

文章编号:1007-5321(2018)04-0097-07

DOI:10.13190/j.jbupt.2018-009

# 高速率 GNSS 电文多进制编码调制技术

靳舒馨<sup>1,2</sup>, 姚 铮<sup>1</sup>, 贾深惠<sup>3</sup>, 陆明泉<sup>1</sup>

(1. 清华大学 电子工程系, 北京 100084; 2. 北京市卫星导航中心, 北京 100094;  
3. 中国人民解放军 31001 部队, 北京 100092)

**摘要:** 为解决导航电文信息速率制约导航系统性能的问题,提出了一种基于码移键控调制和多进制低密度奇偶校验码的新型全球卫星导航系统(GNSS)信号编码调制技术. 在  $-130$  dBm 的接收电平、误码率不大于  $10^{-7}$  的指标下,该技术可以达到  $1\,500$  bit/s 的有效信息速率,并且具有信号结构简单、与现有 GNSS 信号兼容性强等优势. 理论分析和仿真结果证明,该技术突破了现有卫星导航信号体制下的信息速率极限,能够克服复杂信号结构造成的难以独立捕获跟踪的问题,在卫星导航系统中有比较重要的实用价值.

**关键词:** 全球卫星导航系统; 导航信号; 信号体制; 码移键控调制; 多进制低密度奇偶校验码

中图分类号: TN96

文献标志码: A

## High-Speed Non-Binary Coding and Modulation Techniques of GNSS Message

JIN Shu-xin<sup>1,2</sup>, YAO Zheng<sup>1</sup>, JIA Shen-hui<sup>3</sup>, LU Ming-quan<sup>1</sup>

(1. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China;  
2. Beijing Satellite Navigation Center, Beijing 100094, China; 3. The 31001 forces of PLA, Beijing 100092, China)

**Abstract:** To solve the problem of navigation message rate limiting the performance of global navigation satellite system (GNSS), a new technology of GNSS signal design based on code shift keying modulation and non-binary low density parity check code is discussed. At a receiving level of  $-130$  dBm and an error rate of no more than  $10^{-7}$ , the information rate can be up to  $1\,500$  bit/s. Meanwhile, it has the advantages of simple signal structure and strong compatibility with existing GNSS signals. Theoretical analysis and simulation prove that this technology can break through the limit of information rate under the existing GNSS signal system, and overcome the difficulties of acquisition and tracking caused by complex signal structure. Therefore, it has important practical value in GNSS.

**Key words:** global navigation satellite system; navigation signal; signal structure; code shift keying modulation; non-binary low density parity check code

全球卫星导航系统(GNSS, global navigation satellite system)作为提供时空基准服务的重要基础设施,在军事、民用、科学等各个方面有着重要的作用. 未来 GNSS 要实现更高的定位精度,除了对信号扩频调制方式进行优化设计以外,还需要实时传

输精确星历、差分信息等内容,电文数据量与传统 GNSS 相比将大幅增加. 例如,在北斗三号全球系统的设计中,用于承担全球定位报告业务的中地球轨道卫星的 B2b 信号,信息速率需大于  $500$  bit/s,且误码率应低于  $10^{-6}$ . 电文的信息速率将直接影响北斗

收稿日期: 2018-01-11

作者简介: 靳舒馨(1991—),女,硕士生, E-mail: jinsx15@mails.tsinghua.edu.cn; 陆明泉(1963—),男,教授,博士生导师.

系统的服务质量,信息速率越高,则单条电文播发时间越短,播发频度越快,时效性越好。这对下一代 GNSS 的信号设计提出了更高的要求<sup>[1]</sup>。

## 1 相关研究现状

在目前 GNSS 广泛使用的基于二进制相移键控 (BPSK, binary phase shift keying) 和直接扩频序列调制 (DSSS, direct sequence spread spectrum) 的信号体制下,提高信息速率的方法有 3 种。

1) 提高扩频码速率。以民用 GPS 导航信号中的 L1 C/A 码信号为例。其采用码长为 1 023 的 Gold 码,扩频码速率为 1.023 MHz,信息速率为 50 bit/s<sup>[2]</sup>,如果将码速率提高至 10.23 MHz,码长和每比特周期中码重复的周期数不变,则信息速率可达到 500 bit/s。但这种方法会同时增加频谱宽度,而且过快的扩频码速率也会显著增加接收机的处理复杂度。

