

基于扩频码时移位置调制的卫星导航信号设计

康家方¹, 王红星^{1,2}, 刘锡国^{1,2}, 钟佩琳², 李笔锋³

(1. 海军航空大学航空通信教研室, 山东 烟台 264001;

2. 海军航空大学信号与信息处理山东省重点实验室, 山东 烟台 264001;

3. 海军工程大学兵器工程学院, 湖北 武汉 430033)

摘 要: 为进一步提升卫星导航系统的综合性能, 在导频(测距)信号与数据信号分离的卫星导航信号设计思想的基础上, 基于扩频码优良的自互相关特性, 利用扩频码时移位置调制电文、数据信息, 提出了基于扩频码时移位置调制的卫星导航信号设计方法。所提方法改变了以往仅利用扩频码相位加载信息的固有模式, 大幅提升了数据通道信号的功率利用率。理论分析和仿真结果表明, 在不提高导航信号总发射功率的前提下, 所提方法既可大幅提高数据信号分量的信息传输速率, 也可大幅提高导频信号分量与数据信号分量的功率比, 进而综合提高了卫星通信导航系统的传输速率、接收机捕获跟踪性能、定位精度等技术指标。

关键词: 导航信号; 时移位置调制; 捕获跟踪; 功率效率

中图分类号: TP914.41, P228.4

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2020072

Novel navigation signal design based on spreading code time shift position modulation

KANG Jiafang¹, WANG Hongxing^{1,2}, LIU Xiguo^{1,2}, ZHONG Peilin², LI Bifeng³

1. Department of Aeronautical Communication, Naval Aviation University, Yantai 264001, China

2. Key Laboratory on Signal & Information Processing of Shandong Province, Naval Aviation University, Yantai 264001, China

3. College of Weaponry Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China

Abstract: A novel navigation signal design method based on spread code time shift position modulation was proposed, which inherits the idea of separating the pilot signal component and the data signal component, and applies time shift position of the spread code to carry data information. The old pattern of using carrier phase to carry information was changed, the power efficiency of data signal components and the performances of the satellite navigation system were improved. Theoretical analysis and simulation results show that the proposed method can significantly improve the transmission rate of data signal component or power ratio of the pilot signal component to data signal component without increasing the total transmission power. Then, the transmission rate, acquisition and tracking performance, positioning accuracy and other technical indicators of the satellite navigation system can be further improved.

Key words: navigation signal, time shift position modulation, acquisition and tracking, power efficiency

1 引言

全球卫星导航系统(GNSS, global navigation satellite system)是信息时代的国家重要基础设施之

一, 导航信号是连接卫星和地面接收机的唯一纽带, 直接决定接收机的跟踪捕获灵敏度和定位精度, 基于 CDMA (code division multiple access) 信号结构的卫星导航信号设计被称为卫星导航系统

收稿日期: 2019-09-14; 修回日期: 2020-01-09

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61701518)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China (No.61701518)

最基础的技术创新和首要挑战性技术^[1]。

国际上对卫星导航信号扩频调制方式的研究历程可以大致分为3个阶段：第一阶段是BPSK (binary phase shift keying) 时期，从20世纪70年代GPS初建开始，到2000年左右，导航信号都采用BPSK-R (BPSK rectangular) 直接序列扩频调制技术^[1-2]；第二阶段是BOC (binary offset carrier) 时期(2000年—2004年)，Betz^[3]提出了BOC调制的概念，拉开了新一代卫星导航信号设计的序幕，与BPSK-R相比，从信号体制上提高了伪距测量的精度，并具有更好的抑制多径和抗干扰能力；第三阶段是MBOC (multiplexed BOC) 时期(2005年至今)，2005年Betz和他的团队又提出BCS (binary coded symbol) 调制的概念，并衍生出了crazy BPSK、复合BCS (CBCS, composite BCS)、交替BCS (ABCS, alternative BCS)、复合BOC (CBOC, composite BOC)、时分复用BOC (TMBOC, time-multiplexed BOC)、正交复用BOC (QMBOC, quadrature multiplexed BOC) 等扩频调制技术^[4-8]，这些技术方案使卫星导航扩频调制的灵活性得到了进一步提高^[5]。

当前，在第三阶段演进的基础上，为了兼顾捕获、跟踪精度和电文数据的传输，在GPS、伽利略(Galileo)、北斗等卫星导航系统中，普遍采用了导频通道与电文数据通道分离的传输方式^[9-11]，其中导频通道不传输数据信息，仅传输测距定位信号，数据通道则用于传输数据信息，这使测距信号的积分时间可以远远大于扩频调制码元的持续时间，提高了卫星导航系统的捕获、跟踪与测距精度。

