

# Применение метода асинхронного приема сигналов с прямым расширением спектра

И. В. Егоров<sup>1</sup>, Д. В. Гайворонский<sup>1</sup>

<sup>1</sup> ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)», Санкт-Петербург, Россия

Физическая и логическая организация большинства существующих систем связи предусматривает наличие дополнительных опций (передача известных преамбул, наличие дополнительного канала синхронизации), упрощающих синхронизацию. Вместе с тем, при практической реализации систем радиосвязи необходимо решение задач разработки дополнительных синхронизационных механизмов, способных сократить время вхождения в синхронизм для уменьшения расхода энергии и увеличения пропускной способности канала. Таким образом, существующая проблема асинхронности генераторов физически удаленных радиостанций является актуальной. Одним из возможных вариантов ее решения является асинхронный прием сигналов с прямым расширением спектра, позволяющим преобразовывать исходный двоичный сигнал в псевдослучайную последовательность для модуляции несущей. Характеристике данного метода посвящена статья, в которой представлены: структурная схема передатчика и приемника, достаточная для пояснения предлагаемого метода; методы компенсации эффектов, возникающих из-за асинхронности генераторов передатчика и приемника. Благодаря тому, что синхронизация вырабатывается по пикам корреляции, соответствующим битам данных, возможно задание искусственного дрожания частоты чипов на передатчике и дополнение псевдослучайной последовательности несколькими случайными чипами, что усложняет несанкционированное обнаружение и детектирование передаваемого сигнала.

**Ключевые слова:** системы радиосвязи, прямое расширение спектра, двоичный сигнал, асинхронный прием сигналов

*Для цитирования:*

Егоров И. В., Гайворонский Д. В. Применение метода асинхронного приема сигналов с прямым расширением спектра // Радиопромышленность. 2020. Т. 30, № 2. С. 49–54. DOI: 10.21778/2413-9599-2020-30-2-49-54

© Егоров И. В., Гайворонский Д. В., 2020



# Implementation of the asynchronous signals reception method with the direct sequence spread spectrum

I. V. Egorov<sup>1</sup>, D. V. Gaivoronskii<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI», Saint Petersburg, Russia

The physical and logical organization of most existing communication systems provides for additional options (transmission of known preambles, the presence of an additional synchronization channel) that simplify synchronization. At the same time, in the practical implementation of radio communication systems, it is necessary to solve the problems of developing additional synchronization mechanisms that can reduce the time it takes to synchronize to reduce energy consumption and increase channel capacity. Thus, the existing problem of the asynchrony of the generators of physically remote radio stations is relevant. One of the possible solutions is asynchronous signal reception with the direct sequence spread spectrum. It allows converting the original binary signal into a pseudo-random sequence for modulating the carrier. The current article is devoted to the characterization of this method and has the following items presented: the transmitter and receiver block diagram, sufficient to explain the proposed method; methods for compensating for effects arising from the asynchrony of the transmitter and receiver generators. Since synchronization is generated according to the correlation peaks that correspond to the data bits, it is possible to set the frequency of the chips on the transmitter to jitter artificially and supplement the pseudo-random sequence with several random chips, which complicates the unauthorized detection of the transmitted signal.

**Keywords:** radio communication systems, direct sequence spread spectrum, binary signal, asynchronous signals reception

*For citation:*

Egorov I. V., Gaivoronskii D. V. Implementation of the asynchronous signals reception method with the direct sequence spread spectrum. Radio industry (Russia), 2020, vol. 30, no. 2, pp. 49–54. (In Russian). DOI: 10.21778/2413-9599-2019-30-2-49-54

## Введение

В последние годы широкое распространение получили системы, использующие технологию прямого расширения спектра (ПРС) [1] при передаче данных. Наиболее известны такие системы, как GPS [2], WCDMA [3], физический уровень 802.15.4 DSSS-OQPSK [4] и другие. Приемные тракты большинства таких систем строятся на принципе синхронного детектирования данных, их физическая и логическая организация предусматривает наличие дополнительных опций (передача известных преамбул, наличие дополнительного канала синхронизации), упрощающих синхронизацию.

В работе дается описание одного из возможных способов асинхронного приема сигнала с прямым расширением спектра.

Прямое расширение спектра – это метод формирования широкополосного радиосигнала, при котором исходный двоичный сигнал преобразуется в псевдослучайную последовательность (ПСП), используемую для модуляции несущей.