2) 减小扩频码码长。将码长减小为原来的  $1/n$ ,保持码速率和每比特周期中码重复的周期数不变,则信息速率可提高至原信息速率的  $n$  倍。由于码长长度有限,这种方法的提升空间不大,并且会导致扩频码的独立性和正交性变差,影响信号性能<sup>[3]</sup>。

3) 减少扩频调制中每比特周期中扩频码重复的周期数。仍以 C/A 码为例,该方法可以将信息速率最高提高至 1 000 bit/s,但扩频增益的损失会使解调门限升高 13 dB。在 -130 dBm 的接收电平下,信号的误码率高达  $1.63 \times 10^{-4}$ ,解调的可靠性将受到很大影响。

由上述分析可知,传统的提高导航信号信息速率的方法各有优缺点,而现代化的 GNSS 通过改变信号结构,能够实现信息速率的大幅提升。例如,准天顶卫星系统 LEX 实验信号的符号速率达到了 2 000 symbol/s<sup>[3]</sup>,除去信道编码之外的有效电文播发速率为 1 744 bit/s。但 LEX 信号结构十分复杂,难以直接进行跟踪锁定,仅能依赖同一卫星上其他信号分量提供的码相位和多普勒频移辅助解调。因此,为实现下一代北斗系统高速、可靠地传播信息,需要一种全新的设计思路。

为应对北斗三号全球系统建设中高速数据传输所面临的挑战,笔者提出了一种基于码移键控 (CSK, code shift keying) 调制和多进制低密度奇偶校验码 (NLDPC, non-binary low density parity check code) 编码的 GNSS 电文多进制编码调制技术。一方

面,利用 CSK 代替目前广泛使用的 BPSK,可有效提高信息速率;另一方面,首次提出将 NLDPC 与 CSK 结合,以达到控制差错、降低误码率的目的,最大限度地发挥 CSK 调制的优势。

## 2 多进制编码调制技术

传统 GNSS 信号使用的二进制扩频调制方式中,若干个扩频周期的波形仅传播 1 bit 信息,频带利用率不高。改用多进制调制,可以在不改变扩频码参数的情况下有效提高信息速率。为了实现较低的误码率,新信号需要同时使用高效的纠错码。

### 2.1 多进制扩频调制

目前,常用的多进制扩频调制的方式有信息—BPSK/扩频码序列—正交相移键控 (QPSK, quadrature phase shift keying) 调制方法、平衡 QPSK 直接序列扩频、双通道 QPSK 直接序列扩频、最小频移键控直接序列扩频等<sup>[4]</sup>,这些方法会改变信号的频率特性,并且需要重新对信号源和扩频码发生器进行设计,调制过程复杂,不利于星上实现。

CSK 调制是一种新型的多进制调制方式,它具有信息速率快、灵活性高的优势,无需改变现有的扩频码结构,调制过程简单,适合在 GNSS 信号中使用<sup>[3,5]</sup>。在扩频码较长、电文数据量大的情况下,CSK 调制具有和传统 BPSK 调制类似的频率特性,仅需在现有接收机的基础上对解扩模块进行改进即可实现。

CSK 调制本质上是一种多进制正交信号,它的原理是:由一个基本扩频序列进行循环移位来表示不同的符号,在基本扩频码的基础上,每一位均向后循环移位  $n$  个位置,即可得到一段新的扩频码,这段码即可用来表示符号  $n$ <sup>[3]</sup>。CSK 调制由 2 个参数决定:每个符号包括的比特数  $U$  及每个符号周期内扩频码的重复数  $N$ ,表示为  $\text{CSK}(U, N)$ 。

通用的循环移位扩频码的数学表达式为

$$c_x(t) = c_d(\text{mod}[t - m_x T_c, CT_c]) \quad (1)$$

$$c_x[m] = c_x(\text{mod}[m - m_x, C]), \quad x = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2)$$

$$c_x(t) = \sum_{m=0}^{C-1} C_x[m] \text{rect}\left(\frac{t - mT_c}{T_c}\right) \quad (3)$$