由于卫星导航系统更注重定位的精度，而非电文传输的可靠性或有效性(数据传输的误码率为 10^{-9} 或 10^{-6} 对导航定位几乎没有影响)，综合考虑扩频调制和信道复用的约束，卫星导航信号导频通道功率与数据通道功率之比通常大于1:1。我国北斗卫星导航系统B2a信号^[12]的导频分量与数据分量功率分配比为1:1，B1C信号^[13]的导频分量与数据分量功率分配比为3:1。欧盟Galileo卫星导航系统E1 OS和E5信号，以及美国GPS的L2C信号，导频和数据通信的功率分配比也是1:1，GPS L1C信号的功率分配比与北斗B1C信号相同，也是3:1。增大导频分量信号的功率意味着卫星导航系

统性能全面提升，更大的导频与数据功率分配比已成为卫星导航信号设计的主流方案，与1:1的功率分配方案相比，3:1的功率分配方案将导频信道的功率提高了1.5倍，对应捕获跟踪的性能提升了1.76 dB。

对于提高系统的捕获、跟踪和测距精度而言，理想的卫星导航信号应把所有的信号功率全部分配给导频分量，使接收机能够全部使用接收信号的功率进行捕获、跟踪和测距。当前，一个重要的演进路线是卫星导航系统与移动通信等信息网络的深度融合，通过卫星导航系统与移动通信网络的联合设计，将卫星导航系统的全部信号功率分配给导频分量，数据信息则通过移动通信网络、因特网或其他途径获取^[2]，这要求所有终端的定位必须有其他数据网络的支撑，否则无法实现独立的定位导航功能，这对终端设备和信息网络提出了较高的要求。

现阶段，数据信息的传输还必须由卫星导航系统来完成，在当前的信号体制下，要做到同时提高定位精度和电文数据速率是一项极大的挑战，探索研究新体制的卫星导航信号设计是卫星导航系统发展的关键。

脉冲位置调制是一种利用脉冲出现的不同位置来加载信息的方式，在无线光通信领域有广泛的应用^[14-16]。脉冲位置调制信号中包含很多全零空位，这些空位不占用任何发射功率，但仍承载着调制信息。从功率效率的角度来讲，脉冲位置调制信号具有更低的平均信号功率，相对于BPSK等调制方式，脉冲位置调制的功率效率更高。脉冲位置调制信号的解调需要精确的时间同步，而在卫星通信导航系统中，接收机对导频通道信号的时间定位精度达1%码片时长量级以内，这一精确时钟同步为脉冲位置调制的实现提供了一个天然的“标尺”，利用这一精确的时间标尺可以实现扩频码位置的调制与解调，为其在卫星导航系统中的应用奠定了基础。

2 卫星导航信号调制端设计方案

调制方案仍沿用导频与数据通道分离的形式，导频信号用于完成接收机的捕获跟踪和测距定位，数据信号则用于数据等内容的传输，采用扩频码时移位置调制。基于扩频码时移位置调制的信号设计方案如图1所示。

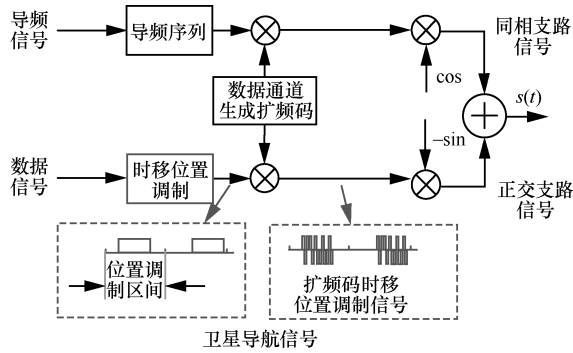


图 1 基于扩频码时移位置调制的信号设计方案

图 1 中，扩频调制时移区间为位置调制的时移区间，时移位置调制的最小时移区间为单个码片时长。时移位置调制之后与数据通道生成扩频码相乘得到扩频码时移位置调制信号（即正交支路信号）；然后再与导频通道扩频调制信号（即同相支路信号）一起由载波完成正交上变频调制，得到调制信号。

为进一步说明调制方案及其与原扩频调制系统的区别，本文以 2 个扩频码周期为时移区间；一个码片周期为时移时隙进行说明。数据通道中，传统扩频调制方式的相关接收信号与扩频时移位置调制方式的相关接收信号如图 2 所示。

