

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ДЕМОДУЛЯТОРА СИГНАЛА КАМ-16 ПРИ ТРАНСФОРМАЦИИ ГРАНИЦ СИГНАЛЬНОГО СОЗВЕЗДИЯ В КАНАЛЕ С МНОГОЛУЧЕВОСТЬЮ**Г.М.Сидельников****NOISE STABILITY OF THE KAM-16 SIGNAL DEMODULATOR WHEN TRANSFORMING THE BOUNDARIES OF THE SIGNAL CONSTELLATION IN A CHANNEL WITH MULTIPATH****G.M.Sidelnikov***Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Новосибирск, sid53@ngs.ru*

Проведен анализ помехоустойчивости демодулятора с квадратурной амплитудной модуляцией (КАМ-16) в каналах с многолучевостью при изменении конфигурации границ сигнального созвездия. Предложенный метод анализа построен на основе применения аппарата векторной алгебры, который позволяет учесть тонкую структуру многолучевого поля, включающую в себя учет значений информационных символов, задержек отраженных сигналов, а также их амплитуд и фаз. Помехоустойчивость приема определялась на основе интегральных функций распределения расстояний сигнала до границ принятия решений, полученных методом компьютерного моделирования. Показано, что трансформация границ сигнального созвездия эффективна только при малых задержках отраженных сигналов. Увеличение задержки отраженных сигналов в пределах длительности посылки значительно снижает помехоустойчивость. Установлено, что в канале с многолучевостью вращение границ принятия решений позволяет увеличить помехоустойчивость демодулятора на 10 дБ по сравнению с системой без вращения.

Ключевые слова: аппарат векторной алгебры, интегральная функция распределения, вращение границ принятия решений

Для цитирования: Сидельников Г.М. Помехоустойчивость демодулятора сигнала КАМ-16 при трансформации границ сигнального созвездия в канале с многолучевостью // Вестник НовГУ. Сер.: Технические науки. 2021. №2(123). С.76-81. DOI: [https://doi.org/10.34680/2076-8052.2021.2\(123\).76-81](https://doi.org/10.34680/2076-8052.2021.2(123).76-81)

The analysis of noise stability of a demodulator with quadrature amplitude modulation (KAM-16) in channels with multipath when changing the configuration of the boundaries of the signal constellation is carried out. The proposed method of analysis is based on the use of the vector algebra apparatus, which allows taking into account the fine structure of the multipath field, including the values of information symbols, delays of reflected signals, as well as their amplitudes and phases. The noise stability of reception was determined on the basis of integral distribution functions of signal distances to decision boundaries obtained by computer modeling. It is shown that the transformation of signal boundaries is effective only for small delays of reflected signals. Increasing the delay of reflected signals within the duration of sending significantly reduces noise stability. It is established that in a channel with multipath, the rotation of the decision boundaries can increase the noise immunity of the demodulator by 10 dB compared to the system without rotation.

Keywords: the apparatus of vector algebra, the cumulative distribution function, the rotation of the boundaries of decision-making

For citation: Sidelnikov G.M. Noise stability of the KAM-16 signal demodulator when transforming the boundaries of the signal constellation in a channel with multipath // Vestnik NovSU. Issue: Engineering Sciences. 2021. №2(123). P.76-81. DOI: [https://doi.org/10.34680/2076-8052.2021.2\(123\).76-81](https://doi.org/10.34680/2076-8052.2021.2(123).76-81)

1. Введение

Повышенный интерес к квадратурной амплитудно-фазовой модуляции (КАМ) связан с ее высокой спектральной эффективностью [1]. Принципы и алгоритмы когерентного приема сигналов КАМ с прямоугольной конфигурацией созвездия на фоне аддитивного гауссова шума для модулирующего кода с кодовым расстоянием, равным единице, был рассмотрен в [2-4]. Воздействие аддитивной помехи накладывает свои отпечатки в снижение помехоустойчивости, связанное с изменением фаз квадратурных составляющих [5-7]. Кроме того, в [8] предложена методика трансформации сигнального созвездия сигналов с КАМ-16 с изменением его формы, где проведен поиск компромиссных решений между требуемым значением пик-фактора и допустимым минимальным сигнальным

расстоянием. К тому же сигнальные конструкции КАМ с трансформированными созвездиями нашли применение в телевизионном стандарте DVB-T2 [9], где поворот всех точек сигнального созвездия осуществлялся на $16,8^\circ$, что дает возможность получить неповторимые уникальные координаты по квадратурным и синфазным осям координат сигнала. В [10-11] предложены методы оценки помехоустойчивости сигнальных конструкций КАМ с трансформированными сигнальными созвездиями, где приведен вариант более плотной упаковки сигнальных расстояний, что повышает помехоустойчивость и снижает пик-фактор сигнала. Как показано в [12], принцип трансформации может быть любой, но без нарушений энергетических соотношений в сигнале.

