

НОВЫЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ СИСТЕМЫ И ЭЛЕМЕНТЫ

УДК 654.02

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОГО ГЛУБОКОВОДНОГО КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

© 2021 г. А. А. Абдуханов^а, А. И. Стариковский^а, О. В. Тихонова^{а, *}

^аМИРЭА – Российский технологический университет,
просп. Вернадского, 78, Москва, 119454, Российская Федерация

*E-mail: o_tikhonova@inbox.ru

Поступила в редакцию 16.09.2020 г.

После доработки 26.04.2021 г.

Принята к публикации 30.04.2021 г.

Предложен способ построения радиотелеметрической системы дистанционного считывания информации с гидроакустическим каналом, предназначенный для оперативного получения данных с затонувших аварийных носителей без их подъема. Для оценки технической реализуемости такой системы проведены теоретические расчеты эффективности отдельных подсистем и проведено математическое моделирование. На основе результатов моделирования установлена возможность построения и основные параметры системы (пропускная способность, необходимое число элементов, вид модуляции и помехоустойчивого кодирования).

DOI: 10.31857/S0033849421090011

ВВЕДЕНИЕ

Своевременное снятие информации с затонувших аварийных накопителей – задача первоочередной важности для обеспечения бесперебойной работы авиационных систем. Для этих целей предлагается использовать радиотелеметрическую систему дистанционного считывания информации с затонувших аварийных накопителей с гидроакустическим каналом телеметрии. Идеология построения такой системы является новой, и поэтому для анализа возможности построения и определения основных технических параметров используется моделирование отдельных элементов. Аналогичные подходы создания подводных каналов связи для нефтяных месторождений, для сейсмического мониторинга и других подводных систем рассматривались в зарубежных работах [1, 2].

Электромагнитные сигналы не распространяются на большие расстояния под водой, за исключением крайне низких частот, передача которых чрезвычайно дорога из-за необходимости постройки чрезмерно больших и мощных передающих станций [3]. В то же время акустические сигналы из-за своего относительно небольшого затухания хорошо передаются в глубинах океана. Однако глубоководная среда является весьма сложным каналом для передачи информационных сигналов, в первую очередь из-за невысокой скорости распространения гидроакустических волн. Это обуславливает

ряд ограничений при проектировании подводных систем передачи информации: подводный канал имеет невысокую скорость передачи и неширокую полосу пропускания; подводный акустический канал ведет себя как многопутный (многолучевой) канал благодаря сигнальным отражениям от поверхности и дна моря; из-за случайного движения волны сигнальные продукты многопутного распространения приводят к случайным во времени задержкам распространения и в итоге к замираниям сигнала [4, 5]. Кроме того, имеется частотно-зависимое затухание, которое приблизительно пропорционально квадрату частоты сигнала

В целях эффективного использования глубоководного канала, определения потенциальных возможностей радиотелеметрической системы считывания аварийной информации с подводным гидроакустическим каналом и определения ее наиболее проблемных элементов построим и исследуем математическую модель такого канала, учитывающую все известные негативные факторы, снижающие достоверность передачи – замирания, многопутное распространение, переотражения. Характерными ограничениями такой системы являются жесткий дефицит электропитания (т.е. доступного времени на передачу данных), весьма малые значения несущей частоты, полосы пропускания и отсюда низкая информационная емкость канала передачи цифровой информации.

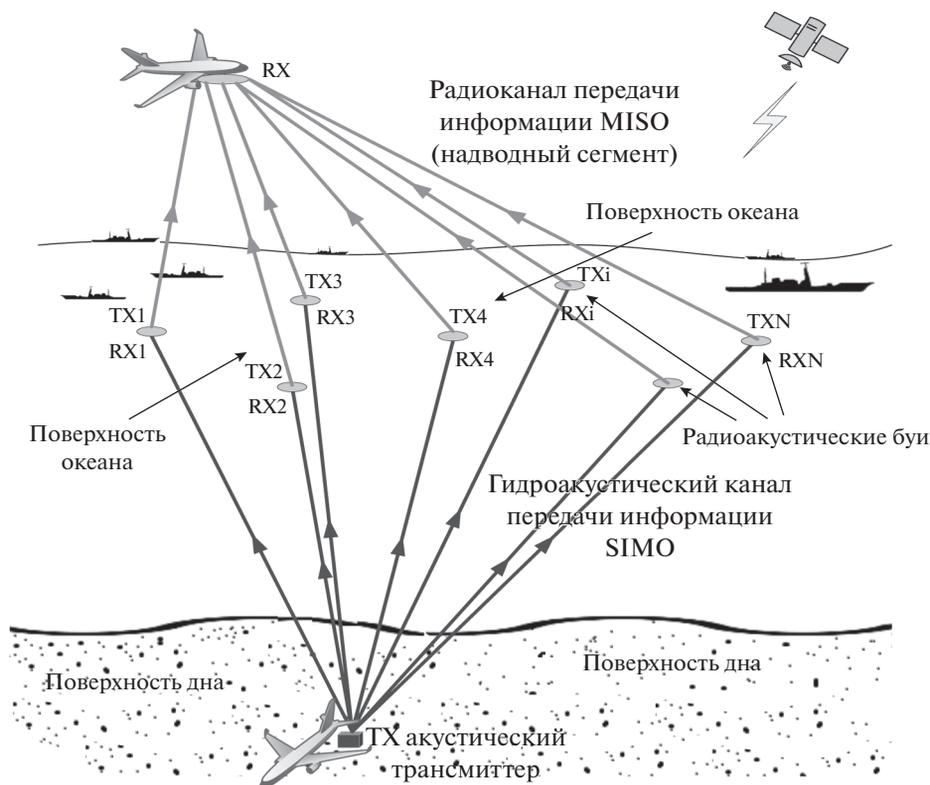


Рис. 1. Радиотелетрическая система считывания аварийной информации: TX – гидроакустический передатчик, RX – N разнесенных приемных антенн.

1. МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК SIMO КАНАЛА СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ

Радиотелетрическая система дистанционного считывания информации с затонувших аварийных накопителей с гидроакустическим каналом телеметрии состоит из подводного сегмента (акустический передатчик и система надводных буев, принимающая информацию) и надводного сегмента, передающего информацию на авиационный или спутниковый приемник (рис. 1). Подводный сегмент рассматриваемой системы предназначен для передачи по гидроакустическому каналу информации небольшого объема, однако подводная среда накладывает ограничения на качество принятой информации. Использование метода пространственного распределения антенн в системах передачи информации является весьма эффективным средством для снижения влияния эффекта многолучевого замирания [6]. В данном случае рассмотрим канал SIMO (Single Input Multiply Output), в котором передатчиком является аварийный буй, находящийся на дне океана, роль нескольких приемников играют надводные буи с гидроакустическими антеннами.

Оценим достоверность принимаемой информации в зависимости от количества разнесенных в пространстве приемных антенн средствами MatLab и Simulink. Рассмотрим телеметрический канал с характерными частотно-селективными замираниями, используя пространственное разнесение приемных антенн (рис. 2). Протестируем такую систему для модуляции BPSK (Binary Phase-shift Keying).

Данный телеметрический канал описывается канальной матрицей \mathbf{h}

$$\mathbf{h} = [h_1, h_2, h_3, \dots, h_{N_R}]^T, \quad (1)$$

где есть N_R независимых лучей с рэлеевскими замираниями. Пусть x – переданный сигнал с единичной дисперсией, тогда в общем виде принятый сигнал имеет вид

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_x}{N_0}} \mathbf{h}x + \mathbf{n}, \quad (2)$$

где E_x/N_0 – отношение сигнал/шум (ОСШ), \mathbf{n} – комплексный гауссовский шумовой процесс.

Используем метод суммирования максимальных отношений MRC (Maximum Ratio Combining).

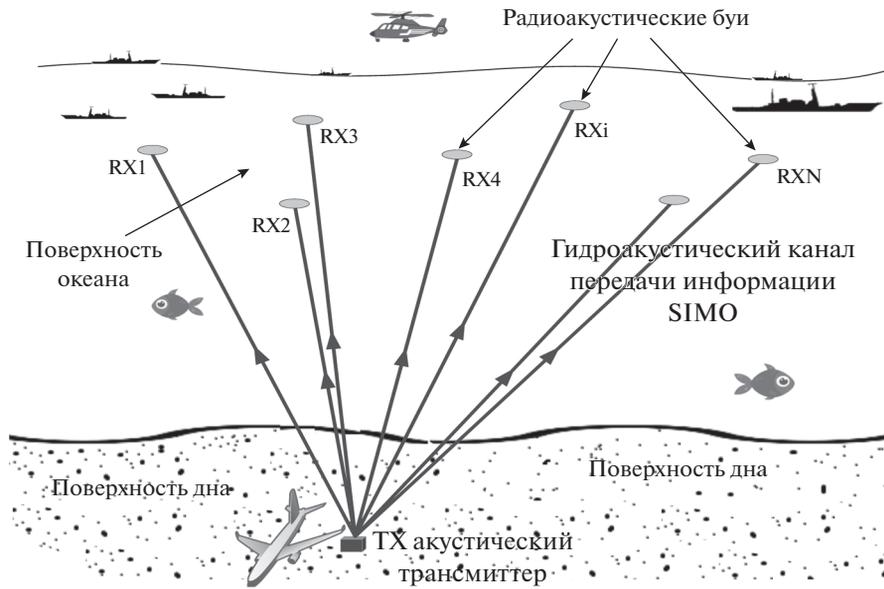


Рис. 2. SIMO-канал связи, подводный сегмент телеметрической системы.

В таком методе каждый i -й из N_R компонентов (лучей) суммируется следующим образом:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_{\text{MRC}} &= [c_1^{(\text{MRC})}, c_2^{(\text{MRC})}, c_3^{(\text{MRC})}, \dots, c_{N_R}^{(\text{MRC})}] \mathbf{y} = \\
 &= \sum_{i=1}^{N_R} c_i^{(\text{MRC})} y_i,
 \end{aligned}
 \tag{3}$$

где $[c_1^{(\text{MRC})}, \dots, c_{N_R}^{(\text{MRC})}] = \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T$ – вектор весовых коэффициентов, y – принятый сигнал.

Так как

$$y_i = \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} h_i x + n_i,$$

то результат будет суммой сигнальной и шумовой составляющих:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{y}_{\text{MRC}} &= \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \mathbf{h} x + \mathbf{n} \right) = \\
 &= \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} x + \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \mathbf{n}.
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

Средние мощности мгновенных компонент сигнала P_s и помехи P_n вычисляются соответственно по формулам

$$\begin{aligned}
 P_s &= E \left\{ \left| \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} x \right|^2 \right\} = \\
 &= \frac{E_s}{N_0} E \left\{ \left| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} x \right|^2 \right\} = \frac{E_s}{N_0} \left| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} \right|^2,
 \end{aligned}
 \tag{5}$$

$$P_n = E \left\{ \left| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \mathbf{n} \right|^2 \right\} = \left\| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \right\|_2^2. \tag{6}$$

Таким образом, для метода суммирования максимальных отношений получена формула для среднего ОСШ:

$$\rho_{\text{MRC}} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{E_s}{N_0} \frac{\left| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} \right|^2}{\left\| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \right\|_2^2}. \tag{7}$$

Используя неравенство Коши–Буняковского, получим

$$\left| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} \right|^2 \leq \left\| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \right\|_2^2 \left\| \mathbf{h} \right\|_2^2. \tag{8}$$

