环周期 P 也会对相关函数产生影响。由式(15)中可知,当 PN 序列周期远小于偏移量循环周期时,意味着经采样后的序列中不存在偏移量循环周期。因此,其相关函数可以表示为

$$R'(m_a) = M - m_a L + m_a \sum_{j=0}^{L-1} a_j a_{j+1} \quad (17)$$

通过对比发现,经归一化后的 $R'(m_a)$ 与式(7)相同,这表明当 PN 序列周期远小于循环周期时,NCS 技术将不具备高精度同步能力。

当采样比固定时,偏移量 $\epsilon_{\min}$ 代表了该采样比所能达到的最高同步精度,但由于 ϵ 的随机性,无法通过理论计算来获得该采样比的同步精度,只能通过实验的方法检测其同步精度,而这一过程往往需要消耗大量的时间。但从式(10)、式(15)中可知,偏移量的大小与偏移量循环周期 P 有关,结合图 3 可知,NCS 技术的实质是利用循环周期将原整数倍采样间隔进一步细分成 P 等份,使同步精度再提高 P 倍,即

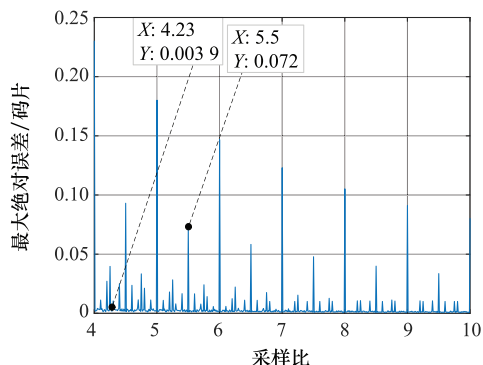
$$\eta = \frac{1}{P \cdot \lfloor N' \rfloor} \quad (18)$$

将 η 称为 NCS 采样比的精度因子,则对应的最高同步精度为 ηT_c 。从式(18)可知,精度因子越小,所能实现的同步精度越高。因此,可将精度因子 η 作为 NCS 采样比选取的依据。为了验证精度因子的有效性,在估计偏差 $\hat{\tau}$ 的所有可能取值空间内将最大绝对值误差 E_τ 以及同步偏差拟合值均方误差 δ 作为经 NCS 后 PN 码同步精度的定量评估指标^[29], 即

$$E_\tau = \max |\hat{\tau}_i - \tau_i| \quad (19)$$

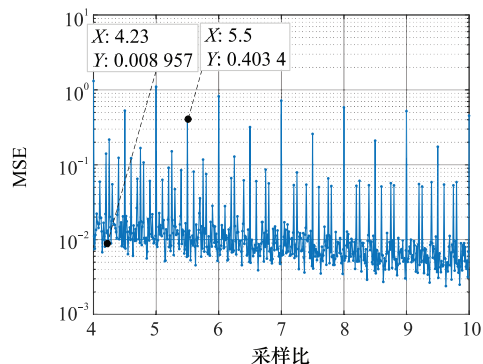
$$\delta = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\hat{\tau}_i - \tau_i)^2 \quad (20)$$

E_τ 反映了利用采样序列自相关函数补偿法反演同步偏差 τ' 时所产生的拟合误差, δ 则反映了利用最小二乘算法拟合同步偏差过程中算法的精密密度。对于采样率性能优劣的评估准则是: E_τ 和 δ 越小越好。假设码片周期 $T_c = 1$, 以 1 023 位伪随机序列(m 序列)作为同步头,则不同采样比条件下的最大绝对误差和 MSE,如图 4 所示。



