DOI 10.24412/2221-2574-2025-2-21-31 УДК 621.396

КОГЕРЕНТНОСТЬ МОДУЛИРОВАННЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ В ПРИЁМНОМ УСТРОЙСТВЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Насонов Василий Васильевич
кандидат технических наук, доцент, заместитель начальника кафедры Ярославского высшего военного училища[1] противовоздушной обороны имени Маршала Советского Союза Л.А. Говорова.
E-mail: patriot457@mail.ru

Фитасов Евгений Сергеевич
доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиотехники радиофизического факультета ФГАОУ ВО «Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет имени Н.И. Лобачевского (ННГУ)[2]».
E-mail: fitasoves@rf.unn.ru

[1]*Адрес:* 150001, Российская Федерация, г. Ярославль, Московский проспект, д. 28.
[2]*Адрес:* 603022, Российская Федерация, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, д. 23.

Аннотация: В работе проведена оценка степени когерентности модулированных активных шумовых помех в приёмном устройстве радиотехнической системы. В качестве количественной меры степени когерентности помехи использовалась энтропия распределения энергии собственных чисел выборочной корреляционной матрицы помехи. Показано, что анализ когерентности модулированных активных шумовых помех позволяет дать количественную оценку для селекции помех «прицельной помехи» и «заградительной помехи».

Ключевые слова: модулированные помехи, активная шумовая помеха, энтропия, прицельная помеха, заградительная помеха, полоса пропускания, рабочая частота.

Введение

Задачи помехозащиты приёмных трактов являются одними из основных задач при проектировании различных радиотехнических систем — систем радиосвязи, радиолокации, радионавигации [1–6]. Одними из видов помех, приводящих к существенному снижению функциональных характеристик радиотехнической системы, являются активные шумовые помехи (АШП). К основным видам активных помех относятся непрерывные шумовые помехи (прямошумовые или модулированные), импульсные и прерывистые шумовые, а также ряд других [1–3]. Воздействие модулированных АШП на приёмное устройство радиотехнической системы, например, радиостанции, приводит к существенному снижению максимальной дальности связи или максимальной дальности обнаружения воздушных целей в импульсной РЛС. С физической точки зрения при постановке модулированных АШП происходит увеличение спектральной плотности мощности (СПМ) собственного шума приёмного устройства на величину, равную спектрально плотности мощности АШП.

В зависимости от соотношения ширины спектра помехи Δf_n и полосы пропускания приёмного устройства $\Pi_{0,7}$ модулированные АШП могут быть узкополосными или широкополосными. Узкополосные помехи характеризуются тем, что ширина их спектра соизмерима с шириной полосы пропускания подавляемого приёмного устройства импульсной РЛС. Широкополосные помехи имеют ширину спектра, перекрывающую диапазон (полосу перестройки) всех рабочих частот радиосистемы. Узкополосные АШП создаются за счёт использования различного модулированного параметра несущего колебания (модулированные АШП), при этом типы этих помех разделяют на амплитудно-модулированные, частотно-модулированные и фазомодулированные.

В современных радиотехнических системах для противодействия модулированным АШП используют различные способы помехозащи-

ты. Одним из основных, применяемых на практике, является перестройка несущей частоты в широкой полосе рабочих частот. При этом, осуществляется оценка уровня мощности АШП с последующим сравнением этого уровня со значениями уровней мощности АШП на других рабочих частотах и выбор частоты с минимальным значением уровня помех. При воздействии узкополосных модулированных АШП перестройка частоты осуществляется путём скачкообразного перехода на одну из конечного множества фиксированных частот, что, как правило, недостаточно эффективно защищает радиосистему от такого рода помехи [7]. Поэтому необходимо проводить оценку ширины спектра модулированной АШП.

Таким образом, является актуальной задача оценки спектральных характеристик модулированных АШП по отношению к полосе пропускания приёмного устройства радиотехнической системы для селекции модулированных активных шумовых помех.

Однако, многочисленные спектральные методы достаточно эффективно работают при оценке детерминированных (квазидетерминированных) сигналов и узкополосных случайных процессов. При этом получить количественные оценки для широкополосных случайных процессов (в том числе с распределениями, близкими к равномерному) является сложной задачей, либо требующей большого объёма статистических данных (большого объёма выборки процесса), что не всегда возможно в практических приложениях.

Поэтому для решения данной задачи селекции модулированных помех в качестве информационного признака предлагается использовать оценку степени когерентности процесса в приёмном устройстве радиотехнической системы.

Очевидно, что шумовую помеху можно представить как флуктуационный процесс — колебания со случайными амплитудой и фазой (частотой) или как результат случайного наложения (суммы) детерминированных сигналов [8]. В работе [8] проведён анализ степени когерентности активных шумовых помех (АШП) в радиолокационных системах и в качестве количественной меры степени когерентности помехи использовалась энтропия распределения собственных чисел корреляционной матрицы помехи. Полученная оценка и проведённый анализ степени когерентности шумовой помехи позволила придать когерентным свойствам шумовых активных помех количественную и информативно ёмкую оценку. Также была показана возможность использования данной информационной меры в качестве количественного критерия оценки «широкополосной помехи» и «узкополосной помехи», что также даёт возможность её использования для селекции модулированных АШП. Кроме того, можно отметить, что данная мера была эффективно использована при селекции имитирующих сигналоподобных помех в радиолокационных системах с внутренней когерентностью [9].

1. Постановка задачи. Модель модулированных АШП.

Рассмотрим основные типы модулированных АШП. Такие помехи могут быть созданы путём шумовой модуляции колебаний генератора помех, причём может использоваться амплитудная, частотная и фазовая модуляция [2, 10].

Типовая схема станции для создания таких помех [1] представлена на рис. 1.

