

Л.Н. Гумилев атындағы Еуразия ұлттық университетінің хабаршысы. Физика. Астрономия сериясы, 2020, том 131, №2, 23-34 беттер
<http://bulphysast.enu.kz>, E-mail: vest_phys@enu.kz

МРНТИ: 89.29.65

Д.С. Ергалиев, С.Г. Каримов, А.Е. Советкажиев, Д.А. Алимов, А.Г. Куандыкова,
Р.С. Социалов

Евразийский национальный университет имени Л.Н. Гумилева, Нур-Султан, Казахстан
(E-mail: des@yandex.kz, kami150497@gmail.com, sovalierm@mail.ru, danik_chariot@mail.ru,
anara96_02_06@mail.ru, raukes_14@mail.ru)

Исследование модуляций сигналов Глобальной навигационной спутниковой системы

Аннотация: предложен универсальный подход к исследованию модуляций сигналов Глобальной навигационной спутниковой системы. Такой подход позволяет исследовать как известные, так и новые разновидности модуляции сигнала, а также их комбинации. С помощью предложенного подхода исследована информационная эффективность некоторых современных известных и вновь предложенных разновидностей модуляции сигнала для реализации спутниковой системы. Несколько спутников должны совместно использовать одну и ту же среду передачи и осуществлять вещание пользователям ГНСС для обеспечения возможности определения местоположения. Первой рассмотрена двоичная фазовая манипуляция. Данный вид модуляции нашел очень широкое применение ввиду высокой помехоустойчивости и простоты модулятора и демодулятора. Следующей на очереди идет модуляция с бинарной смещенной несущей, которая относится к способу и устройству для приема модулированных радионавигационных сигналов, передаваемых спутниками навигационной системы, обеспечивающих возможность независимого определения положения принимающего оборудования в собственной системе координат данной системы.

Ключевые слова: двоичная фазовая модуляция, преобразование Фурье, функция Дирака, функция автокорреляции, модуляция с бинарной смещенной несущей.

DOI: <https://doi.org/10.32523/2616-6836-2020-131-2-23-34>

Поступила: 26.02.2020 / Доработана: 13.05.2020 / Допущена к опубликованию: 29.05.2020

Введение. В этой статье представлен обзор наиболее распространенных используемых схем модуляции. Другие схемы модуляции также могут быть описаны их соответствующими формами импульсов. Различные общие формы импульсов для Глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) были выбраны не только из-за вышеупомянутых свойств и их отношения к производительности оценки задержки по времени, но также из-за относительно легкой реализации на спутнике. Главной целью является математическое описание и графическое представление сигналов при различных модуляциях для возможного последующего изучения и анализа.

Двоичная Фазовая Манипуляция. Прямоугольную форму импульса $p_{\Pi}(t)$ можно считать как классическую форму импульса, которая первоначально была использована для сигналов раннего распространения спектра [1]. Если прямоугольная форма импульса была использована, то этот сигнал называется BPSK сигнал. Сигнал можно описать формулой:

$$p_{\Pi}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_c}} \left[U \left(t + \frac{T_c}{2} \right) - U \left(t - \frac{T_c}{2} \right) \right], \quad (1)$$

где $U(t)$ обозначает шаг блока.

$$U(t) = \begin{cases} 0 & t < 0, \\ 1 & t \geq 0, \end{cases} \quad (2)$$

и

$$\int_{-\infty}^{\infty} |p_{\Pi}(t)|^2 dt = 1, \quad (3)$$

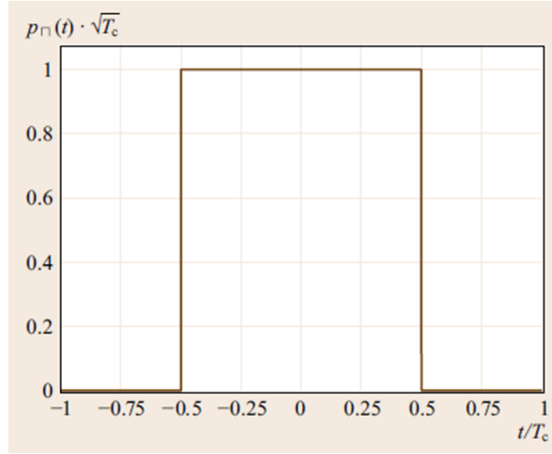


Рисунок 1 – Прямоугольная форма импульса

На рисунке 1 изображен $p_{\Pi}(t)$. Преобразование Фурье от $p_{\Pi}(t)$.

$$\begin{aligned} p_{\Pi}(f) &= \frac{1}{\sqrt{T_c}} \left[\frac{1}{2} \delta(f) + \frac{1}{j2\pi f} \right] e^{j2\pi f T_c/2} - \frac{1}{\sqrt{T_c}} \left[\frac{1}{2} \delta(f) + \frac{1}{j2\pi f} \right] e^{-j2\pi f T_c/2} = \\ &= \frac{\sqrt{T_c} \sin(\pi f T_c)}{\pi f T_c} = \sqrt{T_c} \operatorname{sinc}(f T_c), \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь $\delta(f)$ описывает дельта функцию Дирака, а функция sinc определяется в соответствии с [10].

