

УДК 621.396.96

В. Т. Ермолаев, А. Г. Флакман, С. А. Тираспольский,
А. В. Елохин, Д. П. Серебрякова, О. Д. Косымов

Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского

Эффективность линейной обработки сигналов в системах связи в условиях многолучевого ионосферного канала декаметрового диапазона¹

Рассмотрены системы связи декаметрового диапазона, работающие в условиях многолучевого ионосферного пространственного канала. С помощью имитационного моделирования на физическом уровне исследованы основные характеристики системы (вероятность битовой и блочной ошибки, пропускная способность). Показано, что в условиях частотно-селективного канала в полосе 3 кГц линейный алгоритм эквалазации обеспечивает высокую эффективность подавления межсимвольной помехи для всех скоростей передачи данных, кроме самой высокой.

Декаметровый диапазон, многолучевой ионосферный канал, линейная обработка, пропускная способность

В течение последних десятилетий коротковолновая (декаметровая – ДКМВ) радиосвязь через ионосферу в диапазоне частот от 3 до 30 МГц является наиболее эффективным способом установления связи на большие расстояния (до многих тысяч километров). Характеристики таких систем зависят от разброса значений задержек в многолучевом канале, вызванного отражениями сигнала от различных слоев ионосферы и земной поверхности, а также от вида профиля мощности задержанных компонент и доплеровского спектра рассеянного сигнала. Интенсивные исследования радиоканалов ДКМВ-диапазона привели к разработке математической модели указанного канала – модели Ваттерсона [1]. Названная модель закреплена в качестве стандарта для имитаторов подобных радиоканалов [2], [3].

В настоящей статье рассмотрена система связи ДКМВ-диапазона, основные параметры которой выбраны в соответствии с техническим стандартом [4]. Стандарт содержит требования к помехоустойчивости ДКМВ-системы связи в ионосферном двухлучевом канале (значения пороговых отношений "сигнал/шум" (ОСШ), при которых достигается значение вероятности битовой ошибки не более 10^{-5} для всех используемых в системе схем модуляции и кодирования). Пороговые значения ОСШ составляют 6, 9, 14, 19, 23 и 31 дБ для скоростей передачи данных 1000, 2000, 3200, 4800, 6400 и 9600 бит/с соответственно. Заданная поме-

хоустойчивость обеспечивается при использовании оптимального метода детектирования переданных символов – метода максимального правдоподобия. Однако он является нелинейным и даже при относительно небольшой длине блока данных требует выполнения неприемлемо большого объема вычислений. Поэтому для практической реализации представляет интерес исследование помехоустойчивости систем связи, использующих для выравнивания (эквалазации) частотной характеристики канала линейные алгоритмы, например метод минимума среднеквадратической ошибки (МСКО) [5], [6]. Метод МСКО может считаться эффективным, если полученные характеристики ДКМВ-системы связи удовлетворяют требованиям к помехоустойчивости, заданным в [4].

Модель многолучевого канала Ваттерсона. В основе использованной модели лежит предположение, что большинство нестационарных по частоте и по времени каналов в небольшой полосе частот (до 12 кГц) и на достаточно коротком интервале времени (до 10 мин) могут считаться стационарными. ДКМВ-канал моделируется линией задержки с отводами для каждой разделенной во времени моды (луча). Задержанный сигнал модулирован по амплитуде и фазе случайной комплексной функцией времени $G_i(t)$, определяемой следующим образом [1], [7]:

$$G_i(t) = G_{ia}(t) \exp(j2\pi f_{ia}t) + G_{ib}(t) \exp(j2\pi f_{ib}t), \quad (1)$$

¹ Работа поддержана грантом (соглашение между Министерством образования и науки РФ и Нижегородским государственным университетом им. Н. И. Лобачевского от 27 августа 2013 г. № 02.В.49.21.0003).

