

Система сверхширокополосной сверхкороткоимпульсной связи

С. В. Дворников¹, А. В. Пшеничников¹, С. С. Дворников¹,
В. В. Борисов¹, Г. С. Потапов²

¹ Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С. М. Буденного, Санкт-Петербург, Россия

² ООО Научно-производственное предприятие «Новые технологии телекоммуникаций», Санкт-Петербург, Россия

Постановка проблемы. Разработка и проектирование систем радиосвязи с повышенными свойствами структурно-энергетической скрытности представляют наибольший интерес в области современной радиотехники. Одним из методов реализации таких радиосистем является применение сверхширокополосных сигналов. Несмотря на достижения теории радиотехники, разработка и проектирование сверхширокополосных радиосистем находятся на начальном этапе развития. Полученные результаты данной предметной области не являются систематизированными, что ограничивает их практическое применение и указывает на актуальность выбранной проблемы исследования.

Цель исследования заключается в формализация подхода к разработке и оценке эффективности сверхширокополосных радиосистем на основе методов статистической радиотехники. Доведение полученных теоретических решений до уровня практической реализации в виде макета радиостанции.

Результаты. Проведен анализ известных теоретических и практических решений в предметной области сверхширокополосных радиосистем. Обоснованы принципы разработки и оценки с учетом особенностей характеристик элементов радиооборудования. Представлена модель сверхширокополосного радиоимпульса. Обобщены требования руководящих документов, на основе которых уточнены требования к радиооборудованию. Определены критерии формирования и обработки сверхширокополосных сигналов. Рассмотрен подход к управлению параметрами применяемых сигналов. Обоснован критерий повышения эффективности радиосистем. Разработан подход к расчету размера пачек импульсов, определяющих сигнальные символы. Представлены аналитические расчеты в соответствии с разработанным подходом.

Практическая значимость. Авторами на базе ООО НПП «Новые технологии телекоммуникаций» разработан макет сверхширокополосной радиостанции. Полученные практические решения могут быть использованы в области практической реализации сверхширокополосных систем радиосвязи

Ключевые слова: модель сверхширокополосного сигнала, обнаружение сигнала, вероятность ошибки, передача информации

Для цитирования:

Система сверхширокополосной сверхкороткоимпульсной связи / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, С. С. Дворников, В. В. Борисов, Г. С. Потапов // Радиопромышленность. 2021. Т. 31. № 1. С. 16–27. DOI: 10.21778/2413-9599-2021-31-1-16-27



Ultra-wideband ultra-short pulse communication system

S. V. Dvornikov¹, A. V. Pshenichnikov¹, S. S. Dvornikov¹,
V. V. Borisov¹, G. S. Potapov²

¹ Military Telecommunications Academy named after the Soviet Union Marshal Budienny S. M., Saint Petersburg, Russia

² Research and Production Enterprise "New Telecommunication Technologies" LLC, Saint Petersburg, Russia

Problem statement. The development and design of radio communication systems with enhanced structural and energy stealth properties are of the greatest interest in modern radio engineering. One method of implementing such radio systems is the use of ultra-wideband signals. Despite advances in radio engineering theory, the development and design of ultra-wideband radio systems are at the initial stage. The results obtained in this subject area are not systematized, limiting their practical application and indicating the relevance of the chosen research problem.

The study's objective is to formalize an approach to the design and performance assessment of ultra-wideband radio systems based on statistical radio engineering methods. Bringing the obtained theoretical solutions to the level of practical implementation in a radio station layout.

Results. The analysis of available theoretical and practical solutions in the subject area of ultra-wideband radio systems is carried out. The principles of development and evaluation taking into account the characteristics of radio equipment elements are justified. A model of an ultra-wideband radio pulse is presented. The requirements of guiding documents are summarized, based on which the requirements for radio equipment are clarified. The criteria for the formation and processing of ultra-wideband signals are determined. An approach to controlling the parameters of the applied signals is considered. The criterion of increasing the efficiency of radio systems is justified. An approach to calculating the size of the pulse packs defining the signal symbols is developed. Analytical calculations are presented following the developed approach.

Practical implications. The authors developed a model of an ultra-wideband radio station based on LLC Scientific-Production Enterprise "New Telecommunications Technologies". The obtained practical solutions can be used in the field of practical implementation of ultra-wideband radio communication systems

Keywords: ultra-wideband signal model, signal detection, error probability, information transmission

For citation:

Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Dvornikov S. S., Borisov V. V., Potapov G. S. Ultra-wideband ultra-short pulse communication system. Radio industry (Russia), 2021:31(1); pp. 16–27. (In Russian). DOI: 10.21778/2413-9599-2021-31-1-16-27

Введение

В настоящее время разработкам систем связи на основе сверхширокополосных (СШП) технологий уделяется особое внимание различными отраслями современной, преимущественно зарубежной, радиопромышленности. Практический интерес к СШП системам связи (*Ultra-Wide Band — UWB*) [1], связан с коммерческими разработками Фуллертона, получившего в 1995 г. патент на двухстороннюю систему связи [2], использующую в качестве сигналов секвентные импульсы [3].

Дальнейший интерес к СШП-технологиям был связан с исследованиями Министерства обороны США. Доступная информация рисовала радужную

перспективу разработок в этой области, однако научной общественности они неизвестны.

В 2002 г. Федеральной комиссией по коммуникациям США (*Federal Communications Commission — FCC*) был опубликован ряд документов, регламентирующих порядок практического применения радиоэлектронных систем на основе СШП-технологий. Данное обстоятельство стимулировало работу группы *IEEE 802.15* по разработке *UWB*-стандарта широкополосной связи, в частности для систем доступа и обмена данными. Однако полученные дальности порядка 500 м не соответствовали техническим требованиям, первоначально поставленным перед рабочей группой *IEEE 802.15.4a*.

Среди отечественных производителей следует выделить специалистов ОАО «КБОР», которые на основе теоретических работ И. Иммореева [4; 5] сумели разработать приемо-передающий модуль Пикор-1, способный генерировать и обрабатывать импульсы пикосекундной длительности. В дальнейшем он был использован в радарных установках.

