

DOI: 10.17516/1999-494X-0270

УДК 621.396.96

Immunity of the Data Transmission Channel with FHSS when Soft Decoding by Means of Spectral Density Estimation of Interference Power

**Valery P. Berdychev,
Alexander A. Bliznyuk*, Sergey B. Zhironkin,
Andrey A. Pshenitsyn and Alexander A. Kuchin**
*Military Academy of Aero-Space Defence
named after Marshal of Soviet Union G.K. Zhukov
Tver, Russian Federation*

Received 21.08.2020, received in revised form 21.09.2020, accepted 01.10.2020

Abstract. The characteristics of noise immunity of a coherent data transmission channel with Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS), orthogonal signals and Reed-Solomon code with its soft decoding have been obtained using spectral density estimation of interference power, which is a combination of two Gaussian noise interference, they are barrage jamming and one concentrated in the FHSS band part. It is found that when the volume of an orthogonal signals ensemble increases, noise immunity rises due to the accuracy growth of the spectral density estimation of the interference power, which in turn provides an accuracy growth of posterior probability estimation used for soft-decision decoding.

Keywords: signal-to-noise ratio, posterior probability, concatenated coding, noise immunity, soft-decision decoding, coherent data transmission channel.

Citation: Berdychev V.P., Bliznyuk A.A., Zhironkin S.B., Pshenitsyn A.A., Kuchin A.A. Immunity of the data transmission channel with FHSS when soft decoding by means of spectral density estimation of interference power, J. Sib. Fed. Univ. Eng. & Technol., 2020, 13(7), 843–854. DOI: 10.17516/1999-494X-0270

© Siberian Federal University. All rights reserved

This work is licensed under a Creative Commons Attribution-Non Commercial 4.0 International License (CC BY-NC 4.0).

* Corresponding author E-mail address: bliz_alex@mail.ru

Помехоустойчивость канала передачи данных с ППРЧ при мягком декодировании с использованием оценок спектральной плотности мощности помехи

**В.П. Бердышев, А.А. Близнюк,
С.Б. Жиронкин, А.А. Пшеницын, А.А. Кучин**
*Военная академия воздушно-космической обороны
им. Маршала Советского Союза Г.К. Жукова
Российская Федерация, Тверь*

Аннотация. Получены характеристики помехоустойчивости когерентного канала передачи данных с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), ортогональными сигналами и кодом Рида-Соломона при его мягком декодировании с использованием оценок спектральной плотности мощности помехи, представляющей собой совокупность двух гауссовских шумовых помех – заградительной и сосредоточенной в части полосы ППРЧ. Установлено, что при увеличении объема ансамбля ортогональных сигналов помехоустойчивость повышается за счет повышения точности оценки спектральной плотности мощности помехи, что в свою очередь обеспечивает повышение точности оценки апостериорной вероятности, используемой при декодировании мягких решений.

Ключевые слова: отношение сигнал/шум, апостериорная вероятность, каскадное кодирование, помехоустойчивость, мягкое декодирование, когерентный канал передачи данных.

Цитирование: Бердышев, В.П. Помехоустойчивость канала передачи данных с ППРЧ при мягком декодировании с использованием оценок спектральной плотности мощности помехи / В.П. Бердышев, А.А. Близнюк, С.Б. Жиронкин, А.А. Пшеницын, А.А. Кучин // Журн. Сиб. федер. ун-та. Техника и технологии, 2020. 13(7). С. 843–854. DOI: 10.17516/1999-494X-0270

Введение

В каналах передачи данных с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) часто используется каскадное кодирование, на внутренней ступени которого применяется ансамбль ортогональных сигналов, а на внешней – код Рида-Соломона (РС) [1]. В [2, 3] получены математические выражения для квазиоптимальных оценок спектральной плотности мощности шумовой помехи, формируемых по наблюдению выходов когерентного и некогерентного многоканальных устройств различения ортогональных сигналов. Такие оценки необходимы для реализации близкой к потенциальной помехоустойчивости канала за счет мягкого декодирования РС-кода.

Доказано [4], что при ППРЧ с большим числом рабочих частот наихудшая помеха в каждый момент времени равномерно выбирает часть из них, на которую действует с одним превышением, а на оставшуюся часть – с другим. Такая помеха может быть представлена как смесь двух помех – заградительной и сосредоточенной в части полосы ППРЧ [5]. Первая помеха для приемника имеет непрерывный характер, вторая – импульсный [6–8]. Для условий действия

непрерывной и наихудшей импульсной помех в [9] исследована помехоустойчивость когерентного канала передачи данных с ортогональными сигналами и РС-кодом при его жестком декодировании.