Задающий генератор формирует гармоническое колебание, которое может перестраи-

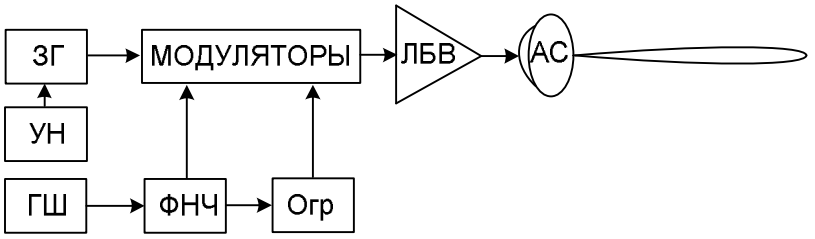

Рис. 1. Схема формирования модулированных АШП

ваться по частоте с помощью устройства настройки. Генератор шума формирует напряжение шумов с эффективной полосой, определяемой низкочастотным фильтром и ограничителем. В зависимости от вида модуляции выбирают модулятор и параметры модулирующего шума. После дополнительного усиления в лампе бегущей волны созданная помеха излучается антенной системой в пространство.

Для создания амплитудно-модулированной АШП (АМ АШП) характерным является изменение амплитуды несущего колебания по случайному закону [2, 11]

$$\eta_{АМП}(t) = U_n(1 + m \cdot \xi(t) \cdot \exp\left[j(2\pi f_n t + \varphi_n)\right]), \quad (1)$$

где $m = \dfrac{\Delta U}{U_n}$ — коэффициент амплитудной модуляции; U_n — амплитуда помехи; ΔU — девиация амплитуды; $\xi(t)$ — низкочастотный шум.

Как известно [12], спектр АМ АШП $S_{АМП}(f)$ состоит из дискретной составляющей на частоте несущей f_n и двух боковых полос, отображающих спектр модулирующих шумов и обладающих симметрией амплитуд и фаз. Эффективная полоса помехи определяется удвоенной шириной спектра модулирующего шума $2\Delta F_ш$ (если модулирующий шум является гауссовским процессом с равномерной спектральной плотностью). Маскирующий эффект при подавлении импульсной РЛС, работающей в режиме обзора, создают преимущественно боковые составляющие спектра АМ АШП.

Частотно-модулированные АШП (ЧМ АШП) создаются при модуляции по частоте несущего колебания низкочастотным шумом. Выражение ЧМ АШП на входе приёмника можно представить в виде [2, 11]

$$\eta_{ЧМП}(t) = U_n \cdot \exp\left[j(2\pi f_n t + 2\pi \cdot \int_0^t m \cdot \xi(\theta) d\theta + \varphi_n)\right], \quad (2)$$

где $\xi(t)$ — низкочастотный шум; m — коэффициент частотной модуляции.

ЧМ АШП характеризуется эффективным индексом частотной модуляции β, равным отношению эффективного значения девиации частоты Δf к эффективному значению ширины спектра модулирующего шума $\Delta F_ш$

$$\beta = \frac{\Delta f}{\Delta F_ш}. \quad (3)$$

Ширина и характер спектра ЧМ АШП $S_{ЧМП}(f)$ зависит от вероятностных спектральных характеристик модулирующего шума и эффективного индекса частотной модуляции β [11].

Фазомодулированные АШП (ФМ АШП) представляют собой высокочастотные колебания, модулированные по фазе шумом [1, 9]

$$\eta_{ФМП}(t) = U_n \cdot \exp\left(j(2\pi f_n t + \varphi(t) + \varphi_n)\right), \quad (4)$$

где $\varphi(t)$ — модулирующая функция фазы, зависящая от эффективного индекса фазовой модуляции ψ и ширины спектра $\Delta F_ш$ модулирующего шума $\xi(t)$, зависящей от полосы пропускания низкочастотного фильтра.

Известно [1], что форма и ширина спектра ФМ АШП $S_{ФМП}(f)$ зависят от формы и ширины спектра модулирующего шума $\Delta F_ш$ и от значения эффективного индекса фазовой модуляции ψ.

Важнейшими преимуществами ЧМ АШП и ФМ АШП по сравнению с АМ АШП являются отсутствие (при достаточно глубокой модуляции) в их спектре ярко выраженного несущего колебания и возможность простым изменением коэффициента усиления модулятора в весьма широких пределах (десятки-сотни мегагерц) менять ширину спектра помехового сигнала без расширения спектра модулирующего шума.

2. Оценка когерентности модулированных активных шумовых помех на основе анализа распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы

Рассмотрим случай помехи, которая создаётся одним внешним источником шума малого уг-

лового размера и собственным шумом с единичной мощностью. В этом случае сигнал распространяется в направлении антенной решётки РЛС в виде плоской волны со случайной комплексной амплитудой.

Будем считать, что после аналого-цифрового преобразования на вход приёмника радиотехнической системы поступают отсчёты, представляющие собой выборку из N значений аддитивной смеси модулированной АШП $\boldsymbol{s}$ и собственного шума $\boldsymbol{n}$, распределённого по гауссовскому (нормальному) закону [12]:

$$\boldsymbol{x} = v\boldsymbol{s} + \boldsymbol{n}, \tag{5}$$

где v — фиксированный амплитудный множитель.

При этом будем считать, что корреляционная матрица вектора собственного шума является единичной:

$$\left\langle \boldsymbol{n}\boldsymbol{n}^* \right\rangle = \boldsymbol{I}, \tag{6}$$

где $\boldsymbol{I}$ — единичная матрица; $\langle ... \rangle$ — знак статистического усреднения; * — знак эрмитова сопряжения.

