

Методический аппарат реализации процедур постановки низко-энергетических помех в каналах спутниковой связи

Methodical tools for implementation of procedures for energy formulation of low-energy interference in satellite communication channels

Гулидов / Gulidov A.

Алексей Анатольевич

(practicdsv@yandex.ru)

ФГКВОУ ВО «Военная академия связи

имени Маршала Советского Союза

С. М. Буденного» МО РФ,

соискатель.

г. Санкт-Петербург

Ключевые слова: низкоэнергетические помехи – low-energy interference; оценка качества формирования помех – evaluation of interference generation quality; коэффициент подавления – suppression ratio; коэффициент частотной расстройки – frequency mismatch ratio.

Предлагается способ виртуального радиоподавления каналов спутниковой связи посредством постановки низкоэнергетических помех, не приводящих к деструктивным нарушениям работы абонентских терминалов. Дается описание основных этапов его реализации. Представляется аналитический аппарат, позволяющий осуществлять количественную оценку качества формируемых низкоэнергетических помех. Демонстрируются результаты компьютерного моделирования, позволяющие оценить допустимые погрешности изменения параметров низкоэнергетических помех. Обосновываются направления дальнейших исследований.

The article suggests a method of virtual radio suppression of satellite communication channels through formulation of low-energy interference which does not result in destructive violations of customer terminals operation. Description is given for main stages of its implementation. Analytical tools which allow to perform a quantitative evaluation of quality of the generated low-energy interference are provided. Results of computer simulation which allow to evaluate permissible errors of change in low-energy interference parameters are shown. Trends of the further researches are substantiated.

В настоящее время существуют некоторые проблемы в подготовке специалистов радиоэлектронного подавления (РЭП) систем спутниковой связи (ССС). Прежде всего, это связано с определенными сложностями при организации подыгрыша, предполагающего наличие значительного числа абонентских терминалов (АТ), выступающих в качестве объектов блокирования. При этом аренда канального ресурса СССР в интересах организации сетей подыгрыша является достаточно затратным мероприятием и на практике, как правило, трудно реализуемым.

Между тем анализ вооруженных конфликтов последнего десятилетия показал, что нередко одни и те же

коммерческие СССР используются противоборствующими сторонами [1]. Именно поэтому современная концепция ведения боевых действий предполагает применение интеллектуальных методов [2], требующих от операторов автоматических станций помех (АСП) высокопрофессиональных действий при блокировании АТ, исключающих ошибочные решения.

Для таких условий использование тренажеров, базирующихся только на компьютерную анимацию, не решает указанной проблемы, т.к. даже самая совершенная программа не заменит работу оператора по реальным источникам. Следовательно, необходим поиск новых подходов к разрешению возникшего противоречия, обусловленного необходимостью подготовки специалистов постановки помех АТ СССР, и возникающих сложностей, связанных с организацией указанного процесса.

Решение указанной проблемы видится в организации так называемого виртуального РЭП (ВРЭП), при котором излучаемые низкоэнергетические (НЭ) помехи не оказывали бы деструктивного воздействия, но при этом их параметры соответствовали искомому значению помех, формируемым в случае реального РЭП. С учетом указанных обстоятельств, в настоящей статье рассмотрен подход к реализации ВРЭП на основе разработанного методического аппарата количественной оценки качества формируемых НЭ помех.

Содержание основных этапов ВРЭП каналов СССР

Поскольку ВРЭП не предусматривает деструктивное воздействие на АТ СССР, то реализация процедур оценки его эффективности должна исходить из необходимости обработки НЭ помехи, находящейся ниже уровня сигнала. С учетом указанных замечаний, методике формирования постановки НЭ помех при ВРЭП предлагается определить в следующих этапах.

1. Измеряют уровень шума в канале приема ретранслированного сигнала в отсутствии сеанса связи между абонентами.

2. Измеряют уровень мощности сигнала подавляемого АТ, значение его несущей частоты, а также величину ее отстройки от сетки частот.

3. По результатам измерений рассчитывают излучаемую мощность НЭ помехи исходя из условия, что в приемном тракте подавляемого АТ она не должна влиять на качество связи.