Цель работы – получить характеристики помехоустойчивости когерентного канала передачи данных с ППРЧ, ортогональными сигналами и РС-кодом при его мягком декодировании с использованием оценок спектральной плотности мощности помехи, представляющей совокупность двух гауссовских шумовых помех – заградительной и сосредоточенной в части полосы ППРЧ.

Описание канала передачи данных

По каналу передаются блоки кода РС (n, k). Каждый из n символов блока кода передается на своей частоте, выбранной по псевдослучайному закону. С вероятностью ρ выбранная частота находится под воздействием помехи, сосредоточенной в ρ -й части полосы ППРЧ, $0 < \rho \leq 1$. Такая помеха со значением $\rho = \rho^*$, максимизирующим требуемое для обеспечения заданной достоверности отношение сигнал/помеха, является наихудшей [10, 11].

Для передачи каждого i -го, $i = \overline{1, n}$, символа блока используется один из M ортогональных равноэнергетических сигналов $s_j(t)$, $j = \overline{1, M}$ (априорные вероятности передачи каждого из M сигналов равны). Прием блока кода осуществляется на временном отрезке $[0, nT]$, где T – длительность символа.

На входе демодулятора (многоканального устройства различения ортогональных сигналов) приемника при $(i-1)T \leq t < iT$ действует наблюдение

$$\zeta(t) = s_j(t) + n(t),$$

где $n(t)$ – белый гауссовский шум (БГШ) со спектральной плотностью N_i , неизвестной приемнику.

В соответствии с целью работы

$$n(t) = n_0(t) + \delta_i n_1(t),$$

где $n_0(t)$ – модель заградительной помехи в виде БГШ со спектральной плотностью N_0 ; $\delta_i n_1(t)$ – модель помехи, сосредоточенной в части полосы ППРЧ; δ_i – дискретная случайная величина, принимающая два возможных значения: 1 с вероятностью ρ , 0 с вероятностью $(1 - \rho)$; $n_1(t)$ – БГШ со спектральной плотностью N_1 / ρ , где N_1 – средняя спектральная плотность мощности помехи, сосредоточенной в части полосы ППРЧ.

При приеме каждого i -го символа блока кода в каждом из M каналов демодулятора формируются корреляционные интегралы

$$q_{im} = \int_{(i-1)T}^{iT} \xi(t) s_m(t) dt, \quad m = \overline{1, M}.$$

Решение \hat{j}_i о том, какой из M сигналов (символов) был передан на интервале $(i-1)T \leq t < iT$, формируется по максимуму корреляционного интеграла. Для сформированного решения вычисляют оценку его апостериорной вероятности. В соответствии с известным выражением для апостериорной вероятности [12] ее оценка формируется следующим образом:

$$\hat{P}_{psi}(\hat{j}) = \frac{\exp\left(\frac{2}{\hat{N}_i} q_{ij}\right)}{\sum_{m=1}^M \exp\left(\frac{2}{\hat{N}_i} q_{im}\right)}, \quad (1)$$

где \hat{N}_i – оценка неизвестной спектральной плотности помехи $n(t)$, сформированная на интервале $(i-1)T \leq t < iT$.

Совокупность решения \hat{j}_i и оценки $\hat{P}_{psi}(\hat{j})$ его апостериорной вероятности является мягким решением [13, 14].

Для вычисления оценки апостериорной вероятности используется квазиоптимальная (по максимуму правдоподобия) оценка спектральной плотности помехи [2, 3]

$$\hat{N}_i = \frac{2\left(E - 2q_{ij} + \frac{1}{E} \sum_{m=1}^M q_{im}^2\right)}{M},$$

где $E = \int_0^T s_m^2(t) dt$ – энергия сигнала.

Последовательность из n мягких решений декодируется по алгоритму, основанному на алгоритме минимального обобщенного расстояния (МОП) [13]: в соответствии с алгоритмом МОП порождается небольшое множество кодовых слов, из порожденного множества в качестве решения выбирается кодовое слово, наиболее близкое по Хеммингу к последовательности решений \hat{j}_i .

Методика получения характеристик помехоустойчивости

Характеристики помехоустойчивости были получены имитационным компьютерным моделированием на основе соотношения для вероятности неправильного декодирования блока

$$P_{Н.Б.Л.} = P_1 + (1 - P_1) \cdot P_2,$$

где P_1 – вероятность того, что в порожденном множестве нет переданного кодового слова; P_2 – вероятность того, что переданное кодовое слово не будет выбрано в качестве решения при условии, что в порожденном множестве оно есть.