Вектор комплексных амплитуд $\dot{\boldsymbol{s}}$ амплитудно-модулированной, частотно-модулированной и фазомодулированной АШП получается в соответствии с выражениями (1), (2) и (4) соответственно и имеет вид:

$$\dot{\boldsymbol{s}}_{АМП} = \left[\exp(-j2\pi f_n t\Delta t n_1),\ \exp(-j2\pi f_n t\Delta t n_2),\ ...,\ \exp(-j2\pi f_n t\Delta t N)\right]^*, \tag{7}$$

$$\dot{\boldsymbol{s}}_{ЧМП} = \left[\exp\left(-j\left(2\pi\cdot f_n\cdot t + \sum_{k=1}^{N} 2\pi\cdot m\cdot \xi_k\cdot \Delta t\cdot k\right)n_1\right),\ \exp\left(-j\left(2\pi\cdot f_n\cdot t + \sum_{k=1}^{N} 2\pi\cdot m\cdot \xi_k\cdot \Delta t\cdot k\right)n_2\right),\ ...,\ \exp\left(-j\left(2\pi\cdot f_n\cdot t + \sum_{k=1}^{N} 2\pi\cdot m\cdot \xi_k\cdot \Delta t\cdot k\right)N\right)\right], \tag{8}$$

$$\dot{\boldsymbol{s}}_{ФМП} = \left[\exp(-j(2\pi f_n t + \xi_j\Delta t)n_1),\ \exp(-j(2\pi f_n t + \xi_j\Delta t)n_2),\ ...,\ \exp(-j(2\pi f_n t + \xi_j\Delta t)N)\right], \tag{9}$$

где Δt — частота дискретизации.

Корреляционная матрица (КМ) принимаемой помехи будет иметь вид [13]

$$\boldsymbol{R} = \left\langle \boldsymbol{s}\boldsymbol{s}^* \right\rangle. \tag{10}$$

С учётом собственного шума единичной мощности КМ будет иметь вид:

$$\boldsymbol{M} = \left\langle v^2 \right\rangle \boldsymbol{R} + \boldsymbol{I}. \tag{11}$$

В соответствии с [5], показатель энтропии равен:

$$H = -\sum_{i=1}^{N} \lambda_{0i}\cdot \ln(\lambda_{0i}), \tag{12}$$

где $\lambda_{0i} = \dfrac{\lambda_i}{Sp\boldsymbol{M}}$ — нормированные собственные значения матрицы $\boldsymbol{M}$; $Sp\boldsymbol{M}$ — след (сумма диагональных элементов) матрицы $\boldsymbol{M}$, который характеризует среднюю энергию шумовой помехи.

В случае детерминированного сигнала энтропия H стремится к нулю, то есть сигнал является полностью когерентным. В случае случайного гауссового процесса с равными по мощности и некоррелированными компонентами энтропия распределения энергии сигнала равна $H = \ln(N)$. В случае аддитивной смеси шумовой помехи и собственного шума при отношения помеха/шум $q \to \infty$ энтропия (4) стремится к нулю, что соответствует полностью когерентному сигналу, а при $q \to \infty$ энтропия имеет максимально возможное значение $\ln(N)$, что соответствует полностью некогерентному сигналу.

На практике точное значение корреляционной матрицы помехи $\boldsymbol{M}$, как правило, неизвестно и поэтому приходится использовать её оценку $\hat{\boldsymbol{M}}$ (максимально правдоподобную оценку), получаемую в соответствии с выражением [13]:

$$\hat{\boldsymbol{M}} = \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L} \boldsymbol{x}_i\cdot \boldsymbol{x}_i^*, \tag{13}$$

где $\boldsymbol{x}_i$ — вектор процесса, принимаемый в i-й момент времени, в соответствии с выражением (1); L — объём выборки, используемой для

получения оценки корреляционной матрицы сигнала (количество отсчётов, по которым усредняется выборочная матрица $\hat{\boldsymbol{M}}$).

3. Результаты численного моделирования

На основе выражений (1), (2), (4)–(12), при значениях объёма выборки $N = 10$ количестве усреднений для оценки корреляционной матрицы $L = 10$ построена математическая модель расчёта показателя энтропии H для аддитивной смеси помехи и собственного шума при различных параметрах модулированных АШП на входе приёмного устройства РЛС.

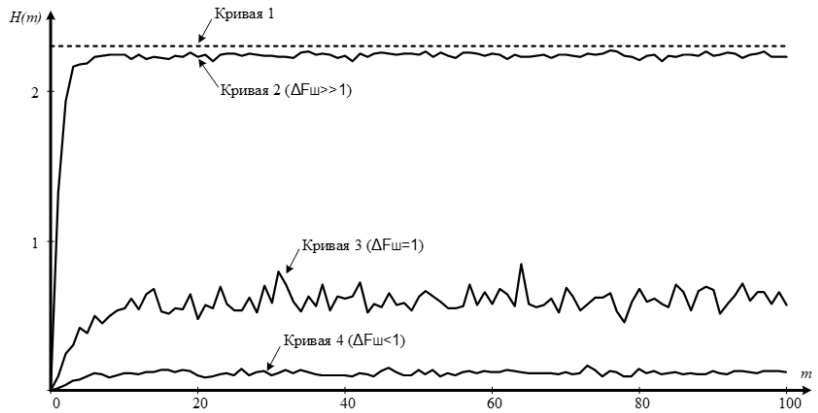

Рис. 2. Зависимость значения энтропии от коэффициента амплитудной модуляции при различной ширине спектра модулирующего шума

На рис. 2 представлены результаты моделирования зависимости показателя энтропии H от коэффициента амплитудной модуляции m аддитивной смеси АМ АШП (1) и собственного шума приёмного устройства, при разном значении ширины спектра модулирующего низкочастотного шума $\Delta F_ш$.