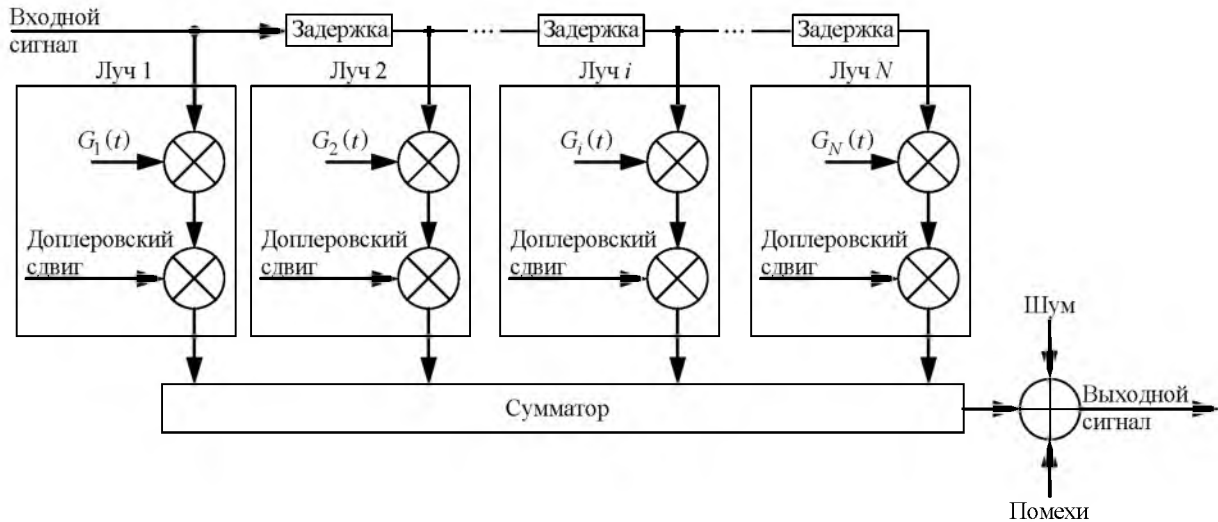


Рис. 1

где $G_{ia}(t)$, $G_{ib}(t)$ – независимые комплексные гауссовские случайные процессы, имеющие нулевые средние и независимые действительные и мнимые части с одинаковой дисперсией; f_{ia} , f_{ib} – доплеровские сдвиги частоты для магнитоионных компонент в спектре. Индексы "a" и "b" обозначают компоненты двух лучей магнитоионного расщепления для i -й моды. Отметим, что коэффициент передачи $G_i(t)$ формирует рэлеевские замирания сигналов.

Спектр мощности $S_i(f)$ коэффициента передачи $G_i(t)$, отражающий его поведение во времени, является суммой двух магнитоионных компонент, каждая из которых определяется гауссовской кривой со средними значениями f_{ia} и f_{ib} и среднеквадратическими отклонениями (расширениями спектра) σ_{ia} , σ_{ib} [3]:

$$S_i(f) = \frac{1}{A_{ia}\sigma_{ia}\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(f-f_{ia})^2}{2\sigma_{ia}^2}\right] + \frac{1}{A_{ib}\sigma_{ib}\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(f-f_{ib})^2}{2\sigma_{ib}^2}\right], \quad (2)$$

где A_{ia} и A_{ib} – коэффициенты ослабления магнитоионных компонент.

Как правило, магнитоионное расщепление можно не учитывать и в (1) и (2) оставить только одно слагаемое. После суммирования всех задержанных лучей к результирующему сигналу добавляются собственные шумы приемных устройств. Структурная схема модели Ваттерсона представлена на рис. 1, где N – число лучей.

Будем далее считать, что все лучи имеют одинаковый доплеровский сдвиг частоты и одинако-

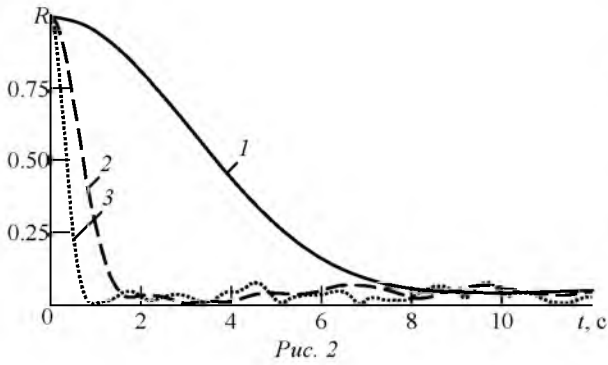
вое расширение спектра. Для ДКМВ-канала связи характерно состояние, когда выделяется 2, реже 3 луча. Исходя из этого, работу системы связи обычно (за исключением особых случаев) анализируют на примере двухлучевой модели канала и одной компоненты магнитоионного расщепления.