Вероятность P_2 для исследуемых кодов пренебрежимо мала по сравнению с P_1 [14, 15]. P_1 оценивается с помощью достаточно простого моделирования, не требующего реализации наиболее сложных функций кодера и декодера. Моделируется только блок сортировки символов, обеспечивающий упорядочение последовательности решений \hat{j}_i в соответствии с их апостериорными вероятностями. После сортировки анализируется количество ошибок в наиболее достоверных (нестертых) $k, k+2, \dots, n$ решениях. Если хотя бы в одной из таких последовательностей упорядоченных решений количество ошибок не более количества исправляемых (например, при $k+2$ допустима одна ошибка), декодирование блока будет правильным.

Для моделирования потребовалась нормировка показателей экспонент в (1). Эта операция позволила задавать математические ожидания и дисперсии генерируемых при моделировании

корреляционных интегралов через отношения сигнал/помеха $Q_0 = 2E / N_0$ и $Q_1 = 2E / N_1$. Нормировка была выполнена следующим образом:

$$\frac{2}{\hat{N}_i} q_{im} = \frac{N_i}{N_i} \frac{2}{\hat{N}_i} q_{im} = \frac{N_i}{\hat{N}_i} \cdot \frac{2}{N_i} q_{im} = \frac{N_i}{\hat{N}_i} q'_{im},$$

где $q'_{im} = \frac{2}{N_i} q_{im}$ – формируемый при моделировании нормированный корреляционный интеграл.

При моделировании приема на частоте, пораженной помехой в части полосы ППРЧ, дисперсии нормированных корреляционных интегралов всех M каналов приема равны математическому ожиданию нормированного корреляционного интеграла согласованного канала и равны

$$D\{q'_{im}\} = M\{q'_{ij}\} = \frac{2E}{N_0 + N_1 / \rho} = \frac{1}{Q_0^{-1} + (Q_1 \rho)^{-1}}.$$

Для остальных каналов, кроме согласованного, математическое ожидание равно нулю.

При моделировании приема на частоте, не пораженной помехой в части полосы ППРЧ, для канала, согласованного с принимаемым сигналом, $M\{q'_{ij}\} = Q_0$ (для остальных каналов математическое ожидание равно нулю). Для всех каналов $D\{q'_{im}\} = Q_0$.

Результаты компьютерного моделирования

По результатам моделирования определяли отношение $\beta = (E_b / N_{10})_{dB}^{10^{-4}}$, где $N_{10} = N_0 + N_1$, энергии сигнала, приходящейся на один бит передаваемой информации, к спектральной плотности суммарной помехи, требуемое для обеспечения вероятности ошибки в бите 10^{-4} . По минимуму этого параметра для наихудшей помехи аналогично [16] были определены оптимальные РС-коды, представленные в табл. 1.

Характеристики помехоустойчивости канала передачи данных при применении опти-

Таблица 1. Оптимальные РС-коды

Table 1. Optimal PC codes

M	$(E_b / N_0)_{dB}$		
	5	10	15
32	(31,19)	(31,15)	(31,13)
64	(63,39)	(63,33)	(63,31)
128	(127,79)	(127,69)	(127,67)

мальных РС-кодов представлены на рис. 1–3.

Характеристики показывают существенный выигрыш мягкого декодирования (МД) относительно жесткого (ЖД) как по требуемому отношению сигнал/помеха, так и по граничному значению $\rho_{гр}$ параметра ρ : при $\rho < \rho_{гр}$ требуемая достоверность достигается независимо от мощности помехи. Для оптимальных РС-кодов (табл. 1) сравнение $\rho_{гр}$ приведено в табл. 2.