4. Излучают НЭ помеху синхронно на частоте псевдоподавляемого сигнала, а ее копию сохраняют.

5. Для получения количественной оценки качества НЭ помех осуществляют корреляцию принятой аддитивной смеси псевдоподавляемого сигнала и низкоэнергетической помехи с запомненной ранее копией помехи. И по сформированному значению корреляционной функции производят оценку [3]. В качестве показателей количественной оценки рассматривают уровень шумов при ВРЭП (т.е. правильность выбора уровня сформированной НЭ помехи) и величину частотной расстройки корреляционной функции относительно центральной частоты спектра псевдоподавляемого сигнала (т.е. правильность установки значения частоты НЭ помехи, с учетом ее возможной трансформации при прохождении приема-передающих трактов спутника-ретранслятора, СР).

Следует отметить, что реализация указанных процедур становится возможной только в том случае, если АТ ССС и АСП находятся в зоне электромагнитной доступности СР, определяемой антенной его ретрансляционного тракта [4]. Принцип указанной оценки поясняется на рис. 1, где в спектральной области представлены спектр принятой реализации и результаты ее корреляционной обработки с запомненной копией помехи.

Очевидно, что основные проблемы ВРЭП связаны с точным совмещением НЭ помехи и псевдоподавляемого сигнала в частотно-временном пространстве, поскольку частотная расстройка Δf_p обусловлена не только погрешностью методов измерения и средств

анализа сигнала, но и качеством исполнения формирующих трактов [5].

Методический аппарат количественной оценки формирования НЭ помех

При отсутствии ВРЭП на вход приемной части СР будет поступать аддитивная смесь полезного сигнала мощностью P_c и суммарных шумов, спектральная мощность которых составит $P_{\Sigma ш}$, тогда искомое значение примет следующий вид.

$$P_{\Sigma c} = P_c + P_{\Sigma ш}. \quad (1)$$

В режиме ВРЭП в рассмотренную аддитивную смесь добавится НЭ помеха мощностью P_n . В результате получим

$$P_{\Sigma c+n} = P_c + P_n + P_{\Sigma ш}. \quad (2)$$

Суммарную мощность шумов и помех непреднамеренного характера на входе как АТ ССС, так и АСП можно соответственно представить как:

$$\begin{aligned} P_{\Sigma ш АТ} &= P_{ш СР} + P_{ш АТ} + F_{пом}; \\ P_{\Sigma ш АСП} &= P_{ш СР} + P_{ш АСП} + P_{пом} \end{aligned} \quad (3)$$

где $P_{ш СР}$ – мощность шумов приемного тракта СР; $P_{ш АТ}$, $F_{ш АСП}$ – мощность шумов приемного тракта АТ ССС и, соответственно, приемной части АСП; $P_{пом}$ – мощность комбинационных помех в СР, при работе в многосигнальном режиме.

Заметим, что значения $P_{ш АТ}$ и $P_{ш АСП}$ в (3) обусловлены техническими особенностями построения приемных трактов АТ и АСП.

Полученные выражения (1) и (2) позволяют определить величину отношения НЭ помехи к сигналу (ОПС)



Рис. 1. Спектр реализации аддитивной смеси принятого сигнала, шумов и рассчитанной корреляционной функции помехи под уровнем шумов на входе приемного тракта АСП

на входе как приемного тракта АТ ССС, так и подсистемы контроля самой АСП в режиме ВРЭП:

$$\begin{aligned} \bar{h}^2 &= \frac{P_n}{P_c} = \frac{P_{\Sigma c+n} - P_c - P_{\Sigma ш}}{P_{\Sigma c} - P_{\Sigma ш}} = \frac{P_{\Sigma c+n} - P_{\Sigma c}}{P_{\Sigma c} - P_{\Sigma ш}} = \\ &= \frac{\frac{P_{\Sigma c+n}}{P_{\Sigma ш}} - \frac{P_{\Sigma c}}{P_{\Sigma ш}}}{\frac{P_{\Sigma c}}{P_{\Sigma ш}} - 1} = \frac{\frac{P_{\Sigma c+n}}{P_{\Sigma ш}} - 1}{1 - \frac{P_{\Sigma c}}{P_{\Sigma ш}}} \end{aligned} \quad (4)$$

Для рассматриваемой методики выражение (4) является определяющим при оценке эффективности ВРЭП, т.к. значения $\bar{F}_{\Sigma c}$ и $P_{\Sigma c+n}$, представляющие его аналитическую основу, могут быть измерены на приемной части АСП в режимах и анализа ретранслированных сигналов ССС, и постановки НЭ помех. Только значение $P_{\Sigma ш}$ для подавляемого АТ ССС рассчитать непосредственно в подсистеме контроля АСП не представляется возможным, в виду различия величин $P_{шАТ}$ и $P_{шАСП}$.