$$\operatorname{sinc}(t) = \frac{\sin(\pi t)}{\pi t}, \quad (5)$$

На рисунке 2 изображена функция автокорреляции $R_{\Pi}(\varepsilon)$ для прямоугольной формы импульса

$$R_{\Pi}(\varepsilon) = \begin{cases} 1 - \frac{|\varepsilon|}{T_c} & |\varepsilon| \leq T_c \\ 0 & |\varepsilon| > T_c \end{cases} \quad (6)$$

На рисунке 3 изображена спектральная плотность мощности (СПМ) для прямоугольной формы импульса. СПМ имеет главный лепесток между $-fT_c = -1$ и $fT_c = 1$. Помимо главного лепестка СПМ имеет боковые лепестки, которые быстро распадаются.

$$|P_{\Pi}(f)|^2 = T_c \operatorname{sinc}^2(f T_c), \quad (7)$$

Поскольку сигнал ГНСС ограничен полосой либо на передатчике (полезная нагрузка спутника), либо на приемнике, полезно также использовать формулировку для строго ограниченной полосы и нормализованной прямоугольной формы импульса. Мы предполагаем, что сигнал ограничен полосой идеального фильтра нижних частот $h(t)$. Такую формулировку можно дать следующим образом:

$$P_{\Pi}^B(t) = \frac{1}{\xi \pi \sqrt{T_c}} \left(Si \left[2\pi B \left(t + \frac{T_c}{2} \right) \right] - Si \left[2\pi B \left(t - \frac{T_c}{2} \right) \right] \right), \quad (8)$$

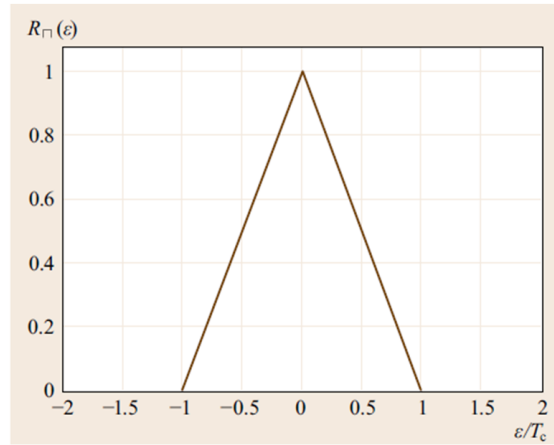


Рисунок 2 – Функция автокорреляции для прямоугольной формы импульса

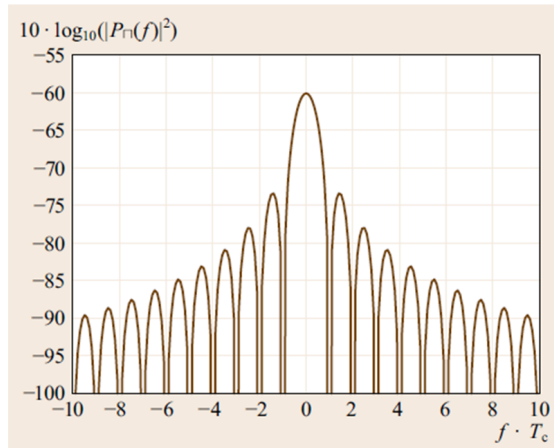


Рисунок 3 – СПМ для прямоугольной формы импульса

и

$$Si(t) = \int_0^t \frac{\sin(\tilde{t})}{\tilde{t}} d\tilde{t}, \quad (9)$$

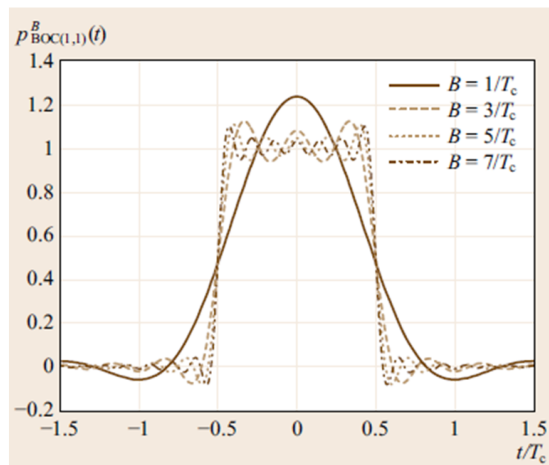


Рисунок 4 – Прямоугольная форма импульса с ограниченной и нормализованной полосой

с определением синусоидальной интегральной функции и с коэффициентом нормализации

$$\xi = \sqrt{\frac{\int_{-B}^B |P_{\Pi}(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |P_{\Pi}(f)|^2 df}} \quad (10)$$

В по отношению к длительности микросхемы T_c . Этот всплеск импульса с ограниченный по полосе частот называется явлением Гиббса, которое происходит на простых разрывах импульсов с неограниченной полосой спектра при фильтрации с идеальным фильтром нижних частот [3]. Мы также можем наблюдать это из-за ограничения диапазона прямоугольной формы импульсов, которые не ограничены по времени и таким образом возникают помехи внутри чипа. Автокорреляционная функция импульсов с ограниченной и нормализованной полосой $p_{\frac{B}{\Pi}}(\varepsilon)$ показана на рис. 5.

