

## Применение каскадных последовательностей в инфокоммуникационных системах

Д. В. Миненков, А. С. Вознесенский, В. В. Гульванский, Д. И. Каплун✉

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет  
«ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия

✉ dikaplun@etu.ru

**Аннотация.** Рассматривается прямое расширение спектра последовательностями, образованными каскадированием других последовательностей. Анализируется влияние расстройки частоты дискретизации и частоты гетеродина на возможность приема шумоподобного сигнала заданной длительности. Приводятся выражения для критических значений расстроек частоты в зависимости от длительности расширяющей последовательности и несущей частоты сигнала. Предложен и проанализирован каскадный метод формирования расширяющей последовательности и схемы передатчика и приемника, реализующие его. Приводятся результаты моделирования работы схемы при добавлении в нее дифференциальных кодера и декодера. Анализируется экономия аппаратных ресурсов при реализации предложенной схемы по сравнению с обычным согласованным фильтром, устойчивость системы связи к шумам и расстройке частоты.

**Ключевые слова:** прямое расширение спектра, шумоподобный сигнал, согласованная фильтрация, система связи, цифровая обработка сигналов, SDR

**Для цитирования:** Применение каскадных последовательностей в инфокоммуникационных системах / Д. В. Миненков, А. С. Вознесенский, В. В. Гульванский, Д. И. Каплун // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2024. Т. 17, № 4. С. 71–80. doi: 10.32603/2071-8985-2024-17-4-71-80.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Финансирование:** Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России в сфере научной деятельности № 075-01024-21-02 от 29.09.2021 (проект FSEE-2021-0014).

Original article

## Application of Cascade Sequences in Infocommunication Systems

D. V. Minenkov, A. S. Voznesensky, V. V. Gulvanskii, D. I. Kaplun✉

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia

✉ dikaplun@etu.ru

**Abstract.** The article discusses the question of direct spectrum expansion with sequences formed by cascading other sequences. The effect of sampling frequency detuning and local oscillator frequency on the possibility of receiving a noise-like signal of a given duration is analyzed. Expressions are given for the critical values of frequency detuning depending on the duration of the spreading sequence and the carrier frequency of the signal. A cascade method for generating a spreading sequence is proposed, along with transmitter and receiver circuits for its implementation. The results of modeling the circuit operation, when a differential encoder and a differential decoder are added, are presented. The economy of hardware resources when implementing the proposed scheme in comparison with a conventional matched filter, the stability of the communication system to noise, and frequency detuning are analyzed.

**Keywords:** direct spread spectrum, noise-like signal, matched filtering, communication system, digital signal processing, SDR

**For citation:** Application of Cascade Sequences in Infocommunication Systems / D. V. Minenkov, A. S. Voznesensky, V. V. Gulvanskii, D. I. Kaplun // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2024. Vol. 17, no. 4. P. 71–80. doi: 10.32603/2071-8985-2024-17-4-71-80.

**Conflict of interest.** The authors declare no conflicts of interest.

**Funding:** The work was carried out within the framework of the state assignment of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation in the field of scientific activity № 075-01024-21-02 dated 29.09.2021 (project FSEE-2021-0014).

**Введение.** Метод прямого расширения спектра (Direct Sequence Spread Spectrum – DSSS) известен уже много лет. Он хорошо себя зарекомендовал, поэтому, несмотря на развитие множества других технологий, применяется и сегодня в системах радиосвязи [1], [2].

При использовании DSSS каждый информационный символ заменяется на некую последовательность символов (шумоподобный сигнал – ШПС). Эта последовательность известна и передатчику, и приемнику, благодаря чему на приемной стороне можно обеспечить выделение этой последовательности в согласованном фильтре-корреляторе, который вычисляет скалярное произведение:

$$R(n) = \sum x(n-i)b_i, \quad (1)$$

где  $n$  – номер отсчета;  $x(n)$  – входной сигнал;  $i$  – номер элемента опорной последовательности;  $b_i$  – опорная последовательность, в качестве которой могут выступать, например,  $M$ -последовательности, коды Голда, Касами, Баркера и многие другие.

Известна характеристика «база расширяющей последовательности» [3]

$$B = FT,$$

где  $F$  – ширина спектра сигнала;  $T$  – длительность сигнала.

Выигрыш от удлинения последовательности (в децибелах) можно оценить по формуле

$$q = 10 \log(L),$$

где  $L$  – длина последовательности. Очевидно, что чем длиннее последовательность, тем более устойчив сигнал к шумам и помехам, но тем ниже скорость и тем сложнее реализовать приемник, так как требуется больше аппаратных ресурсов и ужесточаются требования к точности генераторов тактовых частот (ГТЧ).

В этой статье предлагается каскадный метод формирования расширяющей последовательности, который помогает и сократить аппаратные затраты, и бороться с расстройкой частоты. Сначала будут рассмотрены традиционная структура фильтра-коррелятора, влияние расстройки ГТЧ на прием ШПС, затем – предлагаемая структура приемника каскадных последовательностей, и проанализированы его достоинства и недостатки.

**Структура коррелятора.** Сигнал расширяющей последовательности – это логические нули и единицы. После прохождения всех этапов цифровой и аналоговой обработки он попадает на вход коррелятора. Коррелятор находит скалярное произведение принятого сигнала и опорной последовательности. Он может быть реализован как обычный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) (рис. 1) [4].