При увеличении полосы пропускания ФНЧ спектр модулирующего низкочастотного шума $\Delta F_ш$ увеличивается. При ширине спектра модулирующего низкочастотного шума $\Delta F_ш \gg 1$ по мере увеличения коэффициента амплитудной модуляции m показатель энтропии аддитивной смеси собственного шума приёмного устройства и АМ АШП (кривая 2) приближается к значению $\ln(N)$ (кривая 1), что позволяет судить о полной некогерентности такой смеси. При $\Delta F_ш = 1$ и увеличении коэффициента амплитудной модуляции m показатель энтропии аддитивной смеси собственного шума приёмного устройства и АМ АШП (кривая 3) отличается от значения $\ln(N)$ (кривая 1) и смесь, при таких значениях, считается частично когерентной. Если ширина спектра модулирующего низкочастотного шума является узкой $\Delta F_ш < 1$, то показатель энтропии аддитивной смеси собственного шума приёмного устройства и АМ АШП при увеличении коэффициента амплитудной модуляции m приближается к минимально возможному значению H (кривая 4), следовательно, смесь частично когерентная из-за наличия в АМ АШП преобладающего несущего колебания.

На рис. 3 представлены результаты моделирования зависимости показателя энтропии H от эффективного индекса частотной модуляции β аддитивной смеси ЧМ АШП (2) и собственного шума приёмного устройства при разном значении ширины спектра модулирующего низкочастотного шума $\Delta F_ш$.

При ширине спектра модулирующего низкочастотного шума $\Delta F_ш \ll 1$ по мере увеличения эффективного индекса частотной модуляции β показатель энтропии аддитивной смеси собственного шума приёмного устройства и ЧМ АШП (кривая 2) достигает значения $\ln(N)$ (кривая 1), что позволяет судить о полной некогерентности такой смеси. При $\Delta F_ш = 1$ и увеличении эффективного индекса частотной модуляции β показатель энтропии аддитивной смеси собственного шума приёмного устройства и ЧМ АШП (кривая 3) стремится к значению $\ln(N)$ (кривая 1) и смесь соответствует полной некогерентности. Если ширина

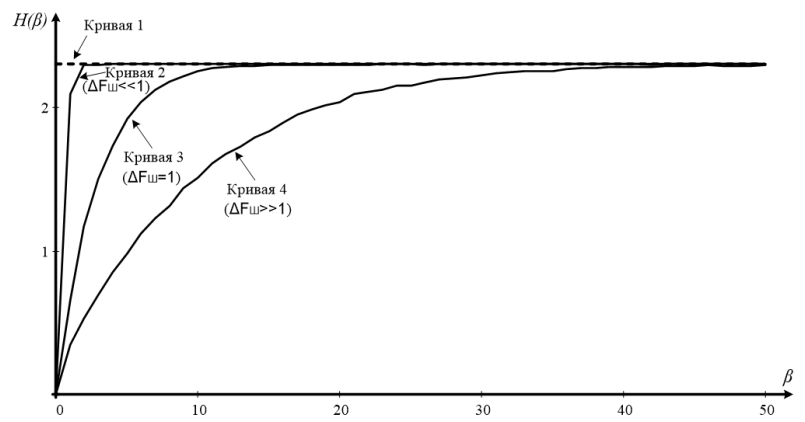

Рис. 3. Зависимость значения энтропии от эффективного индекса частотной модуляции при различной ширине спектра модулирующего шума

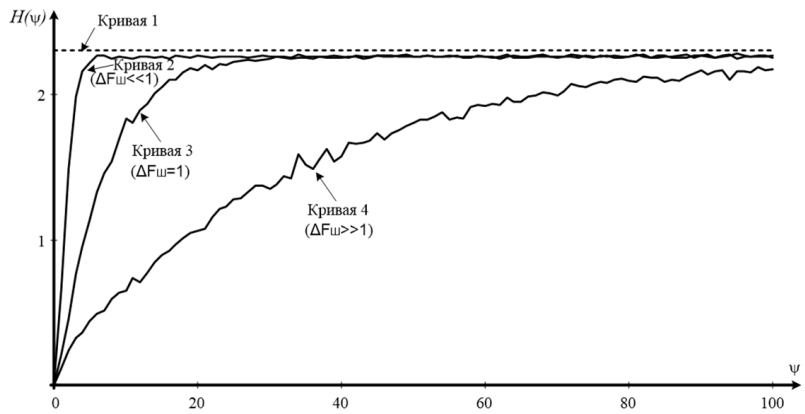

Рис. 4. Зависимость значения энтропии от эффективного индекса фазовой модуляции при различной ширине спектра модулирующего шума

спектра модулирующего низкочастотного шума является широкой $\Delta F_ш \gg 1$, то показатель энтропии аддитивной смеси собственного шума приёмного устройства и ЧМ АШП при большом значении эффективного индекса частотной модуляции β приближается к значению $\ln(N)$ (кривая 4), смесь также является полностью некогерентной.

На рис. 4 представлены результаты моделирования зависимости показателя энтропии H от эффективного индекса фазовой модуляции ψ аддитивной смеси ФМ АШП (4) и собственного шума приёмного устройства при разном значении ширины спектра модулирующего низкочастотного шума $\Delta F_ш$.

Полученные результаты с определенной строгостью можно считать схожими с результатами при рассмотрении аддитивной смеси собственного шума приёмного устройства и ЧМ АШП. При увеличении значения эффективного индекса фазовой модуляции $\psi > 100$ кривые 2–4 приближаются к значению $\ln(N)$ (кривая 1).