В сравнении с рисунком 5 пик автокорреляции функции сигнала $p_{\frac{B}{\Pi}}(\varepsilon)$ с ограниченной полосой округляется из-за ограничения полосы сигнала. Значит, кривизна $p_{\frac{B}{\Pi}}(\varepsilon)$ на $(\varepsilon) = 0$ становится меньше и, следовательно, нижняя граница неравенства Крамера-Рао выше, чем для сигнала с неограниченной полосой.

Модуляция с бинарной смещенной несущей. Модуляция с бинарной смещенной несущей стала видом стандарта в дизайне сигнала ГНСС, не учитывая использование прямоугольных форм импульсов. Их формы прямоугольных импульсов образованы произведением прямоугольных импульсов и синусоидальных

$$p_{n_c}(t) = \sqrt{n_c f_r} \left[U \left(t + \frac{1}{2n_c f_r} \right) - U \left(t - \frac{1}{2n_c f_r} \right) \right], \quad (11)$$

и косинусоидальных прямоугольных волновых поднесущих, которые могут быть выражены как:

$$g_{n_s}(t) = \begin{cases} \text{sgn}[-\sin(2\pi n_s f_r t)] \\ \text{sgn}[-\cos(2\pi n_s f_r t)], \end{cases} \quad (12)$$

где n_c и n_s определяют скорость чипа и скорость поднесущей, соответственно, и f_r – эталонную частоту. В общем, сигналы бинарной смещенной несущей определяются как БСН (n_c, n_s) или БСН_{cos} (n_c, n_s) и их формы определяются как:

$$g_{n_s}(t) = \begin{cases} \text{sgn}[-\sin(2\pi n_s f_r t)] \\ \text{sgn}[-\cos(2\pi n_s f_r t)], \end{cases} \quad (13)$$

Для сигналов GNSS, например, для GPS [5-7] или европейской системы Галилео [2] fr D1:023MHz. Частный случай БСН (1,1) с квадратной синусоидальной поднесущей также известен как двухфазный Манчестерский импульс [7].

На рисунке 6 и 7 изображены формы прямоугольных импульсов БСН(1,1) сигнала и БСН_{cos}(1,1) сигнала. При увеличении скорости поднесущей включаются несколько циклов двоичной поднесущей в пределах одного чипа. В случае $n_s=4$ мы получаем прямоугольные формы импульса для БСН (4,1) и БСН_{cos}(4,1) который включает в себя 4 цикла бинарной поднесущей (рисунок 8 и 9).

Для сигналов БСН с синусоидальной поднесущей и N нечетными

$$P_{\text{БСН}_{\cos}(n_s, n_c)}(f) = \sqrt{n_c f_r} \frac{\cos\left(\pi \frac{f}{n_c f_r}\right)}{\pi f} \tan\left(\pi \frac{f}{n_s f_r}\right), \quad (14)$$

для сигналов БСН с косинусной поднесущей и N четными

$$P_{\text{БСН}(n_s, n_c)}(f) = \sqrt{n_c f_r} \frac{\sin\left(\pi \frac{f}{n_c f_r}\right)}{\pi f} \frac{1 - \cos\left(\pi \frac{f}{2n_s f_r}\right)}{\cos\left(\pi \frac{f}{2n_s f_r}\right)}, \quad (15)$$

и для сигналов ВОС с косинусной поднесущей и N нечетными

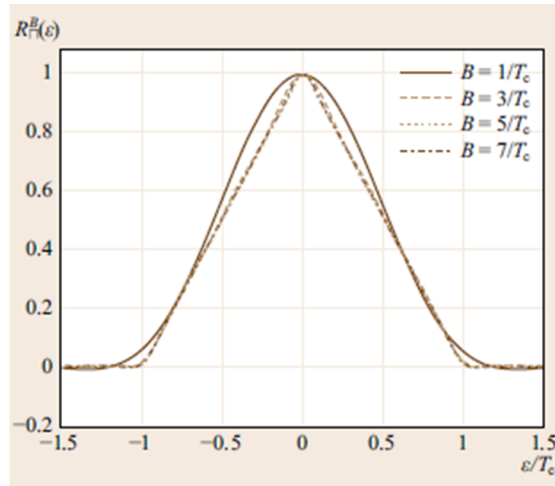


Рисунок 5 – Автокорреляционная функция прямоугольных форм импульсов с ограниченной и нормализованной полосой частот

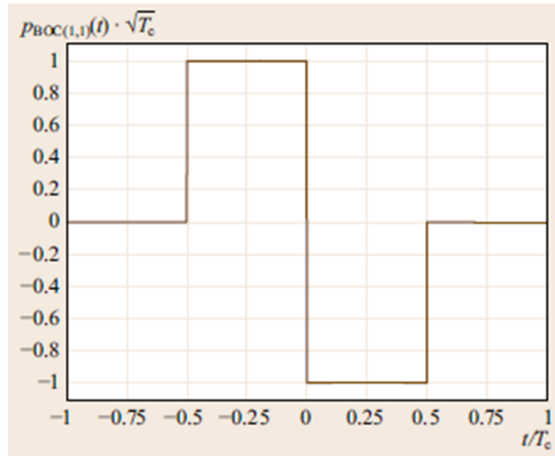


Рисунок 6 – Форма импульса для BCH(1,1)