Актуальность решаемой задачи связана с тем, что совершенствование радиосистем требует созда-

ния инженерных методов, которые позволяют учесть тонкую структуру многолучевого поля, включающего в себя как количество лучей, их интенсивность, задержку, фазу, а также порядок следования информационных символов [13]. Использование аппарата векторной алгебры позволяет получить статистические характеристики сигнальных расстояний как в зависимости от параметров многолучевого поля [14], так и при изменении конфигурации границ принятия решений сигнального созвездия КАМ-16.

Целью данной работы является разработка инженерного метода для определения помехоустойчивости демодулятора КАМ-16 в канале с многолучевостью и действия гауссовской помехи при трансформации границ сигнального созвездия.

2. Определение сигнальных расстояний при вращении границ созвездия КАМ-16

В однолучевом канале помехоустойчивость демодулятора при воздействии гауссовского шума определяется сигнальными расстояниями между сигналами, при этом граница принятия решений устанавливается кодовым расстоянием [4]. В канале со слабой многолучевостью сигнальные расстояния изменяются в меньшей мере, чем расстояния до границ принятия решений, что приводит к значительной разнице попарных переходных вероятностей ошибки [13].

Рассмотрим изменения расстояний до границ принятия решений для сигнала КАМ-16 для двухлучевой модели многолучевого канала, который включает основной и дополнительный луч, который является результирующим при сложении многих лучей. На первом этапе анализа необходимо определить аналитическую зависимость расстояния до границы принятия решения от угла поворота конфигурации границ.

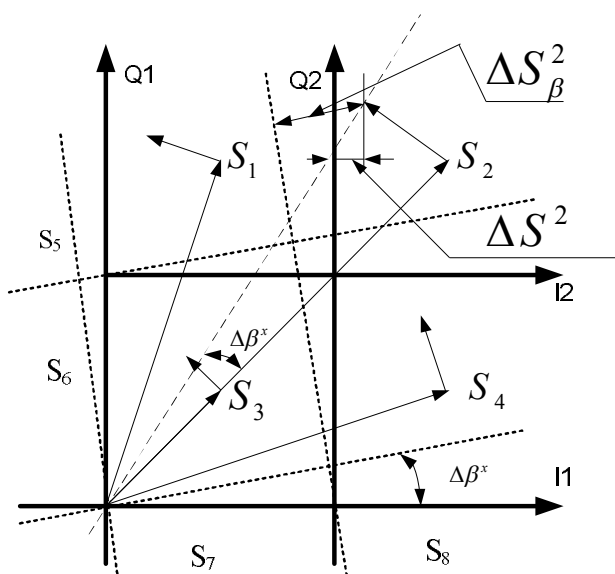


Рис.1. Деформация части сигнального созвездия КАМ-16 при приходе задержанного луча с изменением конфигурации границ принятия решения

На рис.1 представлена часть сигнального созвездия для КАМ-16 при двух конфигураций границ принятия решений, где результирующий вектор явля-

ется суммой основного и задержанного сигнала. Наиболее уязвимым вектором в двухлучевом канале является сигнал S_2 , так как для него предельное минимальное расстояние до линии принятия решения достигается при $S_3 = 0,236S_0$, в то время как для остальных сигналов оно значительно больше [14]. До поворота границ для сигнала S_2 расстояние до границы равно ΔS^2 . Здесь же пунктирными линиями показаны новые границы принятия решений (ГПР), полученные при повороте на угол $\Delta\beta^x$. При смещении ГПР на угол $\Delta\beta^x$ новое расстояние для сигнала S_2 равно ΔS_β^2 . Для сигнала S_2 при повороте на $\Delta\beta^x$ ГПР наилучшее для минимизации переходной вероятности $P(S_2 \rightarrow S_1)$, а для переходной вероятности $P(S_2 \rightarrow S_4)$, что будет показано ниже.

Таким образом, угол смещения результирующего вектора сигнала S_2 определяется углом поворота границ принятия решений $\Delta\beta^x$. Угол смещения может быть определен при зондировании канала пилот-сигналом.

Основная задача, рассмотрения на данном этапе, это определение максимального значения величины амплитуды задержанного луча, при котором поворот границ принятия решений ведет к повышению помехоустойчивости всего ансамбля сигналов.