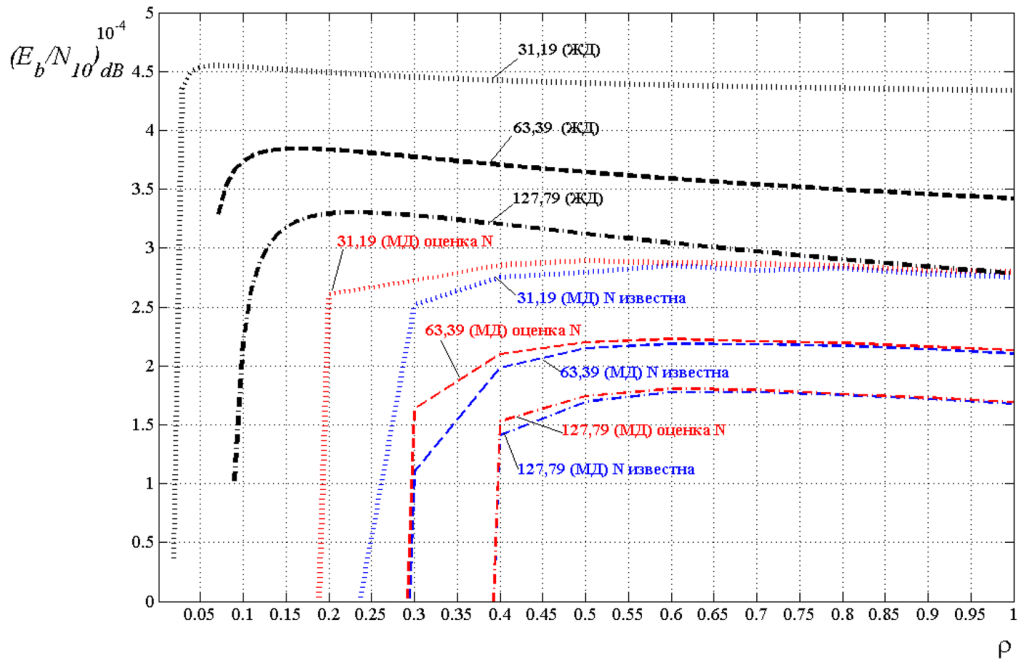


Рис. 1. Помехоустойчивость канала передачи данных при $(E_b / N_0)_{dB} = 5$ dB

Fig. 1. Noise immunity of the data transmission channel at $(E_b / N_0)_{dB} = 5$ dB

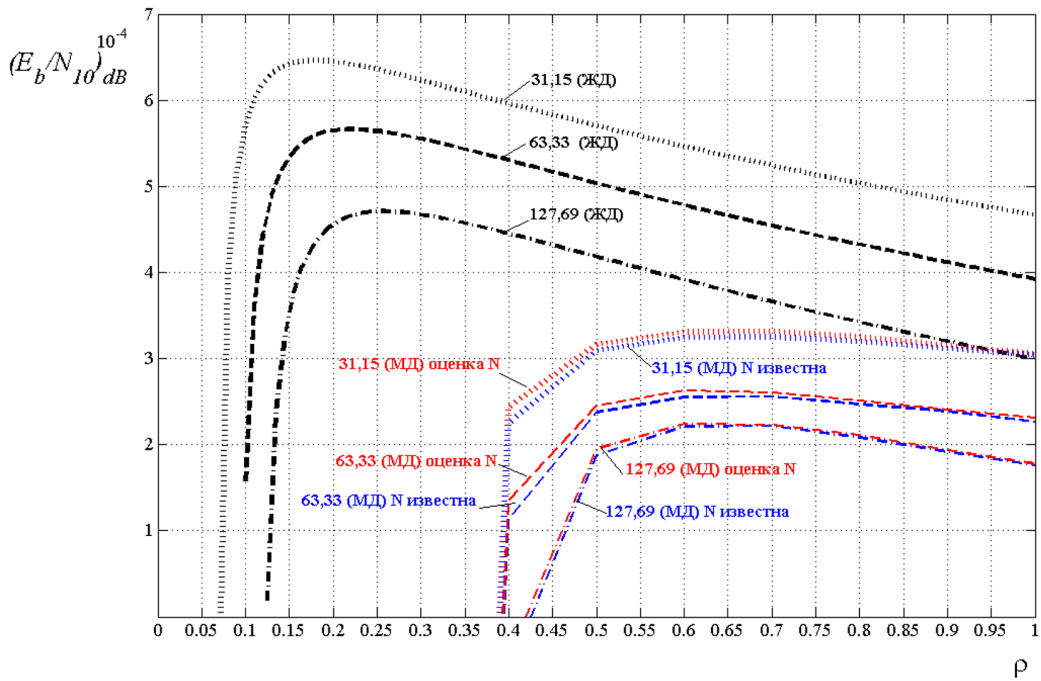
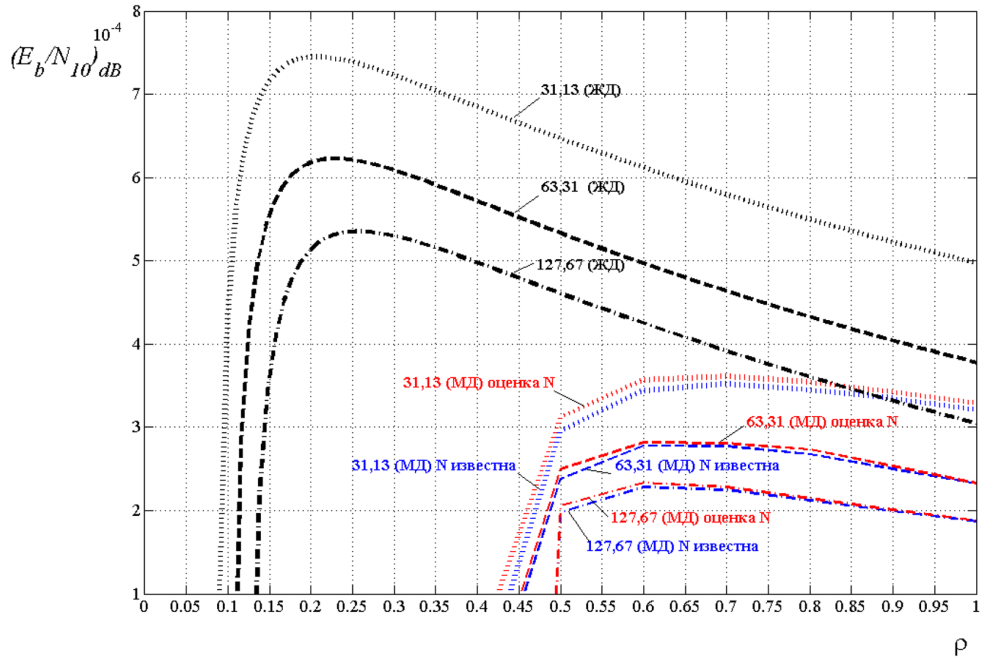