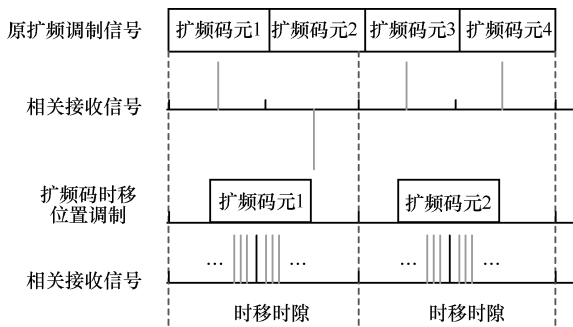


图 2 传统扩频调制方式与扩频时移位置调制方式对比

图 2 中，原扩频接收信号的出现时间是固定的，相关接收信号在固定时刻出现相关峰，根据相关峰的正负来判决恢复调制数据；扩频码时移位置调制信号的相关峰根据调制数据的不同，出现在时移区间内的某一时刻，根据其出现的位置时刻判决恢复调制数据信息。

3 解调检测及性能分析

3.1 电文解调检测原理

根据调制原理和对调制信号的特性分析，本文提出了一种基于滑动相关的解调方法，其解调流程

如图 3 所示。

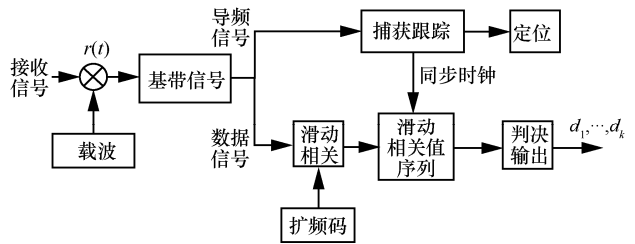


图 3 基于滑动相关的解调流程

首先，接收信号与载波相乘，再经低通滤波器分离出导频信号和数据信号。其次，利用导频信号完成捕获和跟踪，得到精确的同步时钟。再次，将接收的数据信号与本地扩频码做滑动相关，得到滑动相关值序列，利用同步时钟对相关值序列的幅值和位置进行判决，实现数据信号的解调检测。

从解调复杂度的角度来讲，与传统直接序列扩频通信系统采用的直接相关解调方法相比，基于滑动相关的解调方法在一定程度上增了解调过程的复杂度，但实际应用中可使用快速傅里叶变换的处理方式实现滑动相关运算，在当前硬件技术水平下，增大的复杂度是可以接受的。

3.2 解调误码率分析

扩频码序列长度为 N ，码片持续时间为 T_c ，则扩频码序列的时间长度为 NT_c 。定义扩频码位置调制的时移时隙长度，也就是位置调制对应的码元时长 $T_s = KT_c$ ， $K > N$ 。根据调制端信号设计原理，扩频码在时隙内的最大可移动的位置数目为 $K - N + 1$ ，实际调制中采用的位置数目 $M \leq K - N + 1$ ， M 通常取 2 的整数次幂。

假设系统处于理想同步状态，当存在加性高斯白噪声干扰时，接收信号为

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

其中， $s(t)$ 是数据调制信号， $n(t)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的高斯白噪声。

导频信号通过数据通道分离得到的正交支路信号的输入信号为

$$r_Q(t) = s_Q(t) + n_Q(t) \quad (2)$$

其中， $n_Q(t)$ 为高斯白噪声 $n(t)$ 在正交通道中的分量，由高斯白噪声的性质可知， $n_Q(t)$ 的统计特性与 $n(t)$ 相同，也是均值为 0、方差为 σ^2 的高斯白噪声； $s_Q(t)$ 为时移位置扩频调制信号，可表示为

$$s_Q(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < mT_c \\ c(t - mT_c), & mT_c \leq t < (N+m)T_c \\ 0, & (N+m)T_c \leq t < KT_c \end{cases} \quad (3)$$

其中, $c(t)$ 为幅值为 ± 1 的双极性扩频码序列, m 为时移位置调制的起始码片数。

令每一码片对应一个离散样点, 将式(2)和式(3)离散化, 可得到正交支路信号的接收信号 $r_Q(t)$ 及调制信号 $s_Q(t)$ 的离散形式分别为

$$r_Q(k) = s_Q(k) + n_Q(k), \quad k = 1, \dots, K \quad (4)$$

$$s_Q(k) = \underbrace{0, \dots, 0}_{m-1 \uparrow 0}, c_1, c_2, \dots, c_N, \underbrace{0, \dots, 0}_{K-N-m+1 \uparrow 0}, \quad k = 1, \dots, K \quad (5)$$