Согласно [6, 7], при реализации многостанционного доступа к СР с частотным разделением каналов и наличием защитных интервалов между сигналами, суммарную мощность шумов в отсутствие помехи можно измерить в соседнем с подавляемым сигналом защитном интервале. При этом измеренное значение $P_{\Sigma ш}$ будет практически эквивалентно суммарной мощности шумов в полосе подавляемого сигнала [8, 9].

Между тем при реализации многостанционного доступа к СР с временным или кодовым разделением

сигналов измерения суммарной мощности шумов не представляются возможными [10]. В этом случае предлагается для вычисления $P_{\Sigma ш}$ воспользоваться измеренным значением $P_{шАСП}$ в режиме «молчания», т.е. когда ни АТ ССС, ни АСП не излучают сигналы. В то же время при реализации многостанционного доступа к СР с временным или кодовым разделением сигналов входящее в выражение (3) слагаемое $P_{пом}$ будет практически равным нулю.

В качестве альтернативы, при невозможности измерения суммарной мощности шумов СР и АТ ССС, предлагается определить указанные значения аналитически. Так, в формуле (3) первое и второе слагаемые ($P_{шСР}$ и $P_{шАТ}$) могут быть рассчитаны в соответствии с [11], [12]:

$$P_{шСР} = k \cdot T_{шСР} \cdot \Delta f_c, \quad (5)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_{шСР}$ – суммарная шумовая температура приемо-передающих трактов СР и АТ ССС; Δf_c – ширина спектра сигнала, формируемого АТ ССС.

Величина ошибки определения ОПС, при невозможности измерения значений $P_{шСР}$ и $P_{шАТ}$, в наихудшем случае не превысит 0,83 дБ при значении отношения сигнал/шум (ОСП) в радиолинии порядка 7 дБ и при значении ОПС в пределах 0 дБ [13].

Оценку эффективности ВРЭП с использованием прямошумовой помехи с частотной манипуляцией (ЧТ) и относительной фазовой манипуляцией (ОФТ), рассчитаем на основе выражений из [14, 15].

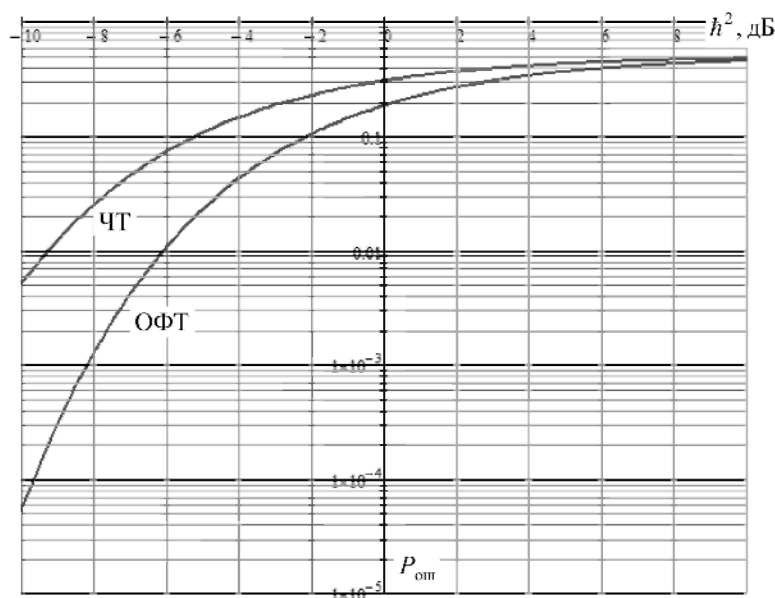


Рис. 2. Вероятность ошибки в канале в зависимости от ОПС для сигналов частотной и относительной фазовой манипуляции