Рис. 2. Помехоустойчивость канала передачи данных при $(E_b / N_0)_{dB} = 10$ dB

Fig. 2. Noise immunity of the data transmission channel at $(E_b / N_0)_{dB} = 10$ dB

Рис. 3. Помехоустойчивость канала передачи данных при $(E_b / N_0)_{dB} = 15$ Fig. 3. Noise immunity of the data transmission channel at $(E_b / N_0)_{dB} = 15$ Таблица 2. Сравнение $\rho_{гр}$ для оптимальных РС-кодовTable 2. Comparison of $\rho_{гр}$ for optimal PC codes

M		$(E_b / N_0)_{dB}$		
		5	10	15
32	МД	0,29	0,34	0,35
	ЖД	0,02	0,06	0,08
64	МД	0,27	0,37	0,40
	ЖД	0,05	0,09	0,10
128	МД	0,32	0,40	0,41
	ЖД	0,08	0,11	0,12

Для более точного сопоставления помехоустойчивости канала передачи данных при МД с известной спектральной плотностью N_i и неизвестной, когда формируется и используется ее оценка \hat{N}_i , на рис. 4–6 соответствующие характеристики представлены отдельно.

Из сравнения кривых видно, что при увеличении M помехоустойчивость канала передачи данных при МД с неизвестной спектральной плотностью помехи, когда формируется и используется ее оценка \hat{N}_i , приближается к помехоустойчивости при известной спектральной плотности N_i , являющейся потенциальной для МД. Для количественной оценки приближения к потенциальным характеристикам были использованы среднеквадратическая мера

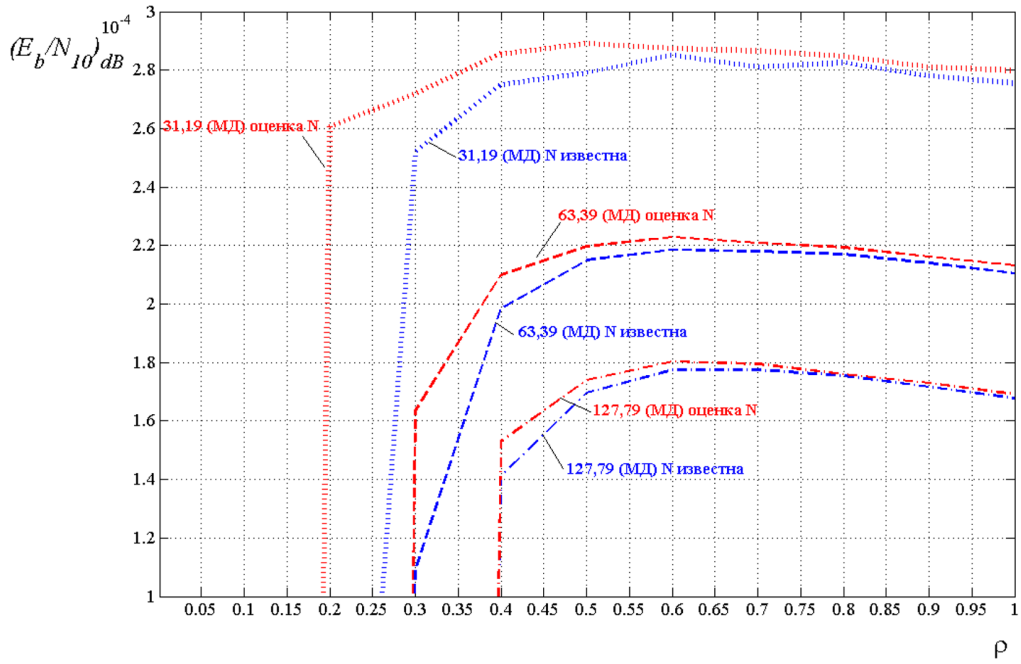


Рис. 4. Помехоустойчивость канала передачи данных при $(E_b / N_0)_{dB} = 5$ dB при мягком декодировании
 Fig. 4. Noise immunity of the data transmission channel at $(E_b / N_0)_{dB} = 5$ dB with soft decoding