Уравнение (7) вычисляет верхнюю границу

$$\begin{aligned}
 \rho_{\text{MRC}} &= \frac{P_s}{P_n} = \frac{E_s}{N_0} \frac{\left| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \mathbf{h} \right|^2}{\left\| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \right\|_2^2} \leq \\
 &\leq \frac{E_s}{N_0} \frac{\left\| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \right\|_2^2 \left\| \mathbf{h} \right\|_2^2}{\left\| \mathbf{c}_{\text{MRC}}^T \right\|_2^2} \frac{E_s}{N_0} \frac{\left\| \mathbf{h} \right\|_2^2}{N_0}.
 \end{aligned}
 \tag{9}$$

Из (9) видно, что ОСШ будет максимально при

$\mathbf{c}_{\text{MRC}} = \mathbf{h}^*$, так что $\rho_{\text{MRC}} = \frac{E_s}{N_0} \frac{\left\| \mathbf{h} \right\|_2^2}{N_0}$ – весовой коэффициент каждой ветви (компонента) многопутного канала уравнения (4) – должен строго соответствовать своему лучу.

Используя рассмотренный алгоритм, в Simulink была реализована пользовательская подпрограмма “MODEL_BPSK” для схемы модуляции BPSK (рис. 3). Про моделируем методом Монте-Карло систему передачи информации в канале с рэлеевскими замираниями и рассмотрим влия-

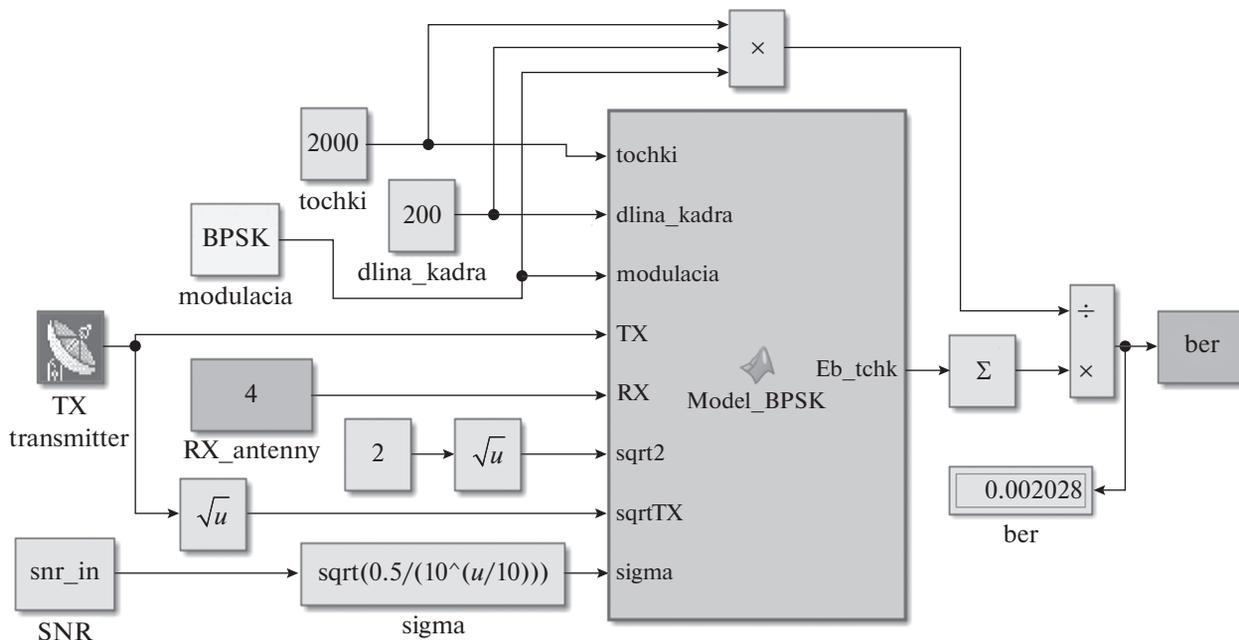


Рис. 3. Модель системы передачи с BPSK-модуляцией (скриншот).

ние пространственного распределения антенн на достоверность принимаемой информации.

На рис. 4 представлены результаты моделирования, отражающие зависимость вероятности ошибки (BER) принимаемой информации для различного числа пространственно-разнесенных приемных антенн в условиях рэлеевских замираний сигнала в каждом из лучей многопутного канала передачи. Как видим, при увеличении числа приемных антенн достоверность информации повышается.

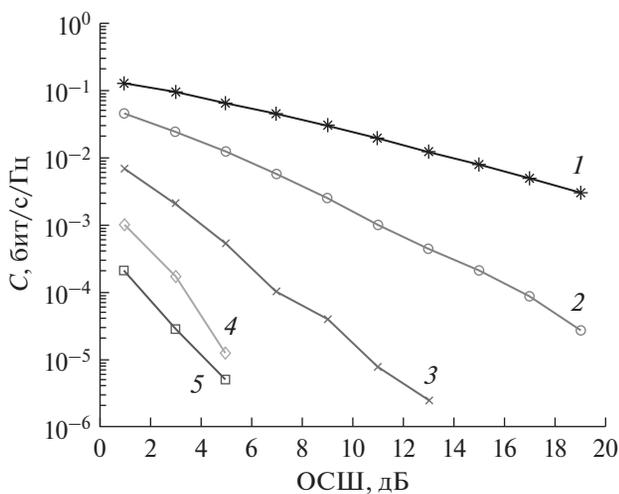


Рис. 4. Результаты моделирования канала с BPSK-модуляцией для RX1 (1), RX2 (2), RX4 (3), RX6 (4), RX8 (5).