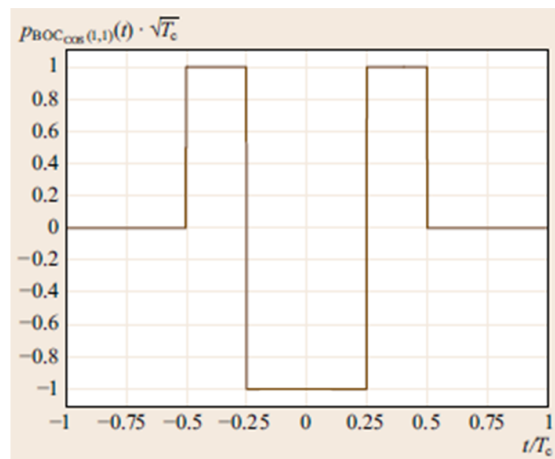


Рисунок 7 – Форма импульса для BCH_{cos}(1,1)

$$P_{\text{BCH}_{\cos}(n_s, n_c)}(f) = j\sqrt{n_c f_r} \frac{\cos\left(\pi \frac{f}{n_c f_r}\right) 1 - \cos\left(\pi \frac{f}{2n_s f_r}\right)}{\pi f \cos\left(\pi \frac{f}{2n_s f_r}\right)}, \quad (16)$$

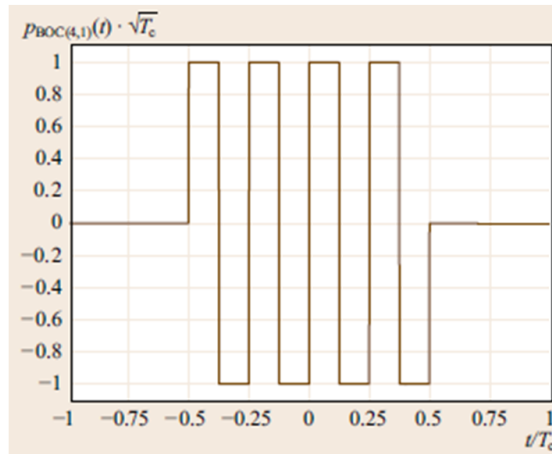


Рисунок 8 – Форма импульса для БСН(4,1)

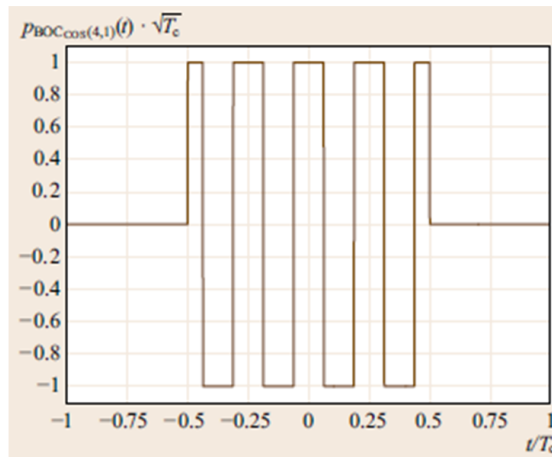


Рисунок 9 – Форма импульса для БСН_{cos}(4,1)

где

$$\int_{-\infty}^{\infty} |p_{\text{BSH}(n_s, n_c)}(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |P_{\text{BSH}(n_s, n_c)}(f)|^2 df = 1, \quad (17)$$

и

$$\int_{-\infty}^{\infty} |p_{\text{BSH}_{\text{cos}}(n_s, n_c)}(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |P_{\text{BSH}_{\text{cos}}(n_s, n_c)}(f)|^2 df = 1. \quad (18)$$

Мы можем наблюдать, что если форма импульса имеет четную симметрию во временной области, то ее преобразование Фурье реально (4.98) и (4.99). С другой стороны, если форма импульса имеет нечетную симметрию во временной области, его преобразование Фурье мнимо (4.97) и (4.100). Как упоминалось ранее, сигналы БСН применяются для выполнения требований спектрального разделения между различными неинтерперабельными сигналами различных ГНСС. После умножения микросхем на синусоидальную или косинусную двоичную поднесущую спектр сигнала делится на две части, поэтому модуляция БСН также известна как модуляция с разделенным спектром. На рисунке 3.6 показаны СПМ сигналов БСН (1,1) и БСН_{cos} (1,1). Чем больше скорость поднесущей n_s , тем дальше сдвигаются два основных лепестка сигнала с разделением спектра. Этот эффект показан на рис. 3.7, который показывает СПМБСН (4,1) и БСН_{cos} (4,1) сигнал. Автокорреляционная функция БСН сигналов имеет достаточно высокие боковые лепестки. Это показано на рис. 3.8 для БСН (1,1) и БСН_{cos} (1,1) сигналов, когда амплитуды боковых лепестков $k \approx 0.5$.