На рис. 1 сигнал проходит через линию задержки, составленную из блоков, подписанных  $z^{-r}$ , где  $r$  – значение задержки в тактах. В отводах происходит умножение на коэффициенты  $b_i$ , а затем суммирование всех результатов умножения.

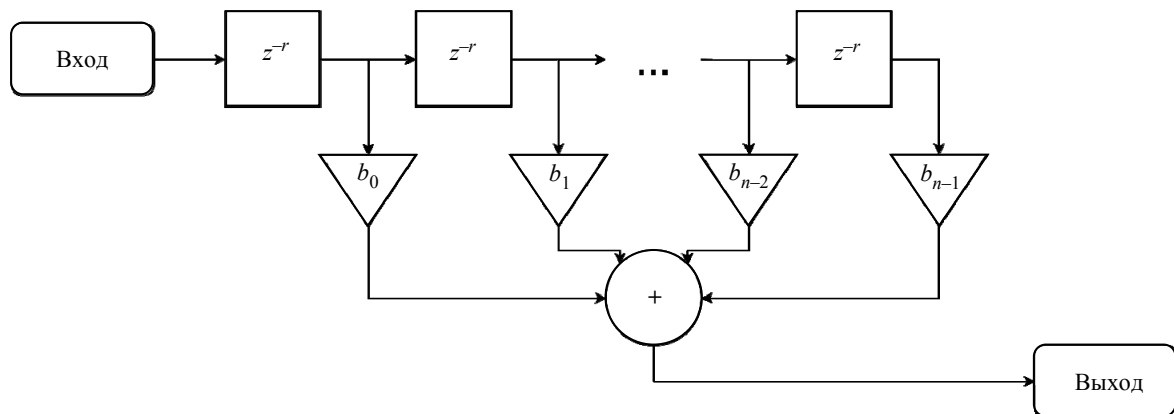


Рис. 1. Схема коррелятора – согласованного фильтра  
Fig. 1. Scheme of the correlator – matched filter

Обычно говорят о двух важных особенностях корреляторов в таких системах. Во-первых, опорная последовательность состоит из элементарных составляющих, чипов, и ее полная длина равна  $LC$ , где  $C$  – длительность чипа в отсчетах. Однако внутри чипа значение опорного сигнала не меняется, поэтому нам достаточно только  $L$  умножителей в корреляторе, но в звеньях задержки показатель степени при  $z$  должен быть равен  $C$ . Во-вторых, последовательности, как правило, двоичные, а значит, умножение на  $b_i$  требует не применения аппаратных умножителей, а схемы изменения знака. Для удобства в рамках статьи будем все равно называть их умножителями.

В схеме на рис. 1 сложение результатов умножения осуществляется деревом сумматоров. Для сложения  $L$  чисел потребуется  $L - 1$  сумматор.

Выразим зависимость количества требуемых ресурсов от длины последовательности  $L$  и длины чипа  $C$  (результаты сведены в табл. 1). В данном случае «ячейки памяти» обозначают регистры, а для реализации задержки  $z^{-r}$  требуется  $r$  регистров.

Табл. 1. Затраты ресурсов в корреляторе  
Tab. 1. Resource costs in the correlator

Вид ресурса	Количество
Умножители	$L$
Сумматоры	$L - 1$
Ячейки памяти	$(L - 1)C$

На рис. 2 показан выход коррелятора с опорной последовательностью длиной 13 в виде кода Баркера и длиной чипа 8. Чтобы получить острые пики корреляционной функции (КФ), можно пропустить этот сигнал через фильтр «скользящее среднее». К аппаратным затратам это добавит еще  $C-1$  ячейку памяти и  $C-1$  сумматор. Отметим также, что на практике сигнал на входе коррелятора будет иметь сглаженные фронты после со-

гласованных фильтров типа «приподнятый косинус», что также приведет к более треугольному виду пиков корреляционной функции, а ее максимум и без «скользящего среднего» будет достаточно хорошо выделяться.

**Влияние расстройки на прием ШПС.** Расстройка ГТЧ присутствует всегда, и во время приема сигнала в трактах цифровой обработки сигналов (ЦОС) производится подстройка частоты. Но в системе DSSS также важно, чтобы расстройка не превышала некоторых критических значений, при выходе за которые сигнал не обнаруживается.

В радиотехнической системе опорный ГТЧ формирует гетеродин для переноса сигнала на несущую частоту и частоту дискретизации сигнала для аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Неравенство частот гетеродинов и частот дискретизации на приемной и передающей сторонах приводит к разным эффектам.

Рассмотрим сначала влияние несовпадения частот дискретизации. Если частоты не совпадают, длительности последовательностей на приемнике и передатчике хоть и составят одинаковое количество тактов, в секундах будут отличаться, т. е. переданная последовательность окажется «сжата» или «растянута» относительно опорной на приеме.

Проведем эксперимент. Будем менять длительность чипа принятой последовательности и вычислять значения скалярного произведения. На рис. 3 показано уменьшение амплитуды пика для последовательностей с разной длиной  $L$ . Штриховой горизонтальной линией отмечено значение амплитуды пика – 70.7 % от максимума, что соответствует падению мощности в два раза.