Каждый передаваемый информационный бит длительностью  $T_d$  (логический 0 или 1) заменяется соответствующей ему последовательностью чипов длительностью  $T_c$ . В качестве последовательно-

стей  $PN$  длиной  $N$ , используемых для расширения спектра сигнала, применяют специальные последовательности, удовлетворяющие определенным требованиям: функция автокорреляции должна иметь один выраженный пик. Поскольку длительность одного чипа в  $N$  раз меньше длительности информационного бита, то и ширина спектра преобразованного сигнала будет в  $N$  раз больше ширины спектра исходного сигнала. При приеме полученный сигнал умножается на чиповую последовательность, используемую при передаче, то есть вычисляется автокорреляционная функция сигнала:

$$y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(k-n)PN(n), \quad (1)$$

где  $x(k)$  –  $k$ -й отсчет входного сигнала;  $y(k)$  –  $k$ -й отсчет выходного сигнала коррелятора.

## Описание принципов работы системы и методов асинхронного приема

На рис. 1 приведена упрощенная схема передатчика и приемника, служащая для пояснения предлагаемого способа асинхронного приема сигнала с ПРС. Особенности коррелятора будут рассмотрены далее, здесь предположим, что коррелятор

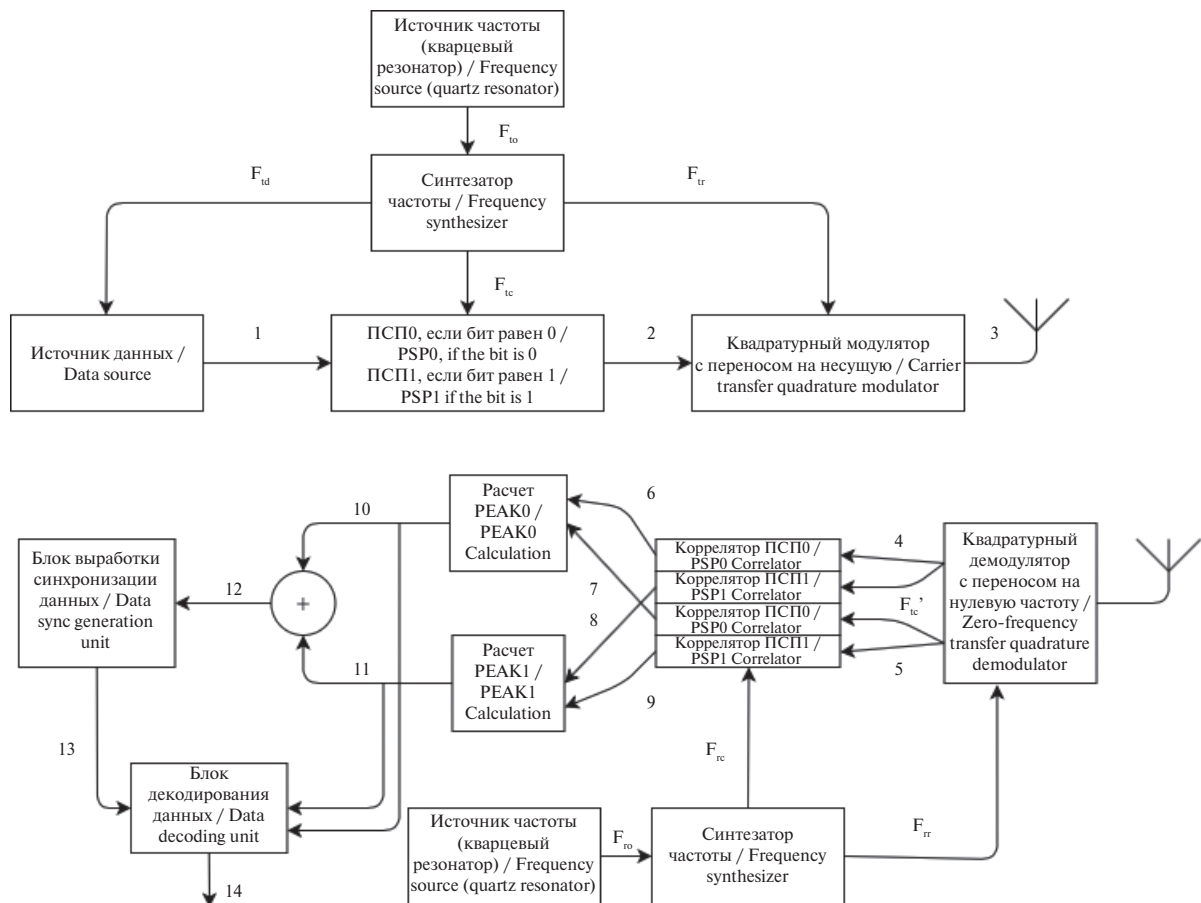


Рисунок 1. Структурная схема передатчика и асинхронного приемника с прямым расширением спектра  
 Figure 1. Block diagram of a transmitter and an asynchronous receiver with the direct spreading of the spectrum

идеально подстроен по начальной фазе ПСП и периоды  $T_c$  равны.

