

Применение полярных кодов для построения устойчивой гидроакустической OFDM – системы связи в мелком море

Р. С. Кириленко✉, Д. А. Кравчук

Южный федеральный университет, Таганрог, Россия

✉ rkirilenko@sfedu.ru

Аннотация. Предложен новый метод построения полярных кодов для мультиплексированного сигнала с ортогональными частотными поднесущими, который позволяет в условиях мелководного акустического канала снизить частоту ошибок в битах. Построена модель гидроакустического канала мелкого моря на основе t -распределения. Проведено моделирование в MatLab R2024a разработанного метода построения полярных кодов в условиях t -распределенного шума, позволяющее оценить эффективность предложенных изменений. Проведено имитационное моделирование, которое позволило верифицировать поведение разработанного метода вычисления поляризации веса в зависимости от уровня сигнал/шум.

Ключевые слова: гидроакустический канал, связь, мелкое море, полярные коды, мультиплексирование, t -распределение

Для цитирования: Кириленко Р. С., Кравчук Д. А. Применение полярных кодов для построения устойчивой гидроакустической OFDM – системы связи в мелком море // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2026. Т. 19, № 7. С. 5–14. doi: 10.32603/2071-8985-2026-19-7-5-14.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Original article

The Use of Polar Codes to Build a Stable Sonar OFDM Communication System in Shallow Seas

R. S. Kirilenko✉, D. A. Kravchuk

Southern Federal University, Taganrog, Russia

✉ rkirilenko@sfedu.ru

Abstract. A new method for constructing polar codes for a multiplexed signal with orthogonal frequency sub-carriers is proposed, which makes it possible to reduce the bit error rate in a shallow acoustic channel. A model of a shallow sea hydroacoustic channel based on the t -distribution is constructed. A simulation of the developed method for constructing polar codes under t -distributed noise conditions has been performed in MatLab R2024a, which makes it possible to evaluate the effectiveness of the proposed changes. Simulation modeling was carried out, which made it possible to verify the behavior of the developed method for calculating the polarization weight depending on the signal-to-noise level.

Keywords: sonar channel, communication, shallow sea, polar codes, multiplexing, t -distribution

For citation: Kirilenko R. S., Kravchuk D. A. The Use of Polar Codes to Build a Stable Sonar OFDM Communication System in Shallow Seas // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2026. Vol. 19, no. 7. P. 5–14. doi: 10.32603/2071-8985-2026-19-7-5-14.

Conflict of interests. The authors declare no conflicts of interests.

Введение. Современное развитие океанологии, освоение шельфовых зон и обеспечение морской безопасности невозможны без надежных систем подводной связи. Беспроводные гидроакустические каналы связи остаются единственным эффективным средством передачи данных на значительные расстояния под водой, где использование электромагнитных волн радиодиапазона сильно ограничено высоким затуханием. Особую сложность представляет организация связи в условиях мелкого моря, где гидроакустический канал характеризуется крайне нестационарной средой распространения сигнала [1]. Отдельной задачей, описанной в [2], служат использование гидроакустического канала связи не только для коммуникации подводных носителей друг с другом или с надводными кораблями, а также с дрейфующими и береговыми гидроакустическими станциями и летательными аппаратами.

Мелкое море – это одна из самых сложных сред для гидроакустической связи. Адаптация современных методов передачи данных к ультразвуковой подводной связи требует предположения о гибкой модели канала, которая учитывает разнообразие явлений, происходящих в нем [3]. Канал мелкого моря – частотно-селективный, и его состояние (отношение сигнал/шум на каждой поднесущей мультиплексированного сигнала с ортогональными частотными поднесущими (OFDM – orthogonal frequency-division multiplexing) быстро меняется. Коды с фиксированной скоростью (как классические сверточные коды или коды Рида–Соломона) не могут адаптироваться к этим изменениям: они либо избыточны (когда канал надежен), либо не обеспечивают надежности (когда канал зашумлен).

Модель шума для мелководного гидроакустического канала (ГАК) отличается от гауссовского распределения. Реверберация из-за малого числа доминирующих рассеивателей, слабое рассеяние и неоднородности среды позволяют сделать вывод, что шум на мелководье целесообразнее описывать с помощью t -распределения Стюдента. Это подтверждено и экспериментальными исследованиями [4]. Использование этой модели адекватно для описания импульсного шума, однако создает свои сложности.

Стандартные алгоритмы демодуляции OFDM (например, на основе БПФ и простого сравнения с созвездием) оптимизированы для гауссовского шума. Их основным ограничением является число поднесущих [5]. При наличии импульсных

выбросов их эффективность резко падает. Возникает необходимость разработки устойчивых алгоритмов демодуляции, которые эффективны при появлении мощной импульсной помехи. Для работы с моделью t -распределенного шума требуются алгоритмы адаптивной оценки параметров «на лету» для подстройки демодулятора и декодера.