$$P_{\text{ош}} = \begin{cases} \frac{1}{2} \exp\left(-0,5 \cdot \frac{P_c}{P_{\Sigma\text{ш}} + P_{\Pi}}\right) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{0,5}{\frac{P_{\Sigma\text{ш}}}{P_c} + \frac{P_{\Pi}}{P_c}}\right) \\ = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{0,5}{\frac{1}{h^2} + \tilde{h}^2}\right) \text{ для ЧТ сигнала;} \\ \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{P_c}{P_{\Sigma\text{ш}} + P_{\Pi}}\right) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{1}{\frac{P_{\Sigma\text{ш}}}{P_c} + \frac{P_{\Pi}}{P_c}}\right) = \\ = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{1}{\frac{1}{h^2} + \tilde{h}^2}\right) \text{ для ОФТ сигнала.} \end{cases} \quad (6)$$

В формуле (6) $h^2 = P_c / P_{\Sigma\text{ш}}$ есть значение ОСШ.

На рис. 2 показаны графические зависимости $P_{\text{ош}} = f(P_{\Pi} / P_c) = f(h^2)$ при РЭП каналов ССС с сигналами ЧТ и ОФТ прямошумовой помехой (графики на рис. 2 построены с учетом ≈ 20 дБ в канале).

Анализ полученных зависимостей показывает, что при больших значениях ОСШ h^2 (когда $P_{\text{ош}} > 0,1$) влияние составляющей $P_{\Sigma\text{ш}}$ на величину $P_{\text{ош}}$ незначительное. Так, входящая в выражение (3) компонента $P_{\text{пом}}$ не превышает 5% от $P_{\Sigma\text{ш}}$, что позволяет пренебречь ее влиянием на результирующее значение искомой величины. Следовательно, основными шумами, оказывающим доминирующее влияние на $P_{\Sigma\text{ш}}$, являются $P_{\text{шАТ}}$ и $P_{\text{шАСП}}$ в соответствующих трактах приема. Учитывая, что величина $P_{\text{шСР}}$ будет одинакова для обоих случаев, расчет результирующего значения P_{Π} будет исходить из необходимости обеспечения требуемого уровня деструктивного воздействия относительно $P_{\Sigma\text{с}}$.

На практике важным моментом остается вопрос выбора необходимого уровня помехи, при котором бы обеспечивалась заданная степень деструктивного воздействия при сохранении скрытности по отношению к системам контроля ССС [16]. Такой режим характерен для так называемого интеллектуального подавления [1]. Применительно к рассматриваемым условиям ВРЭП, выбор уровня НЭ помехи должен быть таким, чтобы, с одной стороны, обеспечивалась требуемая величина всплеска корреляционной функции, а с другой – не оказывалось бы деструктивного воздействия на АТ ССС.

Следовательно, при ведении ВРЭП возникает вероятность неправильного выбора требуемого значения P_{Π} , которая будет определяться погрешностью измерения компонент, входящих в основу выражение (4) и, соответственно, выражаться величиной Δh^2 , как некоторого отклонения от требуемого значения ОПС.

С учетом возможного отклонения искомого значения ОПС как в сторону увеличения Δh^2 , так и его уменьшения, т.е. $\pm \Delta h^2$, выражение для результирующей вероятности ошибки будет иметь следующий вид:

$$P_{\text{ош}} = \begin{cases} \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{0,5}{h^2 \pm \Delta h^2 + 1/h^2}\right) \\ \text{для ЧТ сигнала;} \\ \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{1}{h^2 \pm \Delta h^2 + 1/h^2}\right) \\ \text{для ОФТ сигнала.} \end{cases} \quad (7)$$

На рис. 3 показаны графические зависимости вероятности ошибки от погрешности определения ОПС Δh^2 для значения $h^2 = 1$.