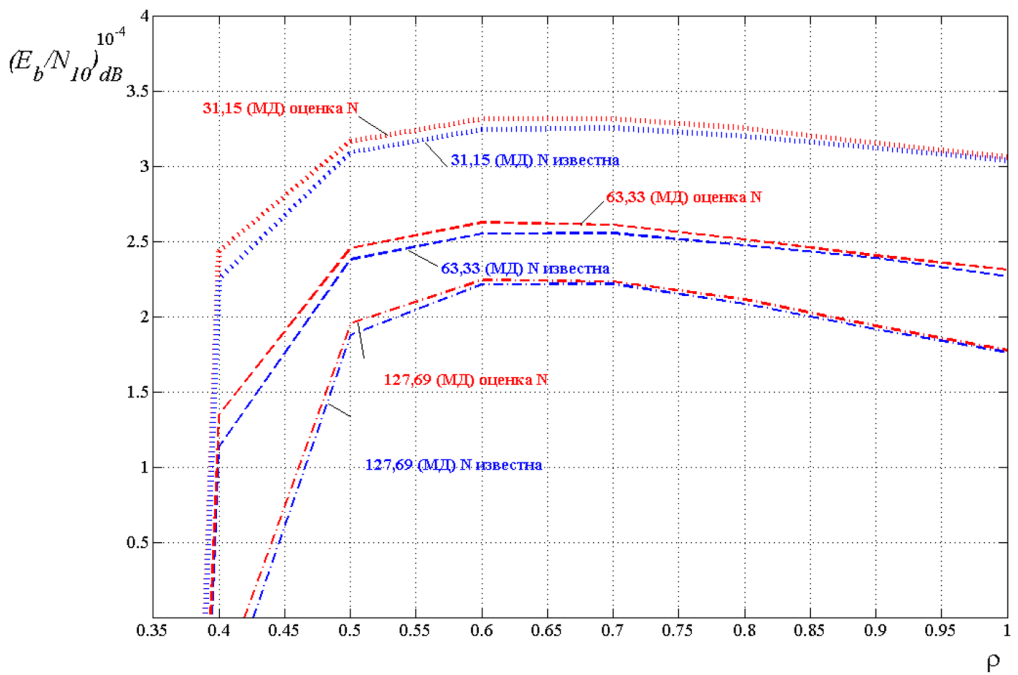


Рис. 5. Помехоустойчивость канала передачи данных при $(E_b / N_0)_{dB} = 10$ dB при мягком декодировании
 Fig. 5. Noise immunity of the data transmission channel at $(E_b / N_0)_{dB} = 10$ dB with soft decoding