Сценарии распространения радиоволн. В соответствии с рекомендациями [2], [3] определены значения частотного расширения и времен задержек для плохого, среднего и хорошего каналов при распространении сигналов в различных широтах. Параметры разных сценариев для модели Ваттерсона канала связи в ДКМВ-диапазоне представлены в табл. 1. Эти параметры дают возможность определить различные условия распространения (хорошие, средние, плохие), задержку между лучами и доплеровское расширение спектра. Во всех случаях замирания сигналов являются рэлеевскими. Видно, что задержка может достигать 7 мс, а расширение спектра – 30 Гц. Однако для большинства каналов задержка находится в пределах от 0.5 до 2 мс, а расширение спектра – от 0.1 до 1.5 Гц.

Основные статистические характеристики декаметрового канала. В качестве примера рассмотрим сценарий для средних широт. Функция корреляции канальных коэффициентов $R(t)$ ха-

Таблица 1

| Широты | Условия | Задержка, мс | Расширение спектра, Гц |
|---------|---------|--------------|------------------------|
| Низкие | хорошие | 0.5 | 0.5 |
| | средние | 2.0 | 1.5 |
| | плохие | 6.0 | 10.0 |
| Средние | хорошие | 0.5 | 0.1 |
| | средние | 1.0 | 0.5 |
| | плохие | 2.0 | 1.0 |
| Высокие | хорошие | 1.0 | 0.5 |
| | средние | 3.0 | 10.0 |
| | плохие | 7.0 | 30.0 |



рактически характеризует скорость изменения свойств канала во времени. На рис. 2 приведен коэффициент корреляции для разных условий, характерных для средних широт. Видно, что время корреляции по уровню 0.5 составляет 3.5, 0.8 и 0.4 с для хорошего (кривая 1), среднего (кривая 2) и плохого (кривая 3) каналов соответственно. Следовательно, при переходе от хороших условий распространения к плохим, когда задержка увеличивается от 0.5 до 2 мс, а расширение спектра – от 0.1 до 1 Гц, время корреляции канала уменьшается примерно в 9 раз.

Важной характеристикой пространственного канала является частотная селективность. Для ее оценки необходимо найти коэффициент частотной когерентности – преобразование Фурье от спектра мощности задержанных сигналов (power delay profile). Для двухлучевого канала этот коэффициент определяется как [5], [6]:

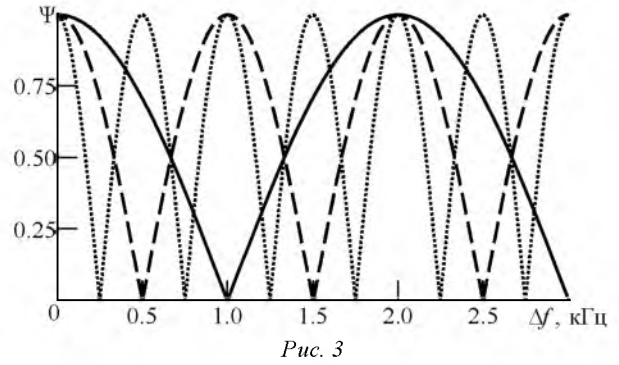
$$\Psi(\Delta f) = P(\tau_1) + P(\tau_2) \exp(-j2\pi\Delta f\tau),$$

где Δf – частотный сдвиг; $P(\tau_n) = \langle |G_n(t)|^2 \rangle$, $n = 1, 2$ – средний коэффициент передачи для n -го луча; $t = t_2 - t_1$ – задержка второго луча относительно первого; $\langle \cdot \rangle$ – символ статистического усреднения.