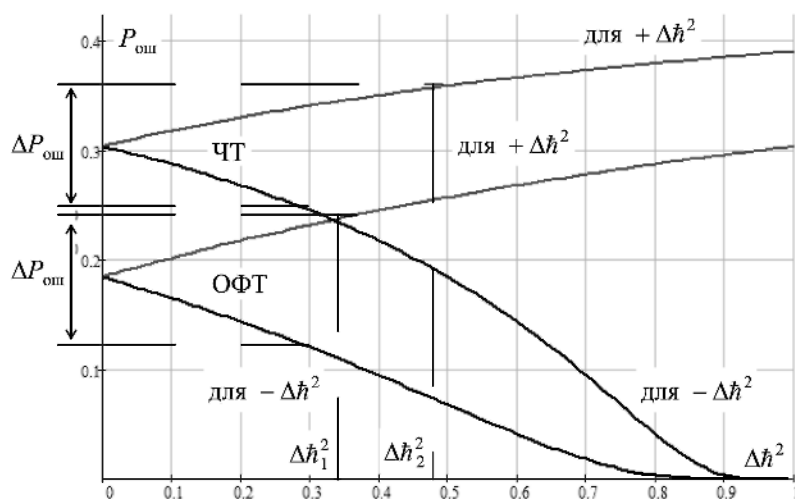


Рис. 3. Вероятность ошибки в канале приема от ОПС для сигналов частотной и относительной фазовой манипуляции

Полученные зависимости на рис. 3 позволяют определить область изменения вероятности ошибки при ВРЭП прямошумовой помехой, соответственно ЧТ сигнал (вверху) и ОФТ сигнал (внизу). Здесь восходящие кривые соответствуют погрешностям со знаком плюс, а нисходящие – со знаком минус. Анализ указанных результатов позволяет сделать вывод, что вероятность ошибки с увеличением погрешности определения ОПС увеличивается либо уменьшается в зависимости от знака, т.е. возрастает, если значение Δh^2 имеет знак плюс, и убывает, если погрешность имеет знак минус.

Результаты моделирования показали, что разброс значений вероятности ошибки, при погрешности выбора коэффициента подавления со знаком плюс, может достигать: 35% при РЭП сигналов ЧТ; 24% при РЭП сигналов ОФТ, что в целом совпадает с результатами, представленными в [6].

При этом если погрешности имеют знак минус, то, соответственно, 97% и 100% при РЭП сигналов ЧТ и ОФТ. Заметим, что разброс вероятности ошибки $\Delta P_{\text{ош}}$, обеспечиваемый в тракте приема при выборе требуемого значения мощности сигнала в пределах, сопоставимых с половинным значением искомой величиной ОПС для рассматриваемых видов модуляции, не превысит 10% от требуемого показателя эффективности РЭП $P_{\text{ош}}$:

$$\Delta h^2 < 0,48h^2, \text{ для сигналов ЧТ} \quad (8)$$

$$\Delta h^2 < 0,34h^2, \text{ для сигналов ОФТ} \quad (9)$$

Важным показателем качества проводимых измерений относительной амплитуды сигналов со случайной начальной фазой, является среднеквадратическая ошибка (СКО) оценки:

$$\frac{\sigma_A}{A} = \alpha \sqrt{1/h^2}, \quad (10)$$

где A – измеряемое значение амплитуды; α – коэффициент пропорциональности, определяемый формой огибающей измеряемого сигнала.

В [6] получено выражение для дисперсии оценки ОПС, в зависимости от текущего значения ОСШ:

$$\sigma_{\text{н.2}} = 1,5\alpha \sqrt{1/h^2}. \quad (11)$$

Формула (11) позволяет оценить точность определения значения ОПС, в зависимости от коэффициента пропорциональности, определяемого формой огибающей измеряемого сигнала.

Так, для выборки, сформированной сглаженной огибающей $\alpha = 1,414...1,059$ [11], ошибка оценивания $\sigma_{\text{н.2}}$ становится сопоставимой с измеренным значением ОПС при величине ОСШ 4–7 дБ.

Использование значения $\sigma_{\text{н.2}}$ в качестве одного из показателей оценки видится обоснованным, т.к. позво-

ляет объективно характеризовать действие экипажа по выбору необходимой величины мощности помехи, исходя только из результатов текущих измерений ОСШ в канале в канале приема.