Внедрение полярных кодов Арикана в OFDM-систему является стратегическим решением для кардинального повышения надежности связи, особенно в экстремальных условиях, таких как гидроакустический канал. Это не просто замена одного кода исправления ошибок на другой, а использование фундаментального свойства полярных кодов – поляризации канала. Применение полярных кодов Арикана превращает OFDM-систему из системы с усредненной, «статической» надежностью в интеллектуальную, адаптивную и робастную систему. Они обеспечивают не просто исправление ошибок, а стратегическое управление надежностью на фундаментальном уровне, что делает их незаменимыми для связи в самых сложных условиях, таких как подводный акустический канал.

Эффективность полярного кода критически зависит от точности оценки отношения сигнал/шум (SNR – signal-to-noise ratio) для конструкции кода и от знания состояния канала (например, коэффициентов затухания на каждой поднесущей OFDM) для успешного декодирования. В условиях быстрой изменчивости канала мелкого моря обеспечить эту точность крайне сложно. Полярные коды асимптотически оптимальны для бинарного симметричного канала (BSC – binary symmetric channel) и канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ). Их конструкция (выбор «надежных» битов) для канала с t -распределенным шумом – задача нетривиальная.

Постановка задачи. Оценить возможность применения полярных кодов для построения устойчивой гидроакустической OFDM-системы связи мелкого моря. Адаптировать методы полярного кодирования для модулирования и демодулирования OFDM-сигнала в мелководном ГАК с t -распределенным шумом.

Принципы полярного кодирования. Полярные коды – это первая схема кодирования, для которой было теоретически продемонстрировано, что пропускная способность канала может достигать предела Шеннона [6], а их фундаментальный

принцип основан на поляризации канала. По мере увеличения длины кода и многократного применения преобразования поляризации подканалы постепенно поляризуются в два крайних состояния: каналы с чистым шумом и каналы без шума. Поскольку чисто зашумленные каналы имеют значительно меньшую пропускную способность и надежность по сравнению с бесшумными каналами, полярное кодирование распределяет информационные биты по бесшумным подканалам, в то время как избыточные замороженные биты (обычно равные 0) присваиваются чисто зашумленным подканалам [7].

Как описано в [6], предполагается что двоичная последовательность U_1^N длиной $N = 2n$ ($n \geq 0$) из множества $\{1, 2, \dots, N\}$, выбрано подмножество надежных подканалов для формирования информационного набора I для кодирования K информационных битов, в то время как остальные подканалы образуют замороженный набор F . Триплет (N, K, I) , определенный с помощью конструкции полярного кода, однозначно определяет набор полярных кодов, и соответствующий процесс кодирования может быть представлен следующим образом:

$$x_1^N = u_1^N G_N,$$

где x_1^N – закодированная последовательность; u_1^N – исходная двоичная последовательность; G_N – матрица генератора, определяемая следующим образом:

$$G_N = F^{\otimes n},$$

где F – генераторная матрица полярного кода, имеющая конкретную форму

$$F = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}.$$

Основываясь на наборе информации и замороженном наборе, уравнение кодирования может быть представлено следующим образом:

$$x_1^N = u_1 G_N(I) \oplus u_F G_N(F).$$

На рис. 1 показан конкретный пример кодирования с параметрами $(8, 4, \{4, 6, 7, 8\})$.

Алгоритм декодирования с последовательной отменой (SC – successive cancellation) – это метод поиска, применяемый к кодовому дереву компактного уровня [8]. Он выполняет последова-

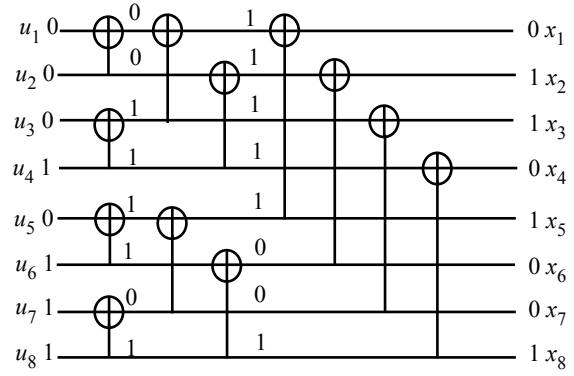


Рис. 1. Процесс кодирования

в стандартном формате $F^{\otimes n}$

Fig. 1. The encoding process

in the standard format $F^{\otimes n}$

тельное декодирование на основе правдоподобия для каждого бита на основе вероятностей перехода по каналу $W_{N,i}$, $1 \leq i \leq N$ для поляризованных подканалов. Каждый декодированный бит обрабатывается как достоверная информация и используется на последующих этапах декодирования для получения оценки $\hat{u}_1^N$ исходной переданной последовательности u_1^N [9]:

$$W_{N,i}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i) \triangleq \sum_{u_{i+1}} \frac{1}{2^N} W_N(y_1^N | u_1^N),$$

где $W_{N,i}(y_1^N, u_1^{i-1} | u_i)$ представляют собой вероятность приема сигнала y и ранее декодированных битов u_i , учитывая, что текущий бит u_i равен 0 или 1. Тогда отношение правдоподобия (LR) определяется следующим образом [9]:

$$L_{N,i}(y_1^N, u_1^{i-1}) \triangleq \frac{W_{N,i}(y_1^N, u_1^{i-1} | 0)}{W_{N,i}(y_1^N, u_1^{i-1} | 1)}.$$