Модуль коэффициента частотной когерентности для разных условий, характерных для средних широт, показан на рис. 3 (сплошные, пунктирные и штриховые кривые для хороших, средних и плохих условий соответственно). Как следует из приведенных зависимостей, частотная когерентность описывается синусоидальными функциями, периоды которых значительно меньше ширины спектра сигнала (3 кГц) для всех типов канала. Таким образом, можно сделать вывод, что ДКМВ-канал является частотно-селективным.

Основные характеристики системы связи.

Одним из основных критериев, характеризующих современные системы беспроводной связи, является



вероятность битовой ошибки (BER) P_b и вероятность блоковой (пакетной) ошибки (BLER) P_{bl} – отношение числа ошибочно переданных блоков к общему числу переданных блоков. Однако они не характеризуют систему в полной мере. Так при использовании канального помехоустойчивого кодирования вероятность ошибки уменьшается, но вместе с тем падает скорость передачи данных. Аналогичная зависимость наблюдается и при выборе уровня модуляции – количества бит, образующих информационный символ. Кроме того, для оценки переданной информации необходимо знание импульсной или частотной характеристики пространственного канала. Для их определения на приемной стороне используются служебные (пилотные) символы, что также уменьшает скорость передачи данных. Имеются и другие служебные символы (например, синхронизирующие).

Рассмотрим критерий производительности системы, который учитывает основные параметры системы и называется пропускной способностью (ПС). ПС Q определяется как среднее число правильно переданных информационных бит за единицу времени, исключая служебные биты.

Данные в системе передаются блоками. Каждый блок обрабатывается (кодируется и декодируется) независимо и характеризуется следующими параметрами: N_t – общее число символов; N_p – число служебных (пилотных, синхронизирующих и т. д.) символов; k_b – уровень модуляции (количество бит в символе); R_c – скорость кода. Число информационных символов в блоке равно $N_t - N_p$, а число информационных бит – $I_{bl} = R_c k_b (N_t - N_p)$. Учтем, что длительность символа равна T_s , а длительность блока – $N_t T_s$. В результате получим, что в единицу времени будет передано $I = I_{bl} F_s / N_t$ информационных бит,

где $F_s = 1/T_s$ – частота следования символов. Следовательно, ПС составит

$$Q = I(1 - R_{bl}) = R_c k_b (1 - N_p/N_t) F_s. \quad (3)$$

По мере увеличения ОСШ вероятность блочковой ошибки стремится к нулю. Максимальная ПС Q_{max} наблюдается при отсутствии служебных символов ($N_p = 0$) и кодера ($R_c = 1$) для наиболее простого вида модуляции (двоичная ФМ с $k_b = 1$). Эта ПС совпадает с эффективной шириной полосы, используемой для передачи данных, и составляет величину, обратную длительности импульса ($Q_{max} = F_s$). С усложнением модуляции максимальная ПС изменяется пропорционально битовой нагрузке символа и скорости кодирования.

Обработка сигналов в декаметровом системе.

Передача данных в системе связи ДКМВ-диапазона осуществляется в пакетном режиме. При формировании кадра физического уровня входная последовательность бит данных преобразуется в сверточном кодере, имеющем скорость кода $R_c = 1/2$ и длину кодового ограничения $K = 7$. Для всех поддерживаемых скоростей используется единый сверточный код. Биты данных подаются на вход кодера в направлении от старшего регистра к младшему. Полиномы кодера [4]:

$$T_1 = x^6 + x^4 + x^3 + x^1 + 1 = 155_8,$$

$$T_2 = x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1 = 117_8.$$

Для повышения скорости кодирования до $R_c = 3/4$ используется операция выкалывания с маской 111001, применяемой к битам на выходе кодера (1 указывает, что бит в соответствующей позиции передается, 0 – выкалывается). После такой операции выходная последовательность кодера $T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_2(k+1), T_1(k+2), T_2(k+2), k = 0, 3, 6, \dots$ (индексы указывают номера выходов кодера) приобретает вид $T_1(k), T_2(k), T_1(k+1), T_2(k+2)$. Полученные таким образом биты подвергаются перемежению в блочном перемежителе.