Рассмотрим образование новых сигнальных расстояний при вращении границ принятия решений сигнального созвездия КАМ-16.

На рис.2 показано образование новых сигнальных расстояний при вращении границ принятия решений в направлении дополнительного луча на угол $\Delta\beta^x$ для сигналов S_2 и S_1 .

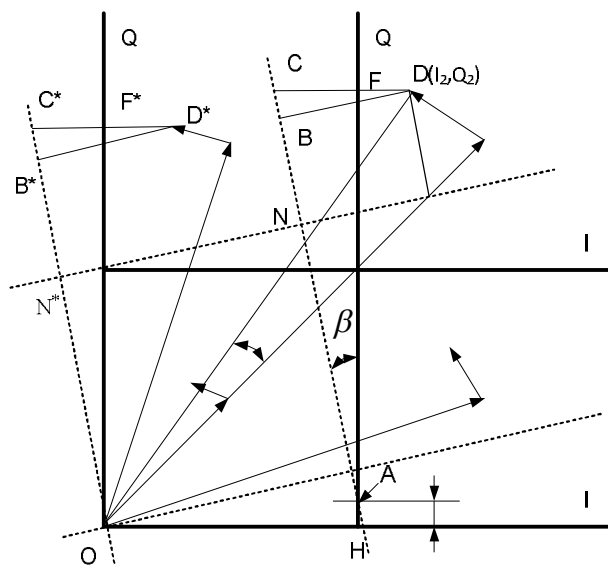


Рис.2. Образование новых относительных сигнальных расстояний при вращении границ принятия решений в направлении дополнительного луча

Из рассмотрения треугольника ACF следует, что $CF = \tan \beta^x AF$, где $AF = FH - AH$. Расстояние AH определяется как $AH = 2 \tan(\beta^x / 2)$, а $FH = Q(S_2^\Sigma)$ —

квадратурная составляющая сигнала S_2^Z , которая определяется как [5]:

$$Q(S_2^Z) = S_2 \sin \alpha_2 + S_3 \left(1 - \frac{t_3}{T}\right) \sin(\alpha_2 + \varphi) + S_3 \left(\frac{t_3}{T}\right) \sin(\beta_i + \varphi), \quad (1)$$

где S_2 — амплитуда основного сигнала, α_2 — начальная информационная фаза основного сигнала, β_i — информационная фаза задержанного сигнала, t_3 — время задержки дополнительного луча, T — длительность посылки, S_3 — амплитуда задержанного луча, φ — фаза задержанного сигнала.

Таким образом, $CF = \text{tg} \beta^x (Q(S_2^Z) - 2 \text{tg}(\beta^x / 2))$. Расстояние $CD = CF + FD$, где $FD = I(S_2^Z) - 2$, $I(S_2^Z)$ — синфазная компонента сигнала S_2^Z , определяемая в соответствии с [5]:

$$I(S_2^Z) = S_2 \cos \alpha_2 + S_3 \left(1 - \frac{t_3}{T}\right) \cos(\alpha_2 + \varphi) + S_3 \left(\frac{t_3}{T}\right) \cos(\beta_i + \varphi). \quad (2)$$

Новое сигнальное расстояние BD сигнала S_2^Z , образованное за счет вращения, определяется как:

$$BD = \cos \beta^x \{ \text{tg} \beta^x (Q(S_2^Z) - 2 \text{tg}(\beta^x / 2)) \} + I(S_2^Z) - 2. \quad (3)$$

Применяя такую же методику определения нового сигнального расстояния $B^x D^x$ для сигнала S_1^Z , получим:

$$B^x D^x = \cos \beta^x \{ \text{tg} \beta^x (Q(S_1^Z)) \} + I(S_1^Z). \quad (4)$$

Выражения (3) и (4) определяют новые расстояния до границы перехода $S_2 \rightarrow S_1$ и $S_1 \rightarrow S_5$. Для определения расстояния до границы перехода $S_2 \rightarrow S_4$ необходимо определить расстояние DN .

Рассмотрим треугольник ACF , определим уже $AC = \frac{AF}{\cos \beta^x}$, где $AF = (Q(S_2^Z) - 2 \text{tg}(\beta^x / 2))$. Расстояние: $BN = AC - CB - 2 - 2 \text{tg}(\beta^x / 2)$, а с учетом треугольника BCF получим:

$$BN = \frac{Q(S_2^Z) - 2 \text{tg}(\beta^x / 2)}{\cos \beta^x} - \text{tg} \beta^x BD - 2 - 2 \text{tg}(\beta^x / 2), \quad (5)$$

где BD определено в (1).