В то же время в доступных источниках СШП-системы связи рассматриваются преимущественно в теоретическом плане, затрагивают отдельные задачи разработки и проектирования, что существенно затрудняет их практическую реализацию. Поэтому цель работы заключается в систематизации принципов построения и практической реализации СШП-систем на основе сверхкороткоимпульсной (СКИ) связи с учетом требований регламентных документов.

Разработка модели сигнала для системы СШП СКИ связи

Для проектирования системы СШП СКИ выберем модель сигнала. Поскольку понятие широкополосного сигнала определяется кратковременным характером его проявления, то первоначально в качестве модели определим секвентные функции [5] в виде моноимпульса Гаусса, описываемые следующим выражением [6; 7]:

$$g'(t) = U_0 \frac{(t-t_0)}{\tau} \exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{\tau^2}\right), \quad (1)$$

где U_0 — нормирующий амплитудный множитель; τ — длительность импульса; t_0 — коэффициент смещения по времени, регулирующий положение импульса на оси времени.

Так на *рис. 1* показаны два моноимпульса Гаусса в системе относительных координат, причем длительность $g'_2(t)$ в два раза больше, чем $g'_1(t)$.

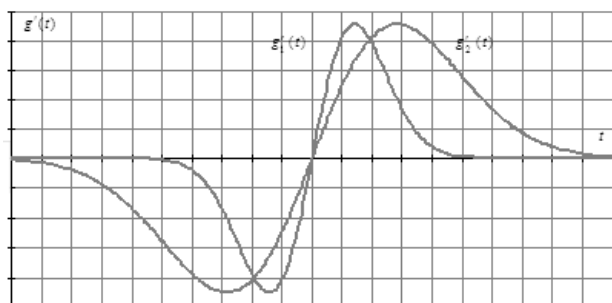


Рисунок 1. Временное представление моноимпульсов Гаусса

Figure 1. Time representation of Gaussian monopulse

С позиций математики моноимпульс (1) является первой производной функции Гаусса (здесь апостроф подчеркивает, что это первая производная функции Гауса), т. е. вейвлетом Гаусса первого порядка [7]. А поскольку вейвлет является функций, у которой энергия локализована как во временном пространстве, так и в частотном, что подчеркивает спектр $G(f)$, представленный на *рис. 2* (спектр представлен в относительных координатах).

Особенность спектров всех секвентных сигналов является то, что их спектры в физическом пространстве начинаются с нулевой отметки.

Данный факт для систем СШП СКИ связи является негативным моментом, поскольку в этом случае коэффициент перекрытия диапазона равен ширине спектра, занимаемого сигналом. А принимая во внимание то, что в системах радиосвязи прием-передача сигналов осуществляется посредством антенных устройств, то разработать эффективную антенну с таким коэффициентом перекрытия является очень сложной задачей.

С учетом данных обстоятельств для уточнения модели определим СШП-радиоимпульс не только с регулируемой полосой спектра, но и его положением на частотной оси [6]. Такую аналитическую модель можно представить следующим выражением:

$$s(t) = U_0 \exp\left(-\frac{t^2}{2\tau^2}\right) \sin\left(\frac{2\pi f_c t}{\tau}\right), \quad (2)$$

Где f_c — центральная частота спектра сигнала; τ — длительность сигнала, определяющая ширину его спектра.

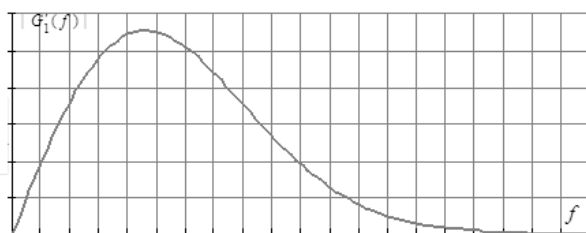


Рисунок 2. Спектр сигнала на основе производной первого порядка от функции Гаусса
Figure 2. Signal spectrum based on the first-order derivative of the Gaussian function

Временное представление СШП-радиоимпульса, определяемого выражением (2), показано на *рис. 3*, система координат является относительной.

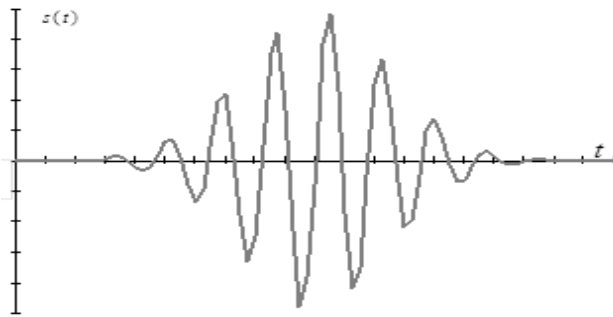


Рисунок 3. Временное представление СШП-радиоимпульса
 Figure 3. Temporary representation of the UWB radio pulse

Так, согласно формуле (2) параметр f_c определяет положение спектра, ширина которого зависит от τ , на частотной оси. В качестве примера на рис. 4 показаны спектры двух СШП-радиоимпульсов $S_1(f)$ и $S_2(f)$, значения центральных частот которых отличается в три раза $3f_{c1} < f_{c2}$.

Возможность управления частотными параметрами сигнала определяется выражением

$$S(f) = \exp\left(-2\left[\pi(f \pm f_c)\tau\right]^2\right) \quad (3)$$

и позволяет не только выбирать требуемый диапазон работы, но и обеспечивать согласование выходных трактов систем СШП СКИ связи с антеннами.

Из выражения (3) следует, что условный коэффициент перекрытия диапазона для первого сигнала $S_1(f)$ составит $k_1 = f_2 / f_1 = 9 / 3 = 3$, то для второго сигнала $S_2(f)$ он будет равен $k_2 = f_4 / f_3 = 19 / 14 \approx 1,36$. Притом что ширина спектра сигнала остается одинаковой.

Очевидно, что работа систем СШП СКИ связи предполагает использование фактически всего частотного ресурса. Для исключения радиоэлектронного конфликта и обеспечения условий электромагнитной совместимости Федеральной комиссией по связи (FCC) США и решением ГКРЧ Российской Федерации для безлицензионного использования устройств, реализующих СШП-технологии, выделены соответствующие диапазоны частот. В частности, на территории Российской Федерации таковым является диапазон от 2,85 до 10,6 ГГц [8]. При этом требования к уровню спектральной плотности мощности СШП излучений различны в различных участках диапазона.