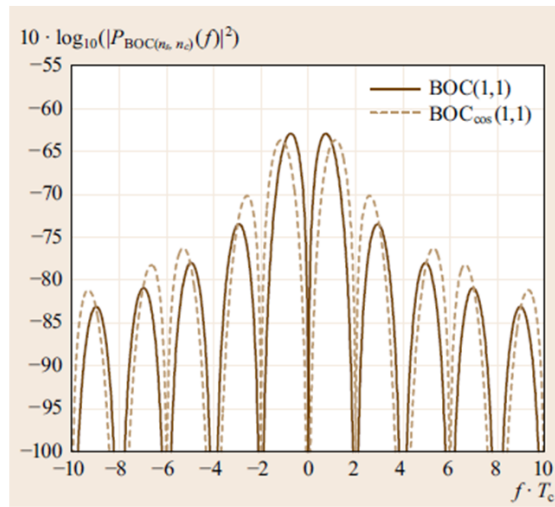


Рисунок 10 – СПМ сигналов БСН (1,1) и БСН_{cos} (1,1)

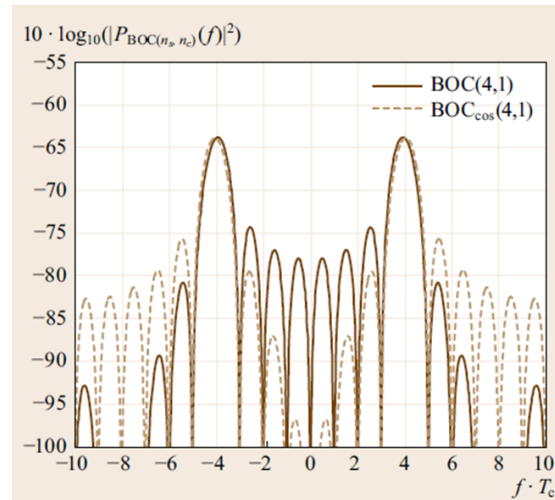


Рисунок 11 – СПМ сигналов БСН (4,1) и БСН_{cos} (4,1)

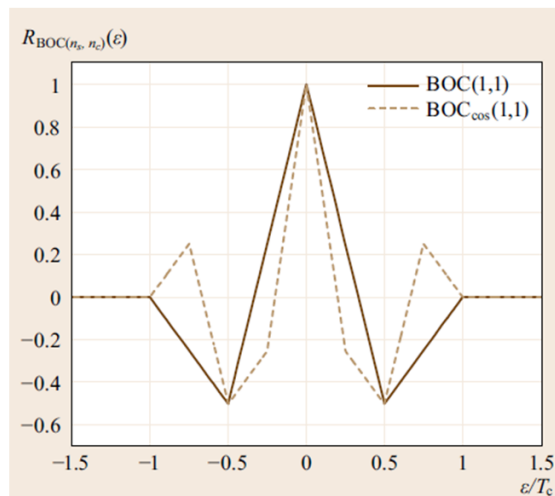


Рисунок 12 – Автокорреляционная функция сигналов БСН (1,1) и БСН_{cos} (1,1)

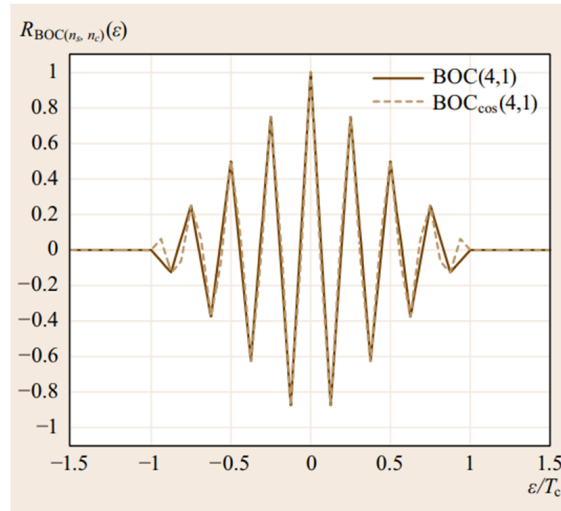


Рисунок 13 – Автокорреляционная функция сигналов BOC (4,1) и BOC_{cos} (4,1)

Для большей скорости поднесущей ω_s автокорреляционная функция разделения спектров сигналов имеет более высокий побочный максимум. На рисунке 3.9 автокорреляционная функция BOC (4,1) и сигнал BOC_{cos} 4; изображен для $\omega_s = 9$. Чем выше побочный максимум автокорреляционной функции, то есть максимум k , тем ниже эффективность оценки задержек по времени. Следовательно, следует избегать высоких значений k для достижения надежной оценки задержек по времени и получения сигнала. Кроме того, существует несколько расширений сигналов BOC, KBOC (композиционный BOC), MBOC (мультиплексированный BOC), VBOC (временное – мультиплексированный BOC) и AltBOC, которые применяются для сигналов Galileo, GPS и Beidou [2, 9]. Модуляция AltBOC скорее должна рассматриваться как схема мультиплексирования/отображения, которая позволяет нам мультиплексировать/отображать несколько компонентов двоичного сигнала для формирования одного сигнала с общей несущей частотой и, таким образом, для формирования сигнала фазовой манипуляции (ФМ). ФМ – это цифровая схема модуляции, которая передает данные путем модуляции фазы несущей волны. Сигналы KBOC состоят из линейной комбинации нескольких сигналов BOC. KBOC сигнал с двумя сигналами BOC может быть представлен в виде:

$$p_{CBOC}(t) = [\sqrt{\omega}p_{BOC(a,b)}(t) \pm \sqrt{1-\omega}p_{BOC(c,d)}(t)], \quad (19)$$