(a) 不同采样比下的最大绝对误差

(a) Maximum absolute error under different sampling ratios



(b) 不同采样比下的MSE值

(b) MSE values under different sampling ratios

图4 定量评估指标

Fig. 4 Quantitative evaluation indicators

从图4中可知,在整体趋势上,最大绝对误差 E_c 和 MSE δ 随着采样比的增加而降低,但当采样比恰好为码片速率的整数倍时, E_c 和 δ 陡然增加。这是由于等量采样的同步精度受限于采样间隔,导致其最大绝对误差和 MSE 均较大。当采样比为非整数时,由于存在码相位偏移量,使得采样点的相对位置不再固定,从而提高了同步精度。但不是所有的 NCS 采样比都具有高精度同步能力。例如,采样比 4.23 的最大绝对误差为 0.003 9,而采样比 5.5 的最大绝对误差为 0.072,显然采样率得到了增加,但是误差值并没有得到降低,反而增加。这是由于采样比 4.23 的精度因子 $\eta_1 = 0.0025$,而采样比 5.5 的精度因子 $\eta_2 = 0.1$,显然 $\eta_1 < \eta_2$,因此,采样比 4.23 的同步精度更高,误差更小。

综上所述,随着采样比的增加,PN 码同步误差逐渐降低,但是当采样比恰好等于码片速率的整数倍时,接收机同步误差会陡然增大。从局部变化看,同步误差的起伏变化毫无规律,这种变化是由 NCS 采样比的精度因子决定的。

3 NCS 同步性能仿真分析

为进一步分析 NCS 采样比的同步精度,验证理论分析的正确性,结合数值分析,对 NCS 技术的同步性能进行仿真分析。仿真条件及参数设置如下:

调制方式: BPSK 调制;

同步方式: 匹配滤波同步;

码片周期: $T_c = 1$;

同步偏差: $\tau = T_c/100$;

伪随机序列: 1 023 位 m 序列。

3.1 NCS 同步精度

合适的 NCS 采样比对系统同步性能有着重要的影响,根据第2节分析, NCS 采样比可分为两种情况: ① 精度因子小于预设时延; ② 精度因子大于预设时延。因此,分别取不同类型的采样比: 4、4.23、4.5、5.5, 对其相关函数进行仿真。仿真结果如图5所示。

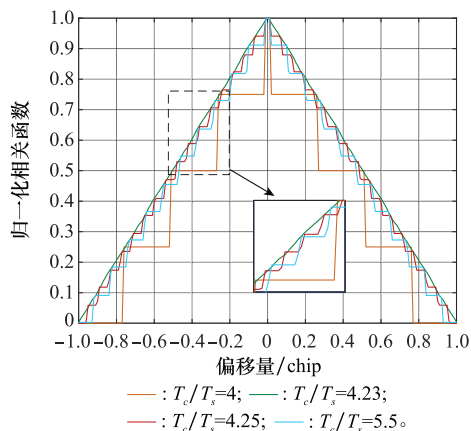
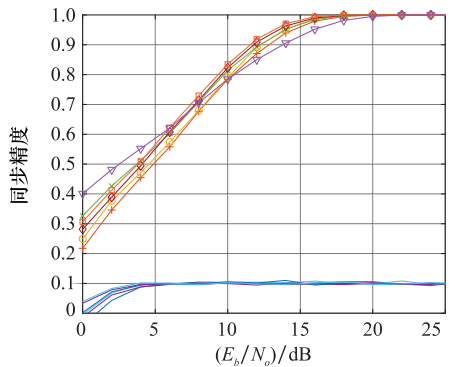


图5 不同采样比下的相关函数

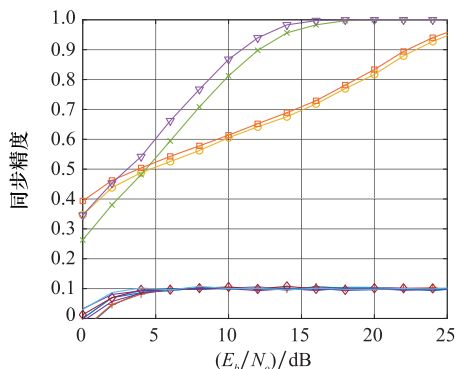
Fig. 5 Correlation function under different sampling ratios