Требования к уровню спектральной плотности мощности СШП на различных участках имеют существенные различия: от -45 , до -65 дБм/МГц. При этом наименее жесткие требования на

участках 6000–8100 МГц, 8625–9150 МГц и 9150–10600 МГц.

Учитывая указанные обстоятельства, необходимо в средствах СШП СКИ связи использовать не только регулируемую полосу излучения, но и управляемое значение несущей частоты, определяющее выбор используемого диапазона.

В условиях низкой спектральной плотности мощности полезного излучения единственным возможным способом обеспечения электромагнитного доступа является использование пачек однотипных импульсов при передаче одного сигнального символа [9; 10].

С целью выбора правила принятия решения рассмотрим ситуацию обнаружения сигнального символа путем накопления энергии определяющих его импульсов в канале с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) $n(t)$ с нулевым средним $M[n(t)] = 0$ и спектральной плотностью мощности N_0 [11].

На рис. 4 показана плотность распределения входной реализации $z(t) = n(t)$, содержащей только шум $w(z/n)$ с нулевым средним; плотность распределения входной реализации $z(t) = n(t) + s(t)$, содержащей сигнал шум при условии приема одного импульса $w_i(z | n + s)$, при условии приема I импульсов $w_i(z | n + s)$, где $i \in [1; N]$, при условии приема N импульсов $w_N(z | n + s)$, здесь N — количество импульсов в пачке. Результаты представлены в относительных координатах.

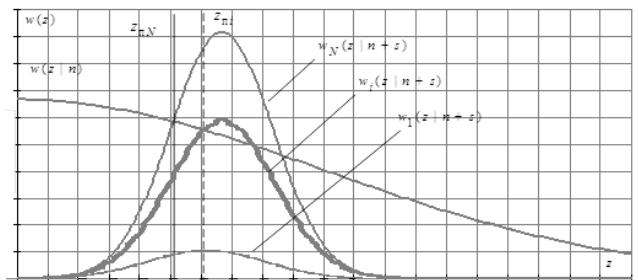


Рисунок 4. Плотность распределения входной реализации импульсов
 Figure 4. Density function of the input pulse realization

Согласно классическим подходам статистической радиотехники при обнаружении сигналов с неизвестной амплитудой и фазой широкое применение получил критерий идеального наблюдателя, согласно которому алгоритм обнаружения можно представить в следующем виде:

$$\Lambda(x) \geq z_{\Pi} = \frac{p\{z | (n + s)\}}{p\{z | n\}}, \quad (4)$$

где $p\{z | (n + s)\}$ и $p\{z | n\}$ и есть условные вероятности принятия решения о наличии сигнала в обрабатываемой выборке $z(t) = s(t) + n(t)$, или только шума $z(t) = n(t)$.

Вместе с тем в рассматриваемой ситуации решение об обнаружении будет приниматься по результатам накопления импульсов, вследствие которого будет изменяться и само значение порога $z_{\text{п}}$. Так, на *рис. 4* показаны значения порогов $z_{\text{п}i}$ и $z_{\text{п}N}$, полученных при накоплении выборки, состоящей из i и N импульсов. Очевидно, что согласно критерию (4) получаем различные значения $z_{\text{п}i}$ и $z_{\text{п}N}$. При этом следует отметить, что изменение порога ведет и к трансформации как вероятности ложной тревоги α , так и пропуска цели β [12; 13], поскольку величина указанных значений определяется выбранным порогом принятия решения

$$\alpha = \int_{z_{\text{п}}}^{\infty} w(z | n) dz; \quad (5)$$

$$\beta = \int_{-\infty}^{z_{\text{п}}} w(z | n + s) dz. \quad (6)$$

Прямая зависимость вероятностей ложной тревоги и пропуска цели от величины порога не позволяет обеспечить одновременное снижение величин α и β , только за счет изменения параметра $z_{\text{п}}$. Поэтому в рассматриваемой ситуации целесообразно оценить пограничное значение максимальной условной вероятности правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги.

В этом случае вероятность обнаружения сигнала со случайной фазой и амплитудой при фиксированной величине α будет определяться следующей формулой [14; 15]

$$p_{\text{об}} = \alpha \frac{1}{1 + \frac{h^2}{2}}, \quad (7)$$

Где $h^2 = \frac{Ns^2(t)}{N_0}$ — отношение мощности сигнала

к спектральной плотности шума $N_0 = \frac{n^2(t)}{\Delta F}$ (ОСШ), где N — количество импульсов в пакете; ΔF — полоса частот, занимаемая сигналом.

На *рис. 5* представлена функциональная зависимость $p_{\text{об}}(h^2)$ от величины отношения мощности сигнала к мощности шума (ОСШ) при различных значениях $\alpha_{\text{ЛТ}}^1 = 5 \cdot 10^{-2}$ и $\alpha_{\text{ЛТ}}^2 = 5 \cdot 10^{-3}$.

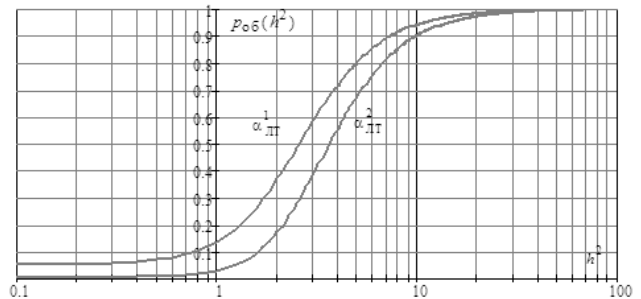


Рисунок 5. Зависимость вероятности обнаружения от ОСШ

Figure 5. Detection probability vs. SNR

С целью обоснования размеров пачек импульсов, рассмотрим процесс обнаружения в полосе ΔF 500 МГц и 1 ГГц, учитывая, что решением FCC для диапазона 3,1–10,6 ГГц величина 500 МГц регламентирована как минимальная для СШП-систем.

Далее рассчитаем уровень шума для СШП импульса длительностью $\tau_c = 500$ пс

$$N_{\text{ш}} = k T_k \Delta F_{\text{РПУ}} N_{\text{РПУ}}, \quad (8)$$

Где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; $T_k = 293$, K — абсолютная температура; $\Delta F_{\text{пр}}$ — полоса пропускания РПУ; $N_{\text{пр}} = 10$ — коэффициент шума РПУ.