На рисунке расстройка указана в ppm – parts per million в миллионных долях от номинальной частоты (как это часто делается для ГТЧ). Можно

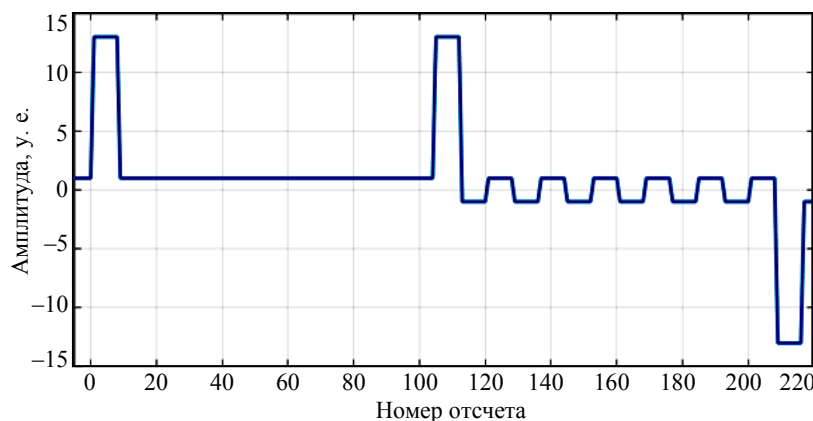


Рис. 2. Выход коррелятора  
Fig. 2. Correlator output

заметить, что для более длинных последовательностей критическая расстройка значительно меньше, чем для коротких. Но при этом для длинных последовательностей она все равно составляет сотни ppm, тогда как в параметрах ГТЧ

начальная погрешность, погрешность от изменения питания и другие составляют суммарно единицы и десятки ppm, т. е. можно считать, что расстройка тактовой частоты влияет на амплитуду пика незначительно.

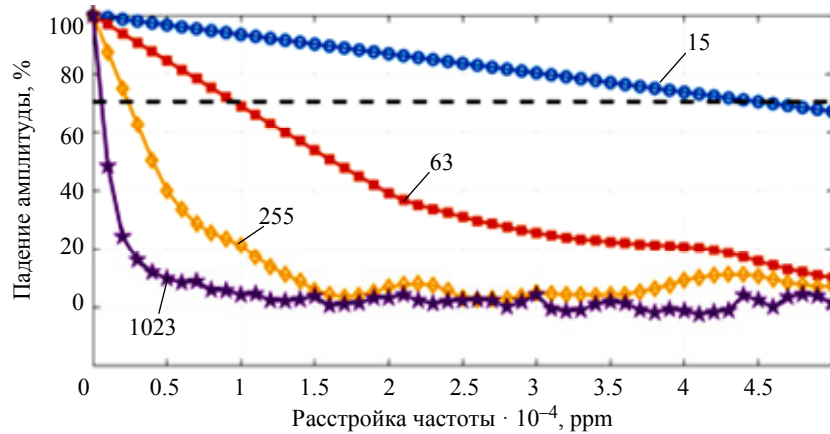


Рис. 3. Влияние расстройки частоты дискретизации на амплитуду пика  
 Fig. 3. Effect of sampling frequency detuning on peak amplitude

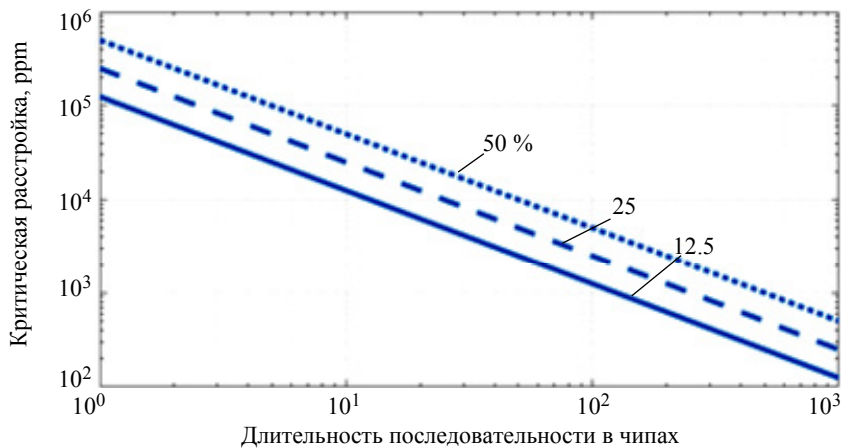


Рис. 4. Критическая расстройка частоты дискретизации в зависимости от количества чипов в последовательности при разных  $\alpha$   
 Fig. 4. Critical sampling frequency detuning depending on the number of chips in the sequence at different values of  $\alpha$

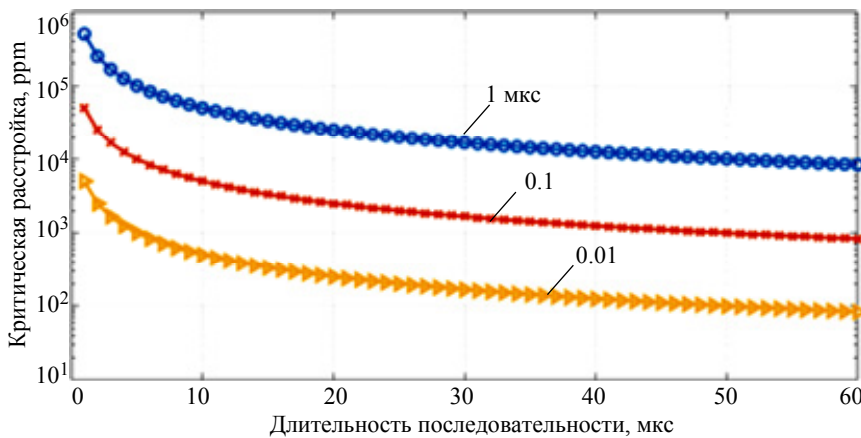


Рис. 5. Критическая расстройка частоты дискретизации в зависимости от длительности последовательности в секундах при разных длительностях чипа  
 Fig. 5. Critical sampling frequency detuning depending on the sequence duration in seconds for different chip durations