Используя метод Монте-Карло, построим модель, определяющую вероятность битовой ошибки двоичного антиподного сигнала с выхода RAKE демодулятора для двух, трех, четырех и пяти лучей с рэлеевскими замираниями. Принятый сигнал на интервале $0 \leq t \leq T$ выражается уравнением

$$r(t) = \pm c_1 s(t) \pm c_2 s\left(t - \frac{1}{W}\right) + n(t), \quad (10)$$

где c_1 и c_2 – некоррелированные комплексные гауссовские переменные с нулевым средним и единичной дисперсией, $n(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ), $s(t)$ – передаваемый сигнал.

Принятый сигнал подается на коррелятор с $s(t)$, $s(t - 1/W)$ с его выхода получаем

$$\begin{aligned} r_1 &= c_1 \sqrt{E_b} \cos m\pi + n_1, \quad m = 0,1, \\ r_2 &= c_2 \sqrt{E_b} \cos m\pi + n_2, \quad m = 0,1, \end{aligned} \quad (11)$$

где E_b – энергия одного принятого бита, а n_1 и n_2 – также некоррелированные гауссовские переменные с нулевым средним и дисперсией $\sigma_n^2 = 1$. Предположим, приемник идеально оценивает c_1 и c_2 и принимает решение на входе в детектор

$$\begin{aligned} R &= \text{Re} [c_1^* r_1 + c_2^* r_2] = \\ &= \pm \sqrt{E_b} [|c_1|^2 + |c_2|^2] \cos m\pi + \text{Re} [c_1^* r_1 + c_2^* r_2] = \\ &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \sqrt{E_b} \cos m\pi + n, \quad m = 0,1, \end{aligned} \quad (12)$$

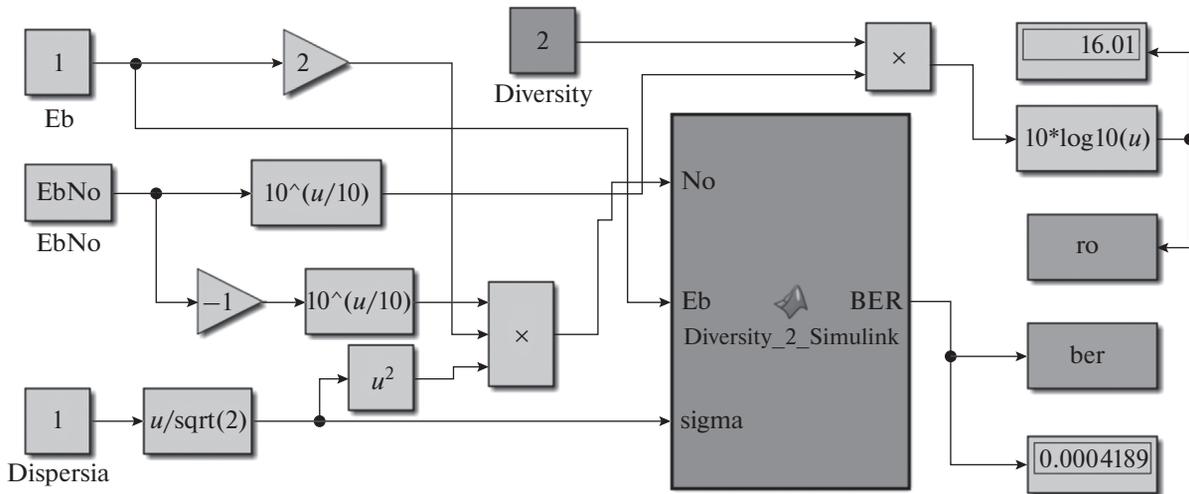


Рис. 5. Модель двухпутного канала (скриншот).

где R – значение с выхода блока решения (решающей статистики), с помощью которого детектор выносит решение в пользу того или иного символа передаваемого сообщения.

На основе указанного алгоритма построим в Simulink структурную схему (рис. 5) математической модели RAKE-демодулятора.

Аналогично проведено моделирование для другого числа путей. Проанализируем влияние количества компонентов многолучевого канала на помехоустойчивость принимаемой информации. Результаты – зависимость BER от ОСШ – представлены на рис. 6.

2. ИНФОРМАЦИОННАЯ ЕМКОСТЬ SIMO-КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ

В системах MIMO (Multiply Input Multiply Output) с N_T передающими и N_R принимающими антеннами пропускная способность C почти линейно растет с увеличением $\min(N_T, N_R)$ в каналах с замираниями, особенно с большими ОСШ. Например, согласно [6, 7] имеем

$$C \approx \min(N_T, N_R) \log_2(\text{ОСШ}) \left[\frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}} \right]. \quad (13)$$

Такая зависимость информационной емкости канала подвержена влиянию корреляции между подканалами в среде с замираниями.

В исследуемой радиотелеметрической системе наибольшей проблемой с точки зрения ширины полосы пропускания, несущей частоты и информационной емкости очевидно является ее гидроакустическая – подводная часть. Построим математическую модель подводного сегмента радиотелеметрической системы, состоящей из одного гидроакустического передатчика TX и N

разнесенных приемных антенн RX, развернутых на поверхности океана – SIMO-канал (Single Input Multiple Output).

