

**АНАЛИЗ ВОЗДЕЙСТВИЯ КОМБИНИРОВАННОЙ ИМИТИРУЮЩЕЙ
И МАСКИРУЮЩЕЙ ПОМЕХИ НА СИСТЕМЫ СОПРОВОЖДЕНИЯ ПО ДАЛЬНОСТИ И
СКОРОСТИ РАДИОЛОКАТОРОВ ТОЧНОГО ИЗМЕРЕНИЯ КООРДИНАТ**

НЭЙ ЛИН МЫНТ, С. А. ГОРШКОВ, к.т.н., доцент

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

E-mail: Naythwayaungaung68284@gmail.com

Аннотация. Проведен анализ воздействия комбинированной имитирующей и маскирующей помехи на систему сопровождения по дальности и скорости импульсно-доплеровской РЛС, где мощность маскирующей помехи соизмерима с мощностью отраженного сигнала. Разработана математическая модель комбинированной уводящей по дальности, скорости и коррелированной ответно-шумовой помехи. Получены и промоделированы соотношения, обуславливающие энергетику комбинированной имитирующей и маскирующей помехи по отношению к отраженному сигналу.

Abstract. The analysis of influence of a combined imitating and masking noise on attending system on range and velocity of Pulse-Doppler radar where capacity of a masking noise is commensurable with capacity of the reflected signal. The mathematical model combined withdrawing on range, speed and the correlated response-noise noise is developed. Are received and modeling ratios causing power of a combined imitating and masking noise in relation to the reflected signal.

Введение

Повышение качества сопровождения воздушных целей (ВЦ) в РЛС точного измерения координат (ТИК) на фоне маскирующих, уводящих помех (УП) по дальности, скорости и их комбинации актуальная задача, что обусловлено антагонистическим развитием средств радиоэлектронного подавления (РЭП) и способов помехозащиты (ПХЗ) [1–5]. Импульсно-доплеровские РЛС по (ИД РЛС) менее чувствительны к воздействию маскирующих помех, чем, например, импульсные, что обусловлено узкой полосой пропускания приемника. Для подавления таких РЛС используются доплеровские шумы [4], полученные методом ретрансляции сигнала РЛС в станции помех с его растяжением в рециркуляторе и модуляцией по амплитуде и частоте или фазе [4, 5]. Более эффективным способом воздействия на РЛС ТИК является применение комбинированных имитирующих и маскирующих помех (КИМ-помех). КИМ-помеха представляет собой аддитивную смесь УП и шумового колебания в полосе от 7 до 20 кГц относительно частоты Доплера сопровождаемой воздушной цели (ВЦ) [2, с.154]. При этом маскирующая помеха (МП) излучается в ответ на каждый принятый зондирующий импульс РЛС в течение интервала времени, не превышающего периода повторения. Появившаяся над фоном в виде смеси внутреннего шума и узкополосной шумовой помехи УП с постоянно нарастающими рассогласованиями по дальности и скорости позволяет увести соответствующие следящие системы РЛС от цели и сорвать ее сопровождение.

Влияние УП по дальности и скорости на РЛС сопровождения без воздействия ответно-шумовых помех (ОШП) ранее многократно анализировалось [1–8]. Целью статьи является анализ комбинированного воздействия уводящих по дальности, скорости и маскирующих помех на соответствующие следящие системы РЛС, а также предварительное обсуждение возможных путей защиты от нее.

Постановка задачи

Рассмотрим ситуацию противоборства ИД РЛС ТИК и ВЦ, на борту которой имеется станция активных помех (САП) (рисунок 1). РЛС сопровождает одиночную ВЦ, при этом для постановщика помех ситуация идеальна (на его борту точно известны: частота зондирующего сигнала (ЗС) – f_0 , длительность T_0 , период повторения T_n и параметры закона модуляции (ЗМ) – $U_0(t)$, наклонная дальность, направление на подавляемую РЛС, скорость ВЦ в радиальном направлении на РЛС и другие параметры). В РЛС используется когерентное накопление импульсов, при этом период повторения постоянен в течение десятков – сотен импульсов. Математическая модель отраженных от цели сигналов для таких РЛС хорошо изучена и подробно описана в учебных пособиях [7, 8].

В арсенале средств ПХЗ в РЛС могут быть реализованы сторожевые стробы по дальности и скорости. Возможна селекция помехи по несоответствию параметров законов изменения дальности и скорости, оцениваемых в цепях фильтрации и экстраполяции. На борту ИП возможно использование станции помех, использующей технологию DRFM (Digital Radio Frequency Memory) – цифровое запоминание на радиочастоте. Постановка УП осуществляется методом ретрансляции (минимальное значение задержки в современных САП составляет от 70 до 200 нс [1, с. 112]). Для постановки УП вперед, по первому импульсу когерентной пачки зондирующих сигналов определяется время начала постановки помех, а сама помеха ставится, начиная со второго импульса последовательности.