Кроме амплитуды пика можно сформулировать другой критерий определения критической расстройки частоты дискретизации – в зависимости от способности приемника осуществлять подстройку тактовой частоты при смещении положения пика КФ из-за разной длительности последовательностей. Известно, что ширина пика составляет два чипа. В этом случае можно ограничить максимальное различие в длинах последовательностей какой-нибудь долей длительности чипа. Тогда для расстройки частоты можно записать

$$\frac{f_{s2} - f_{s1}}{f_{s2}} = \frac{\alpha}{L} 10^6, \quad (2)$$

где  $\alpha$  – доля длительности чипа;  $f_{s1}, f_{s2}$  – частоты дискретизации приемника и передатчика. Из (2) следует что критическая расстройка зависит от количества чипов в последовательности, но не от длительности чипа.

На рис. 4 показана критическая расстройка в ppm при разных допустимых «уходах» пика на интервале, равном длине последовательности – 12, 25

и 50 % длительности чипа. На рис. 5 показана критическая расстройка для разной длительности последовательностей при разной длительности чипов.

При расстройке частот гетеродинов также происходит уменьшение амплитуды пика. В момент совпадения фаз опорной последовательности и пришедшего сигнала под знаком суммы в (1) модуляционная составляющая станет равна 1 везде, и останется только синусоида, частота которой равна расстройке гетеродина. Соответственно, выходом коррелятора будет интеграл от этой синусоиды, зависимость значения которого от частоты имеет вид  $\sin(x)/x$  (рис. 6). Амплитуда обращается в ноль, если частота расстройки кратна частоте поступления последовательностей или символьной скорости передачи, т. е.  $1/T$ , где  $T$  – длительность последовательности в секундах.

На рис. 6 расстройка частоты дана в процентах от частоты поступления последовательностей, равной  $1/T$ .

Поскольку важно сравнить абсолютное значение расстройки гетеродинов с частотой поступления последовательностей, при пересчете в ppm

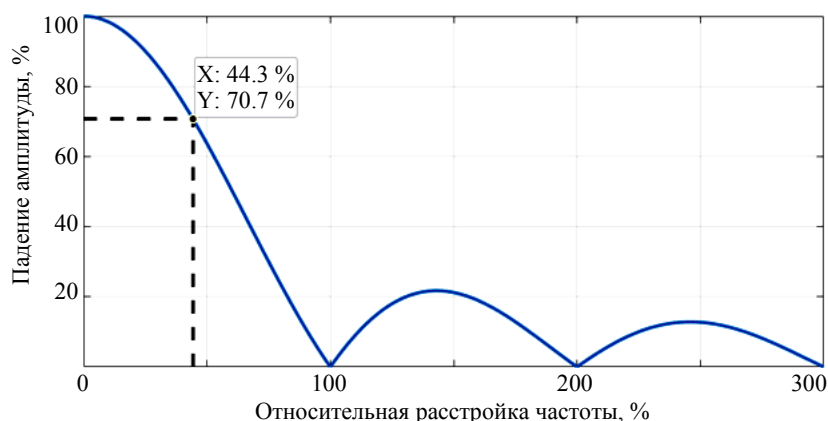


Рис. 6. Уменьшение амплитуды в зависимости от расстройки гетеродинов  
Fig. 6. Amplitude decrease as a function of heterodyne detuning

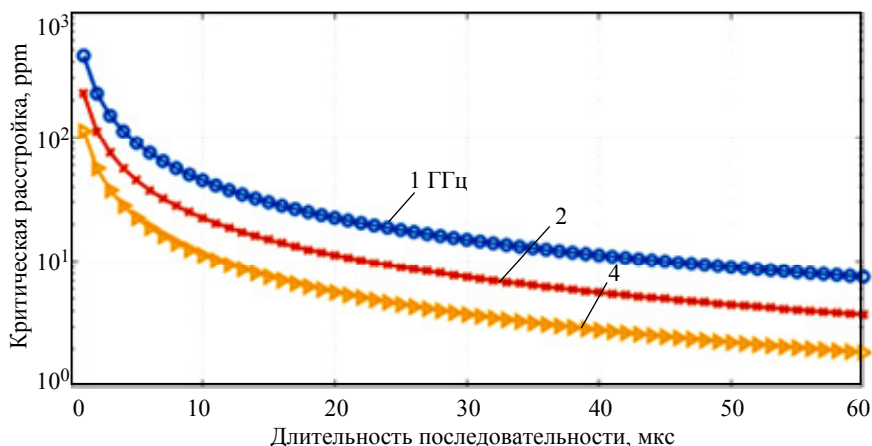


Рис. 7. Критическая расстройка частоты гетеродина в зависимости от длительности последовательности  
Fig. 7. Critical heterodyne frequency detuning as a function of sequence duration

получатся разные значения для разных несущих частот. Можно записать выражение для оценки расстройки, ppm:

$$\frac{f_{g_2} - f_{g_1}}{f_{g_2}} = \frac{0.5}{f_{g_1}} \frac{1}{T} 10^6, \quad (3)$$

где  $f_{g_1}, f_{g_2}$  – частоты гетеродинов приемника и передатчика.