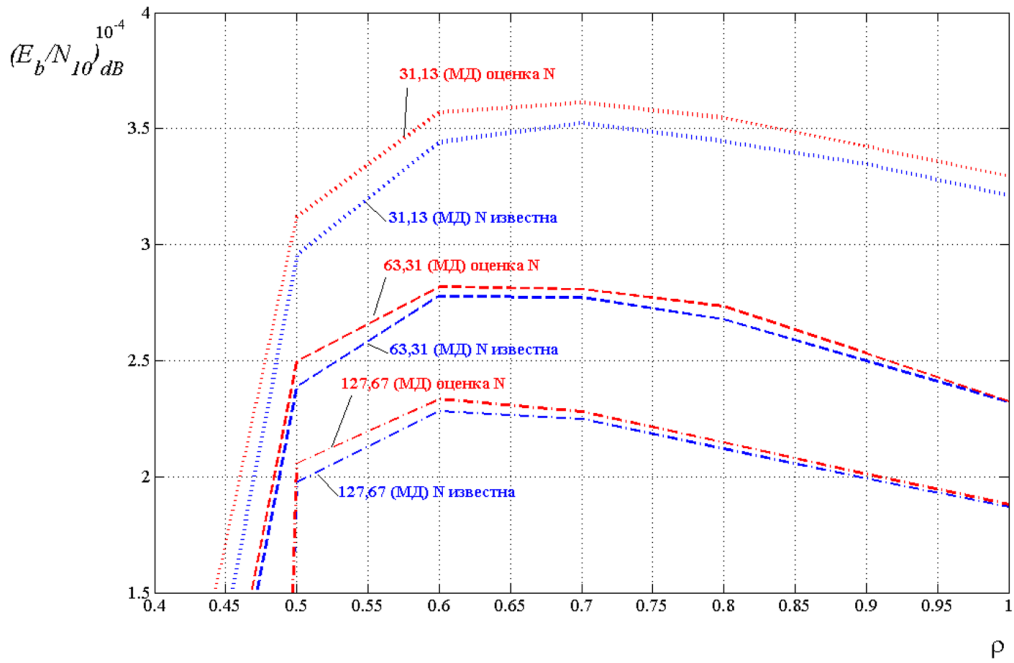


Рис. 6. Помехоустойчивость канала передачи данных при $(E_b / N_0)_{dB} = 15$ dB при мягком декодировании
 Fig. 6. Noise immunity of the data transmission channel at $(E_b / N_0)_{dB} = 15$ dB with soft decoding

$$CKO(\beta, \beta_{nom}) = \sqrt{\sum_k [\beta(\rho_k) - \beta_{nom}(\rho_k)]^2}$$

и мера Кульбака [12], имеющая с учетом того, что β измеряется в децибелах, следующий вид:

$$K(\beta, \beta_{nom}) = 0,1 \sum_k 10^{0,1\beta(k)} [\beta(k) - \beta_{nom}(k)].$$

Мера Кульбака в отличие от среднеквадратической меры подчеркивает важность «хвостов» распределения, придает им большую значимость, что очень существенно для учета различий характеристик помехоустойчивости в области $\rho_{гр}$.

Результаты расчетов среднеквадратической меры представлены в табл. 2, меры Кульбака – в табл. 3.

Таблица 3. Среднеквадратическая мера

Table 3. Root-mean-square measure

M	$(E_b / N_0)_{dB}$		
	5	10	15
32	1,28	0,07	0,19
64	0,18	0,08	0,07
128	0,04	0,06	0,03

Таблица 4. Мера Кульбака

Table 4. Kulbak's measure

M	$(E_b / N_0)_{dB}$		
	5	10	15
32	0,85	0,1	0,2
64	0,13	0,08	0,07
128	0,03	0,05	0,04

Заключение

Таким образом, полученные результаты исследования помехоустойчивости канала передачи данных с ППРЧ при мягком декодировании с использованием оценок спектральной плотности мощности помехи показали, что при увеличении объема ансамбля ортогональных сигналов помехоустойчивость повышается за счет повышения точности оценки спектральной плотности мощности помехи, что в свою очередь обеспечивает повышение точности оценки апостериорной вероятности, используемой при декодировании мягких решений. Это является дополнительным к известным положениям обоснованием целесообразности увеличения объема ансамбля ортогональных сигналов.

Список литературы / References

[1] Кларк Д., Кейн Д. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи, пер. с англ. М.: Радио и связь, 1987. [Klark D., Keyn D. *Coding with error correction in digital communication systems, trans. from English*. Moskva, Radio i svyaz, 1987 (in Russian)]

[2] Жиронкин С.Б., Близняк А.А., Пшеницын А.А., Лютиков И.В. Оценка параметров смеси сигнала с шумом по наблюдению выходов многоканального устройства различения ортогональных сигналов при когерентном приеме. *Журнал Сибирского федерального университета. Техника и технологии*, 2020, 13 (3), 361–369. [Zhironkin S.B., Bliznuk A.A., Pshenitsyn A.A., Lyutikov I.V. Estimation of the parameters of the signal-noise mixture by observing the outputs of a multichannel device for discriminating orthogonal signals with coherent reception. *Journal of Siberian Federal University. Engineering and technologies*, 2020, 13 (3), 361–369 (in Russian)]

[3] Пшеницын А.А., Жиронкин С.Б., Макарычев А.В., Близняк А.А., Пархоменко П.М. Прием ортогональных сигналов с оценкой отношения сигнал/шум. *Успехи современной радиоэлектроники*, 2019, 12, 148–155. [Pshenitsyn A.A., Zhironkin S.B., Makarychev A.V., Bliznuk A.A., Parkhomenko P.M. Reception of orthogonal signals with an estimate of the signal-to-noise ratio. *Advances in modern radio electronics*, 2019, 12, 148–155 (in Russian)]

[4] Чуднов А.М. Помехозащищенность системы передачи информации с псевдослучайным переключением частот в условиях наихудших помех. *Известия вузов. Радиоэлектроника*, 1984, 9, 3–8. [Chudnov A.M. Interference immunity of the information transmission system with pseudo-random frequency switching in the conditions of the worst interference. *Proceedings of universities. Radio electronics*, 1984, 9, 3–8 (in Russian)]

[5] Близняк А.А., Жиронкин С.Б., Макарычев А.В. Энергетический подход к оценке помехоустойчивости канала передачи данных с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты в