考虑离散接收信号的解调检测问题, 将接收的离散信号与扩频码序列进行滑动相关, 可得

$$R_{cr}(j) = \sum_{i=1}^N c_i r_{Q(i+j-1)} = \sum_{i=1}^N c_i s_{Q(i+j-1)} + \sum_{i=1}^N c_i n_{Q(i+j-1)}, \quad j = 1, \dots, M \quad (6)$$

假设扩频码具有理想的自相关特性, 即

$$R_{c_i c_j} = \begin{cases} N, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (7)$$

则式(6)可化简为

$$R_{cr}(j) = \begin{cases} N + N_m, & j = m \\ N_j, & j \neq m \end{cases} \quad (8)$$

其中, $j = 1, \dots, M$, $N_m = \sum_{i=1}^N c_i n_{Q(i+m-1)}$ 和 $N_j = \sum_{i=1}^N c_i n_{Q(i+j-1)}$

均为高斯白噪声引起的干扰。

由高斯白噪声的性质可知, 高斯白噪声干扰的期望值 $E(N_m) = E(N_j) = 0$, 进一步可以得到滑动相关值 $R_{cr}(j)$ 的期望值为

$$E[R_{cr}(j)] = \begin{cases} N, & j = m \\ 0, & j \neq m \end{cases} \quad (9)$$

其中, $j = 1, \dots, M$ 。由以上分析可知, 经过相关处理后, 数字调制信号的解调检测处理已变为经典脉冲位置调制 (PPM, pulse position modulation) 的解调检测, 即在 M 个位置中, 第 m 个位置是扩频码位置调制所在的位置, 其对应的信息即为解调信息。

$R_{cr}(m)$ 的概率密度函数为

$$f(R_{cr}(m)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left\{-\frac{[R_{cr}(m) - N]^2}{2\sigma^2}\right\} \quad (10)$$

$R_{cr}(j)$ 的概率密度函数为

$$f(R_{cr}(j)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left\{-\frac{[R_{cr}(j)]^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad j \neq m \quad (11)$$

根据最大似然判决准则, 若 $R_{cr}(m) \geq R_{cr}(j)$, $j = 1, \dots, M$, $j \neq m$, 则符号判决为正确, 设判决正确的概率为 p_c , 则

$$p_c = \int_{-\infty}^{\infty} P\left(\begin{matrix} R_{cr}(m) \geq R_{cr}(1), \dots, R_{cr}(m-1), \\ R_{cr}(m) \geq R_{cr}(m+1), \dots, R_{cr}(K-N+1) \end{matrix} \middle| R_{cr}(m)\right) \cdot p(R_{cr}(m)) dR_{cr}(m) \quad (12)$$

根据假设条件可知, $R_{cr}(j)$ ($j = 1, \dots, M$, $j \neq m$) 的统计特性相同, 仅考虑 $R_{cr}(1)$, 可得

$$p_c = \int_{-\infty}^{\infty} [P(R_{cr}(m) \geq R_{cr}(1))]^{K-N} p(R_{cr}(m)) dR_{cr}(m) \quad (13)$$

令 $R = R_{cr}(m) - R_{cr}(1)$, 由高斯随机变量的性质可知 R 服从均值为 N 、方差为 $2\sigma^2$ 的高斯分布, 其概率密度函数为

$$f(R) = \frac{1}{2\sqrt{\pi\sigma}} \exp\left\{-\frac{(R-N)^2}{4\sigma^2}\right\} \quad (14)$$

进一步地, 可以得到 R 的概率为

$$P(R \geq 0) = \int_0^{\infty} f(R) dR = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right) \quad (15)$$

其中, $r = \frac{N^2}{2\sigma^2}$ 表示解调器输入端的符号信噪比。

将式(15)代入式(13), 可得符号判断为正确的概率为

$$p_c = \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)\right]^{M-1} p(R_{cr}(m)) dR_{cr}(m) \quad (16)$$

因此可得系统的符号错误概率 (SER, symbol error rate) 为

$$P_{e_symbol} = 1 - p_c = 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{r}{2}}\right)\right]^{M-1} p(R_{cr}(m)) dR_{cr}(m) \quad (17)$$

这种调制方式下, 误比特率 P_{e_bit} 与符号错误概率之间的关系和调制阶数 M 有直接的关联, 即

$$P_{e_bit} = \frac{M}{2(M-1)} P_{e_symbol} \quad (18)$$

将式(17)代入式(18)可得

$$P_{e_bit} = \frac{M}{2(M-1)} \cdot \left\{ 1 - \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right) \right]^{M-1} p(R_{cr}(m)) dR_{cr}(m) \right\} \quad (19)$$