从图5中可知,采样比之间的差值并不大,但是相关函数存在明显的区别。当采样比 $T_c/T_s = 4$ 时,相关函数呈现明显的“阶梯”状;当采样比 $T_c/T_s = 4.23$ 时,相关函数呈现理想三角形;而采样比 $T_c/T_s = 4.25$ 的相关函数再次呈现“阶梯”状;当采样比继续增加到 5.5 时相关函数的“阶梯”状愈加明显,说明单纯增加 NCS 采样率并不一定能提高同步精度,而盲目地选取 NCS 采样率会增加系统的设计难度。根据式(18)可得,采样比 4.23、4.25、5.5 的精度因子分别为 0.0025、0.0625、0.1,通过对比发现,只有采样比 4.23 的精度因子小于 $1/100$ 的同步偏差,结合图5的相关函数可知,只有当精度因子小于预定的同步偏差, NCS 采样比才能达到预期同步精度。因此,精度因子可以作为选取 NCS 采样比的重要依据。

对于通信系统而言,信道噪声是必须考虑的因素。一般情况下,信道噪声被认为是服从零均值的正态分布^[30],在没有信道噪声影响下,PN 码的同步精度完全取决于循环周期 P 。信道噪声会改变 PN 码的相关函数,从而对同步过程产生一定影响。因此,在同步偏差分别为 $T_c/100$ 和 $T_c/1000$ 的情况下,对不同类型采样比的同步精度进行仿真,为便于观察,仅标注具有分辨力的采样比,仿真结果如图6所示。



(a) 同步偏差为 $T_c/100$ 时的同步精度
(a) Probability of synchronous acquisition when synchronization deviation is $T_c/100$



(b) 同步偏差为 $T_c/1000$ 时的同步精度
(b) Probability of synchronous acquisition when synchronization deviation is $T_c/1000$

图 6 不同采样比下的同步精度

Fig. 6 Probability of synchronous acquisition under different sampling ratios

从仿真结果可知,当同步偏差为 $T_c/100$,采样比分别为 4.01、4.093、4.714 3、5.01、5.093、5.714 3 时,同步精度随着信噪比的增加而增加;当同步偏差为 $T_c/1000$,除采样比 4.01 和 5.01 的同步精度降低到 0.1,其他采样比的同步精度均未发生变化。这是因为采样比 4.01 和 5.01 的精度因子分别为 0.002 5、0.002,两者的精度因子均小于 1%,而大于 0.1%,因此,这两种采样比能分辨 $T_c/100$ 同步偏差,但不能分辨 $T_c/1000$ 同步偏差。仿真结果进一步说明,NCS 采样比的同步偏差分辨能力与精度因子有直接关系,精度因子可以作为 NCS 采样比选取的可靠依据。

3.2 PN 码周期及接收机前端滤波器对同步精度的影响

根据 NCS 条件下的 PN 序列相关函数表达式可知,当 PN 序列周期小于码相位偏移量循环周期时,PN 序列的相关函数会发生变化,当 PN 序列周期过小时,将会影响 NCS 采样下的 PN 序列同步精度。因此,对周期为 15、63、255、1 023 的 m 序列的最大绝对误差进行仿真,仿真结果如图 7 所示。

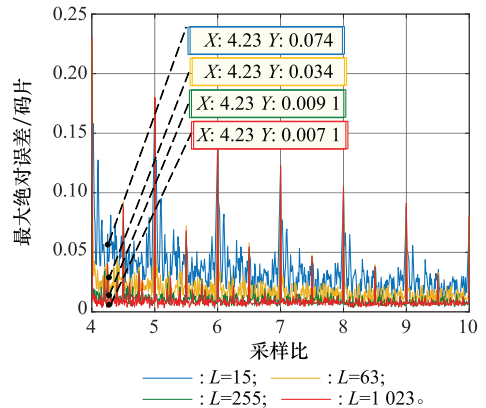


图 7 不同码长下的最大绝对误差

Fig. 7 Maximum absolute error under different code lengths

从仿真结果可知,在整体变化上,不同码长下的最大绝对误差的变化趋势相同;在相同 NCS 采样比的条件下,最大绝对误差随着 m 序列长度的增加而降低,当采样比为 4.23,长度为 15、63、255、1 023 的 m 序列对应的最大绝对误差分别为 0.041、0.034、0.009 1、0.007 1,通过比较可知,只有在码长为 255 和 1 023 时,同步最大绝对误差值才小于 1%。而根据第 2 节的理论分析,采样比 4.23 的偏移量循环周期为 100。因此,只有当 PN 码序列的长度超过循环周期时,NCS 采样比才实现高精度同步。