Решение о декодировании на основе отношения правдоподобия выглядит следующим образом [8]:

$$\hat{u}_1 \triangleq \begin{cases} 1, & L_{N,i}(y_1^N, u_1^{i-1}) \geq 1; \\ 0, & L_{N,i}(y_1^N, u_1^{i-1}) \leq 1; \\ u_i, & i \in F. \end{cases}$$

Как описано в [6], значения правдоподобия для каждого поляризованного подканала могут быть рекурсивно получены с использованием уравнений

$$L_{N,2i-1} \left(y_1^N, \hat{u}_1^{2i-1} \right) = \frac{L_{N/2,i} \left(y_1^{N/2}, \hat{u}_{1,0}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2} \right) L_{N/2,i} \left(y_{\frac{N}{2}+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2} \right)}{L_{N/2,i} \left(y_1^{N/2}, \hat{u}_{1,0}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2} \right) + L_{N/2,i} \left(y_{\frac{N}{2}+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2} \right)}; \quad (1)$$

$$L_{N,2i-1} \left(y_1^N, \hat{u}_1^{2i-2} \right) = L_{N/2,i} \left(y_1^{N/2}, \hat{u}_{1,0}^{2i-2} \oplus \hat{u}_{1,e}^{2i-2} \right)^{1-2\hat{u}_{2i-1}} L_{N/2,i} \left(y_{\frac{N}{2}+1}^N, \hat{u}_{1,e}^{2i-2} \right). \quad (2)$$

Из (1) и (2) можно видеть, что вычисление значений отношений правдоподобия для N поляризованных подканалов может быть рекурсивно сокращено с двух наборов значений отношений правдоподобия длиной $N/2$ до длины вычисления, равной 1. Начальное значение отношения правдоподобия выглядит следующим образом:

$$L_{1,1}(y_1) = \frac{W(y_i|0)}{W(y_i|1)}.$$

Модернизация полярного кодирования.

Надежность поляризованных подканалов определяется их пропускной способностью, поэтому важно точно оценить эту пропускную способность после поляризации. Параметр Бхаттачария (обозначается $Z(W)$) – это числовая характеристика двоичного канала связи, которая количественно описывает, насколько сильно этот канал «зашумлен» или, иными словами, насколько трудно передать по нему информацию без ошибок. Для канала с входным алфавитом $\{0, 1\}$, выходным алфавитом Y и переходными вероятностями $W(y|0)$, $W(y|1)$ параметр Бхаттачария вычисляется как

$$Z(W) = \sum_{y \in Y} \sqrt{W(y|0)W(y|1)}. \quad (3)$$

Если выходное пространство непрерывно (например, канал с гауссовским шумом), сумма заменяется интегралом:

$$Z(W) = \int_y \sqrt{W(y|0)W(y|1)} dy. \quad (4)$$

Если $Z(W) = 0$ соответствует идеальному каналу (переходные вероятности не пересекаются, ошибок нет). $Z(W) = 1$ – полностью случайный канал, по которому невозможно передать ни бита информации.

Существуют традиционные методы вычисления параметра Бхаттачария:

– прямое вычисление по определению с использованием формул (3) и (4). Этот способ точен, но требует знания всех переходных вероятностей и обладает высокой сложностью для непрерывных сигналов;

– рекурсивное вычисление для поляризованных подканалов (метод Арикаана). Этот метод прост и точен для каналов, для которых исходный $Z(W)$ известен аналитически, однако обладает существенным недостатком: он применим только к каналам, которые обладают свойством симметрии и независимости при поляризации;

– метод плотностей. Для каналов с непрерывным выходом (например, с аддитивным белым гауссовским шумом AWGN) вместо скалярного Z используют эволюцию плотности распределения логарифма отношения правдоподобия (LLR – log likelihood ratio). Начальное распределение LLR известно (для AWGN – additive white Gaussian noise – гауссовское). Параметр Бхаттачария извлекается из полученного распределения как

$$Z = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{1 + e^{-x}} p(x) dx,$$

где $p(x)$ – плотность распределения LLR на выходе подканала. Метод плотностей точен, но требует численного интегрирования и значительных вычислительных ресурсов;

– гауссовская аппроксимация. Это упрощенный вариант метода плотностей, в котором распределение LLR на всех этапах поляризации аппроксимируется методом Гаусса. Вместо полной плотности достаточно отслеживать только среднее значение $E[LLR]$. Этот метод дает приближенные значения, но с высокой точностью для больших длин кода и широко используется на практике (например, в стандарте 5G).

– метод Монте-Карло. При отсутствии аналитической модели канала можно смоделировать передачу сигналов через реальный канал или его

модель, накопить статистику LLR и оценить Z по эмпирическому распределению. Этот способ универсален, но требует больших вычислительных затрат и обычно используется только для верификации или для каналов, не поддающихся аналитическому описанию [10].