Чаще всего применение модулированных АШП осуществляется в интервале излучения и приёма РЛС отражённых сигналов от целей. При этом возможны несколько режимов излучения помех, одним из которых является постановка, при выполнении условия: $\Delta f_n = П_{0,7}$ (прицельная по частоте), $\Delta f_n \gg П_{0,7}$ (заградительная по частотному диапазону).

Рассмотрим задачу оценки ширины спектра модулированных АШП по отношению к ширине полосы пропускания приёмного устройства на основе метода оценки степени когерентности. Анализ когерентности модулированных АШП проведём относительно когерентности собственного (гауссовского) шума приёмного устройства радиотехнической системы. Будем рассматривать модулированные АШП с шириной спектра Δf_n относительно ширины полосы пропускания $П_{0,7}$ радиоприёмного устройства (известно, что спектр полезного сигнала согласован с полосой пропускания приёмного устройства РЛС $\Delta f_c \approx П_{0,7}$).

На рис. 5 приведены графики зависимости значений энтропии аддитивной смеси помехи и собственного шума от отношения поме-

ха/шум q при длине выборки процесса $N = 10$ и условии, что ширина спектра помехи совпадает с полосой пропускания приёмного устройства РЛС $\Delta f_n \approx П_{0,7}$ (прицельная помеха).

Как показано в [12] при увеличении отношения помеха/шум минимальное значение энтропии будет стремиться к значению (кривая 5):

$$H_{ШП}^{\min} = -\sum_{i=1}^{M} \lambda_{0i} \cdot \ln(\lambda_{0i}), \quad (10)$$

которое будет определяться значениями M отличных от нуля собственных чисел корреляционной матрицы помехи $\mathbf{\Phi}$, которые, в свою очередь, будут зависеть от ширины спектра помехи Δf_n.

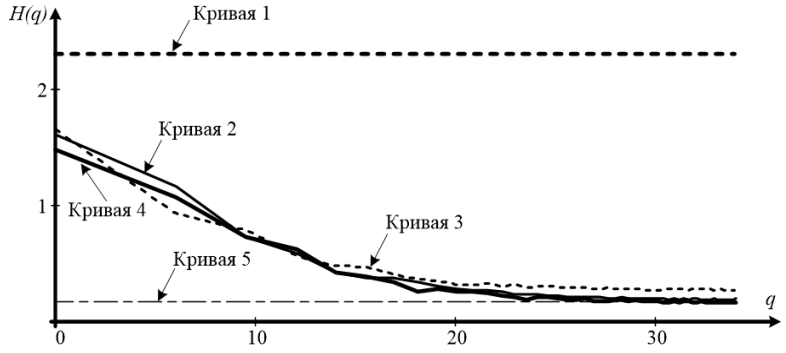

Рис. 5. Зависимость значения энтропии от отношения помеха/шум для аддитивной смеси при различной модуляции: кривая 2 – ЧМ АШП; кривая 3 – АМ АШП; кривая 4 – ФМ АШП; крива 1 – $\ln(N)$

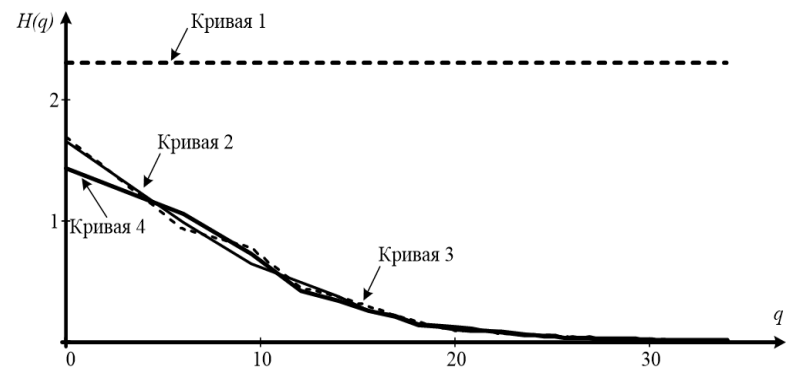

Рис. 6. Зависимость значения энтропии от отношения помеха/шум для аддитивной смеси при различной модуляции: кривая 2 – ЧМ АШП; кривая 3 (пунктир) – АМ АШП; кривая 4 – ФМ АШП; кривая 1 – $\ln(N)$

При постановке прицельных помех, в их узком спектре, появляется присутствие составляющей на несущей частоте, что значительно ухудшает их свойства, особенно при амплитудной модуляции. При фазовой модуляции низкочастотным шумом $(\psi < 1)$ спектр помехи имеет гауссовский вид. Форма такого спектра соответствует спектру АМ АШП при значении коэффициента амплитудной модуляции $m < 1$. При частотной модуляции низкочастотным шумом со спектральной плотностью в области нулевых частот с индексом частотной модуляции $\beta < 1$ форма спектра имеет также гауссовскую форму. С увеличением отношения помеха/шум q значение энтропии H модулирующих АШП уменьшается до значения $H_{ШП}^{\min}$ (кривая 5), что соответствует частично когерентному процессу.

При малых значениях $m \ll 1$, $\beta \ll 1$, $\psi \ll 1$ в спектре модулированных АШП низкочастотным шумом в основном остаётся составляющая несущего колебания и аддитивная смесь становится смесью детерминированного (квазидетерминированного) сигнала и собственного шума.

На рис. 6 представлены результаты моделирования значений энтропии H аддитивной смеси при малых значениях $m \ll 1$, $\beta \ll 1$, $\psi \ll 1$ и длине выборке процесса $N = 10$ от отношения помеха/шум q.

Как видно из рис. 6 при увеличении отношения помеха/шум q показатель энтропии H стремится к нулевому значению, что соответствует полной когерентности.