综上所述,PN 码序列周期影响了偏移量循环周期 P ,当 PN 序列的周期过短时,偏移量循环周期将不存在,从而降低 NCS 技术对微小同步偏差的分辨能力。因此,采用周期较长的 PN 码序列有助于降低同步误差,提高同步性能。

当 PN 序列具有无限长的周期和理想的自/互相关特性时,其相关函数是一个等腰三角形,但实际信号的发射与接收都需要进行带限滤波处理,在经过接收机前端滤波器处理后,接收信号变成带限信号,本地解扩信号未经滤波器处理,是一个无限带宽的信号,对两个信号做互相关处理时,其相关函数将会发生改变,从而对同步精度产生影响。因此,对不同带宽下的 PN 码同步最大绝对误差进行仿真,结果如图 8 所示。

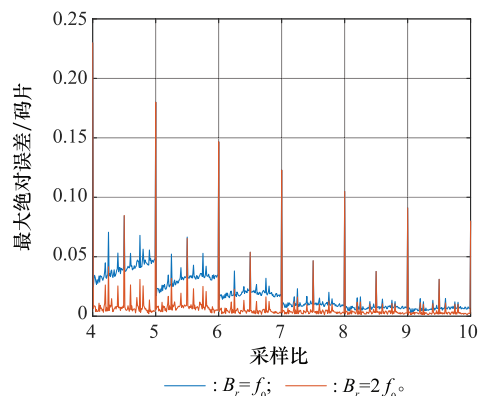


图 8 不同带宽下最大绝对误差

Fig. 8 Maximum absolute error under different bandwidths

从仿真结果可知,不同带宽下的最大绝对误差存在一定差异,滤波器带宽 $B_r = f_0$ 的最大绝对误差明显大于 $B_r = 2f_0$ 的最大绝对误差,但随着采样比的增加,这种差距逐渐缩小。这主要是带限滤波器降低了接收信号功率,改变了 PN 序列相关函数,与理想相关函数相比,经滤波的相关函数趋于平滑,而且滤波器带宽越窄相关函数越平滑,从而造成最大绝对误差值增大。不过,带限滤波器并没有改变 NCS 采样序列的精度因子,当采样比 $T_c/T_s > 7$ 时,不同带宽下的最大绝对误差值相差仅 0.004 T_c ,说明当采样比提高到一定程度,PN 序列的同步精度将会得到改善,因此可以通过提高 NCS 采样比来降低接收机前端滤波器的影响。

4 结束语

本文推导出了 NCS 技术下的 PN 序列相关函数的解析表达式,研究发现不是所有的 NCS 采样比都具备高精度同步性能,提出了基于精度因子的 NCS 采样比快速选取方法。理论分析和仿真结果表明:① 码相位偏移量循环周期 P 是决定 NCS 采样比同步精度的关键因素,循环周期 P 是 NCS 采样比最简分式中的分母,循环周期越大,所能实现的同步精度越高,当采样比是无理数时,理论上能实现无限精度,但实际受 PN 序列长度的限制,并不能实现无限精度;② 码相位偏移量循环周期 P 并不能直接作为选取 NCS 采样比的依据,因为 NCS 技术的实质是在原整数倍采样间隔的基础上,更进一步将采样间隔细分成 P 等份,从而使同步精度再提高 P 倍,因此,将这两个参数相结合得到新的参量——精度因子,利用精度因子作为 NCS 采样比选取的依据,当精度因子小于预设的同步偏差时,PN 序列的同步精度才能达到预期效果;③ 接收机前端滤波器通过改变 PN 序列的相关函数,从而对同步精度产生影响,但可以提高采样率来抵消前端滤波器的影响。本文提出的精度因子,可以快速判断不同采样比的同步精度,省去了繁琐的评估准则和约束条件,缩短了通信系统的设计周期。NCS 技术的应用将以较低的硬件资源消耗获得较高的同步精度,为数字通信系统的设计提供理论指导。