Таким же образом определяем $B^* N^*$:

$$B^* N^* = \frac{Q(S_1^Z)}{\cos \beta^x} - \text{tg} \beta^x B^* D^* - 2. \quad (6)$$

Выражения (5) и (6) определяют новые сигнальные расстояния до границы перехода $S_2 \rightarrow S_4$ и $S_1 \rightarrow S_3$.

Переименуем сигнальные расстояния до границ принятия решений, определенные в (3)–(6) как:

— $BD \rightarrow \Delta S(S_2 \rightarrow S_1)$ — расстояние до границы принятия решения передачи сигнала S_1 при условии передачи сигнала S_2 ,

— $B^* D^* \rightarrow \Delta S(S_1 \rightarrow S_5)$ — расстояние до границы принятия решения передачи сигнала S_5 при условии передачи сигнала S_1 ,

— $B^* N^* \rightarrow \Delta S(S_1 \rightarrow S_3)$ — расстояние до границы принятия решения передачи сигнала S_3 при условии передачи сигнала S_3 ,

— $BN \rightarrow \Delta S(S_2 \rightarrow S_4)$ — расстояние до границы принятия решения передачи сигнала S_4 , при условии передачи сигнала S_4 .

На рис.3 представлены зависимости новых относительных сигнальных расстояний как при повороте границ принятия решений сигнального созвездия КАМ-16, так и без поворота (исходное состояние) в зависимости от фазы дополнительного луча наиболее уязвимого символа S_2 , так как он и определяет максимально допустимую амплитуду дополнительного луча, при превышении которой происходит ошибка при отсутствии гауссовского шума. Максимальная величина амплитуды задержанного луча $\max S_3 = 0,236 S_0$. Для сигнала S_1 : $\max S_3 = 0,316 S_0$, для сигнала S_3 : $\max S_3 = 0,707 S_0$ [5]. В зависимости от фазы дополнительного луча φ угол поворота может изменяться от 0 до 360°, при этом при $\varphi = 0$ и 180° поворота не происходит. Если для сигнала S_2 вращение позволяет одинаково увеличить расстояние до границ S_1 и S_4 , то для сигнала S_1 поворот не равнозначен, как видно из рис.3. Изменение границ принятия решений для сигнала S_3 не существенно по сравнению с сигналами S_1 и S_2 , поэтому в дальнейшем рассматриваться не будет.

Исследования поворота границ принятия решений показали, что равномерное увеличение сигнальных расстояний достигается только при $\beta < 13,64^\circ$, что соответствует значению амплитуды задержанного луча менее $S_3 < 0,236 S_0$. Увеличение угла поворота при увеличении амплитуды задержанного луча приводит к увеличению $\Delta S_\beta(S_2 \rightarrow S_1)$ и уменьшению $\Delta S_\beta(S_2 \rightarrow S_4)$, что негативно сказывается при действии гауссовской аддитивной помехи. При увеличении длительности задержки сказывается влияние информационного символа β , в выражении (1), что приводит к изменению сигнальных расстояний для символов созвездия КАМ-16. Эти изменения незначительны при задержке менее 20% от длительности посылки.

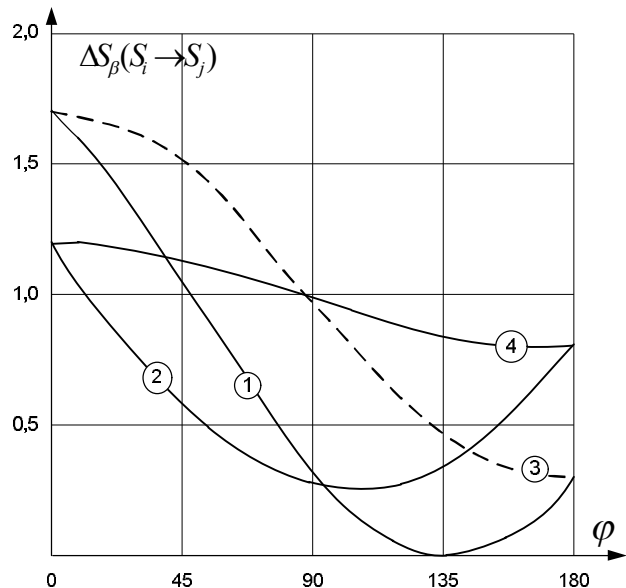


Рис.3 Зависимость относительных сигнальных расстояний при повороте на угол β границ принятия решений сигнального созвездия КАМ-16 от фазы задержанного луча. Кривая 1 — $\Delta S(S_2 \rightarrow S_1)$, кривая 2 — $\Delta S(S_1 \rightarrow S_5)$ исходное расстояние без поворота, кривая 3 — $\Delta S_\beta(S_2 \rightarrow S_1)$, $\Delta S_\beta(S_2 \rightarrow S_4)$, $\Delta S_\beta(S_1 \rightarrow S_3)$, кривая 4 — $\Delta S_\beta(S_1 \rightarrow S_5)$, при повороте на угол β