где $\omega \in \mathbb{R}_0^+$ и преобразование Фурье представлено как:

$$P_{CBOC}(f) = [\sqrt{\omega}P_{BOC(a,b)}(f) \pm \sqrt{1-\omega}P_{BOC(c,d)}(f)], \quad (20)$$

СПМ может быть представлена в виде:

$$|p_{CBOC}(f)|^2 = \omega|P_{BOC(a,b)}(f)|^2 + (1-\omega)|P_{BOC(c,d)}(f)|^2 \pm 2\sqrt{\omega(1-\omega)}\text{Re}\{P_{BOC(a,b)}(f)P_{BOC(c,d)}^*(f)\}, \quad (21)$$

Для VBOC различные формы импульсов присущи разным чипам псевдослучайных последовательностей.

Формы импульсов MBOC с двумя разными BOC, которые производятся каждые T_c секунд могут быть представлены в виде:

$$p_{TMBOC}(t) = \begin{cases} p_{BOC(a,b)}(t) & \text{probability } p \\ p_{BOC(c,d)}(t) & \text{probability } 1 - p, \end{cases} \quad (22)$$

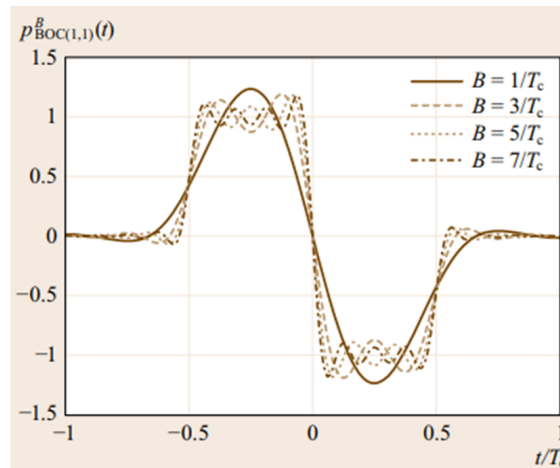


Рисунок 14 – Сигнал ВСН (1,1) с ограниченной полосой частот

В случае если источник сигнала, то есть двоичная псевдослучайная последовательность с формами импульсов отрицательна с равной вероятностью (ОРВ), он обладает следующими свойствами:

- Для каждого $p_i(t)$ импульс из набора форм импульсов, которые формируют источник сигнализации, а также отрицательный $-p_i(t)$ импульс должны быть в множестве (PR двоичная последовательность $dk \in [-1,1]$).
- Стационарные вероятности каждого импульса $p_i(t)$ и $-p_i(t)$ равны.
- Вероятность перехода $p_{ik} = p_{rs}$ всякий раз, когда $p_i() = \pm p_r(t)$ и $p_k(t) = \pm p_s(t)$, где вероятность перехода p_{ik} обозначает вероятность того, что импульс $p_k(t)$ передается в микросхему после появления импульса $p_i(t)$ в предыдущей микросхеме.

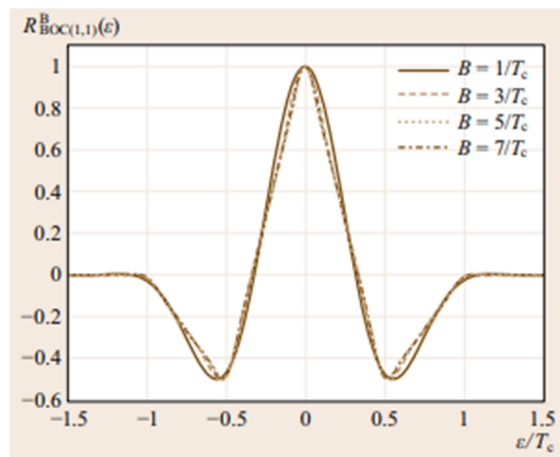


Рисунок 15 – Автокорреляционная функция импульсов с ограниченной полосой частот и нормализованной ВСН(1,1)

Для источника спектр характеризуется недостатком линейного спектра и далее не зависит от самих вероятностей перехода. Так, для ОРВ ВМВСН сигналов СПМ:

$$|P_{TMBOC}(f)|^2 = p|P_{BOC(a,b)}(f)|^2 + (1-p)|P_{BOC(c,d)}(f)|^2, \quad (23)$$

и автокорреляционная функция:

$$R_{TMBOC}(\epsilon) = pR_{BOC(a,b)}(\epsilon) + (1-p)R_{BOC(c,d)}(\epsilon), \quad (24)$$

То же самое справедливо и для прямоугольных импульсов, мы можем извлекать импульсы ВСН с ограниченной полосой частот. Для ВСН(1,1) с синусоидальной квадратной поднесущей волны, где $T_c = 1/f_r$ импульсы сигнала можно описать в виде:

$$P_{\text{BOC}(1,1)}^B(t) = \frac{1}{\xi\pi\sqrt{T_c}} \left(2\text{Si}(2\pi Bt)\text{Si} \left[2\pi B \left(t + \frac{T_c}{2} \right) \right] - \text{Si} \left[2\pi B \left(t - \frac{T_c}{2} \right) \right] \right), \quad (25)$$