参考文献

- [1] LEVY C, PINCHAS M. Maximum likelihood estimation of clock skew in IEEE 1588 with fractional Gaussian noise[J]. Mathematical Problems in Engineering, 2015, 2015(1): 1–24.
- [2] SHAYANFAR H, SAEEDI-SOURCK H, FARHANG A, et al. Maximum-likelihood synchronization and channel estimation with multiuser detection in GFDMA[J]. IEEE Trans. on Emerging Telecommunications Technologies, 2018, 29(6): e3424.
- [3] 韩志凤, 刘建业, 李荣冰, 等. 基于长时间差分相关/最大似然法的北斗信号位同步算法[J]. 中国惯性技术学, 2017, 25(6): 765–769.

HAN Z F, LIU J Y, LI R B, et al. BeiDou signal bit synchronization algorithm based on long-time differential correlation/maximum likelihood method[J]. China Inertial Technology, 2017, 25(6):

765–769.

- [4] 王忆蒙, 张剑, 束锋. 低信噪比下突发通信的同步检测[J]. 电讯技术, 2015, 55(8): 926–930.
- WANG Y M, ZHANG J, SHU F. Synchronous detection of burst communication under low signal-to-noise ratio[J]. Telecommunications Technology, 2015, 55(8): 926–930.
- [5] 王爱珍, 栾美松, 胡姣, 等. 高码率扩频系统的快速捕获算法研究[J]. 系统仿真学报, 2019(8): 1727–1732.
- WANG A Z, LUAN M S, HU J, et al. Research on fast acquisition algorithm of high bit rate spread spectrum system[J]. Journal of System Simulation, 2019, 31(8): 1727–1732.
- [6] TRAN V T, SHIVARAMAIAH N C, NGUYEN T D, et al. GNSS receiver implementations to mitigate the effects of commensurate sampling frequencies on DLL code tracking[J]. GPS Solutions, 2018, 22(1): 24.
- [7] 王凯, 吴斌, 汪勃. 一种利用压缩感知改进的 PMF-FFT 扩频捕获算法[J]. 电讯技术, 2018, 58(6): 45–51.
- WANG K, WU B, WANG B. An improved PMF-FFT spread spectrum acquisition algorithm using compressed sensing[J]. Telecommunications Technology, 2018, 58(6): 45–51.
- [8] GUI G, PENG W, ADACHI F. Sub-Nyquist rate ADC sampling-based compressive channel estimation[J]. Wireless Communications and Mobile Computing, 2015, 15(4): 639–648.
- [9] 游行远, 杨平, 彭军伟, 等. 基于自相关系数插值的迭代符号定时同步[J]. 工程科学与技术, 2017, 49(3): 117–122.
- YOU X Y, YANG P, PENG J W, et al. Iterative symbol timing synchronization based on autocorrelation coefficient interpolation[J]. Engineering Science and Technology, 2017, 49(3): 117–122.
- [10] 黄波. 基于伪噪声码星间自主测距[J]. 系统工程与电子技术, 2013, 35(12): 2572–2576.
- HUANG B. Inter satellite autonomous ranging based on pseudo noise code[J]. Systems Engineering and Electronics, 2013, 35(12): 2572–2576.
- [11] ZHAO Y J, WANG H J, ZHENG Y Z, et al. High sampling rate or high resolution in a sub-Nyquist sampling system[J]. Measurement, 2020, 166(4): 108–175.
- [12] CHENG U, HINEDI S. Performance of the all-digital data-transition tracking loop in the advanced receiver[J]. Telecommunications and Data Acquisition Progress Report, 1989, 43(2): 1202–1215.
- [13] MILEANT A, MILLION S, HINEDI S, et al. The performance of the all-digital data transition tracking loop using nonlinear analysis[J]. IEEE Trans. on Communications, 1995, 43(2): 1202–1215.
- [14] QUIRK K J. Analysis of sampling and quantization effects on the performance of PN code tracking loops[C]//Proc. of the IEEE International Conference on Communications, 2020. DOI: 10.1109/ICC.2002.997096.
- [15] QUIRK K J, SRINIVASAN M. PN code tracking using non-commensurate sampling[J]. IEEE Trans. on Communications, 2006, 54(10): 1845–1856.
- [16] 柯颀, 胡修林, 刘禹圻, 等. GNSS 接收机中采样率对时间鉴别力的影响[J]. 宇航学报, 2010, 31(12): 2722–2729.