При достаточно больших значениях $m \gg 1$, $\beta \gg 1$, $\psi \gg 1$ энергия составляющей на

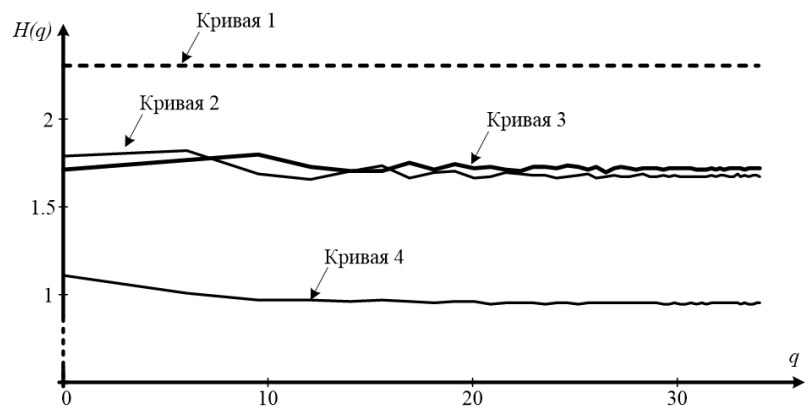

Рис. 7. Зависимость значения энтропии от отношения помеха/шум для аддитивной смеси при различной модуляции: кривая 2 – ЧМ АШП; кривая 3 – ФМ АШП; кривая 4 – АМ АШП; крива 1 – $\ln(N)$

несущей частоте f_n перераспределяется в области боковых частот, спектр модулированных помех становится широким и равномерным, со значением больше значения полосы пропускания приёмного устройства РЛС $\Delta f_n \gg \Pi_{0,7}$, и такая ситуация равносильна постановке заградительной помехи.

На рис. 7 показаны зависимости значения энтропии H от отношения помеха/шум q для аддитивной смеси при различной модуляции низкочастотным шумом при больших значениях ($m \gg 1$, $\beta \gg 1$, $\psi \gg 1$ и длине выборке процесса $N = 10$.

Представленные результаты расчёта показателя энтропии H на рис. 7 имеют отличия. Так при амплитудной модуляции низкочастотным шумом спектр АМ АШП имеет составляющую на несущей частоте, не создающей её маскирующего эффекта. Мощность спектральных составляющих распределяется между несущей и боковыми составляющими неравномерно. Показатель энтропии H с ростом q соответствует $\ln(2)$, кривая 4 имеет практически прямолинейный характер, если пренебречь незначительными изменениями при малом отношении помеха/шум $q < 10$. Если значения индексов большое $(\beta \gg 1,\ \psi \gg 1)$, то энергия несущей распределяется в боковые полосы, спектр частотной и фазовой модуляции расширяется и становится равномерным. По мере увеличения отношения помеха/шум $(q \to \infty)$ значение энтропии H ЧМ АШП и ФМ АШП соответствует в целом установившемуся значению $\ln(2)$. Кривые 2, 3 и 4 соответствуют частично когерентному процессу. Расхождение значений показателя энтропии H между АМ АШП и ЧМ (ФМ) АШП объясняется наличием вклада несущего колебания в формирование модулированных АШП.

На основе полученных результатов можно осуществить селекцию модулированных АШП в приёмном устройстве РЛС используя оценку степени когерентности. Так, при известной полосе пропускания приёмного устройства РЛС $\Pi_{0,7}$, заданном отношении помеха/шум q, вычисленном минимальном значение оценки энтропии $H_{ШП}^{\min}$ и измеренном среднем значении, дисперсии и СКО процесса энтропии, возможно определить тип модулирующих АШП и режим их использования: прицельная по частоте или заградительная по диапазону частот.

На рис. 8 представлен результат имитационного моделирования оценки энтропии H аддитивной смеси АШП с частотной и фазовой модуляцией (амплитудная модуляция из-за наличия своих низких маскирующих свойств не учитывалась) и собственного шума приёмного устройства РЛС.

Показатели энтропии H (кривые 2, 3) имеют практически одинаковые значения при увеличении отношения помеха/шум $(5 < q < \infty)$, так как ширина спектра ЧМ и ФМ АШП много больше полосы пропускания приёмного устройства РЛС и по аналогии с гауссовским шумом (кривая 1) это соответствует полной некогерентности. При ширине спектра ЧМ и

ФМ АШП равной полосе пропускания радиоприёмного устройства показатель энтропии H монотонно убывает (кривая 4, 5) и с ростом q достигает значения $H_{ШП}^{\min}$. Такой процесс соответствует частично когерентному. Если ширина спектра ЧМ и ФМ АШП меньше ширины полосы пропускания, то показатель энтропии H при $q \to \infty$ стремится к нулю, так как в спектре помех, в основном, присутствует ярко выраженная несущая составляющая (квазидетерминированный сигнал) и такой процесс становится полностью когерентный.