其中: $c_d$  为基本扩频码, $C$  为  $c_d$  每个周期跨越的码片数, $c_x(t)$  为通过循环移位产生的一系列调制码, $T_c$  为码片间距, $m_x$  为第  $x$  个符号的码与基本扩频码

相比的移位数。制,可表示 2 bit 信息,4 种符号所对应的移位码如图 1 所示。

例如,使用一段长为 1 023 的码做 CSK(4,1)调

CSK 符号1 00	PRN码片 1	PRN码片 2	PRN码片 3	PRN码片 ...	PRN码片 1 021	PRN码片 1 022	PRN码片 1 023
CSK 符号2 01	PRN码片 1 023	PRN码片 1	PRN码片 2	PRN码片 3	PRN码片 ...	PRN码片 1 021	PRN码片 1 022
CSK 符号3 10	PRN码片 1 022	PRN码片 1 023	PRN码片 1	PRN码片 2	PRN码片 3	PRN码片 ...	PRN码片 1 021
CSK 符号4 11	PRN码片 1 021	PRN码片 1 022	PRN码片 1 023	PRN码片 1	PRN码片 2	PRN码片 3	PRN码片 ...

图 1 CSK 符号示例

图 2 为使用长度为 4 的扩频码对一段随机电文进行 BPSK 调制和 CSK 调制的原理示意图。在相同条件下,播发完相同长度的电文,CSK 所需的时间是 BPSK 的一半,即 CSK(4,1)调制的信息速率是 BPSK 调制的 2 倍。

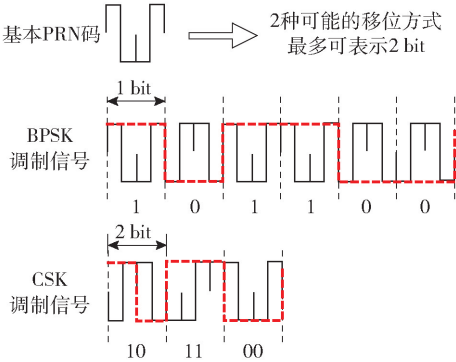


图 2 CSK(4,1)的原理示意图

使用长度为 1 023 的 C/A 码,分别对一段信号进行 BPSK 调制和 CSK(4,1)调制,并对信号做快速傅里叶变换(FFT, fast Fourier transform),结果如图 3 所示。

由图 3 可以看出,CSK(4,1)的频谱特性和 BPSK 一致,但中频处的功率比 BPSK 信号低,即同等条件下,CSK(4,1)的扩频增益将比 BPSK 低。

对于一个 CSK 信号,其扩频增益是伪码速率与信息码速率的函数<sup>[4]</sup>,可表示为

$$G_p = \frac{R_c}{R_b}$$

(4)

其中: $R_c$  为伪随机码速率, $R_b$  为信息码速率。选择 GPS L1 C/A 信号的标准 C/A 码,码长为 1 023,周期

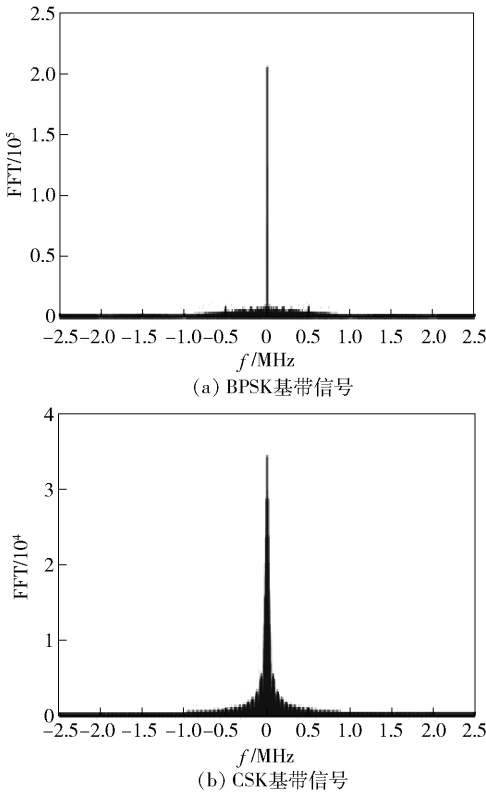


图 3 CSK 调制和 BPSK 调制的频谱对比

为 1 ms,码速率为 1.023 MHz,则 CSK( $U,N$ )的扩频增益为

$$G_p = \frac{R_c}{R_b} = 10\lg \frac{U}{N/1\,023}$$

(5)