В соответствии с (8) для полосы 500 МГц имеем $N_{\text{ш}} = 2 \cdot 10^{-11}$ Вт, а для полосы в 1 ГГц — $N_{\text{ш}} = 4 \cdot 10^{-11}$.

Задавшись значениями вероятностей обнаружения равных 0,75; 0,9; 0,95; 0,99 при вероятностях

ложной тревоги $\alpha_{\text{ЛТ}}^1 = 5 \cdot 10^{-2}$ и $\alpha_{\text{ЛТ}}^2 = 5 \cdot 10^{-3}$, можно по графикам *рис. 5* определить допустимые значения ОСШ. И тогда, используя значения маски, определяющей величину спектральной плотности мощности сигнала в точке приема $W = -45$ дБм/МГц ($W = 3,16 \cdot 10^{-14}$ Вт/Гц) [8] и учитывая, что чувствительность приемника определяется как $W_{\text{пр}} = N_{\text{ш}} h^2$, можно рассчитать требуемый размер пачки импульсов как отношения значения ОСШ, полученное согласно графиков на *рис. 5*, к отношению указанных величин W и $N_{\text{ш}}$. Расчетные значения представлены в *табл. 1* и *2*.

Рассчитаем для примера чувствительность приемника в полосе 1 ГГц для вероятности $p_{\text{об}}(h^2) = 0,9$.

Таблица 1. Размер пачки импульсов, обеспечивающий обнаружение при $\alpha_{\text{ЛТ}}^1 = 5 \cdot 10^{-2}$

 Table 1. The size of the pulse packet that provides detection when $\alpha_{\text{ЛТ}}^1 = 5 \cdot 10^{-2}$

$p_{\text{об}}(h^2)$	0,75	0,9	0,95	0,99
$\alpha_{\text{ЛТ}}^1 = 5 \cdot 10^{-2}$	4,4	7,4	10,7	23,8
$\Delta F = 1 \text{ ГГц}$	$2,8 \cdot 10^3$	$4,7 \cdot 10^3$	$6,8 \cdot 10^3$	$15 \cdot 10^3$
$\Delta F = 500 \text{ ГГц}$	$5,6 \cdot 10^3$	$9,4 \cdot 10^3$	$13,6 \cdot 10^3$	$3,0 \cdot 10^4$

 Таблица 2. Размер пачки импульсов, обеспечивающий обнаружение при $\alpha_{\text{ЛТ}}^2 = 5 \cdot 10^{-3}$

 Table 2. The size of the pulse packet that provides detection when $\alpha_{\text{ЛТ}}^2 = 5 \cdot 10^{-3}$

$p_{\text{об}}(h^2)$	0,75	0,9	0,95	0,99
$\alpha_{\text{ЛТ}}^2 = 5 \cdot 10^{-3}$	5,9	10,0	14,3	31,7
$\Delta F = 1 \text{ ГГц}$	$3,7 \cdot 10^3$	$6,3 \cdot 10^3$	$9,0 \cdot 10^3$	$20,1 \cdot 10^3$
$\Delta F = 500 \text{ ГГц}$	$7,4 \cdot 10^3$	$12,6 \cdot 10^3$	$18,0 \cdot 10^3$	$40,2 \cdot 10^3$

Согласно табл. 1 указанное значение вероятности обеспечивается при $h^2 = 7,4$, ($\alpha_{\text{ЛТ}}^1 = 5 \cdot 10^{-2}$).

Тогда чувствительность по мощности будет равна

$$P_{\text{РПУ}} = N_{\text{ш}} h^2 = 4,0 \cdot 10^{-11} \cdot 7,4 = 0,3 \text{ нВт} = -65,2 \text{ дБм.}$$

А среднее значение спектральной плотности мощности, которую сможет излучать передатчик, при условии обеспечения в точке приема заданной величины $W = 3,16 \cdot 10^{-14}$ рассчитаем по формуле

$$P_{\text{ср}} = \Delta F_{\text{РПУ}} W = 3,16 \cdot 10^{-14} \cdot 1 \cdot 10^9 \approx \approx 0,3 \text{ мВт} = -5,2 \text{ дБм.} \quad (9)$$

Тогда пиковая излучаемая мощность составит

$$P_{\text{пик}} = P_{\text{ср}} Q = P_{\text{ср}} T / \tau_c = P_{\text{ср}} / (\tau_c V), \quad (10)$$

где Q — скважность; T — период следования импульсов, с; $V = 1/T$ — скорость передачи информации, бит/с.

Используя полученные значения, оценим дальность связи [13; 14]

$$D_{\text{св}}(V) = \frac{P_{\text{пик}} G_{\text{ПРД}} G_{\text{РПУ}} (C_c \tau_c)^2}{16 \pi^2 P_{\text{ш}}} = \frac{P_{\text{пик}} G_{\text{ПРД}} G_{\text{РПУ}} C_c^2 \tau_c}{16 \pi^2 P_{\text{ш}} V}, \quad (11)$$

где $G_{\text{ПРД}}$, $G_{\text{РПУ}} = 1$ — коэффициент усиления передающей и приемной антенн; $C_c = 3 \cdot 10^8$ — скорость света; $\tau_c = 500$ пс (длительность СШП-импульса).

На рис. 6 показана зависимость дистанции связи от скорости передачи информации при различных значениях вероятности ошибки на бит.

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что с учетом ограничений уровня излучаемой в пределах требований ЭМС, передача данных со скоростью 1–100 кбит/с (низкоскоростная связь) обеспечивается на дальностях от сотен метров до нескольких километров. В частности, при дальности 1 км скорость передачи составляет 50 кбит/с (рис. 6). Увеличение скорости до единиц Мбит/с приводит к уменьшению дальности до сотен метров.

Таким образом, представленные результаты однозначно показывают целесообразность выбора в качестве модели СШП-сигнала радиоимпульса с регулируемыми параметрами, описываемыми выражением (3).