с корректировкой:

$$\xi = \sqrt{\frac{\int_{-B}^B |P_{\text{BOC}(1,1)}(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |P_{\text{BOC}(1,1)}(f)|^2 df}}, \quad (26)$$

Так же, как и для прямоугольного импульса сигнала с ограниченной и нормализованной полосой (на рисунке 4), импульс сигнала БСН(1.1) не имеет ограничения по времени. Автокорреляционная функция для формы импульса сигнала в чипе нормализованной БСН(1.1) с ограниченной полосой частот изображена на рисунке 15. Пик автокорреляционной функции $R_{\text{БСН}(1,1)}^B(\varepsilon)$ округляется из-за ограничения полосы и кривизна меньше, следовательно, нижняя граница неравенства Крамера-Рао выше, чем для сигналов с неограниченной полосой частот.

Закключение. В статье приведен обзор используемых схем модуляции, даны математическое описание и графическое представление сигналов при различных видах модуляций. Приведены различные общие формы импульсов для различных Глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Описаны основные виды модуляций, характерные для них функциональные особенности. Также приведены графики, по которым можно увидеть форму импульса сигнала. Они были выбраны не только из-за вышеупомянутых свойств и их отношения к производительности оценки задержки по времени, но также из-за относительно легкой реализации на спутнике.

Список литературы

- 1 Lee J.S., Miller L.E. CDMA Systems Engineering Handbook. - Artech House, Norwood, 1998. - 26 p.
- 2 European GNSS (Galileo) Open Service Signal In Space Interface Control Document, OS SIS ICD, 1(2), (2015).
- 3 Papoulis A. The Fourier Integral and its Applications. - McGraw-Hill, New York, 1962.-52 p.
- 4 Betz J.W. Binary offset carrier modulations for radionavigation //Journal of The Institute of Navigation. –2002. –Т.48. - № 4.-P.227–246.
- 5 Rebeyrol A. Galileo Signals and Payload Optimization. Ecole Superieure des Telecommunications de Paris, Paris, 2007.- 64 p.
- 6 Navstar GPS Space Segment, User Segment L1C Interfaces. Interface Specification IS-GPS-800D, Global Positioning Systems Directorate. - Los Angels, 2013.-12 p.
- 7 Simon M.K., Hinedi S.M., Lindsey W.C. Digital Communication Techniques, Signal Design and Detection. - Prentice-Hall, New Jersey, 1995.- 888 p.
- 8 Avila-Rodriguez J.A. On Generalized Signal Waveforms for Satellite Navigation, Ph.D. Thesis. Department of Aerospace Engineering, University FAF. – Munich, 2008.- 87 p.
- 9 Avila-Rodriguez J.A., Wallner S., Hein G., Rebeyrol E., Julien O., Macabiau Ch., Ries L., Delatour A., Lestarquit L., Issler J.L. CBOC: An implementation of MBOC, CNES-ESA Workshop GALILEO Signals Signal Process, 1. - Toulouse, 2006.- 12 p.
- 10 Teunissen, Peter J.G., Montenbruck, Oliver. Springer Handbook of Global Navigation Satellite Systems.– Berlin, 2017.- 1328 p.

Д.С. Ергалиев, С.Г. Каримов, А.Е. Советкажиев, Д.А. Алимов, А.Г. Куандыкова, Р.С. Социалов

Л.Н.Гумилев атындағы Еуразия ұлттық университеті, Нұр-Сұлтан, Қазақстан

Ғаламдық навигациялық спутниктік жүйе сигналдарының модуляцияларын зерттеу

Аннотация. Ғаламдық навигациялық спутниктік жүйенің сигналдық модуляциясын зерттеудің әмбебап тәсілі ұсынылған. Бұл тәсіл сигнал модуляциясының белгілі және жаңа түрлерін, сондай-ақ олардың комбинацияларын зерттеуге мүмкіндік береді. Ұсынылған тәсілді қолдана отырып, спутниктік жүйені енгізу үшін модуляцияның заманауи белгілі және жаңа сұрыптарының ақпараттық тиімділігі зерттелді. Орналасуды қосу үшін бірнеше жерсеріктер бірдей тарату ортасын бөліп, GNSS пайдаланушыларына таратуы керек. Біріншісі - екілік фазалық ығысу кілті. Модуляцияның бұл түрі шудың жоғары иммунитетіне және модулятор мен демодулятордың қарапайымдылығына байланысты өте кең қолданыс тапты. Сонымен қатар, навигациялық жүйенің спутниктері жіберетін модуляцияланған радиация-навигациялық сигналдарды қабылдау әдісі мен аппаратына қағисты, жүйенің өзіндік координат жүйесінде қабылдаушы жабдықтың орнын дербес анықтауға мүмкіндік беретін, бейтарап офсеттік тасымалдаушы модуляция бар.

Түйін сөздер: екілік фазалық модуляция, Фурье түрлендіруі, Дирак функциясы, автокорреляциялық функция, екілік фазалық тасымалдаушы модуляциясы.