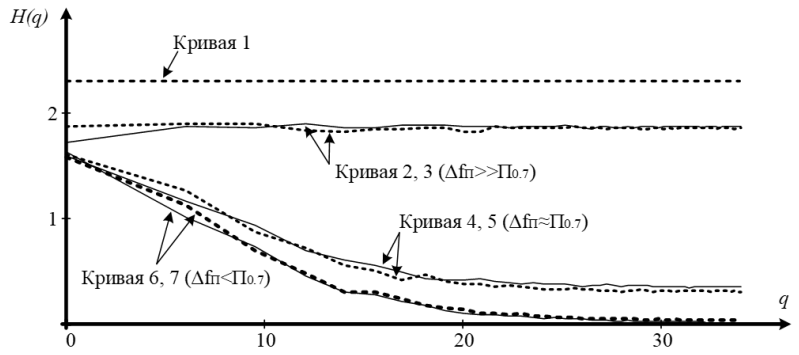

Рис. 8. Зависимость значения энтропии от отношения помеха/шум для аддитивной смеси при разных отношениях ширины спектра помехи Δf_n и полосы пропускания $П_{0,7}$

Таким образом, полученные результаты оценки степени когерентности модулированных активных шумовых помех позволяют определить тип и их режим использования по отношению к РЛС: прицельная по частоте или заградительная по диапазону частот. Для решения задачи защиты от прицельных помех на основе показателя энтропии (дополнительного информационного признака) оптимально позволить оператору (алгоритму ЭВМ), при определённых условиях, выбирать рабочую частоту на очередное зондирование. Полученные результаты вполне согласуются с проведённым в работе [14, 15] моделированием оценки когерентности сигналов с флуктуациями частоты и фазы.

Заключение

Проведённый анализ степени когерентности, модулированной активной шумовой помехи на основе анализа распределения энергии сигнала по собственным числам корреляционной матрицы позволяет придать когерентным свойствам модулированных АШП дополнительный информационный признак (количественную оценку). Получены зависимости значения энтропии от коэффициента амплитудной модуляции m, эффективного индекса частотной β и фазовой ψ модуляции при различной ширине спектра модулирующего низкочастотного шума. Так, для аддитивной смеси АМ АШП и собственного шума приёмного устройства с увеличением ширины спектра модулирующего низкочастотного шума и росте m показатель энтропии стремится к $\ln(N)$. Для аддитивной смеси ЧМ АШП (ФМ АШП) и собственного шума приёмного устройства с увеличением значений β и ψ при разной $\Delta F_ш$ показатель энтропии также стремится к $\ln(N)$. Оценка степени когерентности модулированных активных шумовых помех позволяет определить тип и их режим использования по отношению к полосе пропускания радиоприёмного устройства РЛС: прицельная по частоте или заградительная по диапазону частот. Так, при условии $\Delta f_n \gg П_{0,7}$, значение показателя энтропии стремится к $\ln(N)$, что соответствует заградительной по диапазону частот АШП. При $\Delta f_n \approx П_{0,7}$ показатель энтропии H с увеличением отношения помеха/шум q соответствует значению меньшему $\ln(N)$, что аналогично прицельной по частоте помехи. Если $\Delta f_n < П_{0,7}$, то при увеличении отношения помеха/шум q энтропия H стремится к нулю, что соответствует детерминированному сигналу. Также отметим, что с теоретической точки

зрения оценка степени когерентности позволяет распространить понятие «когерентность» на модулированные АШП, в частности на понятия «узкополосная» помеха, «широкополосная» помеха и дать данным понятиям некоторую количественную оценку.

Литература

1. *Куприянов А.И., Шустов Л.Н.* Радиоэлектронная борьба. Основы теории. М.: Вузовская книга, 2011. 800 с.: ил.
2. Защита от радиопомех. Под ред. *М.В. Максимова*. М.: Сов. радио, 1976. 496 с.
3. *Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпухин В.И.* Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов. Под ред. И.Я. Кремера. М.: Сов. Радио, 1972. 480 с.
4. *Фитасов Е.С., Насонов В.В., Гусева Ю.С., Козлов С.А.* К вопросу оценки эффективности работы автокомпенсатора активных шумовых помех при пространственном перемещении помехопостановщика // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2019. №2(34). С. 21–29.
5. *Иванников А.П., Иванников Д.А.* Комплекс адаптивной защиты узкополосных систем радиосвязи от многолучевых сигналов и импульсных помех // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. №1(37). С. 4–14.
6. *Терсин В.В.* Измерение дальности и частоты Доплера суммарно-дальномерными станциями разнесённого приёма при воздействии активных и пассивных помех // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2020. №4(40). С. 23–32.
7. *Макаренко С.И.* Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетецентрических войнах начала XXI века. Монография. СПб.: Наукоемкие технологии. 2017. 546 с.
8. Михеев П.В. Метод оценки когерентных свойств радиолокационных сигналов // Известия вузов. Радиофизика. 2006. Т. XLIX, № 1. С. 82–87.
9. *Фитасов Е.С., Кудряшова О.Е., Леговцова Е.В., Насонов В.В.* Когерентность активных шумовых помех в радиолокационных системах с антенными решётками // Изв. вузов. Радиофизика. 2022. Т. 65, №2. С. 159–168.
10. *Ботов М.И., Вяхирев В.А.* Основы теории радиолокационных систем и комплексов: учеб. Под общ. ред. *М.И. Ботова*. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2013. 530 с.
11. *Антипенский Р.* Разработка моделей преднамеренных помех системам аналоговой связи // Компоненты и технологии. 2007. №9. С. 177–182.
12. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
13. *Марпл–мл. С.Л.* Цифровой спектральный анализ. М.: Мир, 1990. 547 с.
14. *Фитасов Е.С., Леговцова Е.В., Кудряшова О.Е., Козлов С.А., Насонов В.В.* Селекция имитирующих сигналоподобных помех в радиолокационных системах с внутренней когерентностью // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 11. С. 917–925.
15. *Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Леговцова Е.В., Насонов В.В.* Оценка когерентности радиолокационных сигналов с флуктуациями параметров // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 69–82.

Поступила 21 ноября 2024 г.