Чтобы решить проблемы, связанные с зависимостью параметров канала и вычислительной сложностью вышеописанных алгоритмов, в научной работе [11] предложен метод поляризации веса (PW – polarizing weight) для создания упорядоченной последовательности подканалов по надежности. Надежность подканалов определяется на основе PW и сохранения результирующей упорядоченной индексной последовательности $s_0^{N_{\max}-1}$ для полярного кода с максимальной длиной кода $N_{\max}$. PW каждого подканала вычисляется как взвешенная сумма в двоичной области на основе соответствующего индекса подканала:

$$W_i = \sum_{k=0}^{n-1} B_k \alpha^k, \quad (5)$$

где $B_k = (b_{n-1}, \dots, b_1, b_0)$ синтетический канал, имеющий n -разрядное двоичное расширение, где старший бит расположен слева, где α – основание разложения (общепринято, что $\alpha = 2^{1/4}$ – константа для расчета поляризационного веса).

Однако формула PW (5) по своей сути обладают симметричной структурой, где последовательность упорядочивания в первой половине идентична последовательности во второй половине, т. е. $s_0^{N/2-1} = s_{N/2}^{N-1} - \frac{N}{2}$. Чтобы еще больше

расширить возможности платформы PW, в статье [12] ввели новый параметр, называемый точкой нарушения симметрии B_c . Этот параметр эффективно нарушает присущую симметрию в пределах периодического диапазона 2^{c+1} , (c – параметр, который определяет размер периодического диапазона, на котором происходит нарушение симметрии) тем самым улучшая дифференциацию между подканалами и повышая общую адаптивность методологии построения. Тогда порядок следования первой половины и второй части $S_{2^{c+1}j}^{2^{c+1}(j+1)-1}$ не будет одинаковым, где $j = [0, 1, 2, \dots, N/(2c+1) - 1]$. Основная формула выражается следующим образом:

$$W_i = \sum_{k=0}^{n-1} B_k (\alpha^k + b d^k - B_c e g^k - B_f h l^k),$$

где переменная b представляет собой весовой коэффициент, связанный с гибкой базой данных d , g и l представляют собой расширенные основания, а e и h обозначают соответствующие весовые коэффициенты оснований. Точки нарушения симметрии обозначены символами B_c и B_f .

Представленный метод обладает недостаточной способностью к дифференциации подканалов. Это связано с тем, что его базовый параметр α нулевого порядка при увеличении значения k усиливает экспоненциальный вклад старших битов в их двоичном представлении. В результате поляризационная значимость канала в основном задается этими старшими битами, тогда как влияние младших битов нивелируется. Это, в свою очередь, выравнивает вклад соседних старших битов и снижает четкость разделения подканалов. Для устранения данного недостатка в формулу (3) был введен дополнительный параметр – функция справедливости Φ с другой структурой мощности. На основе этого предлагается новый, надежный и эффективный алгоритм построения полярных кодов, в котором для гидроакустических каналов связи используется метод поляризации канала с базовым сбалансированным весом (BPW):

$$W_i = \sum_{k=0}^{n-1} i_k \alpha^k \Phi(j, d(k), \gamma);$$

$$\Phi(j, d(k), \gamma) = \frac{1}{1 + j d(k) + \gamma (d(k))^2}, \quad (6)$$

где i_k – бинарная переменная, соответствующая позиции k . Базовый вес позиции задается коэффициентом α^k . Для управления распределением ресурсов вводится параметр j (справедливость), изменяющийся от 0 до 1. При $j = 0$ достигается полное выравнивание (максимальная справедливость), а при $j = 1$ система работает в режиме максимальной эффективности. Промежуточные значения j позволяют найти компромиссное решение. Воздействие на веса осуществляется через функцию справедливости Φ , которая также зависит от функции учета позиции $d(k)$ (можно использовать линейную $d(k) = k$; квадратичную $d(k) = k^2$, квадратный корень $d(k) = \sqrt{k}$ и т. д.) и регуляризирующего параметра $\gamma \in [0.01, 0.1]$. Параметр γ необходим для предотвращения излиш-

ней гомогенизации весовых коэффициентов. Итоговая функциональная зависимость $\Phi(b, d(k), \gamma)$ детально описана выражением (6).

Моделирование разработанного алгоритма.

Демонстрация принципов поляризации канала и разработанного метода поляризации канала с базовым сбалансированным весом была выполнена в среде MathLab R2024a.

Для наглядности оценки пропускной способности каналов был выбран один из традиционных методов вычисления параметра Бхаттачария – гауссовская аппроксимация (GA) (рис. 2) и метод вычисления поляризационного веса, описанный формулой (3) (рис. 3).

В естественном порядке индексов (0, 1, ..., 1023) оба графика демонстрируют фрактальную структуру, характерную для рекурсивного построения полярных кодов. Однако характер изменений различен.

Из рис. 2 видно, что значения Z меняются скачкообразно: можно наблюдать чередование участков с низкими и высокими значениями, причем с ростом индекса общая тенденция к уменьшению Z (увеличению надежности) прослеживается, но не монотонно. На графике отчетливо видны «блоки» – группы каналов, где поляризация уже произошла, и группы, где она еще не завершена. Переходная область (каналы с промежуточными Z) локализована в нескольких узких местах, а не распределена равномерно. На рис. 3 поляризационный вес также ведет себя не монотонно в естественном порядке, но его структура строго детерминирована двоичным представлением. Значения W изменяются дискретными порциями: при переходе через степени двойки происходят скачки. В отличие от Z , здесь нет плавных переходов – вес каждого канала жестко привязан к его двоичной записи.