因此,使用 CSK( $U,N$ )可以将信息速率提高  $U/N$  倍,但同时会损失相应的扩频增益。通过使用合适的信道编码,能够在一定程度上弥补扩频增益的损失,保证信号的可用性。

## 2.2 NLDPC

低密度奇偶校验码 (LDPC, low density parity check code) 编码是目前在信道领域发现的性能最好的信道编码之一,具有接近香农限的性能,已广泛应用到各类通信系统中<sup>[6]</sup>. LDPC 具有译码复杂度低、可并行译码以及译码错误可检测等特点,且抗突发错误的能力强,非常适合在 GNSS 中使用. 已有文献表明, NLDPC 具有比二进制 LDPC 更好的性能,且与多进制正交调制的匹配型极佳,适合与 CSK 调制同时使用.

一个码长为  $N$ 、信息位个数为  $k$  的 LDPC 记为 LDPC( $k, N$ ),它可以由一个生成矩阵  $G$  来定义,信息序列  $s$  通过  $G$  编码映射成发送序列,则码字  $c = sG$ ;也可以由一个一致校验矩阵  $H$  来等效描述,所有码字均满足  $cH^T = 0$ <sup>[6]</sup>. 校验矩阵的每一行表示一个校验约束,其中所有非零元素对应的码元变量构成一个校验集,用一个校验方程表示;校验矩阵的每一列表示一个码元变量参与的校验约束,当列元素不为零时,表示该码元变量参与了该行的校验约束. NLDPC 可以看成二进制 LDPC 在有限域 GF( $q$ ) ( $q = 2^p$ ) 上的推广,与二进制 LDPC 的区别在于,  $H_{M \times N}$  中的非零元素不是仅为 1,而是取自 GF( $q$ ) 中的元素.

已有研究证明, NLDPC 的性能优于二进制 LDPC 和 LEX 中使用的 RS 码<sup>[7]</sup>. 另外, GF( $2^p$ ) 上的 NLDPC 编码与对应的 CSK( $p, N$ ) 结合,可以在整个编码调制过程中将信息中的  $p$  个比特当作一个符号单元来处理,可有效避免信息-比特转换引入的信息量损失,能够最大限度地发挥 CSK 调制的优势.

## 3 基于 NLDPC/CSK 的编码调制

基于 CSK 调制和 NLDPC 编码,一种新型的 GNSS 信号编码调制结构如图 4 所示. 电文采用类似于 CNAV 电文的数据块格式,每帧长度固定为  $2N$  个符号,其中前  $N$  个符号为信息主体,后  $N$  个符号为 LDPC 校验位. 选用 CSK 调制,将每  $U$  bit 的电文符号调制在一段扩频码上,形成扩频调制后的播发序列.

由于 CSK 调制难以直接用于捕获跟踪,新信号需使用导频分量,导频分量与数据分量的功率比为 1:1,调制在相互正交的载波上. 导频分量上不调制电文,只包含测距码信息,因此,扩频码均为基本波形. 其他参数与数据码一致. 以使用 CSK(4,1) 为

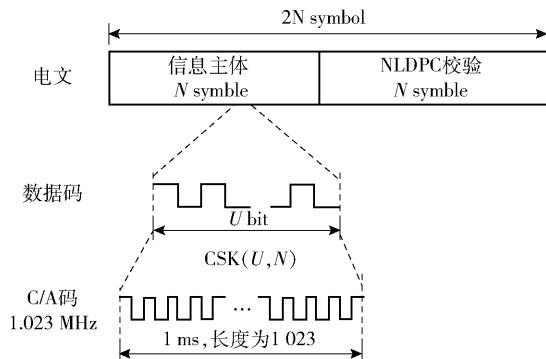


图 4 基于 CSK 调制和 NLDPC 的导航信号编码调制结构

例,新信号的生成仅需将现有生成模块的 DSSS 调制器更换为 CSK 调制器即可,比较容易实现,如图 5 所示.