После кодирования и перемежения биты поступают в модулятор. Используются фазовые модуляции 2ФМ, 4ФМ и 8ФМ, а также квадратурные амплитудные модуляции 16КАМ и 64КАМ (рис. 4). Созвездие 16КАМ (рис. 4, а) состоит из двух ФМ-колец: внутреннего 4ФМ и внешнего 12ФМ. Созвездие 64КАМ является вариацией стандартного квадратного созвездия 8×8 , при которой достигается наилучшее соотношение "пиковое значение/среднее значение".

К модулированной последовательности символов применяется операция скремблирования, реализующая умножение исходной последовательности бит на псевдослучайную шумовую последовательность бит. Символы, выходящие из блока скремблирования, должны быть обработаны фильтром с характеристикой типа "приподнятый косинус" (ФПК). В результате частота повторения импульсов $F_s = 2400$ Гц.

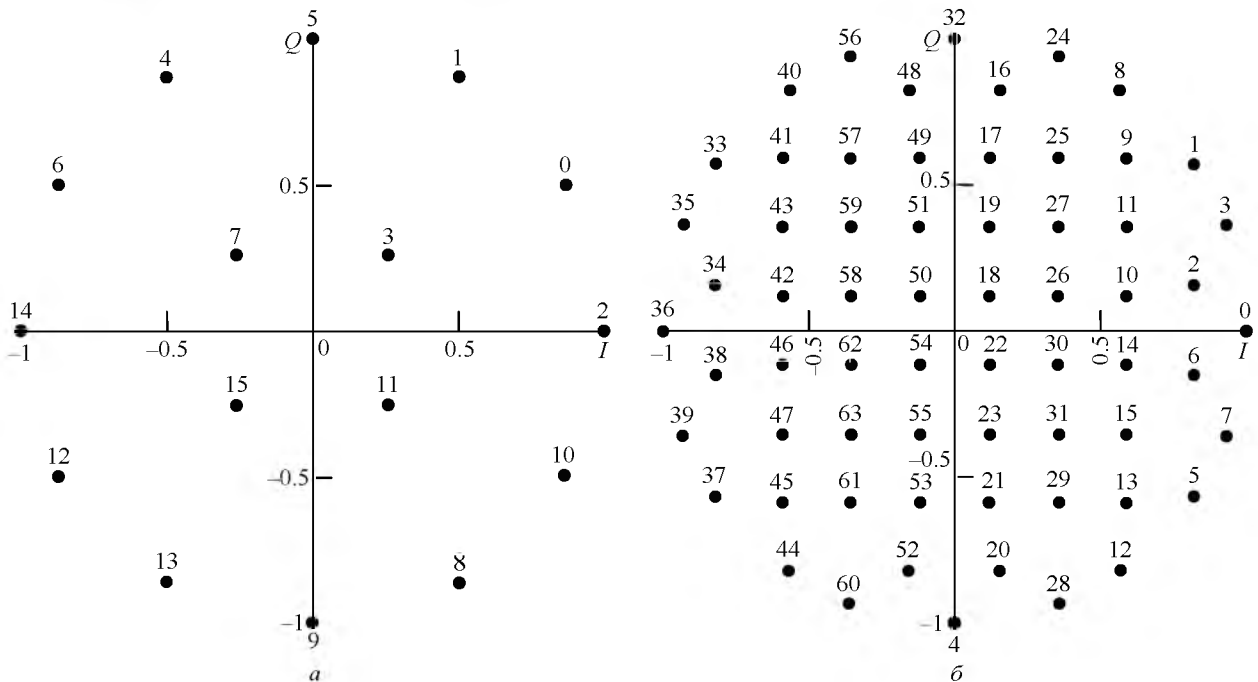


Рис. 4

Выходная последовательность символов после ФПК является сформированным блоком данных. Для завершения формирования кадра к блоку данных добавляются начальная и промежуточная преамбулы, содержащие в том числе и пилотные последовательности. Существует 2 формата кадра на физическом уровне: первый из них предназначен для скоростей передачи свыше 2 кбит/с, а второй – для скоростей передачи до 2 кбит/с. Для единообразия форматов кадров длины пилотных последовательностей подобраны так, чтобы общая длина блока данных и пилотной последовательности была одинаковой в обоих случаях. При этом в выражении (3) для ПС множитель $(1 - N_p/N_t)$ равен примерно 0.89 для первого формата и примерно 0.83 – для второго. В табл. 2 сведены основные параметры ДКМВ-системы (v – скорость передачи; v_d – скорость передачи данных).