В передатчике ПРС реализуется замена бита данных 0/1 на соответствующую псевдослучайную последовательность ПСП0/1. Таким образом, сигнал в точке 2 представляет собой смесь последовательно расположенных ПСП0 и ПСП1, чиповая частота которых  $F_{tc} = NF_d$ , где  $N$  – длина ПСП,  $F_d$  – частота данных. Он переносится на несущую частоту с помощью квадратурного модулятора, что в результате дает бинарномодулированный по фазе сигнал на несущей частоте  $F_{tr}$  в точке 3.

На приемной стороне сигнал поступает на квадратурный демодулятор, с выхода которого комплексные огибающие I и Q оцифровываются на частоте  $F_{tc}$  (точки 4 и 5). Несовпадение несущих частот  $F_{tr}$  и  $F_{tr}$  приводит к появлению амплитудной модуляции в противофазе каналов I и Q с частотой  $F_p$ , пропорциональной  $|F_{to} - F_{ro}|$  и доплеровскому сдвигу на несущей частоте (при перемещении передатчика относительно приемника).

Оцифрованная составляющая I подается на корреляторы I\_ПСП0 и I\_ПСП1, Q – на корреляторы Q\_ПСП0 и Q\_ПСП1. Корреляторы каждый такт частоты  $F_{tc}$  осуществляют вычисление автокорреляции умножением  $N$  последних входных отсчетов соответствующих сигналов на соответствующую ПСП с последующим суммированием.

Корреляторы I\_ПСП0 и Q\_ПСП0 образуют условный канал передачи бита данных 0 (канал ПСП0), I\_ПСП1 и Q\_ПСП1 – канал передачи бита данных 1 (канал ПСП1).

На выходе коррелятора I\_ПСП0 сигнал имеет вид (для  $t$  от 0 до  $N$ ):

$$I_{sum} = \sum_{t=0}^{N-1} \sin(F_p + t). \quad (2)$$

На выходе коррелятора Q\_ПСП0 сигнал имеет вид (для  $t$  от 0 до  $N$ ):

$$Q_{sum} = \sum_{t=0}^{N-1} \cos(F_p + t). \quad (3)$$

Сигналы  $I_{\text{sum}}$  и  $Q_{\text{sum}}$  берутся по модулю и складываются, образуя сигнал в точке 10:

$$\text{PEAKO} = |I_{\text{sum}}| + |Q_{\text{sum}}|. \quad (4)$$

При отношении  $(T_c N) / |T_{\text{tr}} - T_{\text{tr}}|$  ( $T_{\text{tr}} = 1/F_{\text{tr}}$ ;  $T_{\text{tr}} = 1/F_{\text{tr}}$ ), стремящемся к нулю, максимальные потери относительно подстроенного случая составляют 3 дБ. График максимальных потерь при увеличении данного отношения представлен на рис. 2.

Все вышесказанное верно и для условного канала ПСП1.

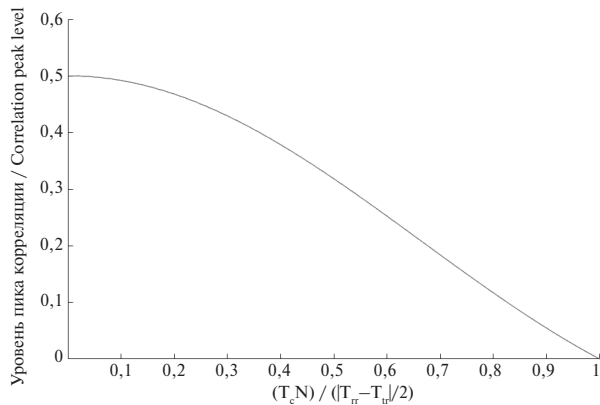


Рисунок 2. Зависимость уровня пика корреляции от отношения длительности псевдослучайной последовательности и периода «паразитной» амплитудной модуляции

Figure 2. The dependence of correlation peak level on the ratio of the duration of the pseudo-random sequence and the period of incidental amplitude modulation