Расчет размера пачки импульсов, определяющих сигнальный символ

Низкая спектральная плотность одиночного СШП-сигнала не позволяет обеспечить его прием даже на относительно небольших дальностях. Именно поэтому на практике передача каждого информационного символа осуществляется в виде пачки импульсов. Очевидно, что чем больше импульсов

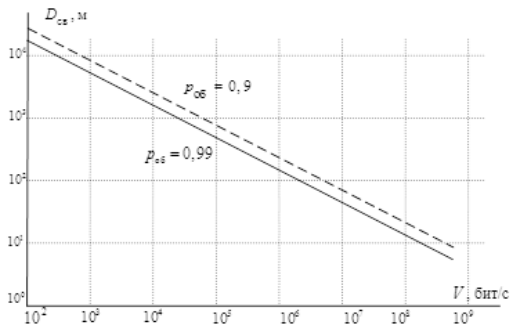


Рисунок 6. Зависимость дистанции связи от скорости передачи информации при различных значениях вероятности ошибки на бит
 Figure 6. Dependence of the communication distance on the information transfer rate at different values of the error probability per bit

в символьной пачке, тем выше достоверность его обнаружения. С другой стороны, увеличение размера пачки ведет к снижению информационной скорости.

В интересах поиска компромиссного решения проведем оценку зависимости вероятности обнаружения от размера символьной пачки при сохранении условий ЭМС, определяемых руководящими документами [18].

Анализ вероятностного подхода к решению задачи обнаружения, в том числе и для СШП-сигналов [19; 20], показал, что они базируются на принципе минимизации полной ошибки принятия решения (см. рис. 7).

На рис. 7 введены следующие обозначения: $\omega_n(z)$ — плотность распределения выборки входной реализации, содержащей только шум $z(t) = n(t)$; $\omega_s(z)$ — плотность распределения выборки входной реализации, содержащей сигнал и шум $z(t) = s(t) + n(t)$; σ_n^2, m_n — дисперсия и математическое ожидание (среднее значение) выборки распределения выборки входной реализации, содержащей сигнал и шум; σ_s^2, m_s — дисперсия и математическое ожидание (среднее значение) выборки распределения выборки входной реализации, содержащей только шум.

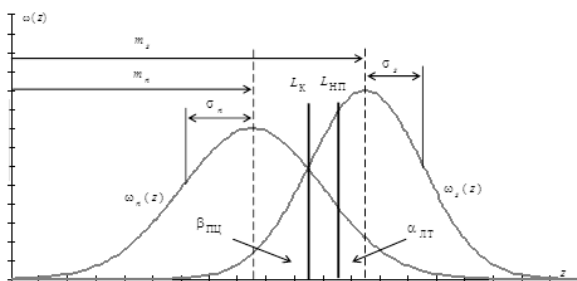


Рисунок 7. Плотности распределения выборки входной реализации
 Figure 7. Sample density function of the input implementation

С позиций теории статистической радиотехники задача распознавания сводится к принятию решения относительно выбранного критерия. Так, для критерия Котельникова (идеального наблюдателя) алгоритм обнаружения имеет следующий вид:

$$\Lambda(x) \geq L_K = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega_s(z) dz}{\int_{-\infty}^{\infty} \omega_n(z) dz} = \frac{p\{z | (n+s)\}}{p\{z | n\}}. \quad (12)$$

Здесь $p\{z | (n+s)\}$ и $p\{z | n\}$ есть условные вероятности принятия решения о наличии сигнала в обрабатываемой выборке $z(t) = s(t) + n(t)$, или только шума $z(t) = n(t)$.

При этом полная ошибка для алгоритма обнаружения будет равна сумме вероятности ложной тревоги и пропуска цели

$$p_0 = \alpha_{ЛТ} + \beta_{ПЦ}. \quad (13)$$

С учетом нормального распределения $\omega_n(z)$ и $\omega_s(z)$ выражение (13) примет следующий вид:

$$p_0 = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\frac{1}{\sigma_n} \int_{L_K}^{\infty} \exp\left(-\frac{(z-m_n)^2}{2\sigma_n^2}\right) dz + \frac{1}{\sigma_s} \int_{-\infty}^{L_{ПЦ}} \exp\left(-\frac{(z-m_s)^2}{2\sigma_s^2}\right) dz \right]. \quad (14)$$

Анализ выражения (14) показывает, что вклад каждой из составляющих не равнозначный, чем больше σ_n , тем больше значение $\alpha_{ЛТ}$.

Поскольку в рассматриваемой ситуации решение об обнаружении будет приниматься по результатам накопления импульсов, то значение порога L_K , определяемого критерием Котельникова, по мере накопления будет меняться. В таких условиях целесообразно исходить из минимизации вероятности пропуска цели $\beta_{ПЦ}$.

В наихудшем для обнаружения случае, когда амплитуда и фаза полезного сигнала принимают в приемном тракте случайный характер, воспользуемся наработками, полученными Z. Xiao, L. Su, D. Jin, L. Zeng [14] для расчета вероятности обнаружения при заданной величине ложной тревоги. Тогда на основе выражения (7) получим

$$p_{об} = \alpha_{ЛТ} \cdot \frac{1}{1 + \frac{h^2}{2}}. \quad (15)$$

В табл. 3 представлены значения ОСШ (в раз), необходимые для обеспечения требуемого значения $p_{об}(h^2)$.

Таблица 3. Значения ОСШ, обеспечивающие требуемую вероятность обнаружения
Table 3. The values of SNR to achieve the required probability of detection

$p_{об}(h^2)$	0,75	0,9	0,95	0,99
$\alpha_{ЛТ}^1 = 5 \cdot 10^{-2}$	4,4	7,4	10,7	23,8
$\alpha_{ЛТ}^2 = 5 \cdot 10^{-3}$	5,9	10,0	14,3	31,7

Заметим, что результаты табл. 3 соответствуют результатам обнаружения сигнального символа, представленного в виде пачки импульсов. Вместе с тем решением FCC определена допустимая спектральная плотность мощности от -65 до -45 дБм/МГц.

Для получения количественных оценок требуемых размеров пачек импульсов рассчитаем мощность шумов приемника СШП сигналов при работе в полосе 500 МГц и 1 ГГц, воспользовавшись методическим аппаратом, представленным в трудах С. В. Дворникова, А. Ю. Супяна, Д. С. Ракицкого, А. Ю. Ровчака, С. В. Катина, А. В. Кашина, В. А. Козлова, А. Л. Кунилова, М. М. Ивойловой [15–17],

$$N_{ш} = k T_k \Delta F_{пр} N_{пр}, \quad (16)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; $T_k = 293$, k — абсолютная температура; $\Delta F_{пр}$ — полоса пропускания приемника; $N_{пр} = 10$ — коэффициент шума приемника.