Для определения помехоустойчивости приема сигналов КАМ-16 при вращении границ принятия решений в канале с многолучевостью необходимо определить вероятностные характеристики изменения сигнальных расстояний.

3. Расчет статистических характеристик сигнальных расстояний КАМ-16 при изменении границ принятия решений

Для определения помехоустойчивости приема сигналов КАМ-16 в канале с многолучевостью необходимы статистические характеристики сигнальных расстояний, вызванные случайными изменениями амплитуды, задержки, фазы и информационными параметрами дополнительного луча. Рассмотрим двухлучевой канал, где дополнительный луч является суперпозицией многих лучей.

В соответствии с теорией случайных процессов [15] плотность распределения случайной величины на выходе нелинейного функционала, который обозначается как $y = f(x)$, где x — входной случайный параметр, имеющий плотность распределения $W(x)$, определяется как:

$$W(y) = \sum_i W_x[f^{-1}(y)] \left| \frac{dx_i}{dy} \right|,$$

где $x = f^{-1}(y)$ — обратный функционал $y = f(x)$, $i = N$, если одному значению y соответствует N значений x .

В рассматриваемом случае нелинейным функционалом $f(x)$ является сигнальное расстояние определяемой выражениями (3)-(6), а x — случайной фазой φ . Угол поворота границ определяется смещением сигнала S_2 , который равен:

$$\beta^x = \arctg\left(\frac{Q(S_2^x)}{I(S_2^x)}\right) - \arctg(1).$$

Учитывая сложность математических вычислений, целесообразно вычисления проводить численным методом на ЭВМ [5].

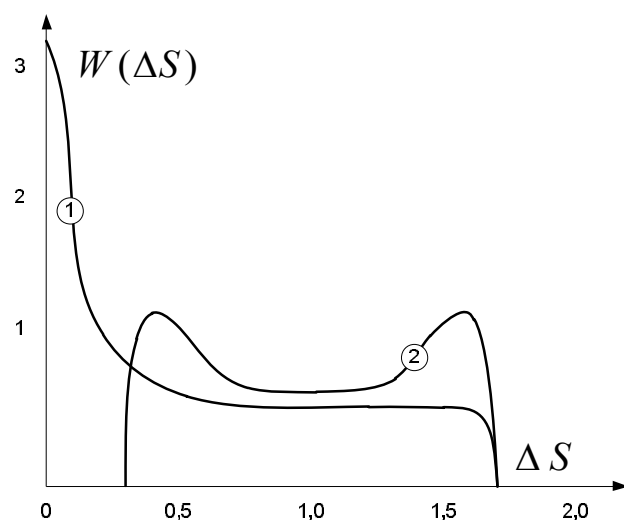


Рис.4. Плотность распределения вероятностей относительно сигнального расстояния $\Delta S(S_2 \rightarrow S_1)$ для предельного значения задержанного луча, равного $S_3 = 0,236S_2$, до поворота — кривая 1 и после поворота на угол β^x — кривая 2

На рис. 4 представлены плотности распределения вероятностей сигнального расстояния до границы принятия решения для наиболее уязвимого символа сигнала S_2 без поворота и после поворота на угол β^x . Выигрыш очень существен, так как угол поворота определялся именно для сигнала S_2 . При увеличении амплитуды задержанного сигнала выше предельного $S_3 > 0,236S_2$, выигрыш уменьшается, но не благоприятно сказывается на других сигналах созвездия КАМ-16.

На рис.5 представлены плотности распределения вероятностей сигнального расстояния до границы принятия решения для сигнала S_1 $\Delta S(S_1 \rightarrow S_2)$ без поворота и после поворота на угол β^x , где выигрыш незначителен, а для $\Delta S(S_1 \rightarrow S_3)$ практически не меняется.