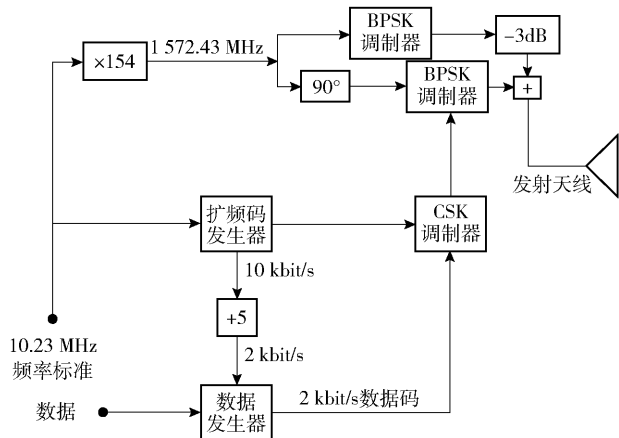


图 5 多进制编码调制信号生成原理

数据码的比特率  $R_b = 1\,000 \times \frac{U}{N}$  bit/s. 信道编

码的 LDPC 的有限域 GF( $q$ ) 由  $U$  决定,需满足  $q = 2^U$ . 显然,  $U/N$  越大,信息速率越快. 而  $U$  越大,对应的 NLDPC 的纠错性能越好. 但实际应用中,  $U$  的取值不宜过大,原因有 2 个.

1) 根据式(5),对于同样的  $N, U$  每增加 1,扩频增益将下降 3 dB. 而 GF( $2^{U+1}$ ) 上的 LDPC 与 GF( $2^U$ ) 相比,所带来的增益并不总能达到 3 dB. 因此,随着  $U$  的增大,信号的误码率将会提高.

2) NLDPC 的编解码复杂度会随着  $U$  的增加大幅增加. NLDPC 目前的解码算法均为循环解码,当  $U$  很大时,为了保证接收机解码的实时性,必须减少最大迭代次数,导致解码失败的可能性提高.

因此,信号设计的关键在于结合 NLDPC 的特性,合理选择  $U$  和  $N$ ,平衡信息速率、误码率和复杂度,使信号具有最优的性能.



## 4 信号解调方法

接收机使用导频分量实现信号的跟踪与捕获,然后将解算出的码相位用于数据分量的解调输入,对齐后进行解调和解码。

数据分量的处理上,与传统 GNSS 信号相比,需要增加 NLDPC 的译码步骤。目前使用较多的 NLDPC 译码算法是基于 GF( $q$ ) 的反向传播(BP, back propagation)算法和对数域置信传播(LLR-BP, log-likelihood ratio belief propagation)算法<sup>[8]</sup>。下面以 BP 算法为例,进行简要介绍<sup>[7-8]</sup>。

设输入码字为  $\mathbf{X}$ , 接收码字为  $\mathbf{Y}$ , 校验矩阵为  $\mathbf{H}$ , 多元 LDPC 的码域与调制的阶数相同。定义以下符号:

$N(m) := \{n: h_{mn} \neq 0\}$ : 参加第  $m$  个校验方程的变量节点的集合;

$M(n) := \{m: h_{mn} \neq 0\}$ : 第  $n$  个变量节点参加的校验方程的集合;

$P_{mn}^a$ : 在矩阵  $\mathbf{H}$  的第  $m$  行的第  $n$  个非零元为  $a$  的条件下,第  $m$  个校验方程成立的概率;

$Q_{mn}^a$ : 非零元在满足除第  $m$  个校验方程的其他所有校验方程的条件下,其值为  $a$  的后验概率。

循环译码的步骤如下。

### 1) 初始化

解调器接收符号的  $q$  个似然概率密度为

$$P(\mathbf{Y}_n | \mathbf{X}_a) = \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \right)^2 \exp \left[ -\frac{d_{\mathbf{Y}_n, \mathbf{X}_a}^2}{2\sigma^2} \right] \quad (6)$$