Тогда для полосы 500 МГц имеем $N_{ш} = 2 \cdot 10^{-12}$ Вт, а для полосы 1 ГГц $N_{ш} = 4 \cdot 10^{-12}$ соответственно. Далее, зная значение допустимой спектральной плотности мощности сигнала в точке приема $W = -45$ дБм/МГц ($W = 3,16 \cdot 10^{-14}$ Вт/Гц) и учитывая, что чувствительность приемника определяется как $W_{пр} = N_{ш} h^2$, можно рассчитать требуемый размер пачки (табл. 4 и 5).

Таблица 4. Размер пачки импульсов, обеспечивающий обнаружение при $\alpha_{ЛТ}^2 = 5 \cdot 10^{-2}$

Table 4. The size of a pack of pulses for the detection in $\alpha_{ЛТ}^2 = 5 \cdot 10^{-2}$

$p_{об}(h^2)$	0,75	0,9	0,95	0,99
$\alpha_{ЛТ}^1 = 5 \cdot 10^{-2}$	4,4	7,4	10,7	23,8
$\Delta F = 1$ ГГц	557	937	1,35·103	3·103
$\Delta F = 500$ ГГц	278	468	677	1,5·103

Таблица 5. Размер пачки импульсов, обеспечивающий обнаружение при $\alpha_{ЛТ}^2 = 5 \cdot 10^{-3}$

Table 5. The size of a pack of pulses for the detection in $\alpha_{ЛТ}^2 = 5 \cdot 10^{-3}$

$p_{об}(h^2)$	0,75	0,9	0,95	0,99
$\alpha_{ЛТ}^1 = 5 \cdot 10^{-3}$	5,9	10,0	14,3	31,7
$\Delta F = 1$ ГГц	746	1266	1,81·103	4·103
$\Delta F = 500$ ГГц	373	633	905	2·103

Полученные результаты табл. 4 и 5 показывают, что размер пачки, определяющей символ, должен составлять от 300 до 4 000 импульсов в зависимости от требуемой вероятности обнаружения.

Следует отметить, что полученные результаты соответствуют каналу с аддитивным гауссовым шумом, что далеко не всегда допустимо на практике [19].

Оценка полученных результатов

Оценку полученных теоретических результатов проведем по отношению к действующим СШП-средствам. Анализ открытых источников показал, что практических реализаций СШП-устройств не так уж и много. Кроме того, полное техническое описание разработанных схем не приводится. В качестве прототипа выберем систему СШП сверхкороткоимпульсной связи, разработанную

ООО НПП «Новые технологии телекоммуникаций». Ее характеристики представлены разработчиками

в таб. 6. Устройство выполнено в виде портативной СШП-радиостанции (см. рис. 8).

Таблица 6. Технические характеристики СШП системы
Table 6. Technical characteristics of the UWB system

Параметр / Parameter	Значение / Value
Центральная частота, ГГц / Center frequency, GHz	3.5, 4, 4.5
Полоса сигнала, ГГц / Signal band, GHz	0.5, 1, 1.5, 2, 2.5
Спектральная плотность мощности, дБм/МГц / Power spectral density, dBm/MHz	-44 ... -11
Потребление (системы), Вт / Consumption (system), W	до 2 / up to 2
Продолжительность работы, ч / Work duration, h	до 8 часов / up to 8 hours
Используемый вокодер / Vocoder used	CVSD (16 кбит/с) / CVSD (16 kbit/s)
Количество кодовых каналов / Number of code channels	16
Максимальная скорость передачи данных / Maximum data transfer rate	до 5 Мбит/с / up to 5 Mbps
Частота следования импульсов, МГц / Pulse repetition rate, MHz	16, 64
Максимальная дальность связи, м / Maximum communication range, m	1200 (100 кбит/с) / 1200 (100 kbit/s) 500 (800 кбит/с) / 500 (800 kbit/s) 100 (5 Мбит/с) / 100 (5 Mbps)



Рисунок 8. Внешний вид СШП-радиостанции
Figure 8. UWB radio station appearance

Ее технические характеристики во многом совпадают с теоретическими рекомендациями, обоснованными в настоящей работе. В частности, в ней для передачи информации используются радиоимпульсы с центральной частотой 3.5, 4, 4.5 ГГц, с полосами от 500 МГц до 2,5 ГГц (см. таб. 6). При этом заявлено, что при скорости 100 кбит/с обеспечивается частота излучения в 16 МГц и 64

МГц, что отвечает размеру пачки порядка 1 600 и 6 400 импульсов соответственно и указывает на состоятельность теоретических решений.

Представленное изделие способно обеспечить передачу информации со скоростью 100 кбит/с на дальности порядка 1200 м с вероятностью ошибки 1×10^{-3} , что также полностью соответствует теоретическим выводам.

Заключение

В результате проведенного исследования обоснована модель одиночного импульса СШП-сигнала на основе производных функций Гаусса. Авторами показана необходимость и способы управления параметрами импульсов при практической реализации СШП-радиосистем. В частности, представлена техническая реализация СШП-радиостанции с частотой повторения импульсов $f_c = 64$ МГц, периодом повторения $T_c = 15,6$ нс и длительностью пачки импульсов $NT_c = 10$ мкс. При заданных параметрах скорость передачи составляет 100 кбит/с.

Показаны подходы к оценке размеров пачек импульсов, учитывающие шумовые свойства радиотрансиверов.

Представленные решения обобщают известные теоретические подходы данной предметной области, учитывают требования различных регламентов и могут быть использованы при расчетах реальных радиосистем, что подтверждает совпадение теоретических и практических результатов.

Таким образом, разработанный аппарат является практической основой проектирования и оценки СШП-систем и дополняет соответствующие разделы статистической радиотехники. Кроме того, представленные решения позволяют проводить

аналитическое моделирование, что делает их достаточно интересным инструментом исследования. Дальнейшее его развитие видится в применении методов частотно-временного анализа в различных моделях каналов радиосвязи.