- KE Y, HU X L, LIU Y Q, et al. Influence of sampling rate on time discrimination in GNSS receiver[J]. *Acta Astronautica*, 2010, 31(12): 2722–2729.
- [17] 柯颀. NCS 性能评估及 BOC 无模糊捕获技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2011.
- KE Y. Performance evaluation of NCS and Research on BOC fuzzy free acquisition technology[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2011.
- [18] KE Y, HU X L, LIU Y X, et al. The evaluation methods of sampling rate performance in GNSS receiver[C]//Proc. of the International Conference on Space Information Technology, 2010. DOI:10.1117/12.855386
- [19] XU Z B, JIN X J, ZHANG C J, et al. Analyses of noncommensurate sampling used in high-precision regenerative pseudo-noise ranging systems[J]. *Journal of Central South University*, 2014, 21(3): 963–969.
- [20] JIN X J, XU Z B, ZHANG C J, et al. Simple approach to determining parameters of noncommensurate sampling for optimal pseudo-noise code phase delay discrimination[J]. *Electronics Letters*, 2014, 50(4): 283–284.
- [21] 金小军, 徐兆斌, 张朝杰, 等. 非等量采样方法[P]. 中国: CN201310272528.X, 2013–10–02.
- JIN X J, XU Z B, ZHANG C J, et al. Unequal sampling method[P]. China: CN201310272528.X, 2013–10–02.
- [22] JIANG J W, YANG W J, ZHANG C J, et al. Effect of chip rate on the ranging accuracy in a regenerative pseudo-noise ranging system[J]. *Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering*, 2011(2): 52–59.
- [23] JIN X T, ZHANG N, YANG K, et al. PN ranging based on noncommensurate sampling: zero-bias mitigation methods[J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, 53(2): 926–940.
- [24] JIN X J, ZHANG W, MO S M, et al. Optimal regenerative PN code tracking based on non-commensurate sampling and double-loop structure[J]. *Electronics Letters*, 2019, 55(23): 1254–1255.
- [25] JIN X J, PENG Z, MA Z P, et al. PN code tracking based on sub-Nyquist and non-commensurate sampling[J]. *Electronics Letters*, 2020, 56(14): 734–736.
- [26] YANG J, YANG Y K, LI J S, et al. Analysis of noncommensurate sampling effects on the performance of PN code tracking loops[J]. *Science China Technological Sciences*, 2018, 61(6): 893–905.
- [27] MA C J, NI J, TANG X M, et al. Zero-bias elimination with selective non-commensurate sampling for PN code tracking[J]. *IET Radar, Sonar & Navigation*, 2020, 14(3): 349–355.
- [28] 肖志斌, 马春江, 唐小妹, 等. 一种基于选择性非等量采样的过零点偏差抑制方法[P]. 中国: CN201910365080.3, 2019–07–23.
- XIAO Z B, MA C J, TANG X M, et al. A zero crossing deviation suppression method based on selective unequal sampling[P]. China: CN201910365080.3, 2019–07–23.
- [29] WEI Z L, FU N, QIAO L Y. A multicycle sub-Nyquist sampling system for pulse streams with Doppler shift[J]. *Signal Processing*, 2020, 176: 107705.
- [30] SU Y, JIANG D F. Digital instantaneous frequency measurement of a real sinusoid based on three sub-Nyquist sampling channels[J]. *Mathematical Problems in Engineering*, 2020, 2020(7/8).

作者简介

- 华 博(1995—),男,硕士研究生,主要研究方向为扩频、通信技术
- 毛忠阳(1979—),男,教授,博士,主要研究方向为扩频通信技术、无线光通信、新体制通信。
- 康家方(1987—),男,副教授,博士,主要研究方向为多载波调制技术、扩频通信、非正弦通信技术。
- 刘锡国(1981—),男,副教授,博士,主要研究方向为抗干扰通信技术。
- 魏靖怡(1998—),男,助理工程师,大专,主要研究方向为有线通信。