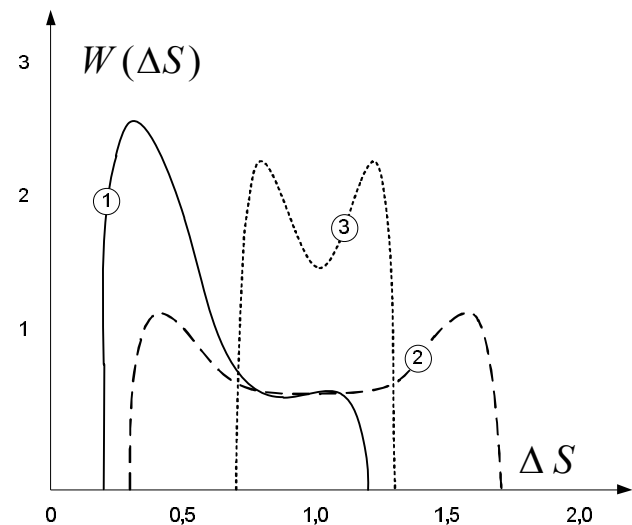


Рис.5. Плотность распределения вероятностей относительно сигнального расстояния $\Delta S(S_1 \rightarrow S_2)$ для предельного значения задержанного луча, равного $S_3 = 0,236S_2$, до поворота — кривая 1, после поворота на угол β^x — кривая 2 и $\Delta S(S_1 \rightarrow S_3)$ — кривая 3

Рассмотрение плотностей распределения вероятностей сигнальных расстояний до границы принятия решений дает возможность определить увеличение расстояний при различных углах поворота. Как показали исследования, то именно угол поворота, определяемый на основе рассмотрения деформации сигнального расстояния сигнала S_2 , является оптимальным.

4. Расчет вероятности ошибки при когерентном приеме сигналов КАМ-16 при вращении границ принятия решений

Для получения окончательных выводов об эффективности вращений границ принятия решений в канале с многолучевостью необходимо рассмотреть помехоустойчивость при воздействии гауссовской помехи и полученных вероятностных характеристик канала.

Переходная вероятность ошибки при изменении границ принятия решений определяется как [3]:

$$P(S_i \rightarrow S_j) = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{\Delta S \cdot E}{10N}}\right) \cdot W(\Delta S) d\Delta S, \quad (7)$$

где $W(\Delta S)$ — плотность распределения вероятностей расстояния ΔS между сигналом S_i и границей приня-

тия решений сигнала S_j , E/N — отношение энергии сигнала к спектральной плотности мощности гауссовского шума, $Q(x)$ — табулированный интеграл вероятностей, определяемый как:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt.$$

Выражение (7) для различных значений $W(\Delta S)$ необходимо решать численными методами.

На рис.6 приведены зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для сигналов S_1 и S_2 до поворота границ сигнального созвездия и после поворота, при этом сигнал S_3 не рассматривался, так как он находится в наиболее выгодном расположении.

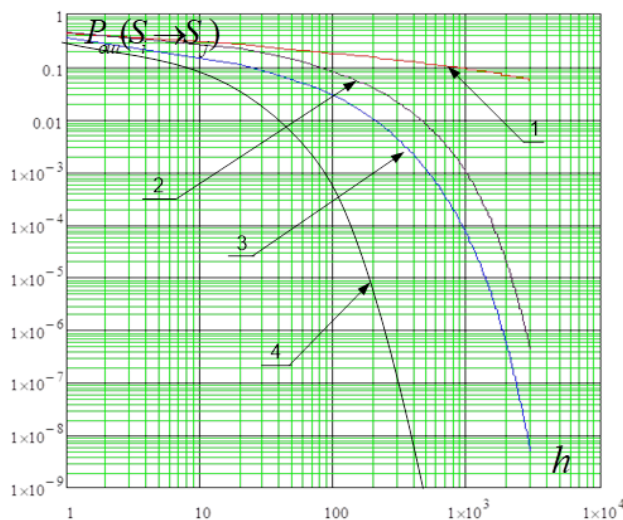


Рис.6. Зависимость переходных вероятностей ошибок от отношения сигнал/шум для различных сигналов созвездия KAM-16 в соответствии с рис.1. Кривая 1 — $P(S_2 \rightarrow S_1) = P(S_2 \rightarrow S_4)$ без вращения, кривая 2 — $P(S_1 \rightarrow S_5) = P(S_1 \rightarrow S_3)$ без вращения, кривая 3 — $P(S_2 \rightarrow S_1) = P(S_2 \rightarrow S_4) = P(S_1 \rightarrow S_3)$ при вращении, кривая 4 — $P(S_1 \rightarrow S_5)$ при вращении