Таблица 2

| v , бит/с | v_d , бит/с | R | Модуляция |
|-------------|---------------|-----|-----------|
| 10 800 | 9600 | 3/4 | 64КАМ |
| 7200 | 6400 | 3/4 | 16КАМ |
| 5400 | 4800 | 3/4 | 8ФМ |
| 3600 | 3200 | 3/4 | 4ФМ |
| 2400 | 2000 | 1/2 | 4ФМ |
| 1200 | 1000 | 1/2 | 2ФМ |

Как было показано ранее, пространственный канал связи в рассматриваемой полосе частот 3 кГц является частотно-селективным. Это приводит к появлению межсимвольной помехи. Рассмотрим эффективность линейных алгоритмов для выравнивания (эквализации) частотной характеристики канала, например метода МСКО [5], [6]. Такой метод требует меньших вычислительных затрат, чем оптимальный алгоритм, и более удобен для практической реализации систем радиосвязи.

При передаче по многолучевому каналу блока, состоящего из M импульсов: $s(j)$, $j = 1, 2, \dots, M$, комплексную амплитуду принимаемого сигнала $x(j)$ можно представить в виде

$$x(j) = \sum_{i=0}^L h(i)s(j-i) + n(j), \quad (4)$$

где L – длина (количество отсчетов) импульсной характеристики (ИХ) канала $h(i)$; $n(j)$ – комплексная амплитуда собственного шума с нулевым средним и дисперсией σ_0^2 ; i – отсчеты дискретного времени.

ИХ $h(i)$ при импульсной передаче представляет собой отклик на входной δ -импульс. В условиях рассматриваемого двухлучевого ионосферного ка-

нала она состоит из двух компонент и имеет в векторной форме вид $\mathbf{H}^T = [h(0), 0, 0, \dots, h(L)]$, где "Т" – символ транспонирования. В зависимости от задержки второго луча относительно первого (см. табл. 1) длина L ИХ, приведенная к длительности импульса, может достигать 17.

Обозначим $\mathbf{S} = [s(1), s(2), \dots, s(M)]$ – вектор передаваемых импульсов; \mathbf{Z} – вектор выборок собственных шумов приемного устройства; $\hat{\mathbf{S}}$ – вектор оценок переданных импульсов, F – искомая матрица преобразований в эквалайзере. Введем в рассмотрение прямоугольную матрицу H ИХ двухлучевого канала с размерами $(M+L) \times M$:

$$H = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & \dots & h(L) & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h(0) & \dots & 0 & h(L) & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & h(0) & \dots & h(L) \end{bmatrix}$$

Совокупность принятых сигналов представим в виде вектора \mathbf{X} с размером $M+L$. Тогда уравнение (4) в матричной форме примет вид

$$\mathbf{X} = H\mathbf{S} + \mathbf{Z}$$

Оценка вектора передаваемых импульсов на выходе эквалайзера имеет вид

$$\hat{\mathbf{S}} = F^H \mathbf{X},$$

где "H" – символ эрмитового сопряжения.

Матрицу F найдем из условия минимума функционала среднеквадратичной ошибки, который запишем в виде $J = \langle |\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}}|^2 \rangle$. В результате получим $\langle (\hat{\mathbf{S}} - \mathbf{S}) \mathbf{X}^H \rangle = 0$ [8]. Таким образом, МСКО-эквалайзер обеспечивает ортогональность входного вектора \mathbf{X} и вектора ошибки $\hat{\mathbf{S}} - \mathbf{S}$.

Учтем, что собственные шумы в разные моменты времени являются некоррелированными, а передаваемые символы и собственные шумы статистически независимы между собой. Тогда для искомой матрицы эквалайзера будем иметь

$$F = (\sigma_0^2 I + HRH^H)^{-1} HR,$$

где I – единичная матрица; $R = \langle \mathbf{S} \mathbf{S}^H \rangle$ – корреляционная матрица передаваемых импульсов.

После эквализации сигнал проходит стандартные процедуры обработки: демодуляцию, демультиплексирование и декодирование.