Если отсортировать каналы по возрастанию Z (от самых надежных к самым ненадежным) и по убыванию W (наибольший вес – самый надежный), то для подавляющего большинства каналов порядок совпадает. Однако можно выделить три ключевых различия:

- Метод GA привязан к конкретному значению SNR. При изменении SNR значения Z меняются, и граница между «хорошими» и «плохими» каналами смещается. Поляризационный вес не чувствителен к SNR – он дает фиксированное

ранжирование, которое оптимально только в асимптотике высокого SNR.

- GA позволяет более точно различать каналы в переходной зоне: два канала, имеющие почти одинаковый вес, могут обладать заметно разными Z . PW же присваивает одинаковый вес целым группам каналов (например, всем каналам с одинаковым двоичным представлением веса), что приводит к «вырожденности» ранжирования – внутри одной весовой группы порядок каналов не определен.

- На рис. 2 видно, что даже среди каналов с большими номерами значения Z не стремятся к нулю строго монотонно: есть отдельные «выбросы» – каналы, которые в силу рекурсивной структуры оказываются чуть менее надежными, чем их соседи. PW этого эффекта не отражает, так как он построен на аддитивной весовой модели, не учитывающей взаимное влияние каналов.

Сравнение рис. 2 и 3 подтверждает, что поляризационный вес – это асимптотически согласованная метрика с параметром Бхаттачария в области высоких SNR. Для практических систем с хорошим качеством канала ранжирование по PW может использоваться вместо трудоемкой GA без существенной потери эффективности.

Метод GA необходим при проектировании адаптивных систем, где SNR может варьироваться в широких пределах, а также при анализе пороговых эффектов поляризации. PW, напротив, идеален для фиксированных схем кодирования, где важно снизить вычислительную сложность и обеспечить детерминированное поведение.

Фрактальный вид обоих графиков демонстрирует внутреннюю рекурсивность полярных кодов. Однако GA выявляет более тонкую картину: наличие «аномалий» надежности, которые не описываются простой весовой функцией. Эти аномалии обусловлены взаимным влиянием каналов на разных этапах поляризации и должны учитываться при оптимизации кодов для конечных длин.

Использование PW в стандарте 5G оправдано, так как он обеспечивает близкое к оптимальному ранжированию для типовых рабочих точек SNR, но при этом не требует знания уровня шума. Для систем с низким SNR или для длин кода, меньших 1024, целесообразнее применять GA, так как расхождения между PW и GA в переходной зоне могут приводить к заметному проигрышу в энергетической эффективности.

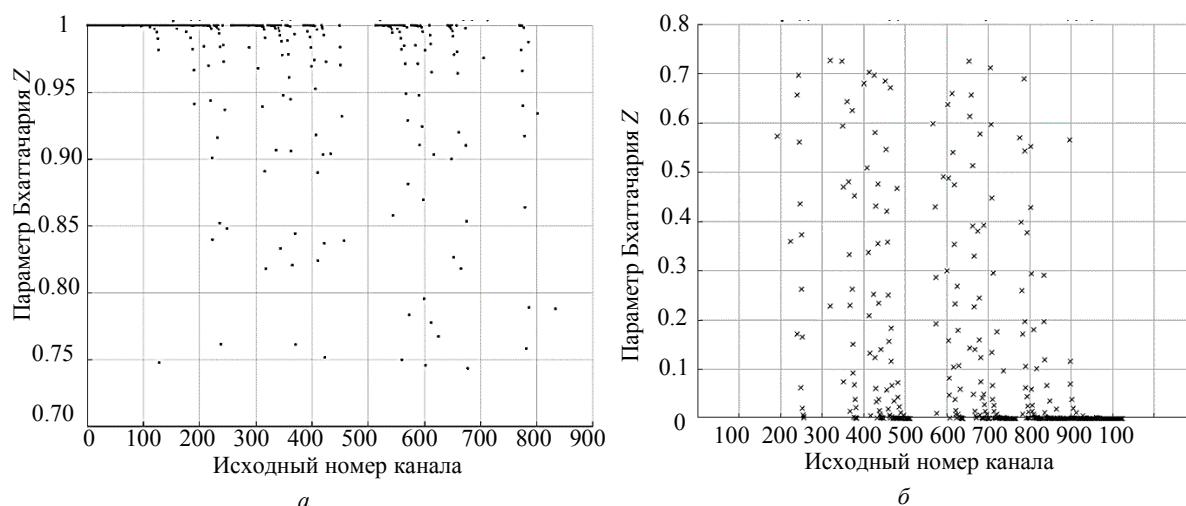


Рис. 2. Распределение параметра Бхаттачария Z , вычисленного методом гауссовской аппроксимации, от номера канала (для 1024 каналов): a – замороженные каналы; b – информационные каналы
 Fig. 2. Distribution of the Bhattacharyya parameter Z , calculated by the Gaussian approximation method, from the channel number (for 1024 channels): a – frozen channels; b – information channels