При предельной амплитуде задержанного луча, равной $S_3 = 0,236S_2$, помехоустойчивость приема S_2 очень низкая, в то время как для остальных сигналов она приемлемая. Поскольку угол вращения определялся на основе рассмотрения деформации сигнала, то и переходные вероятности $P(S_2 \rightarrow S_1)$ и $P(S_2 \rightarrow S_4)$ равны между собой. Поворот границ сигнального созвездия благоприятно сказывается и на приеме сигнала S_1 , не говоря уже о сигнале S_3 , для которого при малых задержках вращение мало сказывается, так как амплитуда дополнительного луча для него сравнительно мала. Таким образом, вращение границ принятия решений позволяет увеличить помехоустойчивость демодулятора на 10 дБ в канале при предельной амплитуде задержанного луча по сравнению с системой без вращения.

5. Заключение

Рассмотренный метод вращения границ сигнального созвездия на основе анализа деформации зоны принятия решений наиболее уязвимых символов в многолучевом канале позволяет увеличить помехо-

устойчивость для предельных значений амплитуд задержанных сигналов.

Данный метод эффективен при стационарном положении приемного устройства, так как уменьшение скорости передачи за счет передачи пилот-сигналов незначительно.

Предложенный метод, включающий в себя анализ характера деформации сигнальных расстояний, рассмотрение их статистических характеристик, построенных на моделях многолучевого канала и расчета помехоустойчивости при воздействии гауссовского шума, позволяет рассматривать различные методы повышения эффективности приема.

1. Склар Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. Изд. 2-е, испр. М.: Издат. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
2. Мартиросов В.Е. Когерентные алгоритмы посимвольного приема сигналов QAM // *Электросвязь*. 2007. №1. С.47-51.
3. Мартиросов В.Е., Рамирес Х.А. Помехоустойчивость когерентного прием сигналов QAM // *Электросвязь*. 2007. №5. С. 44-48.
4. Алехин В.А., Шеболюков В.В. Помехоустойчивость сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией // *Известия Южного федерального университета. Технические науки*. 2009. Т.90. №1. С.7-14.
5. Янушковский А.Ю., Кривошейкин А.В. Помехоустойчивость приема сигналов фазоамплитудной модуляции в условиях неидеальности квадратурных каналов // *Изв. вузов. Приборостроение. Электронные и электромагнитные устройства*. 2010. Т.53. №10. С.58-63.
6. Янушковский А.Ю., Кривошейкин А.В. Точность определения параметров демодулятора в системах с квадратурной амплитудно-фазовой модуляцией // *Изв. вузов. Приборостроение. Электронные и электромагнитные устройства*. 2010. Т.53. №10. С.55-60.
7. Яценко С.Ю. Анализ влияния искажений и шумов на помехоустойчивость приема сигналов квадратурной амплитудной модуляции // *Журнал радиоэлектроники*. 2016, №5. С.3.
8. Гужва А.Ю., Дворников С.В., Русин А.А., Пшеничников А.В. Методика трансформации сигнального созвездия KAM-16 с изменением его формы // *Электросвязь*. 2015. №2. С.28-31.
9. Framing structure, channel coding and modulation for second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2) [Эл. ресурс] // DVB. URL: <https://dvb.org/?standard=frame-structure-channel-coding-and-modulation> (дата обращения 24.01.2021).
10. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Бурыкин Д.А. Структурно-функциональная модель сигнального созвездия с повышенной помехоустойчивостью // *Информация и космос*. 2015. №2. С.4-7.
11. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Эконом В.П. Метод оценки помехоустойчивости сигнальных конструкций квадратурной модуляции с трансформированными констелляционными диаграммами // *Радиопромышленность*. 2017. №1. С.51-56.
12. Chen Y., Ueng Y. Noncoherent amplitude/phase modulated transmission schemes for rayleigh block fading channels // *IEEE Transaction on communication*. 2013. Vol.61. №1. P.217-227. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCOMM.2012.101712.120023>
13. Сидельников Г.М. Помехоустойчивость демодуляторов сигналов с фазовой и относительной фазовой модуляцией в каналах с многолучевостью // *Омский научный вестник*. 2017. №5 (155). С.146-151.
14. Сидельников Г.М. Сравнительный анализ эффективности разнесенного приема сигналов с квадратурной амплитудной и с фазовой модуляцией в канале с дискретной многолучевостью // *Вестник ПГТУ. Серия Радиотехнические и информационные системы*. 2020. №2 (46). С.18-30. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2020.2.18>

15. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Советское Радио, 1970. 600 с.