其中:  $a=0, 1, \dots, q-1$ ,  $\mathbf{X}_a$  为多进制 CSK 的第  $a$  种循环码字,  $\mathbf{Y}_n$  为解调器接收到的第  $n$  个符号,  $d$  为欧氏距离。记各码元符号的  $q$  个初始后验概率为  $g_n^a$ , 则

$$g_n^a = P(\mathbf{X}_a | \mathbf{Y}_n) = \frac{P(\mathbf{Y}_n | \mathbf{X}_a)}{\sum_{i=0}^{q-1} P(\mathbf{Y}_n | \mathbf{X}_i)} = \frac{\exp \left[ -\frac{d_{\mathbf{Y}_n, \mathbf{X}_a}^2}{2\sigma^2} \right]}{\sum_{i=0}^{q-1} \exp \left[ -\frac{d_{\mathbf{Y}_n, \mathbf{X}_i}^2}{2\sigma^2} \right]} \quad (7)$$

### 2) 更新 $P_{mn}^a$

$$P_{mn}^a = \sum_{X: x_n = a} \delta \left( \sum_{n' \in N(m)} \mathbf{H}_{mn'} \cdot \mathbf{x}_{n'} = \mathbf{z}_m \right) \times \prod_{j \in N(m) \setminus n} Q_{mj}^{x_j} \quad (8)$$

### 3) 更新 $Q_{mn}^a$

$$Q_{mn}^a = a_{mn} g_n^a \prod_{j \in M(n) \setminus m} P_{jn}^a \quad (9)$$

其中:  $a_{mn}$  为归一化因子, 使得  $\sum_{a=0}^{q-1} Q_{mn}^a = 1$ 。本次更新后的  $Q_{mn}^a$  将作为下一次步骤 2) 的输入, 用于计算下一个  $P_{mn}^a$ 。

### 4) 判决

每次迭代后, 计算  $q$  个码元符号的伪后验概率:

$$\bar{Q}_n^a = g_n^a \prod_{j \in M(n)} P_{jn}^a \quad (10)$$

选取最大值对应的  $\mathbf{X}_a$  作为该符号的判决输出  $\hat{\mathbf{x}}$ , 如果满足  $\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} = 0$  则译码成功,  $\hat{\mathbf{x}}$  为译码器输出; 否则回到 2) 继续迭代。如果超过设定的最大循环次数依然不满足  $\mathbf{H}\hat{\mathbf{x}} = 0$ , 则译码失败。

综上, 新信号生成和解调的完整流程如图 6 所示。

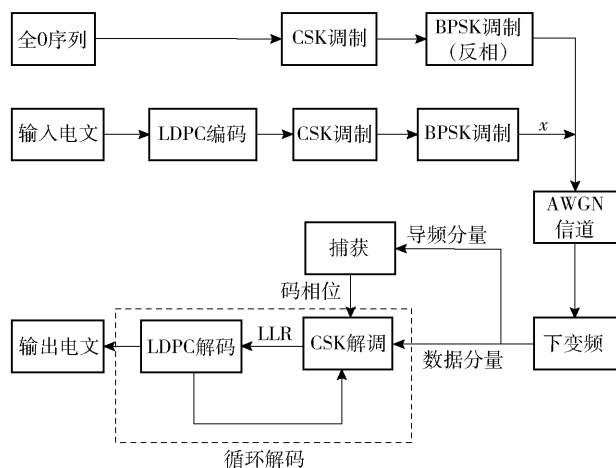


图6 信号生成和解调流程

## 5 实例及性能分析

### 5.1 多进制编码调制信号实例

多进制编码调制信号的伪距和多普勒频移主要依赖导频信号提供, 由于导频信号不调制任何电文信息, 其解算方法和性能与传统 GNSS 信号一致。因此, 重点讨论数据分量上的电文解调性能。

制约多进制编码调制信号参数选择的主要因素是 NLDPC 的解码复杂度。一个  $q$  进制的 NLDPC 编码, 复杂度为  $O(q^2)$ <sup>[8-9]</sup>。假定其校验矩阵  $\mathbf{H}$  的大小为  $M \times N$ , 行重为  $d_c$ , 列重为  $d_v$ , 以 BP 算法为例, 每次迭代所需的运算量如表 1 所示。

表 1 BP 算法复杂度

域值	校验节点的加法次数	变量节点的乘法次数
$GF(q)$	$(2(3d_v - 4)d_c(q - 1)^2)_+$	$(d_v d_c(t - 1)(g - 1))_+$