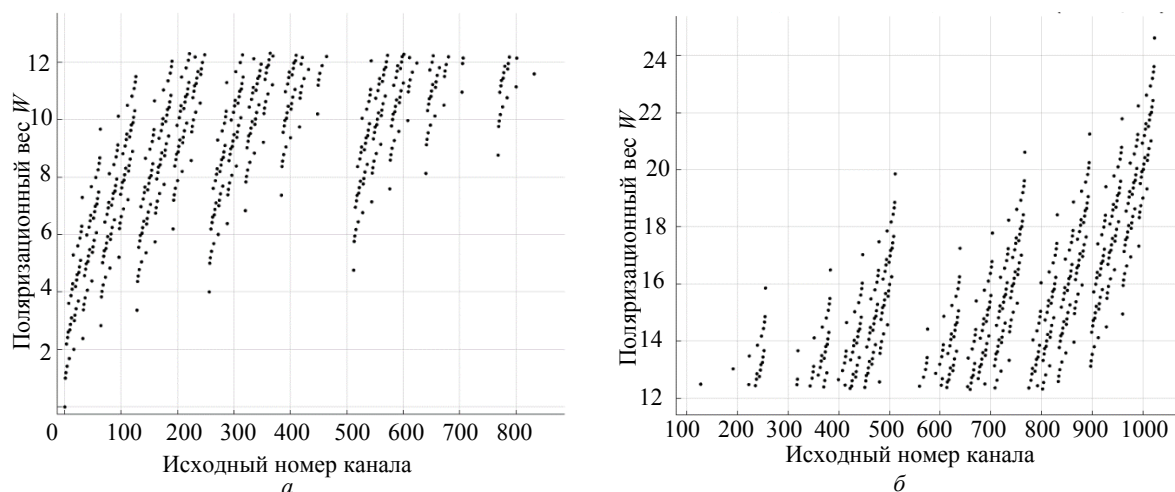


Рис. 3. Зависимость поляризационного веса от номера канала (для 1024 каналов):
 a – замороженные каналы; b – информационные каналы
 Fig. 3. Dependence of the polarization weight on the channel number (for 1024 channels):
 a – frozen channels; b – information channels

Расчет BER для различных методов кодирования
 Calculation of BER for various coding methods

Метод	Значение SNR, дБ										
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
GA	0.505	0.482	0.472	0.477	0.423	0.366	0.329	0.223	0.124	0.068	0.015
PW	0.289	0.273	0.228	0.195	0.157	0.117	0.050	0.031	0.018	0.005	0.002
BPW	0.259	0.236	0.211	0.159	0.102	0.084	0.037	0.026	0.005	0.004	0.001

Для оценки эффективности разработанного метода поляризационного кодирования с базовым справедливым весом (BPW) было проведено сравнение его производительности с GA, оригинальным алгоритмом поляризационного кодирования с расчетом полярного веса (PW). Моделирование проводилось для гидроакустического канала мелкого моря в котором фоновый шум описывается t -распределением Стьюдента и сте-

пенью свободы $d = 4.5$, используя коэффициент битовых ошибок (BER – bit error ratio) в качестве параметра сравнения. Расчет BER для различных методов кодирования представлен в таблице. Сравнение различных методов кодирования представлено на рис. 4.

Обсуждение результатов. Установлено, что эффект поляризации усиливается с ростом длины кода: при увеличении N с 128 до 1024 наблюдает-

ся более выраженная сегрегация каналов по их пропускной способности. При $N = 128$ присутствует значительное количество каналов с промежуточными значениями надежности. При $N = 1024$ каналы четко делятся на две группы: практически идеальные (с пропускной способностью, близкой к 1) и полностью зашумленные (с пропускной способностью, близкой к 0).

С увеличением длины блока количество каналов с неопределенными характеристиками (промежуточными Z-параметрами) существенно сокращается. Более четкая поляризация при $N = 1024$ упрощает процедуру выбора информационных подмножеств и принятие решения о «заморозке» битов, что повышает эффективность построения полярных кодов.

При сравнении производительности различных методов поляризационного кодирования показано преимущество предложенного метода BPW. Метод поляризационного кодирования с базовым справедливым весом (Proposed BPW) демонстрирует наилучшие характеристики помехоустойчивости среди всех рассмотренных методов. При $\text{SNR} = 10$ дБ метод BPW обеспечивает BER порядка 10^{-3} , что значительно лучше альтернативных методов.

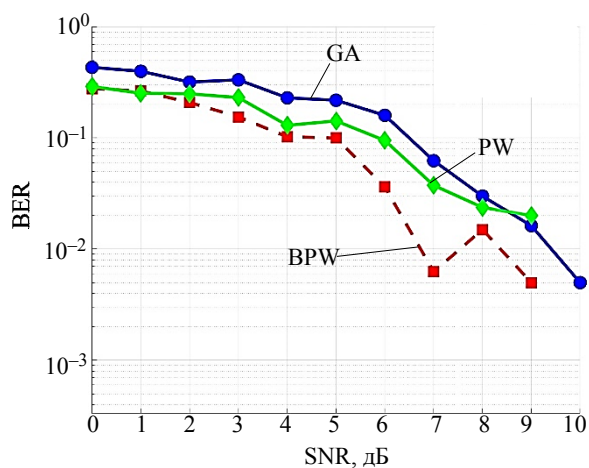


Рис. 4. Производительность различных методов поляризационного кодирования

Fig. 4. Performance of various polarization encoding methods

Гауссовская аппроксимация GA на рис. 4 показывает наихудшие результаты – кривая BER расположена выше остальных. BPW (предложенный метод) обеспечивает выигрыш в производительности: при $\text{SNR} > 6$ дБ разрыв с методом GA становится особенно заметным.