References

1. Zubarev Ju.B., Krivosheev M.I., Krasnosel'skij I.N. Cifrovoe televizionnoe veshhanie. Osnovy, metody, sistemy. [Digital television broadcasting. Fundamentals, methods, systems]. Moscow, Nauchno-issledovatel'skij institut radio, 2001, 568 p.
2. Martirosov V.E. Kogerentnye algoritmy posimvol'nogo priema signalov QAM [Coherent algorithms for character-by-character reception of QAM signals]. Elektrosvyaz, 2007, no. 1, pp. 47-51.
3. Martirosov V.E., Ramires H.A. Pomehoustojchivost' kogerentnogo priema signalov QAM [Noise Immunity of coherent QAM signal reception]. Elektrosvyaz, 2007, no. 5, pp 44-48.
4. Alehin V.A., Shebolkin V.V. Pomehoustojchivost' signalov s kvadraturnoj amplitudnoj moduljaciej [Noise Immunity of signals with quadrature amplitude modulation]. Izvestiya SFedU. Engineering Sciences, 2009, no. 1, vol.90, pp.7-14.
5. Janushkovskij A.Ju., Krivoshejkin A.V. Pomehoustojchivost' priema signalov fazoamplitudnoj moduljaciej v uslovijah neideal'nosti kvadraturnyh kanalov [Noise-Immune Receiving of Phase-Amplitude Modulated Signals with Imperfect Quadrature Channels]. Journal of Instrument Engineering, 2011, vol. 54, no. 9, pp 58-63.
6. Janushkovskij A.Ju., Krivoshejkin A.V. Tochnost' opredeleniya parametrov demodulyatora v sistemah s kvadraturnoj amplitudno-fazovoj moduljaciej. [Accuracy of determining demodulator parameters in systems with quadrature amplitude-phase modulation]. Journal of Instrument Engineering, 2010, vol. 53, no. 10, pp 55-60.
7. Jacenko S.Ju. Analiz iskazhenij i шумов na pomehoustojchivost' priema signalov kvadraturnoj amplitudnoj moduljaciej [Analysis of distortion and noise on the noise immunity of receiving signals of quadrature amplitude modulation]. Radioelektronika, 2016, no. 5, p 3
8. Guzhva A.Ju., Dvornikov S.V., Rusin, Pshenichnikov A.V. Metodika transformacii signal'nogo sozvezdija signala KAM-16 s izmeneniem ego formy [Method of transformation of the signal constellation of the QAM-16 signal with a change in its shape]. Elektrosvyaz, 2015, no. 2, pp. 28-31.
9. Framing structure, channel coding and modulation for second generation digital terrestrial broadcasting system (DVB-T2). DVB Document A122, Jun. 2008.
10. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V., Burykin D.A. Strukturno-funkcional'naja model' signal'nogo sozvezdija s povyshennoj pomehoustojchivost'ju [Structural and functional model of a signal constellation with increased noise immunity]. Information and space, 2015, no. 2, pp. 4-7.
11. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V., Jekonom V.P. Metod ocenki pomehoustojchivosti signal'nyh konstrukcij kvadraturnoj moduljaciej s transformirovannymi konstellacionnymi diagrammami [Method for evaluating the noise immunity of signal structures of quadrature modulation with transformed constellation diagrams]. Radio industry (Russia), 2017, no. 1, pp 51-56.
12. Chen Y., Ueng Y. Noncoherent Amplitude Phase Modulated Transmission for Rayleigh Block Fading Channels. IEE Transaction on communication, vol. 61, no.1, Jan. 2013, pp.217-227
13. Sidel'nikov G.M. Pomehoustojchivost' demodulyatorov signalov s fazovoj i odnositel'noj fazovoj moduljaciej v kanalakh s mnogoluchevost'ju [Noise Immunity of signal demodulators with phase and relative phase modulation in channels with multipath]. Omskiy nauchnyy vestnik, no. 5, pp. 146-151
14. Sidel'nikov G.M. Sravnitel'nyj analiz jeffektivnosti raznesennogo priema signalov s kvadraturnoj amplitudnoj i s fazovoj moduljaciej v kanale s diskretnoj mnogoluchevost'ju [Comparative analysis of the efficiency of distributed signal reception with quadrature amplitude m with phase modulation in a channel with discrete multipath]. Vestnik of Volga State University of Technology. Series "Radio Engineering and Information Systems". 2020, no. 2, pp. 18-30.
15. Tihonov V.I. Statisticheskaja radiotekhnika [Statistical radio engineering]. Sovetskoye Radio Publishing house, 1970, p.600.