Результаты моделирования. Рассмотрим результаты моделирования основных характеристик

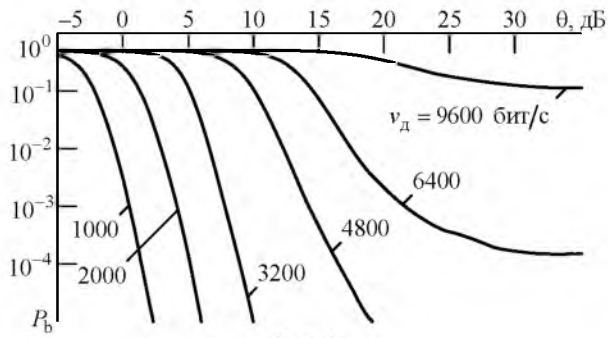


Рис. 5

(вероятность битовой и блоковой ошибок, а также пропускную способность) системы связи ДКМВ-диапазона в условиях описанной модели Ваттерсона для сценария средних широт и плохих условий распространения сигналов. Прием задержку второго луча относительно первого 2 мс, доплеровское расширение спектра 1 Гц. Тогда характерное время изменения ИХ составит порядка 1 с. Передаваемый блок состоит из 256 символов данных (это значение определяет размер оцениваемого вектора импульсов S) длительностью 417 мкс каждый. Считаем, что оценка ИХ производится в начале и в середине блока, поэтому ИХ канала за время между последовательными оценками можно считать постоянной. Будем считать, что ИХ канала полностью известна. Скорости передачи данных зададим в соответствии с [4].

На рис. 5 приведены зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ для скоростей передачи данных 1000, 2000, 3200, 4800, 6400 и 9600 бит/с. Зависимости вероятности блоковой ошибки показаны на рис. 6, а пропускной способности – на рис. 7. Из полученных результатов видно, что эффективность линейного алгоритма МСКО удовлетворяет заданным требованиям стандарта [4] и достаточна для всех скоростей передачи данных, кроме самых высоких (6400 и 9600 бит/с). Для последних скоростей необходима разработка нелинейных квазиоптимальных методов, которые предполагают меньший объем вычислений по сравнению с методом максимального правдоподобия.

В настоящей статье рассмотрены основные характеристики системы связи ДКМВ-диапазона, работающей в условиях ионосферного многолучевого канала (модель Ваттерсона). Проанализи-

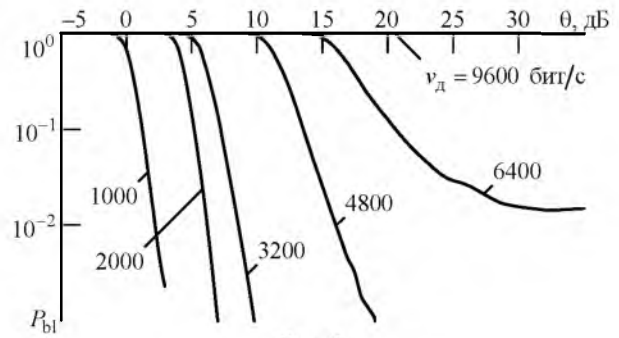


Рис. 6

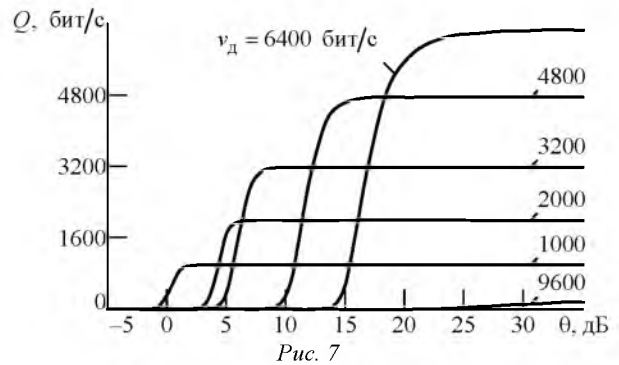


Рис. 7

рованы статистические характеристики ДКМВ-канала для различных сценариев распространения радиоволн: функция корреляции канальных коэффициентов, характеризующая скорость изменения свойств канала во времени, и функция частотной когерентности, определяющая степень частотной селективности канала. Показано, что в рабочей полосе 3 кГц для большинства сценариев канал имеет достаточно сильную частотную селективность, что приводит к появлению межсимвольной интерференции.