SIMO-канал передачи с $N_T = 1$ и $N_R \geq 2$ описывается канальной матрицей (вектором) $\mathbf{h} = [h_{11}, h_{21}, \dots, h_{N_R1}]^T$. Ранг такой матрицы равен единице, собственное значение –

$$\lambda_1 = \sum_{i=1}^{N_R} |h_{i1}|^2. \quad (14)$$

Отсюда определим информационную емкость SIMO-канала:

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_0} \sum_{i=1}^{N_R} |h_{i1}|^2 \right) \left[\frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}} \right], \quad (15)$$

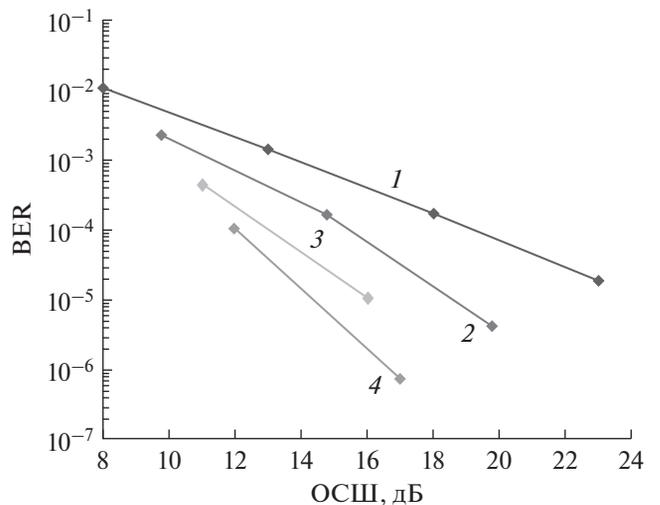


Рис. 6. BER при двух- (1), трех- (2), четырех- (3) и пятипутевых (4) каналах распространения.

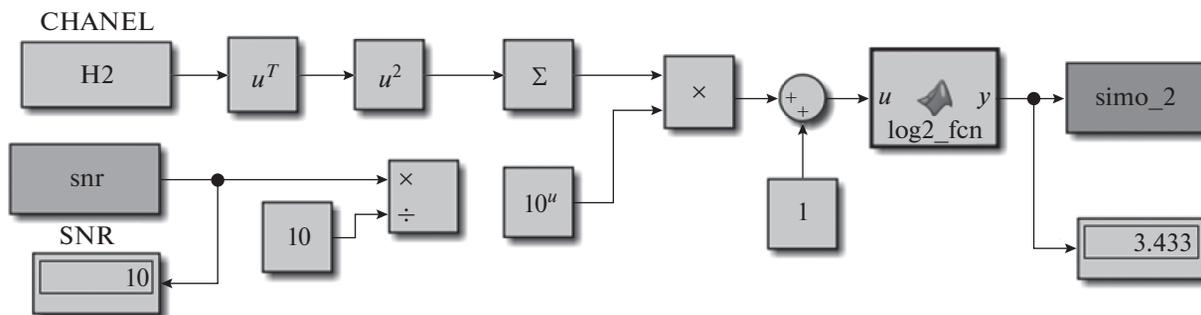


Рис. 7. Модель SIMO-канала (скриншот).

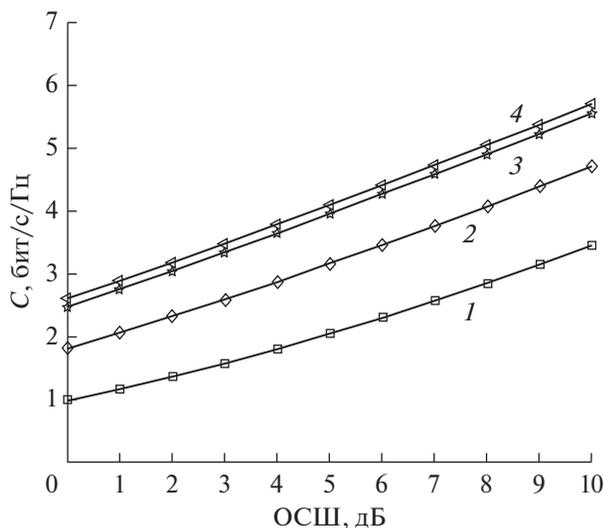


Рис. 8. Емкость SIMO-канала для RX2 (1), RX4 (2), RX6 (3), RX8 (4).

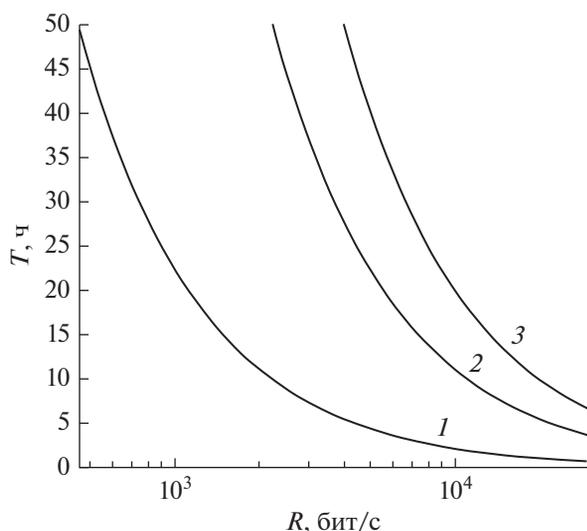


Рис. 9. Время считывания данных с аварийного накопителя в зависимости от объема информации (10 (1), 20 (2) и 90 Мб (3)) и скорости передачи (бит/с).

где N_R – число его элементов $\{h_{1i}\}$, которые считаются известными на приемной стороне.

Моделирование системы SIMO разнесенных приемных антенн (рис. 7) показывает, что с увеличением числа антенн также растет информационная емкость C (рис. 8). Однако после некоторого числа антенн она будет меняться незначительно.

Из рис. 8 видно, что емкость канала при использовании нескольких приемных антенн повышается. Например, при подключении восьми антенн в условиях низких ОСШ, т.е. сильных шумов, можно получить около 3 бит/с/Гц. Отсюда вычислим примерную продолжительность считывания информации при полностью развернутом комплексе, считая, что требуемый объем информации составляет 50 Мб.

Исходя из полученных графиков и с учетом ширины полосы $\Delta f = 3$ кГц, рассчитаем среднюю скорость R [бит/с] передачи информации:

$$R = \Delta f [\text{Гц}] C \left[\frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}} \right] = 3 \times 10^3 [\text{Гц}] \times 3 \left[\frac{\text{бит/с}}{\text{Гц}} \right] = 9000 [\text{бит/с}]. \tag{16}$$

Из рис. 9 видно, что продолжительность считывания 50 Мб информации при скорости $R = 9000$ бит/с по глубоководному каналу будет длиться примерно 20 ч, что удовлетворяет требованиям по электропитанию аварийного накопителя.