注：“+”表示加， $g$  表示有限域的阶数。

参考相关研究成果<sup>[9-12]</sup>，考虑到信号的实用性，选定 16LDPC (1 152, 576) 和 64LDPC (1 200, 600) 2 种 NLDPC 给出信号实例并行比较，提出了 4 种方案。

**方案 1** 16LDPC (1 152, 576) 编码 + CSK(4, 1)。每段电文长 2 304 bit，每 4 bit 为一个符号，编码后长 4 608 bit，即 1 152 symbol。使用 CSK(4, 1) 调制，C/A 码周期 1 ms，每 1 个周期的 C/A 码表示 1 symbol。

**方案 2** 16LDPC (1 152, 576) 编码 + CSK(4, 2)。每段电文长 2 304 bit，每 4 bit 为一个符号，编码后长 4 608 bit，即 1 152 symbol。使用 CSK(4, 2) 调制，C/A 码周期 1 ms，每 2 个周期的 C/A 码表示 1 symbol。

**方案 3** 64LDPC (1 200, 600) 编码 + CSK(6, 1)。每段电文长 3 600 bit，每 6 bit 为一个符号，编码后长 7 200 bit，即 1 200 symbol。使用 CSK(6, 1) 调制，C/A 码周期 1 ms，每 1 个周期的 C/A 码表示 1 symbol。

**方案 4** 64LDPC (1 200, 600) 编码 + CSK(6, 2)。每段电文长 3 600 bit，每 6 bit 为一个符号，编码后长 7 200 bit，即 1 200 symbol。使用 CSK(6, 2) 调制，C/A 码周期 1 ms，每 2 个周期的 C/A 码表示 1 symbol。

5.2 性能分析及对比

使用 BP 算法解码，将 64LDPC (1 200, 600) 的最大迭代次数限制为 40，2 种码的译码性能与不使用任何信道编码时 BPSK 的误码率的对比结果如图 7

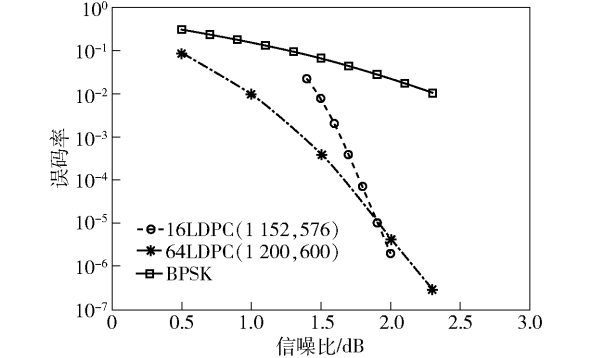


图 7 NLDPC 的误码率仿真曲线

所示。

由图 7 可以看出，NLDPC 编码能够十分有效地降低误码率，且进制数越高，效果越明显。由于最大循环次数的限制，64 进制的 LDPC 随着信噪比的增加，误码率的降低速度相较 16 进制的 LDPC 略显缓慢。

在地面接收电平为 -130 dBm，噪声电平为 -111 dBm 的情况下，从扩频增益、符号速率、有效电文比特率、误码率方面对 5.1 节中 4 种设计方案与 LEX 信号进行比较，结果如表 2 所示。

表 2 多进制编码调制信号性能

信号方案	扩频增益/dB	符号速率/(symbol·s <sup>-1</sup> )	比特率/(bit·s <sup>-1</sup> )	误码率
CSK(4,2) 16LDPC	27.1	2 000	1 000	<10 <sup>-7</sup>
CSK(4,1) 16LDPC	24.1	4 000	2 000	9.6×10 <sup>-5</sup>
CSK(6,1) 64LDPC	22.3	6 000	3 000	0.1
CSK(6,2) 64LDPC	25.3	3 000	1 500	<10 <sup>-7</sup>

\* 这里指除去编码冗余信息后的有效电文播发速率。

4 种多进制编码调制信号中，CSK(6, 1) + 64LDPC 虽然信息速率最快，但误码率很高，因而在实际情况中应用价值较低。其余 3 种均有较强的实用价值，可以根据系统不同的设计需求灵活选择。其中，速度最快的 CSK(4, 1) + 16LDPC 比特率可达到 2 000 bit/s，缺点在于误码率略高，适合用于传输数据量极大、重要性较低的电文信息，如精密单点定位信息、广域差分信息、全球等位报告等增值信息；CSK(4, 2) + 16LDPC 和 CSK(6, 2) + 64LDPC 两种方案的误码率均低于 10<sup>-7</sup>，符合北斗三号系统的误码率指标，可以直接用于新信号的设计。