Другим существенным показателем, позволяющим получить количественную оценку, характеризующую качество формирования НЭ помех, является ошибка измерения величины расстройки центральной частоты помехи относительно псевдоподавляемого сигнала.

Очевидно, что из-за неточности совмещения сигнала и помехи по частоте реальное значение ОПС может оказаться меньше требуемого отношения [17]. Физически, негативное влияние частотной расстройки целесообразно определить в виде коэффициента ослабления мощности помехи.

Тогда, если расстройку несущей частоты помехи δ_{f_n} определить как разницу относительно центральных частот f_0 сигнала формируемой НЭ помехи, то выражение для коэффициента ослабления мощности помехи можно представить в виде:

$$K_f = \frac{\int_a^b S_n(f \pm \delta_{f_n}) \times |K_c(j \cdot f)|^2 df}{\int_a^b S_n(f) \times |K_c(j \cdot f)|^2 df}, \quad (12)$$

где $S_n(f)$, $S_n(f \pm \delta_{f_n})$ – плотность распределения спектральной мощности помехи в отсутствие и при наличии расстройки по частоте; $|K_c(j \cdot f)|^2$ – мощность передаточной характеристики приемной системы АТ ССС.

В том случае, если НЭ помеха относится к классу шумоподобных, ее плотность распределения можно записать в виде [18]:

$$S_n(f) = \begin{cases} 1, & \text{если } f_n - \frac{\Delta f_n}{2} < f < f_n + \frac{\Delta f_n}{2}; \\ 0, & \text{если } f < f_n - \frac{\Delta f_n}{2} \text{ и } f > f_n + \frac{\Delta f_n}{2}; \end{cases} \quad (13)$$

где f_n – несущая частота помехи; Δf_n – ширина спектра помехи.

Тогда квадрат модуля передаточной характеристики приемной системы АТ ССС может быть определен в соответствии с выражением [18]:

$$|K_c(j \cdot f)|^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[-\pi \cdot \frac{(f - f_0)^2}{\Delta f_{\text{пр}}^2} \right] df_0, \quad (14)$$

где f_0 – центральная частота приемной системы АТ ССС; $\Delta f_{\text{пр}}$ – полоса пропускания приемной системы АТ ССС.

С учетом наличия коэффициента ослабления от частотной расстройки помехи, вероятность ошибочного приема будет определяться для сигнала ЧТ

$$P_{\text{ош}} = \exp \left(-0,5 \cdot \frac{P_c}{P_{\text{ш}} + \frac{P_c}{K_f}} \right) = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{0,5}{\frac{1}{h^2} + \frac{1}{K_f}} \right). \quad (15)$$

И, соответственно, для сигнала ОФТ

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{P_c}{P_{\text{ш}} + \frac{P_c}{K_f}} \right) = \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{1}{\frac{1}{h^2} + \frac{1}{K_f}} \right). \quad (16)$$

Полученные выражения (15) и (16) позволяют представить графическую зависимость вероятности битовой ошибки соответствующего вида сигнала от величины коэффициента ослабления, вызванного частотной расстройкой помехи от номинала.

Так, на рис. 4 представлены графические зависимости вероятности ошибки от величины указанной коэффициента ослабления частотной расстройкой помехи. Для наглядности отображения результатов, графики получены при двух значениях градации ОПС $h^2 = 10$ дБ и $h^2 = 1$ дБ на входе приемной системы при РЭП прямом шумовой помехой сигналов ЧТ и ОФТ.

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующее заключение.

При увеличении коэффициента ослабления, вызванного частотной расстройкой K_f , вероятность ошибочного приема $P_{\text{ош}}$ уменьшается.

Так, при малых значениях ОПС h^2 (близких к единице), коэффициент ослабления начинает оказывать существенное влияние на величину $P_{\text{ош}}$, начиная с $K_f = 0,1$, в то время как при $h^2 = 10$ дБ аналогичное значение $P_{\text{ош}}$

обеспечивается уже при более существенной величине коэффициента частотной расстройкой $K_f = 2$.

Полученные аналитические результаты и данные моделирования позволяют сделать следующее заключение. Разработанный методический аппарат позволяет проводить количественную оценку эффективности постановки НЭ помех каналам ССС по двум показателям.