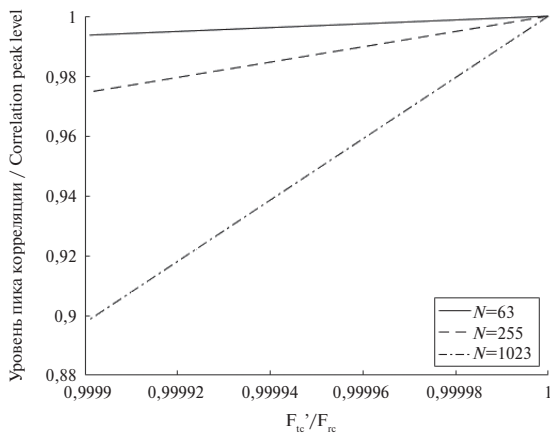


Рисунок 3. Зависимость снижения пика корреляционной функции от отношения частот  $F_{\text{tc}}' / F_{\text{rc}}$  для нескольких длин меандра  
Figure 3. Dependence of the decrease in the peak of the correlation function on the  $F_{\text{tc}}' / F_{\text{rc}}$  frequency ratio for several meander lengths

Использование двух псевдослучайных последовательностей (ПСП0 и ПСП1) для двух бит, в отличие от одной прямой/инверсной ПСП, обусловлено наличием амплитудной модуляции с частотой  $F_p$ , что не позволяет без подстройки различить прямую и инверсную ПСП.

Пики по каналам ПСП0 и ПСП1 соответствуют моментам окончания приема соответствующих ПСП. Сравнивая в эти моменты магнитуды каналов ПСП0 и ПСП1, по наибольшей магнитуде мы можем сделать вывод о принятом бите. Разница магнитуд каналов 0 и 1 является мерой достоверности оценки бита.

Подробнее остановимся на корреляторах ПСП на приемной стороне. Описанная выше схема функционирования предполагает равенство фаз ПСП и чиповой частоты приемника и передатчика, однако на практике данное условие не выполняется, что влечет за собой снижение амплитуды пика корреляционной функции (КФ) вплоть до нуля.

Рассмотрим снижение пика КФ от несовпадения частот  $F_{\text{tc}}'$  и  $F_{\text{rc}}$  и разницы фаз входной псевдослучайной последовательности и ПСП коррелятора (фазового рассогласования) на интервале длительностью в одну ПСП. Для различных псевдослучайных последовательностей характеристика будет отличаться, однако худшим случаем будет выбор в качестве условного ПСП меандра. Выражение для расчета коэффициента снижения пика КФ от разницы частот и длины для меандра выглядит следующим образом:

$$L_f = \sum_{i=1}^N 1 - 2i \left( \frac{|T_{\text{tc}}' - T_{\text{rc}}|}{\max T_{\text{tc}}', T_{\text{rc}}} \right), \quad (5)$$

где  $T_{\text{tc}}' = \frac{1}{F_{\text{tc}}'}$ ,  $T_{\text{rc}} = \frac{1}{F_{\text{rc}}}$ .

На рис. 3 представлена зависимость снижения пика КФ от отношения частот  $F_{\text{tc}}' / F_{\text{rc}}$  для нескольких длин меандра.

Отношение частот  $F_{\text{tc}}' / F_{\text{rc}}$  зависит от  $|F_{\text{to}} - F_{\text{ro}}|$ ,  $F_{\text{to}} / F_{\text{tc}}$ ,  $F_{\text{tr}} / F_{\text{to}}$ , доплеровского сдвига (при перемещении передатчика относительно приемника). Подробное рассмотрение упомянутых зависимостей выходит за рамки данной работы, стоит лишь отметить, что при выборе длины ПСП,  $F_{\text{tc}}$ , стабильности (относительной точности)  $F_{\text{to}}$  и  $F_{\text{ro}}$ , заданной относительной скорости перемещения передатчик/приемник и допустимого ослабления пика КФ, необходим поиск компромисса.

Формула для расчета коэффициента снижения амплитуды пика КФ в зависимости от фазового рассогласования коррелятора при отсутствии разницы частот имеет вид:

$$L_p = \frac{T_{\text{rc}} - dT}{T_{\text{rc}}}, \quad (6)$$

где  $dT$  – задержка от 0 до  $T_{\text{rc}}$ .

Как показано на рис. 4, падение нормированного пика КФ от 1 до 0 соответствует изменению задержки от 0 до  $T_{rc}$ .

Одним из способов уменьшения эффекта падения пика корреляционной функции от фазового рассогласования является применение «оверсемплинга» в  $M$  раз при расчете корреляции (на частоте  $F_{rc}M$ ). Верхняя граница  $dT$  становится  $T_{rc}/M$ , и, соответственно, максимальный коэффициент снижения амплитуды пика КФ имеет вид:

$$L_{pm} = 1 - \frac{1}{M}. \quad (7)$$

На выходе коррелятора с частотой  $F_{rc}M$  пик корреляции растягивается (аппроксимируется) на  $1 + (M - 1)^2$  отсчетов.