На рис. 7 показано значение критической расстройки в зависимости от длины последовательности для нескольких значений несущей частоты.

По рисунку видно, что с увеличением длительности последовательности и частоты гетеродина значение критической расстройки уменьшается. При длительности последовательности 60 мкс на частоте 2 ГГц критическая расстройка составит всего 3.75 ppm, что означает гораздо большее влияние расстройки гетеродина на амплитуду пика КФ по сравнению с расстройкой частот дискретизации.

Заметим, что в расстройку частоты вносит вклад не только неточность опорных генераторов, но и эффект Доплера, возникающий при движении приемника и передатчика [5]. Наблюдаемая частота изменяется согласно формуле

$$f = \frac{f_0}{1 - v/c}, \quad (4)$$

где  $f$  – принимаемая частота;  $f_0$  – излучаемая частота;  $v$  – скорость приемника относительно передатчика;  $c$  – скорость света. Из (4) можно получить соответствующую расстройку, ppm:

$$\frac{f - f_0}{f_0} = \left( \frac{c}{c - v} - 1 \right) 10^6. \quad (5)$$

На рис. 8 показана расстройка, вызываемая эффектом Доплера.

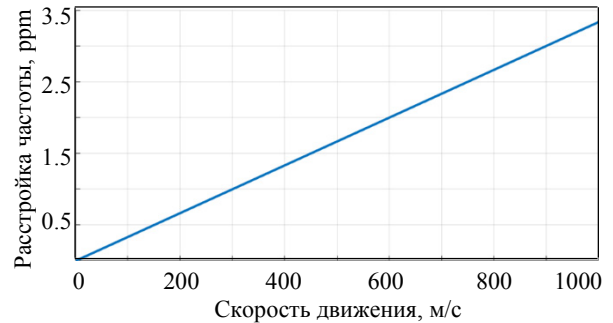


Рис. 8. Расстройка частоты в ppm, вызванная эффектом Доплера  
Fig. 8. Frequency detuning in ppm caused by the Doppler effect

Выражения (2), (3), (5) позволяют оценить требования к стабильности генератора частот в устройстве для конкретных длительностей чипа, расширяющей последовательности и несущей частоты, а также оценить вклад эффекта Доплера в расстройку частот и проверить, возможна ли работа системы при движении приемника и передатчика на заданной скорости.

Предлагаемый далее метод каскадного формирования последовательностей позволяет работать с длинными последовательностями в условиях значительной частотной расстройки.

**Каскадный метод формирования последовательностей.** Для формирования каскадной по-

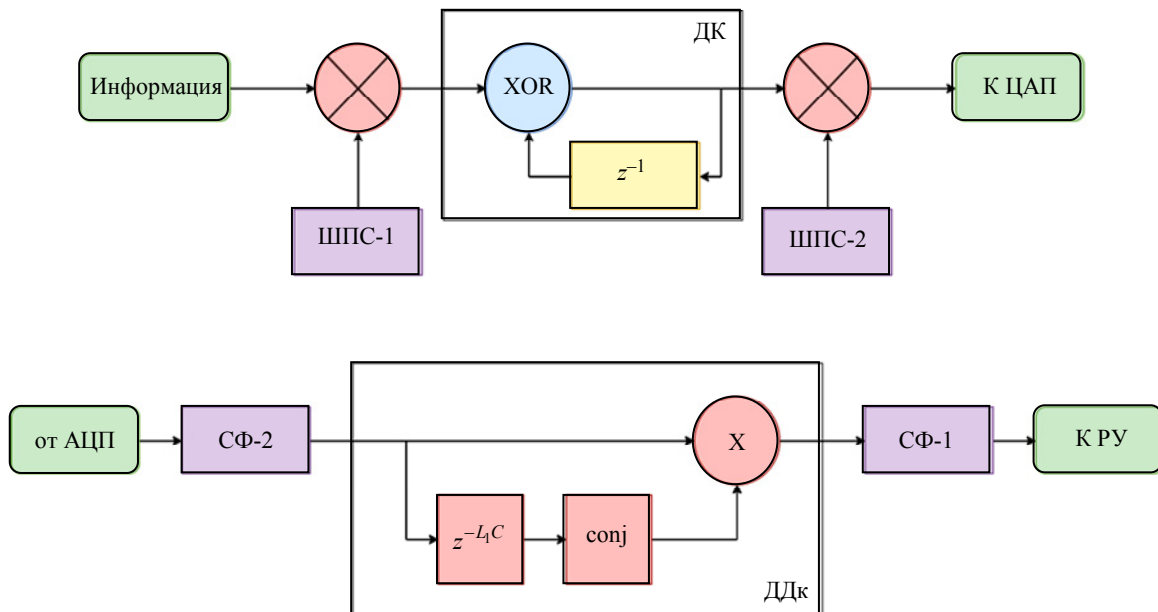


Рис. 9. Схемы формирования и приема каскадной последовательности  
Fig. 9. Schemes of cascade sequence formation and reception

следовательности необходимо выполнить следующие действия:

- каждый бит (символ) информации расширяется первой последовательностью;
- полученный поток битов проходит через дифференциальный кодер;
- расширяем результат кодирования второй последовательностью.

Схемы приемника и передатчика показаны на рис. 9.