与目前在使用的北斗系统 D2 导航电文、LEX 实验信号以及现有文献中提及的新型信号相比，多进制编码调制信号都具有明显的优势。与 D2 信号相比，它突破了 500 bit/s 的信息速率限制，在误码率不高于 10<sup>-6</sup> 的条件下，信息速率 1 000 bit/s 的多进制编码调制电文，最低解调电平比 D2 低大约 3 dBm。与 LEX 信号相比，它无需使用复杂的二级码结构，具有信号结构简单，可独立实现定位，与其他导航系统兼容性良好的特点。与 Peña 等<sup>[5]</sup>提出的只使用 CSK 调制的方法相比，NLDPC 的使用有效降低了误码率，信息速率相同的情况下，所提出的方

法的最低接收电平可以降低约 15 dBm.

另外,值得注意的是,笔者选用的 NLDPC 均是码率  $R = 1/2$  的标准编码,改用相同进制更高码率的编码,可在相同符号速率下获得更高的有效信息速率. 由于所提出的方法均已超出 500 bit/s 的设计指标,所以未对此进行深入探讨. 未来 GNSS 如对电文速率提出更高的要求,此处尚有较大的挖掘空间.

## 6 结束语

针对传统模式下 GNSS 电文速率难以达到新一代北斗系统中 B2b 信号设计要求的问题,提出了一种 GNSS 电文多进制编码调制技术. 该技术利用 CSK 调制可大幅提高信息速率,同时使用 NLDPC 降低了误码率. 理论分析和仿真结果证明了该技术具有信号结构简单,信号速率极高,误码率低,与现有 GNSS 信号兼容性良好等特点. 针对北斗三号系统实际需求,进一步给出了 3 种具体方案,在地面接收电平为  $-130$  dBm,噪声电平为  $-111$  dBm 的情况下,比特率分别为 1 000 bit/s、1 500 bit/s、2 000 bit/s. 实际应用中,可根据电文数据量和接收机的最大运算能力等因素灵活选择. 理论分析和仿真结果表明,该技术突破了传统 GNSS 信号的信息速率极限,解决了现有信号结构制约电文内容的问题,对未来 GNSS 信号设计具有重要的参考价值.

## 参考文献:

- [1] Chen J P. Analysis of modernization GNSS navigation message's designing[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011, 33(1): 211-217.
- [2] 谢钢. GPS 原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [3] Kogure S, Kishimoto M, Sawabe M, et al. Introduction of IS-QZSS (interface specification for quasi zenith satellite system) [C] // Proceedings of the 20<sup>th</sup> International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2007). Fort Worth, TX: [s. n. ], 2007: 3008-3014.
- [4] 田日才, 迟永钢. 扩频通信[M]. 北京: 清华大学出版社, 2014.
- [5] Peña A J G, Paimblanc P, Salós D, et al. Investigation of CSK as a Candidate for Future GNSS Signals[J]. Ferroelectrics, 2013, 121(1): 335-342.
- [6] 史治平. 多元 LDPC 码及其在无线通信中的应用[M]. 北京: 国防工业出版社, 2012.
- [7] 陈俊斌. 多进制 LDPC 码与 RS 码的性能比较研究[D]. 厦门: 厦门大学, 2006.
- [8] 吴晓丽. 多进制 LDPC 码的编译码算法及结构研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2009.
- [9] 张雅倩. 多进制 LDPC 码编译码算法研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2012.
- [10] Chen Weigang, Cao Yan, Xia Xiaoxiao, et al. Constructing nonbinary LDPC codes for satellite navigation system [J]. Computer Applications and Software, 2016, 33(4): 108-110.
- [11] 马振洲. 多元 LDPC 编码与调制联合优化设计研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2009.
- [12] Mackay D J C, Neal R M. Near Shannon limit performance of low density parity check codes[J]. Electronics Letters, 1996, 32(6): 457-458.