4. ИНФОРМАЦИОННАЯ ЕМКОСТЬ MISO-КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ

Определим информационную емкость радиочастотного (надводного) сегмента телеметрической системы Multiple Input Single Output (MISO-канал), состоящей из N разнесенных передающих антенн ТХ на поверхности океана и одной приёмной антенны RX, размещенной на борту воздушного судна (рис. 10).

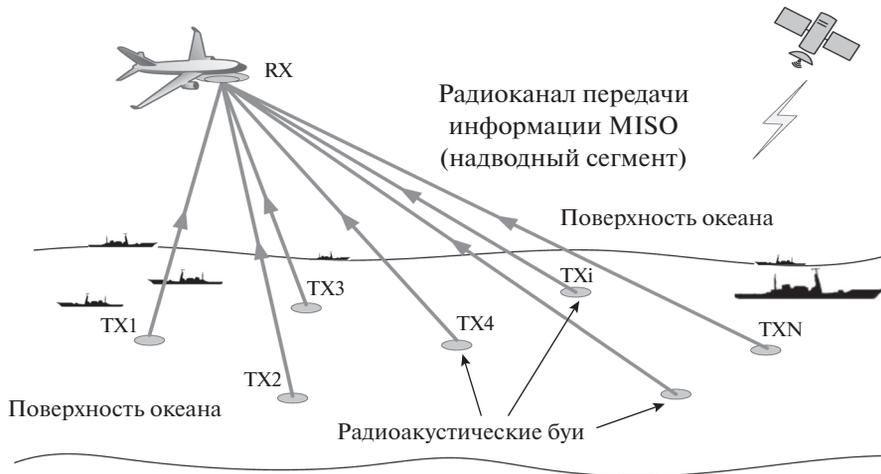


Рис. 10. Радиоканал MISO-связи, надводный сегмент телеметрической системы.

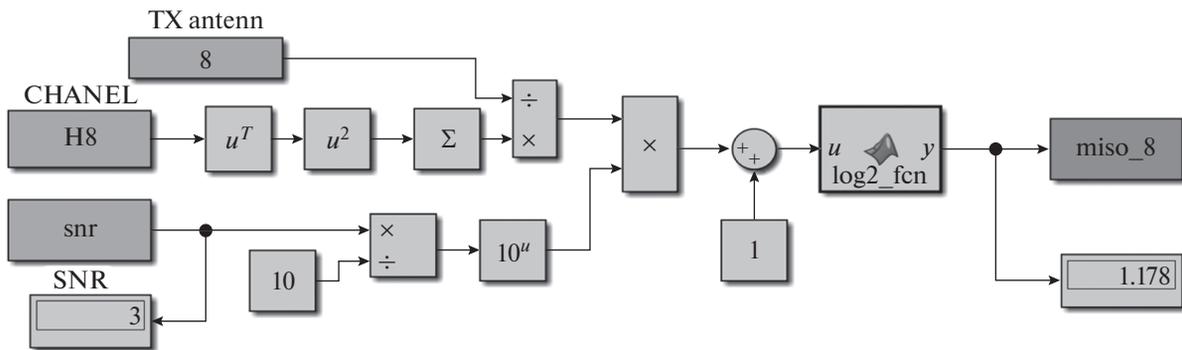


Рис. 11. Модель MISO-системы, состоящей из восьми передающих антенн (скриншот).

MISO-канал передачи с $N_R = 1$ и $N_T \geq 2$ описывается вектором

$$\mathbf{h} = [h_{11}, h_{12}, \dots, h_{1N_T}]^T,$$

ранг такой матрицы равен единице, собственное значение –

$$\lambda_1 = \sum_{j=1}^{N_T} |h_{1j}|^2. \quad (17)$$

Отсюда определим информационную емкость MISO-канала (рис. 11):

$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_T N_0} \sum_{j=1}^{N_T} |h_{1j}|^2 \right) \text{ [бит/Гц]}, \quad (18)$$

где N_R – число его элементов $\{h_{1j}\}$, которые считаются известными на приемной стороне.

Результаты моделирования (рис. 12) показывают, что с увеличением числа антенн растет информационная емкость C . Однако аналогично SIMO-каналу, после некоторого числа антенн следует ожидать незначительного увеличения емкости

канала. Детально анализируя результаты, можно видеть, что при равной канальной матрице $\|\mathbf{h}\|^2$ емкость SIMO-системы больше чем MISO в случае,

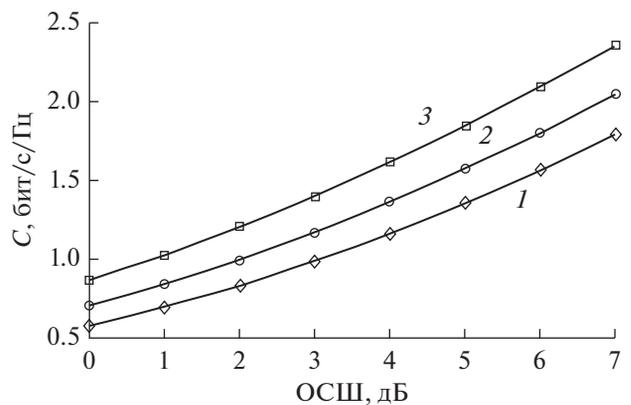


Рис. 12. BPSK-манипуляция без кодирования в канале с рэлеевскими замираниями для TX2 (3), TX4 (2), TX8 (1).