На верхней части рисунка показана схема формирования каскадной последовательности с блоками: «Информация» – источник информации; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; ШПС-1, ШПС-2 – генераторы опорных шумоподобных сигналов; ДК – дифференциальный кодер; XOR – блок вычисления операции «исключающее ИЛИ».

На нижней части рисунка показана схема приема каскадной последовательности с блоками: АЦП – аналого-цифровой преобразователь; СФ-1, СФ-2 – согласованные фильтры-корреляторы;

РУ – решающее устройство; ДДк – дифференциальный декодер;  $z^{-L_1C}$  – блок задержки на  $L_1C$  тактов;  $\text{conj}$  – блок комплексного сопряжения; X – блок перемножения.

Схемы первого и второго согласованных фильтров-корреляторов СФ-1, СФ-2 повторяют показанную на рис. 1, различаются только временем задержки в регистрах (показатели степени при  $z$ ): на вход второго коррелятора поступает выход первого, а значит, на вход его умножителей надо одновременно подать только пики, т. е. задержка в регистрах СФ-2 должна быть равна длине первой последовательности  $L_1C$ .

Дифференциальный кодер ДК выполняет операцию  $y_i = y_{i-1} \oplus x_i$ , дифференциальный декодер ДДк – операцию  $y_i = x_i \oplus x_{i-1}$ .

На рис. 10 показаны выходы первого и второго корреляторов.

Рассмотрим положительные стороны предлагаемого алгоритма.

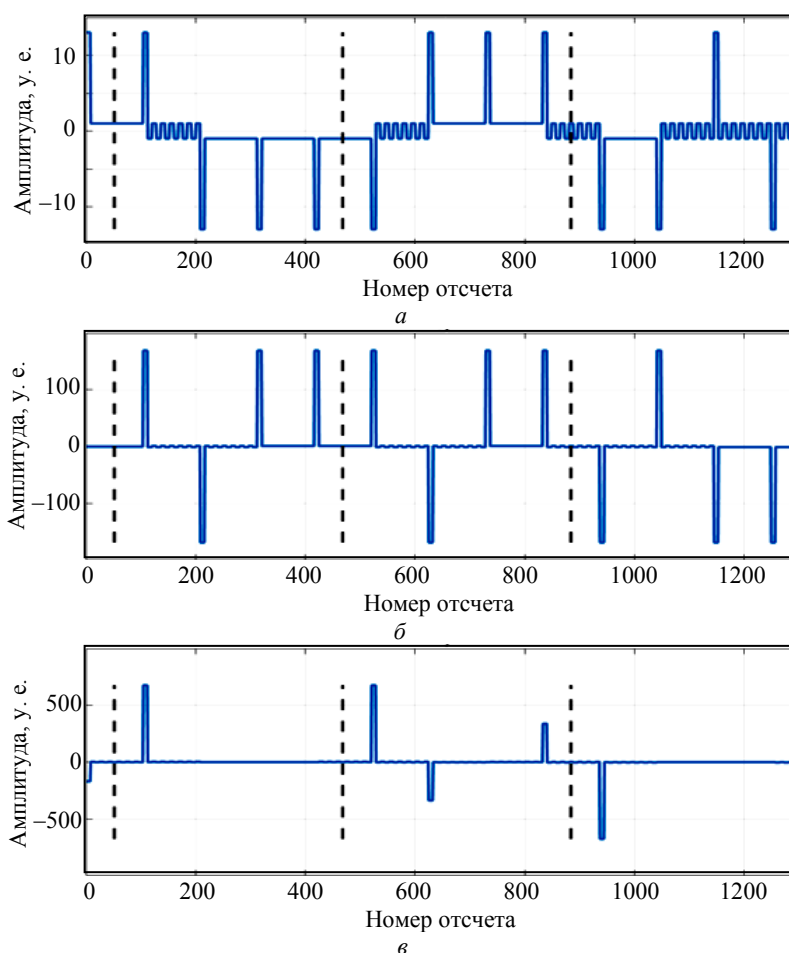


Рис. 10. Прием каскадной последовательности: а – выход СФ-2; б – выход ДДк; в – выход СФ-1. Использованы код Баркера 13 и код Баркера 4  
Fig. 10. Receiving of a cascade sequence: а – exit of СФ-2; б – exit of ДДк; в – exit of СФ-1. Barker code 13 and Barker code 4 are used

Во-первых, на приемной стороне потребуется меньшее количество умножителей и сумматоров. Для последовательности, образованной объединением последовательностей с длинами  $L_1$  и  $L_2$ , потребуется  $(L_1 + L_2 + 1)$  умножителей и  $(L_1 + L_2 - 2)$  сумматоров против  $(L_1 L_2)$  умножителей и  $(L_1 L_2 - 1)$  в обычном корреляторе. При этом количество задействованных ячеек памяти не изменится:  $(L_1 - 1)C + (L_2 - 1)L_1 C = (L_1 L_2 - 1)C$  для предлагаемого варианта равно  $(L_1 L_2 - 1)C$  ячеек для обычного коррелятора.