当 $M=2$ 时, 误比特率与符号错误概率相等。

当调制阶数 M 较大时, $\frac{M}{2(M-1)} \approx 0.5$, 误比特率可近似表示为

$$P_{e_bit} \approx \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right) \right]^{M-1} p(R_{cr}(m)) dR_{cr}(m) \quad (20)$$

在高信噪比情况下, 由于正确判断的概率 $1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right) \rightarrow 1$, $\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right) \rightarrow 0$, 由极限运算

$\lim_{x \rightarrow 0} (1-x)^k = 1 - Kx$ 及 $\int_{-\infty}^{\infty} p(R_{cr}(m)) dR_{cr}(m) = 1$ 可将式(20)简化为

$$P_{e_bit} \approx \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - \frac{M-1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right) \right] p(R_{cr}(m)) dR_{cr}(m) \right\} = \frac{M-1}{4} \int_{-\infty}^{\infty} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{r}{2}} \right) p(R_{cr}(m)) dR_{cr}(m) \quad (21)$$

从式(21)可以看出, 在信噪比较高且调制阶数 M 较大时, M 值增大一倍, 误码率仅提高一倍, 并不会引起误码性能的急剧恶化, 这是一个非常优良的特性。

3.3 数值仿真

根据 3.2 节的推导分析, 本节将在高斯白噪声信道条件下, 分别以比特信噪比 $\left(\frac{E_b}{N_0} \right)$ 和接收信号信噪比 (SNR, signal noise ratio) 为标准, 对系统的误码率进行数值仿真分析。

3.3.1 $\frac{E_b}{N_0}$ 标准

在 $\frac{E_b}{N_0}$ 标准下, 利用误比特率计算式(19), 得到

传统 BPSK 调制和 MPPM (multiple pulse position modulation) 的误比特率曲线如图 4 所示。

从图 4 中可以看出, 2PPM 的误码性能比 BPSK 差 3 dB。在信噪比较高时, 高进制 PPM ($M>2$) 的误码性能优于 BPSK 调制, 进制数越高, 误码性能

越好。当误码率为 10^{-6} 时, 1 024PPM 所需的信噪比比 BPSK 调制低约 5.2 dB, 展现了 MPPM 的技术优势。

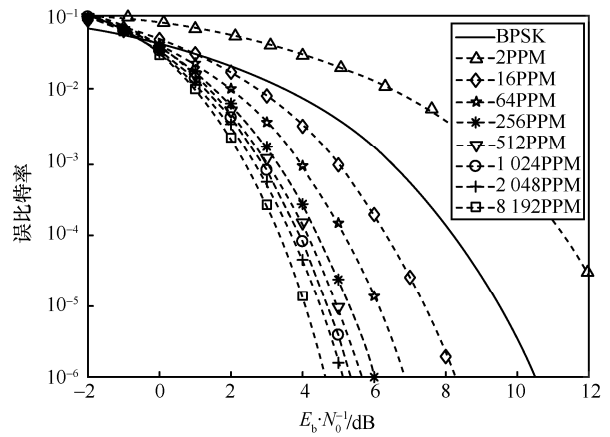


图 4 $\frac{E_b}{N_0}$ 标准下的误比特率曲线

然而, 在卫星导航系统中, 通常考虑接收信号 (导频信号与数据信号的叠加) 总体的信噪比与误比特率之间的关系。下面将以接收信号 SNR 为标准, 对误比特率进行数值仿真分析。

3.3.2 接收信号 SNR 标准

假设导频通道与数据通道的功率比为 3:1, 通过合理的合计, 本文方案可以确保 MPPM 扩频调制码元的能量为 BPSK 数据通道码元符号能量的 4 倍, 由此可以得到接收 SNR 标准下的误比特率曲线如图 5 所示。

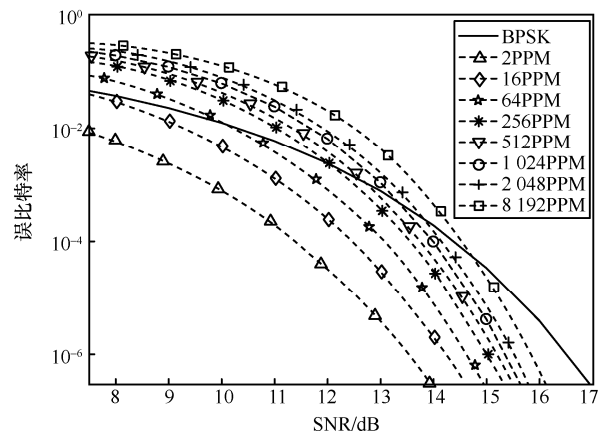


图 5 SNR 标准下的误比特率曲线

从图 5 可以看出, 在 SNR 标准下, PPM 的阶数越高, 误码性能越差, 但误码率并不随阶数的升高而急剧增大。对比 BPSK 调制, 在低信噪比情况

下，MPPM 的误码性能较差；在高性噪比情况下，MPPM 的误码性能优于 BPSK 调制。当误比特率为 10^{-6} 时，1 024PPM 所需的信噪比比 BPSK 调制低约 1.1 dB。