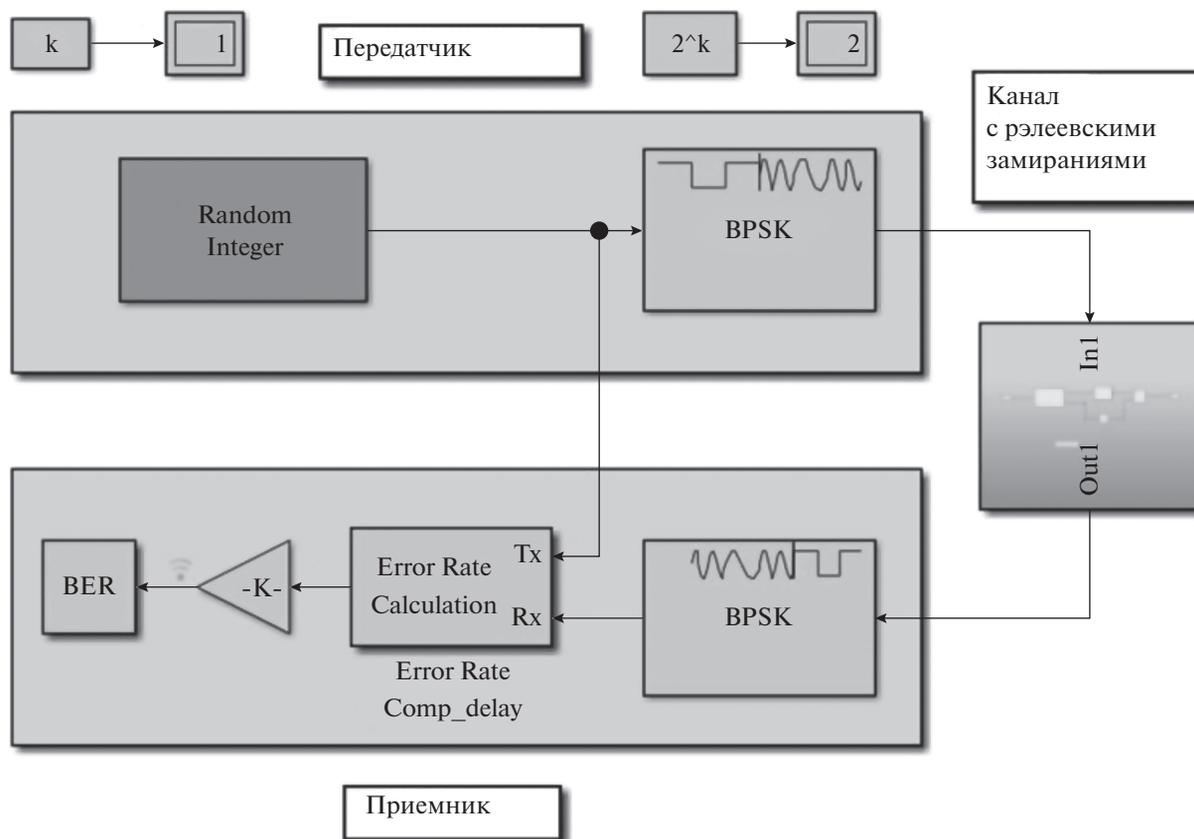


Рис. 13. Модель BPSK-модуляции (скриншот).

если свойства канала, т.е. элементы канальной матрицы $\{h_{ij}\}$, известны на приемной стороне. Это обусловлено тем, что при равной передаваемой энергии в обоих случаях энергия символа E_S в MISO-системе распределяется по N_T передающим антеннам, в то время как в SIMO-системах энергия передатчика E_S излучается одной антенной. Также в обеих SIMO-и MISO-системах информационная емкость растет логарифмически от $\|h\|^2$.

5. УВЕЛИЧЕНИЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО КАНАЛА

В ходе передачи цифровой информации сигналы подвержены влиянию серьезных помех и искажений, что особенно заметно в глубоководном сегменте системы. Для обеспечения помехоустойчивости таких сигналов наряду с эффективными схемами модуляции применяются методы канального кодирования.

Рассмотрим модель систем передачи, включающую помехоустойчивое кодирование сигналов

в сочетании со схемами с M -фазовой модуляцией (манипуляцией), где цифровые данные передаются посредством сдвига фазы несущей, принимающей M дискретных значений. В частности, для бинарной BPSK фаза принимает всего лишь два значения, для QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) – четыре значения.

На рис. 13 и 14 представлены структурные схемы моделей каналов передачи с BPSK-модуляцией в условиях рэлеевских замираний без помехоустойчивого кодирования и использующие кодирование Боуза–Чоудхури–Хоквингема (БЧХ).

Аналогично были построены модели со сверточным кодированием.

Сводные результаты моделирования модулированного BPSK-сигнала без кодирования, с кодированием блочным кодом БЧХ(31,16), с кодированием сверточным кодом с жестким и мягким декодированием Витерби представлены на рис. 15. Видно очевидное преимущество использования кодирования, что повышает достоверность принятия информации в условиях замираний. Однако при этом следует учитывать возникающие вычислительные нагрузки на передающей и приемной