Во-вторых, при каскадном способе формирования последовательности при совместном использовании с дифференциальным кодированием увеличивается стойкость системы связи к расстройке частоты. Дифференциальный декодер в схеме на рис. 9 перемножает «текущий» пик первой корреляционной функции с комплексносопряженным «предыдущим» пиком:

$$\begin{aligned} & A_n e^{j\omega n T} A_{n-1} e^{-j\omega(n-1)T} = \\ & = A_n A_{n-1} e^{j\omega n T - (j\omega n T - j\omega T)} = A_n A_{n-1} e^{j\omega T}, \end{aligned}$$

где  $A_n, A_{n-1}$  – комплексные амплитуды пиков;  $\omega$  – значение расстройки частоты. В результате произведения пиков получили произведение комплексных амплитуд и постоянный для всех пар сдвиг фазы, пропорциональный расстройке частоты, а сама расстройка обратилась в ноль. Дальнейшая обработка происходит уже с «нулевой» расстройкой несущей частоты, но с фиксированным сдвигом фаз. Обеспечив измерение этого сдвига на выходе, можно рассчитать расстройку и внести соответствующие подстройки в частоту гетеродина. Таким образом, если при обычном способе формирования последовательности необходимо обеспечить стабильность генератора для длины последовательности  $L_1 L_2$ , то при каскадном формировании – для последовательности длиной  $L_1$ .

Однако известно, что дифференциальный прием, хоть и позволяет бороться с расстройкой частоты, ухудшает отношение сигнал/шум на выходе дифференциального декодера. При расчете энергетического выигрыша от применения каскадной последовательности следует учитывать усиление первой и второй последовательностей и ухудшение на дифференциальном декодере  $D$ :

$$\begin{aligned} \text{SNR}_{\text{CF-2}} = \text{SNR}_{\text{АЦП}} + 10 \log_{10}(L_1) - \\ - D + 10 \log_{10}(L_2), \end{aligned} \quad (6)$$

где  $\text{SNR}_{\text{CF-2}}$  – отношение сигнал/шум на выходе второго коррелятора;  $\text{SNR}_{\text{АЦП}}$  – отношение сигнал/шум на выходе АЦП;  $D$  – потери на дифференциальном декодере.

Для сигнала без расширения спектра принято считать, что эти потери  $D$  составляют 3 дБ, но обычно речь идет о дифференцировании при положительном отношении сигнал/шум. Несложно промоделировать ухудшение отношения сигнал/шум при применении дифференциального кодирования. Были созданы массивы отсчетов сигнала и шума, рассчитаны их SNR. Затем умножались пары сумм сигнал плюс шум между собой и из этих произведений вычитались соответствующие произведения чистых отсчетов сигнала – таким образом получались значения шумов на выходе дифференциального декодера. После этого сравнивались выходное значение отношения сигнал/шум со входным. Результат сравнения показан на рис. 11.

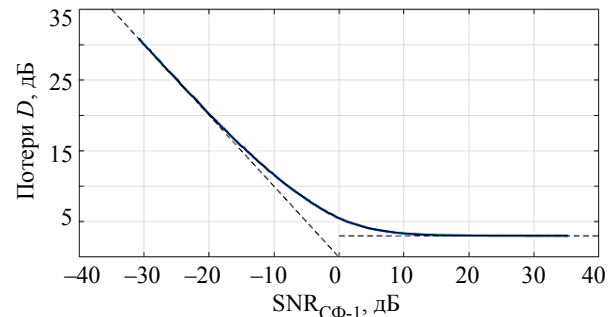


Рис. 11. Потери  $D$  в отношении сигнал/шум при применении дифференциального кодирования  
Fig. 11. Loss  $D$  in the signal-to-noise ratio when using differential coding

Штриховыми линиями показаны асимптоты  $y = 3$  дБ и  $y = -x$  дБ. Можно сказать, что для положительных отношений сигнал/шум падение составляет 3 дБ, но для отрицательных дифференциальный декодер ухудшает отношение сигнал/шум в два раза. Таким образом, в (6) значение потерь  $D$  становится функцией от отношения сигнал/шум  $\text{SNR}_{\text{CF-1}}$  на входе декодера. Поэтому при выборе длин последовательностей  $L_1, L_2$  надо стараться выбирать длину  $L_1$  максимально возможной.

Из этого вытекает недостаток каскадного метода формирования последовательностей: если применяется дифференциальное кодирование, выигрыш от применения DSSS не фиксирован,



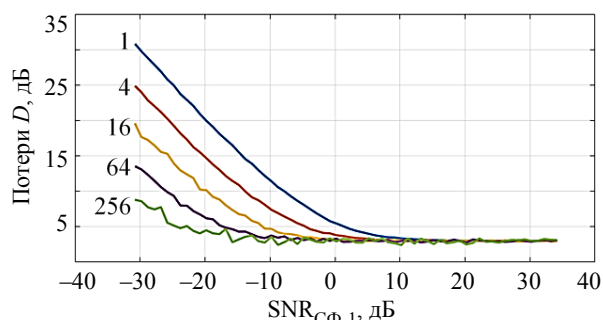


Рис. 12. Ухудшение отношения сигнал/шум на входе второго коррелятора при применении дифференциального кодирования для разных длин последовательности  $L_1$

Fig. 12. Deterioration of signal-to-noise ratio at the input of the second correlator when applying differential coding for different  $L_1$  sequence lengths

а зависит от отношения сигнал/шум на выходе АЦП, но он всегда минимум на 3 дБ хуже, чем каскадные последовательности без дифференциального кодирования.

На рис. 12 показано ухудшение отношения сигнал/шум на входе второго коррелятора при применении дифференциального кодирования для разных длин последовательности  $L_1$ . Видно, что чем больше длина первой последовательности  $L_1$ , тем при меньшем отношении сигнал/шум потери от применения дифференциального кода становятся равны 3 дБ.