В качестве первого выступает погрешность выбора требуемого значения ОПС, расчет которого осуществляется на основе измерения текущего значения превышения сигнала над суммарными шумами в канале.

А в качестве второго предлагается рассматривать коэффициент ослабления помехи, обусловленный ее частотной расстройкой относительно центральной частоты псевдоподавляемого сигнала. Оба показателя непосредственно влияют на коэффициент подавления, как основной параметр для расчета вероятности битовой ошибки [19].

Заключение

Таким образом, используя методологию количественной оценки результативности РЭП, представленной в [6], удалось разработать элементы методического аппарата для количественной оценки качества формирования НЭ помех в режиме ВРЭП, при котором АТ ССС не оказывается деструктивных воздействий.

Разработанный подход исходит из того, что уровень излучаемых НЭ помех не превысит уровня суммарных шумов в приемном тракте обработки сигнала, что обеспечивает его скрытность по отношению к системам контроля. Реализация процедур оценки становится

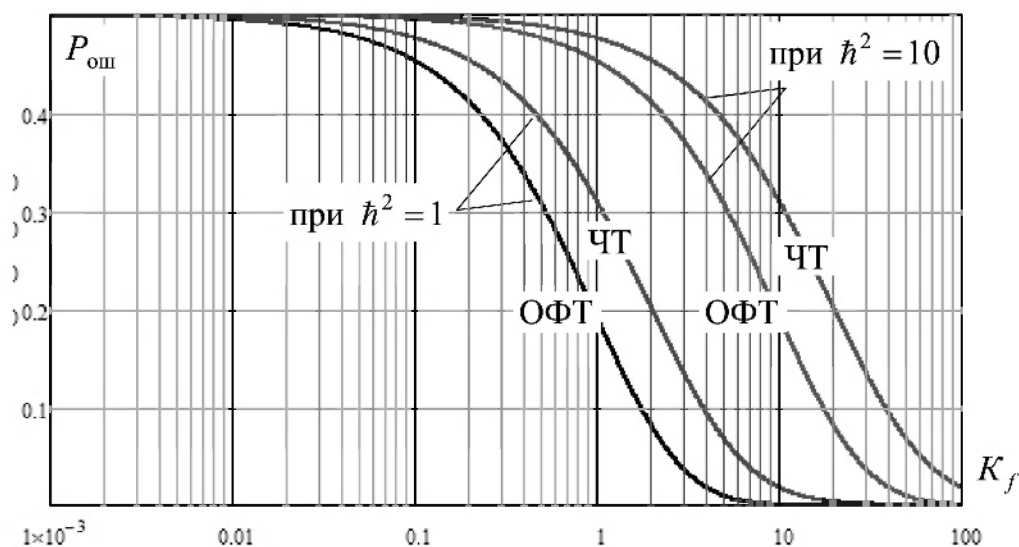


Рис. 4. Вероятность ошибки от величины коэффициента ослабления от частотной расстройкой помехи

возможной только по результатам корреляционного восстановления помехи до требуемого уровня.

Следует отметить, что эффективность постановки НЭ помех даже в режиме ВРЭП зависит не только от уровня энергетической составляющей, при которой достигается требуемое значение коэффициента подавления, но и от величины частотной отстройки [16], что открывает новые направления дальнейших исследований. В частности, интересным видится применения методов совместного частотно-временного анализа [5, 8, 20, 21, 22] а также оригинальных методов обнаружения сигналов, представленных в [23].

Кроме того, результаты анализа сигналов, используемых в современных модемах [24], показал, что в СССР наметилась тенденции к применению многопозиционных сигналов, для которых в [25], где предложены оригинальные подходы к повышению их помехоустойчивости. Разработка аналитического аппарата применительно к таким сигналам, также представляя собой перспективы будущих исследований.