实际传输中，数据的误比特率通常要求在 10^{-6} 量级以下，这种情况下，无论 BPSK 调制还是 PPM，都处于较高信噪比的状态，此时 MPPM 的误码性能优于 BPSK 调制。

4 仿真对比分析

在扩频码时移位置调制中，基带导频和数据通道扩频信号如图 6 所示。

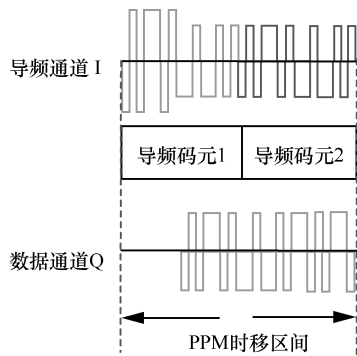


图 6 基带导频和数据通道扩频信号

图 6 中，扩频码位置调制的时移区间为 2 个扩频调制码元时间，数据通道 Q 扩频码出现的时间区间内，导频通道 I 导频信号的幅值与数据通道 Q 信号幅值的平方和恒为 1（数据通道 Q 为零的时间区间内，导频通道 I 的幅值为 1），由此可确保调制信号包络值恒为 1，并可通过调整数据通道 Q 非零区间上的幅值来调节导频通道与数据通道功率比。

需要说明的是，图 6 中的 2 个扩频码元周期只是示意性的，实际时移区间可根据需要增大或减小。

4.1 导频通道与数据通道功率比为 1:1

参照北斗 B2a 调制信号（导频通道与数据通道功率比为 1:1，扩频码长度 $N=10\ 230$ ）^[12]，设计

MPPM 时移位置调制。以图 6 这 2 个扩频码周期的时移区间为例，当数据通道 Q 时移扩频码序列长度为一个扩频码序列周期时，可移动的位置数为 $N+1$ ，也就是 10 231；最多可加载的比特信息为 $\text{lb}(10\ 231) = 13.3 \text{ bit}$ 。在北斗 B2a 信号调制方案中，数据通道扩频调制码元均采用 BPSK 调制的方式，2 个扩频码调制周期内加载 2 bit 信息，本文方案的速率提升到原来方案的 6.65 倍。

由于调制阶数与误比特率有直接关系，调制阶数的增大不仅与信息速率的提升呈对数关系，而且会带来解调检测复杂度的增大，因此本文仅采用 1 024 阶调制，加载 10 bit 信息。

在加性高斯白噪声信道下，采用与北斗 B2a 信号相同的扩频码、码片速率、导频通道与数据通道功率比，并假设信号的总发射功率相同，构建基于 1 024PPM 的扩频时移位置调制信号，对比分析二者的传输速率和误比特率。北斗 B2a 信号方案与扩频码时移位置调制方案（理论）的误比特率对比曲线及主要技术参数对比分别如图 7 和表 1 所示，其中，北斗 B2a 信号分为理论误比特率和仿真误比特率。

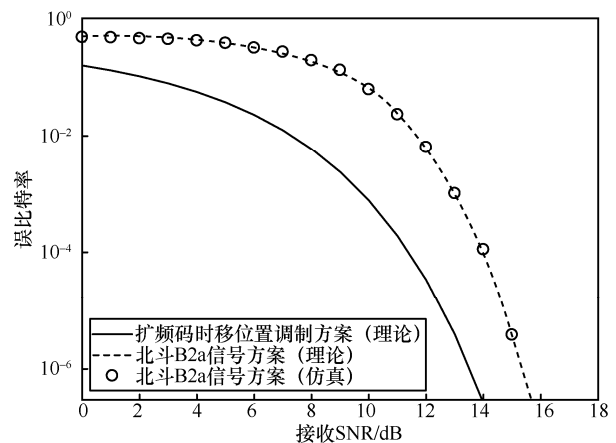


图 7 2 种方案的误比特率对比曲线

由表 1 可以看出，对比 2 种调制方案，在扩频码、导频通道与数据通道功率比等条件相同的情况下，扩频码时移位置调制方案可将编码前的扩频传

表 1

2 种方案的主要技术参数对比

| 方案 | 数据调制方式 | 导频通道与数据通道功率比 | 比特速率 (5 位编码前)/(kbit·s ⁻¹) | 信息速率 (5 位编码后)/(bit·s ⁻¹) | 所需信噪比 (误码率为 10^{-6})/dB |
|-----------|----------|--------------|--|---|-------------------------------|
| 扩频码时移位置调制 | 1 024PPM | 1:1 | 5 | 1 000 | 15.4 |
| 北斗 B2a 信号 | BPSK | 1:1 | 1 | 200 | 13.5 |