Начиная с $\text{SNR} \approx 6 \dots 7$ дБ наблюдается существенная дивергенция кривых, что указывает на различную эффективность методов в условиях хорошего качества канала

Применение предложенного метода BPW позволяет достичь требуемого уровня BER при меньших значениях SNR, что особенно важно для энергоэффективности гидроакустических систем связи мелкого моря. Разница в производительности между методами возрастает с улучшением условий связи, что делает выбор алгоритма кодирования критически важным для систем, работающих в условиях мелкого моря.

Заключение. Проведенное имитационное моделирование позволило верифицировать поведение разработанного метода вычисления поляризационного веса (базового справедливого веса BPW) в зависимости от уровня SNR. Доказано, что метод асимптотически стремится к классической гауссовской аппроксимации в области предельно низких отношений сигнал/шум ($0 \dots 4$ дБ), что гарантирует его физическую достоверность на границах применимости. Установлено, что в «переходной зоне» ($5 \dots 8$ дБ) новый подход лишен недостатков стандартного алгоритма, который склонен к завышению вероятности ошибки. Базовый справедливый вес обеспечивает более точное и плавное моделирование перехода системы к устойчивому состоянию. Высокая эффективность метода подтверждается в диапазоне $8 \dots 10$ дБ, где он, подражая эталонной кривой, демонстрирует более крутой спад, что свидетельствует о полном использовании поляризационного потенциала канала. Разработанный алгоритм успешно сочетает достоинства упрощенных гауссовых моделей и точных поляризационных конструкций, устраняя присущий последним пессимизм в оценке помехоустойчивости.

Список литературы

1. Бондарева Ж. Ю., Кравчук Д. А. Применение широкополосных сигналов в гидроакустических системах связи в мультиагентной системе мониторинга морского шельфа // Изв. ЮФУ. Технические науки. 2013. № 9(146). С. 256–258.

2. Тарасов С. П., Волощенко А. П., Плешков А. Ю. Способ акустической связи между подводными и надводными робототехническими средствами // Изв. ТулГУ. Технические науки. 2015. № 11-2. С. 169–178.

3. Кириленко Р. С. Методы повышения помехоустойчивости гидроакустической системы передачи

данных с OFDM модуляцией в канале с АБГШ // Сб. тр. XIV Всерос. школы-семинара молодых ученых, аспирантов, студентов и школьников / ЮжФУ. Геленджик, 2023. С. 232–238.

4. Ahmed M. S., Shah N. S. M., Al-Aboosi Y. Y. Filtered-OFDM with channel coding based on T-distribution noise for underwater acoustic communication // J. of Ambient Intelligence and Humanized Comp. 2022. Vol. 13. P. 3379–3392. doi: 10.1007/s12652-020-01713-9.

5. Кириленко Р. С. OFDM модулирование несущей частоты параметрической гидроакустической излучающей антенны // Сб. ст. по материалам LVIII междунар. науч.-практ. конф. Новосибирск: СибАК, 2022. С. 94–99.

6. Arikan E. Channel Polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels // IEEE Trans. on Inform. Theory, 2009. Vol. 55, no. 7. P. 3051–3073. doi: 10.1109/TIT.2009.2021379.

7. Askari M. T., Lampe L., Mitra J. Probabilistic amplitude shaping and nonlinearity tolerance: Analysis and sequence selection method // J. of Lightwave Technol.,

2023. Vol. 41, no. 17. P. 5503–5517. doi: 10.1109/JLT.2023.3264032.

8. Трифонов П. В. Построение и декодирование полярных кодов с большими ядрами: обзор // Проблемы передачи информации. 2023. Т. 59. № 1. С. 25–45. doi: 10.31857/S0555292323010035.

9. Han T., Fu M., Zhang M. Puncturing scheme for polar codes based on channel reliability estimation // Telecom. Syst. 2023. Vol. 82. P. 499–508. doi: 10.1007/s11235-023-00996-5/.

10. Moradi M., Mozammel A. A Monte-Carlo based construction of polarization-adjusted convolutional (PAC) codes // Phys. Communication. 2025. Vol. 68. Art. no. 102578. doi: 10.1016/j.phycom.2024.102578.

11. Tal I., Vardy A. List decoding of polar codes // IEEE Trans. on Inform. Theory, 2015. Vol. 61, no. 5. P. 2213–2226. doi: 10.1109/TIT.2015.2410251.

12. Polarization weight family methods for polar code construction / Y. Zhou, R. Li, H. Zhang, H. Luo, J. Wang. 2018. doi: 10.48550/arXiv.1805.02813. URL: <https://arxiv.org/pdf/1805.02813> (дата обращения: 20.01.2026).