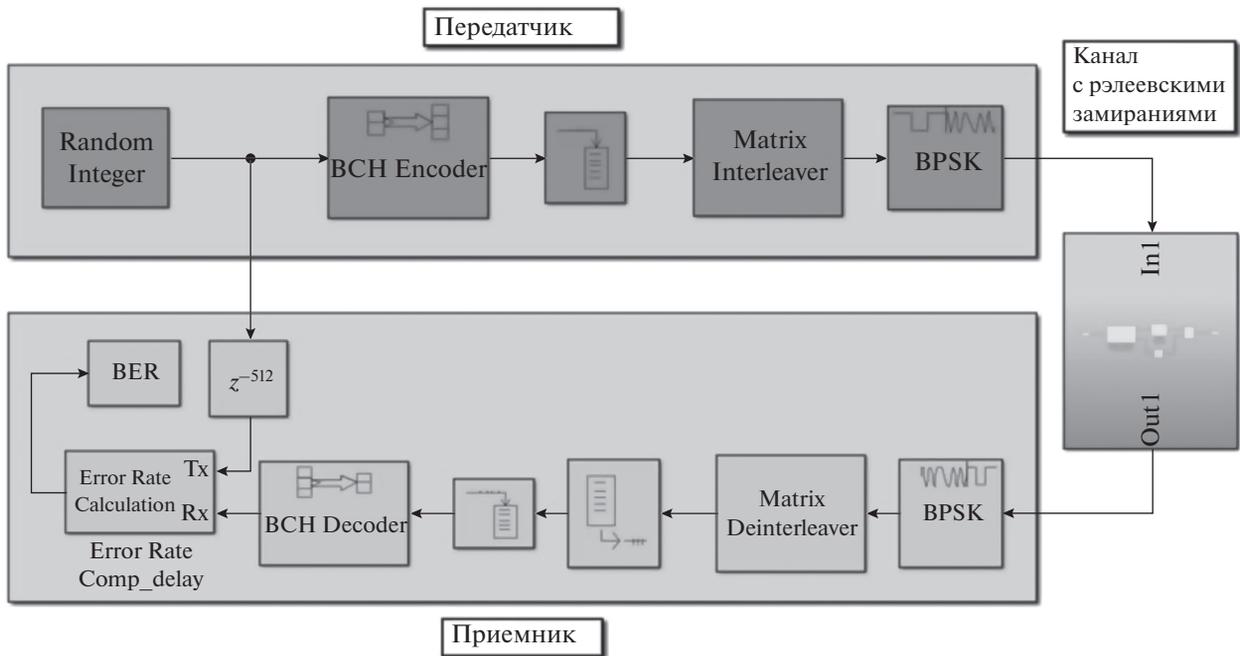


Рис. 14. Модель BPSK-модуляции с кодированием сигнала (скриншот).

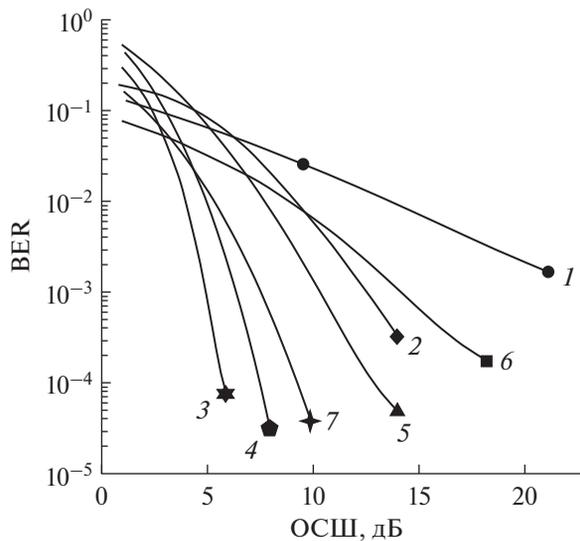


Рис. 15. Результаты моделирования BPSK-сигнала: кривая 1 – без кодирования, кривая 2 – с кодированием блочным кодом БЧХ (31,16), кривая 3 – с кодированием сверточным кодом с $k = 7$, $r = 1/2$ и мягким декодированием Витерби со схемой Аламути (2,2), кривая 4 – с кодированием сверточным кодом с $k = 7$, $r = 1/2$ и жестким декодированием Витерби со схемой Аламути (2,2), кривая 5 – с кодированием сверточным кодом с $k = 7$, $r = 1/2$ и мягким декодированием Витерби, кривая 6 – со схемой Аламути (2,2), кривая 7 – с кодированием блочным кодом БЧХ(31,16) со схемой Аламути (2,2).

сторонах. В ходе практической реализации радиотелеметрической системы передачи информации необходимо выбрать компромисс между сложностью конструкции, энергетическими запасами элементов питания, скоростью и достоверностью принимаемой информации.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ эффективности отдельных подсистем радиотелеметрической системы дистанционного считывания информации с гидроакустическим каналом доказал ее техническую реализуемость и

подтвердил выполнение поставленных перед ней задач. Показано, что требуемый объем информации (50 Мб) может быть передан по системе с глубоководным SIMO-каналом при восьми надводных буях и надводным MISO-каналом в течение 20 часов, это допустимо с точки зрения ограничения электропитания. Использование помехоустойчивого кодирования (при наличии такой возможности на аварийном бую) повысит достоверность передаваемых данных.

Результаты моделирования показывают, что для обеспечения устойчивой связи в каналах с замираниями схема BPSK является надежной и эффективной схемой модуляции в условиях сильной помеховой обстановки глубоководной среды, многолучевого распространения и переотражений сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Sozer E. M., Stojanovic M., Proakis J. G.* // IEEE J. Oceanic Engineering. 2000. V. 25. № 1. P. 72. <https://doi.org/10.1109/48.820738>
2. *Heidemann J., Ye W., Wills J. et al.* // Proc. IEEE Wireless Commun. and Networking Conf. (WCNC 2006). LasVegas. 3–8 Apr. 2006. N.Y.: IEEE, 2006. P. 228. <https://doi.org/10.1109/WCNC.2006.1683469>
3. *Соловьев В.И.* Связь на море. Л.: Судостроение, 1978.
4. *Stojanovic M., Preisig J.* // IEEE Commun. Magaz. 2009. V.47. № 1. P. 84. <https://doi.org/10.1109/MCOM.2009.4752682>
5. *Kilfoyle D. B., Baggeroer A. B.* // IEEE J. Oceanic Engineering. 2000. V. 25. № 1. P. 4. <https://doi.org/10.1109/48.820733>
6. *Прокус Д.* Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
7. *Скляр Б.* Цифровая связь. М.: ИД “Вильямс”, 2003.