输速率由 1 kbit/s 提高到 5 kbit/s (对应编码后信息速率分别为 1 000 bit/s 和 200 bit/s), 当误码率为 10^{-6} 时, 扩频码时移位置调制方案所需的信噪比为 15.4 dB, 与北斗 B2a 信号方案相比较, 误码性能差 1.9 dB。但是, 仅以 1.9 dB 的信噪比损失为代价, 换取 5 倍的传输速率提升, 是有较大的理论意义和应用价值的。

从对比中可以看出, MPPM 的调制方案可大幅提高数据信号的传输速率, 但在实际应用中, 由于数据量和更新时间是一定的, 系统对数据信号速率要求并不高, 而对跟踪捕获和定位精度要求更高, 也就是要求更高的导频通道与数据通道的功率比。本文所提方案可在不改变传输速率的情况下提升导频通道与数据通道的功率比。

4.2 导频通道与数据通道功率比为 10:1

将图 6 所示方案的时移位置扩频调制区间扩展到 10 个扩频码周期, 仍采用 1 024PPM (10 个扩频码周期内传输 10 bit 信息), 在与原方案传输速率相同的条件下, 将导频通道与数据通道的功率比提高到 10:1。分别与导频和数据功率比分别为 3:1、10:1 的北斗 B1C 信号 (BPSK 调制) 对比, 得到的误比特率曲线如图 8 所示。

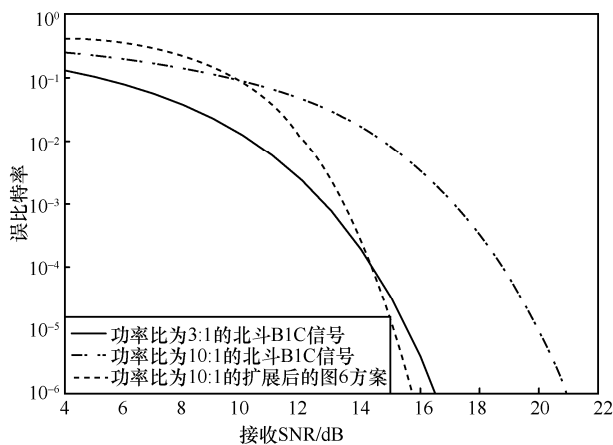


图 8 不同功率比和不同调制方式下的误比特率曲线

在数据传输误码率方面, 与功率比为 3:1 的北斗 B1C 信号方案相比, 在误比特率为 10^{-6} 条件下, 扩展后的图 6 方案和北斗 B1C 信号方案所需的信噪比分别为 15.9 dB、16.5 dB, 前者比后者所需的信噪比有约 0.6 dB 的优势, 但与功率比为 10:1 的北斗 B1C 信号方案相比, 所需信噪比减小约 5 dB。

在捕获跟踪灵敏度方面, 对比功率比为 1:1 的北斗 B2a 信号和功率比为 3:1 的北斗 B1C 信号, 捕

获跟踪性能可分别提高 2.6 dB、0.84 dB。与只传输导频信号、不传输电文数据的极限情况相比, 这种功率比为 10:1 的 PPM 方案与最佳跟踪捕获性能的差距仅为 0.4 dB。

5 结束语

本文提出了基于扩频码时移位置调制的卫星通信导航信号设计方案, 既可用于提高卫星导航系统定位精度和可靠性, 又可用于增大传输容量、拓展区域服务, 主要贡献如下。1) 在导频通道与数据通道功率比不变的情况下, 可大幅提高数据通道的传输速率。对比北斗 B2a 信号, 在导频通道与数据通道功率比为 1:1 的条件下, 1 024PPM 技术方案仅以数据通道误码性能 1.9 dB 的损失为代价, 将数据通道传输速率提高到原来的 5 倍。2) 在数据传输速率不变的情况下, 可进一步提高卫星导航信号的导频通道与数据通道功率比, 进而提升系统的捕获跟踪灵敏度和测距定位精度。对比北斗 B2a 和 B1C 信号, 功率比为 10:1 的 1 024PPM 方案, 可将系统跟踪捕获的灵敏度分别提升 2.6 dB 和 0.84 dB, 与最佳跟踪捕获性能的误差仅为 0.4 dB, 且数据通道误码性能对比北斗 B1C 信号仍有 0.6 dB 的提高。该信号设计方法有望改变卫星导航系统与移动通信网深度融合——将卫星导航信号全部功率分配给导频分量的技术演进方向。