Информация об авторах

Кириленко Роман Сергеевич – аспирант кафедры электрогидроакустической и медицинской техники (ЭГАИМТ) ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет» Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения, ул. Шевченко, 2, корп. Е, г. Таганрог, 347922, Россия.
E-mail: rkirilenko@sfedu.ru

Кравчук Денис Александрович – д-р техн. наук, профессор кафедры электрогидроакустической и медицинской техники (ЭГАИМТ) ФГАОУ ВО «Южный федеральный университет» Институт нанотехнологий, электроники и приборостроения, ул. Шевченко, 2, корп. Е, г. Таганрог, 347922, Россия.
E-mail: kravchukda@sfedu.ru
<http://orcid.org/0000-0002-4220-3928>

References

1. Bondareva Zh. Ju., Kravchuk D. A. Primenenie shirokopolosnyh signalov v gidroakusticheskikh sistemah svyazi v mul'tiagentnoj sisteme monitoringa morskogo shel'fa // Izv. JuFU. Tehnicheskie nauki. 2013. № 9(146). S. 256–258. (In Russ.)

2. Tarasov S. P., Voloshchenko A. P., Pleshkov A. Ju. Sposob akusticheskoy svyazi mezhdu podvodnymi i nadvodnymi robototekhnicheskimi sredstvami // Izv. TulGU. Tehnicheskie nauki. 2015. № 11-2. S. 169–178. (In Russ.)

3. Kirilenko R. S. Metody povysheniya pomehoustojchivosti gidroakusticheskoy sistemy peredachi dannyh s OFDM modul'aciej v kanale s ABGSh // Sb. tr. XIV Vseros. shkoly-seminara molodyh uchenykh, aspirantov, studentov i shkol'nikov / JuzhFU. Gelendzhik, 2023. S. 232–238. (In Russ.)

4. Ahmed M. S., Shah N. S. M., Al-Aboosi Y. Y. Filtered-OFDM with channel coding based on T-distribution noise for underwater acoustic communication // J. of Ambient Intelligence and Humanized Comp. 2022. Vol. 13. P. 3379–3392. doi: 10.1007/s12652-020-01713-9.

5. Kirilenko R. S. OFDM modulirovanie nesushhej chastoty parametriceskoj gidroakusticheskoy izluchajushhej anteny // Sb. st. po materialam LVIII mezhhdunar. nauch.-prakt. konf. Novosibirsk: SibAK, 2022. S. 94–99. (In Russ.)

6. Arikan E. Channel Polarization: A method for constructing capacity-achieving codes for symmetric binary-input memoryless channels // IEEE Trans. on Inform. Theory, 2009. Vol. 55, no. 7. P. 3051–3073. doi: 10.1109/TIT.2009.2021379.

7. Askari M. T., Lampe L., Mitra J. Probabilistic amplitude shaping and nonlinearity tolerance: Analysis and sequence selection method // J. of Lightwave Technol., 2023. Vol. 41, no. 17. P. 5503–5517. doi: 10.1109/JLT.2023.3264032.

8. Trifonov P. V. Postroenie i dekodirovanie poljarnykh kodov s bol'shimi jadrami: obzor // Problemy peredachi informacii. 2023. T. 59. № 1. С. 25–45. doi: 10.31857/S0555292323010035. (In Russ.)

9. Han T., Fu M., Zhang M. Puncturing scheme for polar codes based on channel reliability estimation // *Telecom. Syst.* 2023. Vol. 82. P. 499–508. doi: 10.1007/s11235-023-00996-5/.

10. Moradi M., Mozammel A. A Monte-Carlo based construction of polarization-adjusted convolutional (PAC) codes // *Phys. Communication.* 2025. Vol. 68. Art. no. 102578. doi: 10.1016/j.phycom.2024.102578.

11. Tal I., Vardy A. List decoding of polar codes // *IEEE Transactions on Information Theory*, 2015. Vol. 61, no. 5. P. 2213–2226. doi: 10.1109/TIT.2015.2410251.

12. Polarization weight family methods for polar code construction / Y. Zhou, R. Li, H. Zhang, H. Luo, J. Wang. 2018. doi: 10.48550/arXiv.1805.02813. URL: <https://arxiv.org/pdf/1805.02813> (data obraschenija: 20.01.2026).

Information about the authors

Roman S. Kirilenko – postgraduate student of the Department of Electrohydroacoustic and Medical Technology (EGAiMT) of the Southern Federal State Educational Institution of Higher Education, Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation, Shevchenko St., 2, bldg. E, Taganrog, 347922, Russia.
E-mail: rkirilenko@sfedu.ru

Denis A. Kravchuk – Dr Sci. (Eng.), Professor of the Department of Electrohydroacoustic and Medical Technology (EGAiMT) of the Southern Federal State Educational Institution of Higher Education, Institute of Nanotechnology, Electronics and Instrumentation, Shevchenko St., 2, bldg. E, Taganrog, 347922, Russia.
E-mail: kravchukda@sfedu.ru
<http://orcid.org/0000-0002-4220-3928>

Статья поступила в редакцию 25.03.2026; принята к публикации после рецензирования 19.05.2026; опубликована онлайн 28.09.2026.

Submitted 25.03.2026; accepted 19.05.2026; published online 28.09.2026.