#### Список литературы

1. Миненков Д. В. Разработка блока цифровой обработки сигналов в системе дальней связи подвижных объектов на основе шумоподобных сигналов // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2010. № 10. С. 30–36.
2. Николаев В., Гармонов А., Лебедев Ю. Системы широкополосного радиодоступа 4 поколения: выбор сигнально-кодовых конструкций // Первая миля. 2010. № 5–6. С. 56–59.
3. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

Табл. 2. Сравнение затрат ресурсов в обычном и каскадном корреляторах

Tab. 2. Comparison of resource consumption in conventional and cascade correlators

Вид ресурса	Обычный коррелятор	Каскадная последовательность
Умножители	$L_1L_2$	$L_1L_2 + 1$
Сумматоры	$L_1L_2 - 1$	$L_1L_2 - 2$
Ячейки памяти	$(L_1L_2 - 1)C$	$(L_1L_2 - 1)C$

**Заключение.** Описан метод каскадного формирования последовательности для прямого расширения спектра. Предлагаемый метод позволяет существенно сократить аппаратные затраты при реализации приемных устройств и делает возможной работу радиотехнической системы в условиях большей расстройки.

Сокращение аппаратных затрат достигается за счет того, что вместо одного большого коррелятора для последовательности длины  $L = L_1L_2$  применяется два коррелятора с меньшим количеством умножителей и сумматоров (табл. 2).

Повышенная стойкость к расстройке достигается за счет применения дифференциального кода – на выходе не второго коррелятора, а первого, т. е. критическая расстройка должна определяться не для последовательности длиной  $L = L_1L_2$ , а для более короткой последовательности длиной  $L_1$ .

#### Информация об авторах

**Миненков Дмитрий Владимирович** – мл. науч. сотрудник лаборатории фундаментальных основ построения интеллектуальных систем, СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: [dvminenkov@etu.ru](mailto:dvminenkov@etu.ru)

**Вознесенский Александр Сергеевич** – канд. техн. наук, ассистент кафедры автоматизации и процессов управления СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: [asvoznenskiy@etu.ru](mailto:asvoznenskiy@etu.ru)

<https://orcid.org/0000-0002-0667-7851>

**Гульванский Вячеслав Викторович** – канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник лаборатории фундаментальных основ построения интеллектуальных систем СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: [vvgulvanskii@etu.ru](mailto:vvgulvanskii@etu.ru)

<https://orcid.org/0000-0002-0937-7731>

**Каплун Дмитрий Ильич** – канд. техн. наук, доцент, зам. зав. кафедрой по научной работе, кафедра автоматизации и процессов управления СПбГЭТУ «ЛЭТИ».

E-mail: dikaplun@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2765-4509>

**Авторский вклад:**

Миненков Д. В. – разработка алгоритмов, аппаратное моделирование.

Вознесенский А. С. – математическое моделирование, визуализация.

Гульванский В. В. – математическое моделирование, визуализация.

Каплун Д. И. – разработка алгоритмов.

References

1. Minenkov D. V. Razrabotka bloka cifrovoy obrabotki signalov v sisteme dal'nej svyazi podviznykh ob'ektov na osnove shumopodobnykh signalov // Izv. SPbGjETU «LjETI». 2010. № 10. S. 30–36. (In Russ.).

2. Nikolaev V., Garmonov A., Lebedev Ju. Sistemy shirokopolosnogo radiodostupa 4 pokolenija: vybor signal'no-kodovykh konstrukcij // Pervaja milja. 2010. № 5–6. S. 56–59. (In Russ.).

3. Varakin L. E. Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami. M.: Radio i svjaz', 1985. 384 s. (In Russ.).

4. Kaplun D. I., Merkučeva T. V. Novyj metod sinteza fil'trov na PLIS // Voprosy radioelektroniki. 2009. № 2. S. 81–90. (In Russ.).

5. Pat. № SU1840128 A1 (USSR), MPK H04L 7/00 Ustrojstvo dlja vvoda v sinhronizm sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami / N. I. Kozlenko, V. I. Chugaeva, L. V. Strunskaja-Zlenko, I. A. Vernigora. Zajavl. 09.06.1980; opubl. 10.07.2006. 12 s. (In Russ.).

---

Information about the authors

**Dmitry V. Minenkov** – junior researcher of the Laboratory of Intelligent Systems Fundamental Foundations, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: dvminenkov@etu.ru

**Alexander S. Voznesensky** – Cand. Sci. (Eng.), Assistant of the Department of Automation and Control Processes, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: asvoznenskiy@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0667-7851>

**Vyacheslav V. Gulvanskii** – Cand. Sci. (Eng.), Senior Researcher at the Laboratory of Intelligent Systems Fundamental Foundations, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: vvgulvanskii@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0002-0937-7731>

**Dmitry I. Kaplun** – Cand. Sci. (Eng.), Associate Professor, Deputy Head on scientific work of the Department of Automation and Control Processes, Saint Petersburg Electrotechnical University.

E-mail: dikaplun@etu.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2765-4509>

**Author's contribution:**

Minenkov D. V. – algorithm development, hardware modeling.

Voznesensky A. S. – mathematical modeling, visualization.

Gulvanskii V. V. – mathematical modeling, visualization.

Kaplun D. I. – development of algorithms.

Статья поступила в редакцию 17.12.2023; принята к публикации после рецензирования 29.02.2024; опубликована онлайн 23.04.2024.

Submitted 17.12.2023; accepted 29.02.2024; published online 23.04.2024.

---