### Выводы

Предложенный подход не требует синхронизационной преамбулы, поэтому он может быть использован для обмена короткими сообщениями, а также применен в качестве этапа быстрой синхронизации начальной фазы и частоты перед переключением в режим слежения [5]. Благодаря тому, что синхронизация вырабатывается по пикам корреляции, соответствующим битам данных, возможны задание

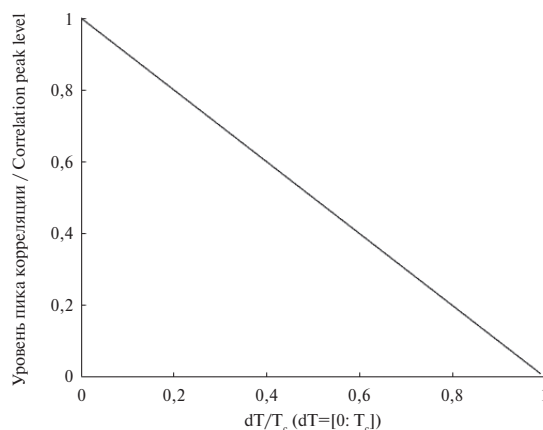


Рисунок 4. Зависимость уровня пика корреляции от начальной фазы псевдослучайной последовательности  
Figure 4. The dependence of the correlation peak level on the initial phase of the pseudo-random sequence

искусственного дрожания частоты чипов на передатчике и дополнение ПСП несколькими случайными чипами, что усложнит несанкционированное обнаружение и детектирование передаваемого сигнала.

## СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М. Радио и связь, 2000. 519 с.
2. Elliott D.K., Hegarty Ch. *Understanding GPS: principles and applications*. Boston, Artech House, 1996, 705 p.
3. *Spread Spectrum (DSSS/FHSS/CDMA)*. Canada, Courseware sample, 2015, pp. 67–99.
4. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks “Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs).” In: *IEEE Std 802.15.4–2011 (Revision of IEEE Std 802.15.4–2006)*, pp.1–314, 5 Sept. 2011.
5. Dhilon B.K. *Optimization of DSSS Receivers Using Hardware-in-the-Loop Simulations*. University of Tennessee, Master’s Thesis, 2005, 146 p.

## REFERENCES

1. Feer K. *Besprovodnaya tsifrovaya svyaz. Metody modulyatsii i rasshireniya spektra* [Wireless digital communication. Modulation and spreading techniques]. Moscow, Radio i svyaz Publ., 2000, 519 p. (In Russian).
2. Elliott D.K., Hegarty Ch. *Understanding GPS: principles and applications*. Boston, Artech House, 1996, 705 p.
3. *Spread Spectrum (DSSS/FHSS/CDMA)*. Canada, Courseware sample, 2015, pp. 67–99.
4. IEEE Standard for Local and metropolitan area networks “Part 15.4: Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs).” In: *IEEE Std 802.15.4–2011 (Revision of IEEE Std 802.15.4–2006)*, pp.1–314, 5 Sept. 2011.
5. Dhilon, B.K. *Optimization of DSSS Receivers Using Hardware-in-the-Loop Simulations*. University of Tennessee, Master’s Thesis, 2005, 146p.

## ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

**Егоров Иван Викторович**, аспирант, кафедра радиотехнических систем факультета радиотехники и телекоммуникаций, ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)», 197376, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. 5, тел.: +7 (911) 257-83-98, e-mail: cleric\_93@mail.ru.

**Гайворонский Дмитрий Вячеславович**, к. т. н., доцент, заместитель директора департамента науки, ФГАОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)», 197376, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. 5, тел.: +7 (921) 924-23-13, e-mail: dvg@etu.ru.

## **AUTHORS**

**Ivan V. Egorov**, postgraduate student, Department of radio engineering systems, faculty of radio engineering and telecommunications, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", 5, ulitsa Professora Popova, Saint Petersburg, 197376, Russia, tel.: +7 (911) 257-83-98, e-mail: cleric\_93@mail.ru.

**Dmitrii V. Gaivoronskii**, Ph.D. (Engineering), associate professor, deputy director of the Department of Science, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", 5, ulitsa Professora Popova, Saint Petersburg, 197376, Russia, tel.: +7 (921) 924-23-13, e-mail: dvg@etu.ru.

Поступила 28.05.2019; принята к публикации 28.02.2020; опубликована онлайн 03.06.2020.  
Submitted 28.05.2019; revised 28.02.2020; published online 03.06.2020.