D.S. Yergaliyev, K.K. Mukanova, A.Y. Sovetkashiev, D.A. Alimov, A.G. Kuandykova, R.S. Socialov

L.N. Gumilyov Eurasian National University, Nur-Sultan, Kazakhstan

Research of Signal Modulations of the Global Navigation Satellite System

Abstract. An universal approach is proposed to the study of signal modulations of the Global Navigation Satellite System. This approach allows us to explore both known and new types of signal modulation, as well as their combinations. Using the proposed approach, the information has been investigated efficiency of some modern known and new proposed varieties of signal modulation for implementing a satellite system. Multiple satellites must share the same transmission medium and broadcast to GNSS users to enable positioning. The first is binary phase shift keying. This type of modulation has found very wide application due to the high noise immunity and simplicity of the modulator and demodulator. Next in line is modulation with a biased offset carrier, which relates to a method and apparatus for receiving modulated radio navigation signals transmitted by the satellites of the navigation system, which make it possible to independently determine the position of the receiving equipment in its own coordinate system of this system.

Keywords: obinary phase modulation, Fourier transform, Dirac function, autocorrelation function, binary biased carrier modulation.

References

- 1 Lee J.S., Miller L.E. CDMA Systems Engineering Handbook (Artech House, Norwood, 1998, 26 p.).
- 2 European GNSS (Galileo) Open Service Signal In Space Interface Control Document, OS SIS ICD, 1(2), (2015).
- 3 Papoulis A. The Fourier Integral and its Applications (McGraw-Hill, New York, 1962, 52 p.).
- 4 Betz J.W. Binary offset carrier modulations for radionavigation, Journal of The Institute of Navigation, 48(4), 227-246 (2002).
- 5 Rebeyrol A. Galileo Signals and Payload Optimization(EcoleSuperieure des Telecommunications de Paris,Paris, 2007, 64 p.).
- 6 Navstar GPS Space Segment, User Segment L1C Interfaces. Interface Specification IS-GPS-800D, Global Positioning Systems Directorate(Los Angels, 2013, 12 p.).
- 7 Simon M.K., Hinedi S.M., Lindsey W.C. Digital Communication Techniques, Signal Design and Detection (Prentice-Hall, New Jersey, 1995, 888 p.).
- 8 Avila-Rodriguez J.A. On Generalized Signal Waveforms for Satellite Navigation, Ph.D. Thesis (Department of Aerospace Engineering, University FAF, Munich 2008, 87p.).
- 9 Avila-Rodriguez J.A., Wallner S., Hein G., Rebeyrol E., Julien O., Macabiau Ch., Ries L., Delatour A., Lestarquit L., Issler J.L. CBOC: An implementation of MBOC, CNES-ESA Workshop GALILEO Signals Signal Process., 1, (Toulouse, 2006, 12 p.).
- 10 Teunissen, Peter J.G., Montenbruck, Oliver. Springer Handbook of Global Navigation Satellite Systems (Berlin, 2017, 1328 p.).

Сведения об авторах:

Ергалиев Д.С. - кандидат технических наук, профессор кафедры космической техники и технологий, Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, ул. Кажымукана, 11, Нур-Султан, Казахстан.

Муканова К.К. - магистрант кафедры космической техники и технологий, Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, ул. Кажымукана, 11, Нур-Султан, Казахстан.

Советкажиев А.Е. - магистрант кафедры космической техники и технологий, Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, ул. Кажымукана, 11, Нур-Султан, Казахстан.

Алимов Д.А. - магистрант кафедры космической техники и технологий, Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, ул. Кажымукана, 11, Нур-Султан, Казахстан.

Куандыкова А.Г. - магистрант кафедры космической техники и технологий, Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, ул. Кажымукана, 11, Нур-Султан, Казахстан.

Социалов Р.С. - магистрант кафедры космической техники и технологий, Евразийский национальный университет им. Л.Н. Гумилева, ул. Кажымукана, 11, Нур-Султан, Казахстан.

Yergaliyev D.S. - PhD, Professor of the Department of Space Engineering and Technology, L.N. Gumilyov Eurasian National University, Kazhymukan st., 11, Nur-Sultan, Kazakhstan.

Mukanova K.K. - Master's student of the Department of Space Engineering and Technology, L.N. Gumilyov Eurasian National University, Kazhymukan st. 11, Nur-Sultan, Kazakhstan.

Sovetkashiev A.Y. - Master's student of the Department of Space Engineering and Technology, L.N. Gumilyov Eurasian National University, Kazhymukan st. 11, Nur-Sultan, Kazakhstan.

Alimov D.A. - Master's student of the Department of Space Engineering and Technology, L.N. Gumilyov Eurasian National University, Kazhymukan st. 11, Nur-Sultan, Kazakhstan.

Kuandykova A.G. - Master's student of the Department of Space Engineering and Technology, L.N. Gumilyov Eurasian National University, Kazhymukanst. 11, Nur-Sultan, Kazakhstan.

Socialov R.S. - Master's student of the Department of Space Engineering and Technology, L.N. Gumilyov Eurasian National University, Kazhymukan st. 11, Nur-Sultan, Kazakhstan.