Для средних широт и плохих условий распространения радиоволн приведены результаты моделирования основных характеристик системы связи ДКМВ-диапазона (вероятности битовой и блоковой ошибок, пропускная способность) для низких и высоких скоростей передачи данных. Показана достаточно высокая эффективность линейного метода МСКО при детектировании символов: указанный метод обеспечивает требования стандарта [4] для всех скоростей данных, кроме самых высоких (6400 и 9600 бит/с), для которых необходима разработка нелинейных квазиоптимальных методов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Watterson C. C., Juroshek J. R., Bensema W. D. Experimental confirmation of an HF channel model // IEEE Trans. Commun. Technol. 1970. Vol. COM-18, № 12. P. 792-803.

2. CCIR Recommendation 520. Use of High Frequency Ionospheric Channel Simulators / Int. Telecom. Union. Geneva, 1992. 4 p.

3. ITU-R Recommendation F1487. Testing of HF Modems with Bandwidth of up to about 12 kHz Using Ionospheric Channel Simulator / Int. Telecom. Union. Geneva, 2000. 13 p.

4. MIL-STD-188-110C. Interoperability and Performance Standards for Data // file:///D:/RIZD/TMP/MIL-STD-188_110C.PDF (дата обращения 16.02.2016).

5. Прокис Д. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

6. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: Изд. дом "Вильямс", 2003. 1104 с.

7. Метелев С. А. Модификация модели Ватерсона ионосферного канала коротковолновой радиосвязи для адаптивного пространственного разнесенного приема // Изв. вузов. Радиофизика. 2012. Т. 50, № 4. С. 266–279.

8. Ермолаев В. Т., Флакман А. Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. Н. Новгород: Изд-во ННГУ, 2011. 368 с.

V. T. Ermolayev, A. G. Flaksman, S. A. Tiraspolsky, A. V. Elokhin, D. P. Serebryakova,
O. D. Kosymov

Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod

The Efficiency of Linear Signal Processing in High Frequency Communication Systems for Multipath Ionospheric Propagation Environment

The architecture of digital High Frequency (HF) data modem is considered. Link level simulation of HF wireless communication system with bandwidth of 3 kHz was carried out for the multipath ionospheric channel model. The main link level performance metrics such as BER, PER and system throughput are provided and analyzed. It is shown that in frequency-selective two ray channel, the linear MMSE equalization at the receiver provides efficient ISI elimination for all modulation and coding schemes except high-order modulations that are required development of non-linear quasi-optimal signal processing algorithms.

HF communications, multipath ionospheric channel model, linear signal processing, system throughput

Статья поступила в редакцию 3 декабря 2015 г.

УДК 621.391:621.396

Е. А. Милащенко
АО «ОКБ "Новатор"» (Екатеринбург)

А. А. Язовский
Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

Амплитудное подавление негауссовских морских помех в когерентном полосовом тракте приемника

Рассмотрен метод нелинейного амплитудного подавления радиолокационных помех от морской поверхности в когерентном полосовом тракте приемника. Использована модель наиболее адекватной негауссовской радиолокационной помехи от взволнованной морской поверхности, огибающая которой описывается K -распределением плотности вероятности. В модели помех учитывается внутренний гауссовский шум приемника. Для различных значений параметров модели помехи получены амплитудные характеристики нелинейного элемента и зависимости коэффициента подавления от отношения "помеха/шум".

Морские помехи, нелинейная фильтрация, K -распределение, гауссовские помехи, негауссовские помехи

Точные и физически обоснованные модели радиолокационных отражений от морской поверхности позволяют разработчикам радиолокационных станций (РЛС) исследовать и анализировать характеристики радаров в различных условиях окружающей среды. Простые модели,

разработанные в ранних научных работах, в частности, основанные на понятии гауссовского белого шума [1], находят ограниченное применение. Эти модели в состоянии достаточно точно описывать радиолокационные помехи от морской поверхности в зависимости от угла скольжения