ПРИСТАТЕЙНЫЙ БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. История сверхширокополосных (СШП) сигналов // ООО «ФПК «ЭСТРА» : сайт. URL: <https://uwbs.ru/tech/history-of-uwb-technology> (дата обращения: 10.02.2021).
2. Патент 5687169 США. Full Duplex Ultrawide_Band Communication System and Method / W. Fullerton.
3. Цепков Г. В., Яковенко И. Н. Анализ нестационарных сигналов в адаптивном секвентном базисе // Контроль. Диагностика. 2010. № 4. С. 26–31.
4. Иммоорев И. Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности // Радиотехника и электроника. 2009. № 1. С. 5–31.
5. Иммоорев И. Я., Черняк В. С. Обнаружение сверхширокополосных сигналов, отраженных от ложных целей // Радиотехника. 2008. № 1. С. 3–10.
6. Агиевич С. Н., Дворников С. В., Гусельников А. С. Описание сигналов в базисах функций сплайн-Вилленкина-Крестенсона // Контроль. Диагностика. 2009. № 3. С. 52–57.
7. Агиевич С. Н. Формирование и обработка радиосигналов в базисах функций сплайн-характеров : монография. СПб. : ВАС, 2015. 223 с. ISBN 978-5-91690-029-3.
8. ГОСТ Р 52459.3-2009. Совместимость технических средств электромагнитная. Технические средства радиосвязи. Часть 3. Частные требования к устройствам малого радиуса действия, работающим на частотах от 9 кГц до 40 ГГц. М. : Стандартинформ, 2020, 20 с.
9. Дворников С. В. Цифровой синтез спектрально-эффективных телевизионных сигналов // Вопросы радиоэлектроники. 2015. № 6. С. 168–173.
10. Горбунов Ю. Н. Реализация цифровых систем СДЦ в псевдошумовых РЛС с пониженной вероятностью перехвата // Журнал радиоэлектроники. 2015. № 11. С. 1–7.
11. Дворников С. В. Железняк В. К., Комарович В. Ф., Храмов Р. Н. Метод обнаружения радиосигналов на основе обработки их частотно-временных распределений плотности энергии // Информация и космос. 2005. № 4. С. 13–16.
12. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи / Пер. с англ., под ред. Б.П. Левина. М.: Сов. радио, 1962. 782 с.
13. Замарин А. И., Христиничан Е. В. Обнаружение сверхширокополосных сигналов на основе закономерностей их преобразования в узкополосной системе // Труды Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского. 2016. № 654. С. 72–81.
14. Xiao Z., Su L., Jin D., Zeng L. Performance comparison of rake receivers in sc-UWB systems and ds-UWB systems. *IEICE Transactions on Communications*, 2010. Vol. E93-B, no. 4. P. 1041–1044.
15. Еременков А. И. Жураковский В. Н. Исследование адаптивного спектрального обнаружителя сигналов // Символ науки. 2016. № 4–3 (16). С. 57–63.
16. Катин С. В., Кашин А. В., Козлов В. А., Кунилов А. Л. Потенциальная помехоустойчивость станций ближней радиолокации с СШП-шумовыми сигналами // Труды Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. 2012. № 4 (97). С. 11–20.
17. Катин С. В., Козлов В. А., Кунилов А. Л., Ивойлова М. М. Искажения сигналов СШП шумовых РЛС на ионосферной трассе и их влияние на качество приема // Антенны. 2016. № 1(221). С. 68–75.
18. Решение ГКРЧ от 15.12.2009 № 09-05-02 «О результатах работ по конверсии радиочастотного спектра по вопросу использования полосы радиочастот 2,85-10,6 ГГц сверхширокополосными беспроводными устройствами» // Федеральное государственное унитарное предприятие «Главный радиочастотный центр» : сайт. URL: http://grfc.ru/grfc/portm_doc/detail/?ID=492 (дата обращения: 10.02.2021).
19. Yen-Ming Chen, Yeong-Luh Ueng. Noncoherent Amplitude/Phase Modulated Transmission Schemes for Raleigh Block Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*, 2013. Vol. 61, no. 1. P. 128–135.
20. Радзиевский В. Г., Трифонов П. А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех: монография. М. : Радиотехника, 2009. 288 с.

REFERENCES

1. History of ultra-wideband (UWB) signals. FPK ESTRA LLC. (In Russian). Available at: <https://uwbs.ru/tech/history-of-uwb-technology> (access: 10.02.2021).
2. Patent 5687169 US. Full Duplex Ultrawide_Band Communication System and Method / W. Fullerton.
3. Tsepkov G. V., Yakovenko I. N. Analysis of non-stationary signals in adaptive sequent basis. *Kontrol. Diagnostika*, 2010, no. 4, pp. 26–31. (In Russian).
4. Immoreev I. Ya. Ultra-wideband radars. Features and capabilities. *Radiotekhnika i elektronika*, 2009, no. 1, pp. 5–31. (In Russian).