参考文献:

- [1] PARKINSON B W, POWERS S T, GREEN G, et al. The origins of GPS and the pioneers who launched the system[J]. GPS World, 2010, 21(7): 30-41.
- [2] BETZ J W. Something old, something new: signal structures for satellite-based navigation: past, present, and future[J]. Inside GNSS, 2013(8): 34-42.
- [3] BETZ J W. Binary offset carrier modulations for radionavigation[J]. Navigation, 2001, 48(4): 227-246.
- [4] AVILA-RODRIGUEZ J A, HEIN G W, WALLNER S, et al. The MBOC modulation: the final touch to the galileo frequency and signal plan[J]. Navigation, 2008, 55(1): 15-28.
- [5] FANTINO M, MARUCCO G, MULASSANO P, et al. Performance analysis of MBOC, AltBOC and BOC modulations in terms of multipath effects on the carrier tracking loop within GNSS receivers[C]// IEEE/ION Position, Location & Navigation Symposium. Piscataway: IEEE Press, 2008: 369-376.
- [6] YAO Z, LU M, FENG Z M. Quadrature multiplexed BOC modulation for interoperable GNSS signals[J]. Electronics Letters, 2010, 46(17): 1234-1236.

- [7] YAO Z, ZHANG J, LU M. ACE-BOC: dual-frequency constant envelope multiplexing for satellite navigation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(1): 466-485.
- [8] HEIN G W, AVILA-RODRIGUEZ J A, WALLNER S, et al. MBOC: The new optimized spreading modulation recommended for GALILEO L1 OS and GPS L1C[C]// IEEE/ION Position, Location & Navigation Symposium. Piscataway: IEEE Press, 2006: 883-892.
- [9] 姚铮, 陆明泉. 新一代卫星导航系统信号设计原理与实现技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2016.
- YAO Z, LU M Q. Signal design principles and implementation technology of new generation satellite navigation system[M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2016.
- [10] JULIEN O. Carrier-phase tracking of future data/pilot signals[C]// Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation. Virginia: ION, 2005: 13-16.
- [11] 胡修林, 唐祖平, 周鸿伟, 等. GPS 和 Galileo 信号体制设计思想综述[J]. 系统工程与电子技术, 2009(10): 2285-2293.
- HU X L, TANG Z P, ZHOU H W, et al. Analysis on design principles of GPS and Galileo signal structure[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009(10): 2285-2293.
- [12] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 B2a: 1.0 版[R].(2017-09)[2019-09-04].
- China Satellite Navigation Office. BeiDou navigation satellite system signal in space interface control document open service signal B2a: version 1.0[R]. (2017-09)[2019-09-04].
- [13] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 B1C: 1.0 版[R].(2017-09)[2019-09-04].
- China Satellite Navigation Office. BeiDou navigation satellite system signal in space interface control document open service signal B1C: version 1.0[R]. (2017-09)[2019-09-04].
- [14] KIASALEH K. Performance of APD-based, PPM free-space optical communication systems in atmospheric turbulence[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(9): 1455-1461.
- [15] SHANG T, CHEN R, LIU Y, et al. Performance analysis of IMC in FSO systems over gamma-gamma channel[J]. IEEE Photonics Journal, 2018, 10(3): 1-13.
- [16] LIU H, LIAO R, WEI Z, et al. BER analysis of a hybrid modulation scheme based on PPM and MSK subcarrier intensity modulation[J]. IEEE Photonics Journal, 2015, 7(4): 1-10.

[作者简介]



康家方 (1987-), 男, 河南泌阳人, 博士, 海军航空大学讲师, 主要研究方向为卫星导航信号设计、多载波调制技术、扩频通信等。

王红星 (1962-), 男, 河南商丘人, 博士, 海军航空大学教授、博士生导师, 主要研究方向为无线通信、非正弦波通信、无线光通信等。

刘锡国 (1981-), 男, 山东烟台人, 博士, 海军航空大学副教授, 主要研究方向为卫星通信与导航、无线激光通信。

钟佩琳 (1984-), 女, 山东烟台人, 博士, 海军航空大学讲师, 主要研究方向为无线通信、非正弦波通信。

李笔锋 (1983-), 男, 湖北襄阳人, 博士, 海军工程大学讲师, 主要研究方向为无线激光通信、卫星导航。