English

COHERENCE OF MODULATED NOISE INTERFERENCE IN THE RECEIVER OF A RADIO ENGINEERING SYSTEM

Vasily Vasilyevich Nasonov — PhD in Engineering, Deputy Head of Department, Yaroslavl Higher Military Institute[1] of the Air Defense.
E-mail: patriot457@mail.ru

Evgeny Sergeevich Fitasov — Grand Dr. in Engineering, the Head of the Department of Radio Engineering, Radiophysics Faculty, Lobachevsky State University[2] of Nizhny Novgorod.
E-mail: fitasoves@rf.unn.ru

[1]*Address:* 150001, Russian Federation, Yaroslavl, Moskovsky Ave., 28.
[2]*Address:* 603022, Russian Federation, Nizhny Novgorod, Gagarin Ave., 23.

Abstract: The issue of noise immunity in receiving paths is one of the primary challenges in designing various radio engineering systems, such as communication systems, radars, and radio navigation. One type of interference that significantly degrades the performance of such systems is active noise jamming (ANJ). The main types of active jamming include: continuous noise jamming (direct noise or modulated); pulsed noise; intermittent noise, etc. When modulated ANJ affects a radio system's receiver (e.g., a radio station or radar), it drastically reduces the maximum communication range or maximum target detection range (in the case of

pulsed radar). From a physical standpoint, when modulated ANJ is applied, the power spectral density (PSD) of the receiver's intrinsic noise increases by an amount equal to the PSD of the ANJ. Modern radio systems employ various noise suppression techniques to counteract modulated ANJ. To address the problem of modulated interference discrimination, it is proposed to use an assessment of the process coherence level in the radio system's receiver as an informative feature. Noise jamming can be represented as: a fluctuating process (oscillations with random amplitude and phase/frequency); the result of random superposition (summation) of deterministic signals. Analyzing the coherence level of modulated active noise jamming—based on estimating the signal energy distribution via the eigenvalues of the correlation matrix—allows the coherence properties of modulated ANJ to serve as an additional informative feature (quantitative measure). The following dependencies were obtained: entropy value vs. amplitude modulation coefficient; entropy value vs. effective frequency and phase modulation index for different bandwidths of the modulating low-frequency noise. Assessing the coherence level of modulated active noise jamming helps determine the type and operating mode relative to the radar receiver's bandwidth: frequency targeting (spot jamming); barrage jamming (wideband noise suppression).

Keywords: modulated jamming, active noise jamming (ANJ), entropy, spot jamming, barrage jamming, bandwidth, operating frequency.

References

1. *Kupriyanov A.I.*, *Shustov L.N.* Electronic Warfare: Fundamentals of Theory. Moscow: Vuzovskaya Kniga. 2011. 800 p.
2. Protection Against Radio Interference. Ed. by *Maksimov M.V.* Moscow: Sov. Radio. 1976. 496 p.
3. *Kremer I.Ya.*, *Vladimirov V.I.*, *Karpukhin V.I.* Modulating (Multiplicative) Interference and Radio Signal Reception. Ed. by *Kremer I.Ya.* Moscow: Sov. Radio. 1972. 480 p.
4. *Fitasov E.S.*, *Nasonov V.V.*, *Guseva Yu.S.*, *Kozlov S.A.* On the Issue of Evaluating the Effectiveness of an Active Noise Jamming Autocompensator Under Spatial Movement of a Jammer. Radio engineering and telecommunication systems. 2019. No. 2(34). Pp. 21–29.
5. *Ivannikov A.P.*, *Ivannikov D.A.* A Complex for Adaptive Protection of Narrowband Radio Communication Systems Against Multipath Signals and Pulse Interference. Radio engineering and telecommunication systems. 2020. No. 1(37). Pp. 4–14.
6. *Tersin V.V.* Range and Doppler Frequency Measurement by Sum-Range Stations with Spaced Reception Under Active and Passive Jamming. Radio engineering and telecommunication systems. 2020. No. 4(40). Pp. 23–32.
7. *Makarenko S.I.* Information Warfare and Electronic Warfare in Network-Centric Wars of the Early 21st Century. Monograph. St. Petersburg: Naukoemkie Tekhnologii. 2017. 546 p.
8. *Mikheev P.V.* A Method for Assessing Coherence Properties of Radar Signals. Izvestiya vuzov. Radiofizika. 2006. Vol. XLIX. No. 1. Pp. 82–87.
9. *Fitasov E.S.*, *Kudryashova O.E.*, *Legovtsova E.V.*, *Nasonov V.V.* Coherence of Active Noise Jamming in Radar Systems with Antenna Arrays. Izvestiya vuzov. Radiofizika. 2022. Vol. 65. No. 2. Pp. 159–168.
10. *Botov M.I.*, *Vyakhirev V.A.* Fundamentals of Radar Systems and Complexes Theory: Textbook. Ed. by *Botov M.I.* Krasnoyarsk: Sib. Fed. Univ. 2013. 530 p.
11. *Antipensky R.* Development of Models for Intentional Jamming of Analog Communication Systems. Komponenty i tekhnologii. 2007. No. 9. Pp. 177–182.
12. *Shirman Ya.D.*, *Manzhos V.N.* Theory and Techniques of Radar Information Processing Against a Background of Interference. Moscow: Radio i Svyaz. 1981. 416 p.
13. *Marple Jr. S.L.* Digital Spectral Analysis. Moscow: Mir. 1990. 547 p.
14. *Fitasov E.S.*, *Legovtsova E.V.*, *Kudryashova O.E.*, *Kozlov S.A.*, *Nasonov V.V.* Selection of Imitating Signal-Like Jamming in Radar Systems with Internal Coherence. Izvestiya vuzov. Radiofizika. 2021. Vol. 64. No. 11. Pp. 917–925.
15. *Fitasov E.S.*, *Orlov I.Ya.*, *Legovtsova E.V.*, *Nasonov V.V.* Evaluation of Coherence in Radar Signals with Parameter Fluctuations. Izvestiya vuzov. Radiofizika. 2021. Vol. 64. No. 1. Pp. 69–82.