Литература

1. Радзиевский, А. Г. Современная радиоэлектронная борьба. Вопросы методологии / А.Г. Радзиевский – М.: «Радиотехника», 2006. – 424 с.
2. Куприянов, А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: Учеб. пособие / А.И. Куприянов, А.В. Сахаров. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
3. Денисов, А. В. Решение задачи о среднем числе выбросов гауссовского стационарного процесса методом дискретного спектрального разложения / А.В. Денисов, А.А. Синцов // Информация и Космос. – 2015. – № 2. – С. 60–65.
4. Дворников, С. В. Оценка помехозащищенности профессионального радионавигационного оборудования системы ГЛОНАСС / С.В. Дворников, О.Г. Духовницкий // Информация и Космос. – 2015. – № 4. – С. 73–77.
5. Метод измерения параметров кратковременных сигналов на основе распределения Алексеева / С.В. Дворников [и др.] // Информация и Космос. – 2011. – № 1. – С. 66–74.
6. Пат. 2420760 Российская Федерация, МПК G01S 13/87. Способ оценки эффективности радиоподавления сигнала спутниковой связи путем воздействия помехами на приемные системы ретрансляторов и устройство для его реализации / Ю.М. Урличич; патентообладатель ОАО «Российские космические системы». – № 2009143758/09; заявл. 26.11.2009; опубл. 10.06.2011, Бюл. № 16. – 22 с.
7. Радиорелейные и спутниковые системы передачи: Учебник для вузов / А.С. Немировский [и др.]. – М.: Радио и связь, 1986. – 360 с.
8. Дворников, С. В. Теоретические основы синтеза билинейных распределений / С.В. Дворников. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2007. – 268 с.
9. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / Под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Сов. радио, 1975. – 256 с.
10. Немировский, А. С. Системы связи и радиорелейные линии / А.С. Немировский, Е.В. Рыжков. – М.: Связь, 1980. – 432 с.
11. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / В. И. Коржик, Л. М. Финк, К. Н. Щелкунов: Под ред. Л. М. Финка. – М.: Радио и связь, 1981. – 232 с.
12. Proakis, J. G. Digital communication / J.G. Proakis. – NY.: McGrawHill. 2008. – 1150 p.
13. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ. под ред. А.В. Назаренко. – Изд. 2-е, испр. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.
14. Сергиенко, А. Б. Цифровая связь. Учебное пособие / А.Б. Сергиенко. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2012. – 164 с.
15. Дворников, С. В. Методика оценки имитируемости каналов управления роботизированных устройств / С.В. Дворников // Радиопромышленность. – 2016. – № 2. – С. 64–69.
16. Информационные показатели для оценки эффективности подавления каналов радиосвязи с дискретными видами модуляции / С.В. Дворников [и др.] // Вестник Полоцкого государственного университета. Серия С: Фундаментальные науки. – 2016. – № 4. – С. 25–28.
17. Радиоэлектронная борьба. Силовое поражение радиоэлектронных систем / В.Д. Добыкин [и др.]; под ред. А. И. Куприянова. – М.: Вузовская книга, 2007. – 468 с.
18. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи / Д. Миддлтон; пер. с англ. под ред. Б.Р. Левина. – М.: Сов. радио, 1962. – 782 с.
19. Куприянов, А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: Учеб. пособие / А.И. Куприянов, А.В. Сахаров. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.
20. Метод обнаружения радиосигналов на основе обработки их частотно-временных распределений плотности энергии / С.В. Дворников // Информация и Космос. – 2005. – № 4. – С. 13–17.
21. Cohen L. Time-frequency Analysis. Englewood Cliffs / L. Cohen. – NJ: PrenticeHall, 1995.
22. Автоматизированная система контроля интенсивности физических полей рассеивания сигналов / А.А. Алексеев // Научное приборостроение. – 2000. – Т. 10, № 3. – С. 77–87.
23. Дворников, С. В. Метод обнаружения на основе посимвольного перемножения реализаций спектра наблюдаемого процесса с автоматическим расчетом порога принятия решения / С.В. Дворников // Научное приборостроение. – 2004. – Т. 14, № 4. – С. 92–97.
24. Железняк, В. К. Основы теории модулированных колебаний: учебное пособие / В.К. Железняк, С.В. Дворников. – СПб.: ГУАП, 2006. – 160 с.
25. Повышение помехоустойчивости сигналов КАМ-16 с трансформированными созвездиями / С.В. Дворников [и др.] // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2014. – № 2. – С. 51–56.