5. Immoreev I. Ya., Chernyak V. S. Detection of ultra-wideband signals reflected from false targets. *Radiotekhnika*, 2008, no. 1, pp. 3–10. (In Russian).
6. Agievich S. N., Dvornikov S. V., Guselnikov A. S. Signal description in basis of vilenkin-chrestenson spline-function. *Kontrol. Diagnostika*, 2009, no. 3, pp. 52–57. (In Russian).
7. Agievich S. N. Formation and processing of radio signals in the bases of spline character functions: monograph. St. Petersburg VAS Publ., 2015, 223 p. (In Russian). ISBN 978-5-91690-029-3
8. State Standard R 52459.3-2009. Electromagnetic compatibility of technical means. Technical means of radio communication. Part 3. Particular requirements for short-range devices operating at frequencies from 9 kHz to 40 GHz. Moscow, Standartinform Publ., 2020, 20 p. (In Russian).
9. Dvornikov S. V. Digital synthesis of spectral-effective television signals. *Voprosy radioelektroniki*, 2015, no. 6, pp. 168–173. (In Russian).
10. Gorbunov Yu. N. Implementation of digital MTD systems in pseudo-noise radars with a reduced interception probability. *Zhurnal radioelektroniki*, 2015, no. 11, pp. 1–7. (In Russian).
11. Dvornikov S. V., Zheleznyak V. K., Komarov V. F., Khramov R. N. Method of radio signal detection based on alexeev's time-frequency distribution. *Informatsiya i kosmos*, 2005, no. 4, pp. 13–16. (In Russian).
12. Middleton D. *Vvedenie v statisticheskuyu teoriyu svyazi* [An Introduction to Statistical Communication Theory]. In B.R. Levin ed., Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1962, 782 p. (In Russian).
13. Zamarin A. I., Khristichan E. V. Detection of ultra-wideband signals based on the patterns of their transformation in a narrow-band system. *Trudy Voenno-kosmicheskoi akademii imeni A. F. Mozhaiskogo*, 2016, no. 654, pp. 72–81. (In Russian).
14. Xiao Z., Su L., Jin D., Zeng L. Performance comparison of rake receivers in sc-UWB systems and ds-UWB systems. *IEICE Transactions on Communications*, 2010, vol. E93-B, no. 4, pp. 1041–1044.
15. Eremenkov A. I., Zhurakovskii V. N. Research of an adaptive spectral signal detector. *Simvol nauki*, 2016, no. 4–3 (16), pp. 57–63. (In Russian).
16. Katin S. V., Kashin A. V., Kozlov V. A., Kunilov A. L. Potential interference resistance close radars with uwb-noise signals. *Trudy Nizhegorodskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. R. E. Alekseeva*, 2012, no. 4(97), pp. 11–20. (In Russian).
17. Katin S.V., Kozlov V. A., Kunilov A. L., Ivoilova M. M. UWB-noise radars signals distortions while passing the ionospheric trace and their influence on reception quality. *Antenny*, 2016, no. 1(221), pp. 68–75. (In Russian).
18. *Reshenie GKRCCh ot 15.12.2009 № 09-05-02 «O rezultatakh rabot po konversii radiochastotnogo spektra po voprosu ispol'zovaniya polosy radiochastot 2,85-10,6 GGts sverkhshirokopolosnymi besprovodnymi ustroystvami»* [Decision of the State Committee of the Russian Federation of 15.12.2009 No. 09-05-02 "On the results of work on the conversion of the radio frequency spectrum on the use of the radio frequency band 2.85-10.6 GHz by ultra-wideband wireless devices"]. Federal State Unitary Enterprise "Glavnyi radiochastotnyi tsentr". (In Russian). Available at: http://grfc.ru/grfc/norm_doc/detail/?ID=492 (access 10.02.2021).
19. Yen-Ming Chen, Yeong-Luh Ueng. Noncoherent Amplitude/Phase Modulated Transmission Schemes for Raleigh Block Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*, 2013. Vol. 61, no. 1. P. 128–135.
20. Radzievskii V. G., Trifonov P. A. Processing of ultra-wideband signals and interference: monograph. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2009, 288 p. (In Russian).

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Дворников Сергей Викторович, д.т.н., профессор, профессор кафедры радиосвязи, Военная академии связи им. маршала Советского Союза С. М. Буденного, 194064, Санкт-Петербург, Тихорецкий просп., д. 3, e-mail: practicdsv@yandex.ru. <http://orcid.org/0000-0002-4889-0001>

Пшеничников Александр Викторович, д.т.н., доцент, заместитель начальника кафедры радиосвязи, Военная академии связи им. маршала Советского Союза С. М. Буденного, 194064, Санкт-Петербург, Тихорецкий просп., д. 3, e-mail: siracoz77@mail.ru. <http://orcid.org/0000-0001-5063-3314>

Дворников Сергей Сергеевич, к.т.н., начальник отдела, Военная академии связи им. маршала Советского Союза С. М. Буденного, 194064, Санкт-Петербург, Тихорецкий просп., д. 3, e-mail: praktikdsv@mail.ru. <http://orcid.org/0000-0001-7426-6475>

Борисов Владимир Викторович, инженер лаборатории кафедры, Военная академии связи им. маршала Советского Союза С. М. Буденного, 194064, Санкт-Петербург, Тихорецкий просп., д. 3, e-mail: control_group@list.ru. <http://orcid.org/0000-0002-4613-8481>

Потапов Григорий Сергеевич, начальник отдела, ООО Научно-производственное предприятие «Новые технологии телекоммуникаций» (ООО «НИИТ»), 195256, Санкт-Петербург, ул. Софьи Ковалевской, д. 20, e-mail: control_group@list.ru. <http://orcid.org/0000-0001-7081-9327>

AUTHORS

Sergei V. Dvornikov, D.Sc. (Engineering), professor, professor of Radio Communication Department, Military Telecommunications Academy named after the Soviet Union Marshal Budienny S. M., 3, Tikhoretsky prospect, Saint-Petersburg, 194064, Russia, e-mail: practicdsv@yandex.ru. <http://orcid.org/0000-0002-4889-0001>

Aleksandr V. Pshenichnikov, D.Sc. (Engineering), associate professor, vice head of Radio Communication Department, Military Telecommunications Academy named after the Soviet Union Marshal Budienny S. M., 3, Tikhoretsky prospect, Saint-Petersburg, 194064, Russia, e-mail: siracooz77@mail.ru. <http://orcid.org/0000-0001-5063-3314>

Sergei S. Dvornikov, Ph.D. (Engineering), head of department, Military Telecommunications Academy named after the Soviet Union Marshal Budienny S. M., 3, Tikhoretsky prospect, Saint-Petersburg, 194064, Russia, e-mail: praktikdsv@mail.ru. <http://orcid.org/0000-0001-7426-6475>

Vladimir V. Borisov, Department Laboratory engineer, Military Telecommunications Academy named after the Soviet Union Marshal Budienny S. M., 3, Tikhoretsky prospect, Saint-Petersburg, 194064, Russia, e-mail: control_group@list.ru. <http://orcid.org/0000-0002-4613-8481>

Grigori S. Potapov, head of department, Research and Production Enterprise "New Telecommunication Technologies" LLC, 20, ulitsa Sofi Kovalevskoi, Saint-Petersburg, 195256, Russia, e-mail: control_group@list.ru. <http://orcid.org/0000-0001-7081-9327>

Поступила 29.06.2021; принята к публикации 08.02.2021; опубликована онлайн 26.03.2021.

Submitted 29.06.2021; revised 08.02.2021; published online 26.03.2021.