условиях одновременного действия двух помех. *Успехи современной радиоэлектроники*, 2018, 12, 13–18. [Bliznuk A.A., Zhironkin S.B., Makarychev A.V. Energy Approach to Evaluation of Noise Immunity of a Data Transmission Channel with Pseudo-Random Tuning of the Operating Frequency in Conditions of Simultaneous Action of Two Noises. *Advances in modem radio electronics*, 2018, 12, 13–18 (in Russian)]

[6] Сопельник Ю.В., Шевчук В.И., Ягольников С.В. Эффективность гауссовских импульсных помех обнаружителю радиолокационных сигналов. *Радиотехника*, 1996, 5, 33–35. [Sopel'nik JU.V., SHEvchuk V.I., JAgol'nikov S.V. Efficiency of Gaussian impulse interference to a radar signal detector. *Radiotekhnika*, 1996, 5, 33–35 (in Russian)]

[7] Макаренко С.И., Иванов М.С., Попов С.А. Помехозащищенность систем связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты, монография. СПб.: Свое издательство, 2013, 166 с. [Makarenko S.I., Ivanov M.S., Popov S.A. *Interference immunity of communication systems with pseudo-random tuning of the operating frequency: monograph*. SPb.: Svoe izdatel'stvo. 2013, 166 p. (in Russian)]

[8] Зеленевский В.В., Зеленевский А.В., Джелаухян А.Ю. Методика оценки помехоустойчивости систем радиосвязи с фазоманипулированными сигналами с расширенным спектром при воздействии заградительных и сосредоточенных по полосе помех. Новые информационные технологии в системах связи и управления. Труды XV Российской научно-техн. конф. Калуга: Ноосфера, 2016, 37–40. [Zelenevskij V.V., Zelenevskij A.V., Dzhelauhjan A.JU. A technique for evaluating the noise immunity of radio communication systems with phase-shift keyed signals with a spread spectrum when exposed to barrage and band-centered interference. *Novye informacionnye tehnologii v sistemah svyazi i upravlenija. Trudy XV Rossijskoj nauchno-tehn. konf.* Kaluga: Noosfera, 2016, 37–40 (in Russian)]

[9] Жиронкин С.Б., Близнюк А.А., Кучин А.А. Помехоустойчивость запросного канала опознавания с широкополосными сигналами и корректирующими кодами в условиях импульсных шумовых и внутрисистемных помех. *Журнал Сибирского федерального университета. Техника и технологии*, 2019, 12 (6), 673–682. [Zhironkin S.B., Bliznuk A.A., Kuchin A.A. A noise stability of the request channel of an identification with broadband signals and correcting codes in the conditions of pulse noise and intersystem hindrances. *Journal of Siberian Federal University. Engineering and technologies*, 2019, 12 (6), 673–682 (in Russian)]

[10] Stark W.E. Coding for coherent frequency-hopped spread-spectrum communication in the presence of jamming, *IEEE International Conference on Communications, Conference Record*, 1982, 14.2-1–14.2-5.

[11] Howard H. Ma, Margaret A. Poole. Error-Correcting Codes Against the Worst-Case Partial-Band Jammer, *IEEE Transactions on Communications*, 1984, Vol. Com-32(2), 124–133.

[12] Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991, 320 с. [Tikhonov V.I., Harisov V.N. *Statistical analysis and synthesis of radio engineering devices and systems*. Moskva, Radio i svyaz, 1991, 320 p. (in Russian)].

[13] Форми Д. Каскадные коды, пер. с англ. под ред. С.И. Самойленко. М.: Мир, 1970. [Forni D. *Concatenated codes, per. from English, ed. S.I. Samoilenko*. Moskva, Mir, 1970 (in Russian)]

[14] Зяблов В.В., Коробков Д.Л., Портной С.Л. Высокоскоростная передача сообщений по реальным каналам: монография. М.: Радио и связь, 1991. [Zybllov V.V., Korobkov D.L.,

Portnoy S.L. *High-speed messaging over real channels: monograph*. Moskva, Radio i svyaz, 1991 (in Russian)]

[15] Портной С.Л., Жиронкин С.Б. Декодирование блочных кодов в системах передачи информации с псевдослучайным переключением частот. *Известия вузов. Радиоэлектроника*, 1989, 32, 8. [Portnoy S.L., Zhironkin S.B. Decoding of block codes in information transmission systems with pseudo-random frequency switching. *Izvestiya vuzov. Radio electronics*, 1989, 32, 8 (in Russian)]

[16] Варакин Л.Е. *Системы связи с шумоподобными сигналами*. М.: Радио и связь, 1985, 384 с. [Varakin L.E. *Communication systems with noise-type signals*. Moskva, Radio i svyaz, 1985, 384 p. (in Russian)].