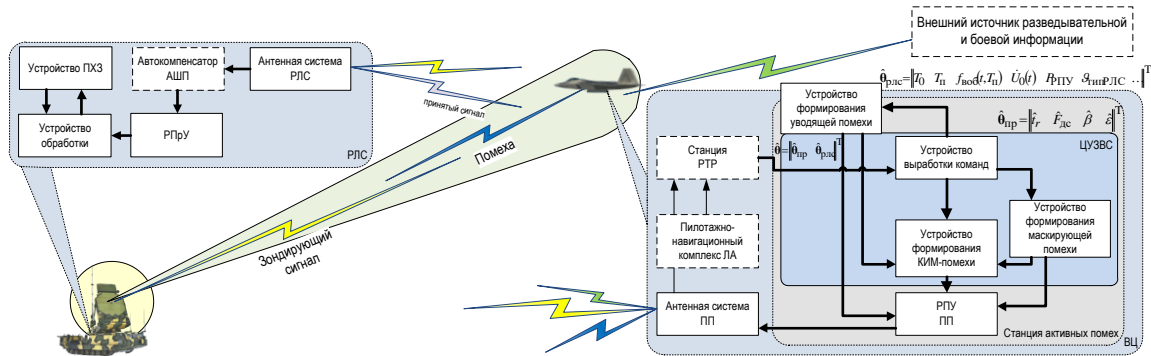


Рис. 1. Вариант схемы радиоэлектронного противодействия наземной РЛС сопровождения и САП, совмещенной с сопровождаемой ВЦ

Пространственные и поляризационные свойства КИМ-помехи самоприкрытия нас в данном случае не интересуют. Модели УП по дальности и скорости, а также активных шумовых помех раздельно рассмотрены в [2–8]. Но комплексная модель КИМ-помехи не анализируется в известных источниках. Поэтому, во-первых, здесь уточним временную структуру УП на интервале увода. Ее корреляционная функция и энергетический спектр на интервале обработки пачки такие же, как у отраженного сигнала. Во-вторых, опишем временную структуру шумовой составляющей КИМ-помехи, ее корреляционную функцию и энергетический спектр. Затем проведем моделирование ОС и составляющих КИМ-помехи при минимально необходимых энергетических соотношениях.

Математическая модель КИМ-помехи

Уточнение временной структуры уводящей помехи. В [3] предложена модель многократной УП по дальности и скорости, которая учитывает: временную корреляцию случайных отсчетов; изменение времени запаздывания помехи и угловую модуляцию ретранслируемого сигнала. При формировании УП каналу дальности производится управление сдвигами по времени, а каналу скорости – по частоте в соответствии с навязываемым ускорением. Поэтому модель УП по дальности и скорости представим со сдвигом по времени запаздывания и частоте Доплера через имитируемое ускорение $a_{УП}$ и скачкообразным межпериодным изменением фазы [9].

Применение УП по дальности приводит к дополнительному смещению по времени запаздывания амплитудной огибающей УП в соответствии с навязываемой задержкой в тракте ретранслятора:

$$\Delta t_{УП}(t-t_0) = \frac{2\Delta r_{УП}(t-t_0)}{c}, \quad (1)$$

где t_0 – априорно неизвестное время начала действия УП. Общее время запаздывания УП включает в себя удвоенное время прохождения сигнала к ВЦ на дальности $r_{ВЦ}(t)$ и дополнительно навязываемое время запаздывания, при этом величина задержки выбирается из условия неперевышения пределов максимального допустимого ускорения ВЦ $a_{УП\max} \leq a_{\text{доп}}$:

$$t_{r_{УП}}(t-t_0) = \frac{2r_{ВЦ}(t)}{c} + \Delta t_{УП}(t-t_0) = \frac{2r_{ВЦ}(t)}{c} + \frac{2a_{УП}(t-t_0)(t-t_0)^2}{2 \cdot c} = \frac{2r_{ВЦ}(t)}{c} + \frac{a_{УП}(t-t_0)(t-t_0)^2}{c}. \quad (2)$$

Наличие сложной временной зависимости в функции запаздывания $t_{\text{УП}}(t)$ УП приводит к трансформации ее структуры. Принимаемое колебание сжимается или растягивается по времени в зависимости стороны постановки помехи, что приводит в общем случае к изменению f_0 на частоту Доплера $F_{\text{Д}} = 2V_r/\lambda$, а также искажениям ее амплитудной и фазовой модуляции. Таким образом, учитывая выражение (2), фаза принимаемого колебания описывается нижеприведенным выражением [10]:

$$2\pi f_0(t - t_{\text{УП}}(t - t_0)) = (\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})t - 2\pi \frac{a_{\text{УП}}(t - t_0)}{\lambda}(t - t_0)^2 - \varphi_0, \quad (3)$$

Вычитаемое $2\pi a_{\text{УП}}(t - t_0)(t - t_0)^2/\lambda$ определяет квадратичный закон фазовой модуляции, а изменение (девиация) частоты за время наблюдения $LT_{\text{П}}$ определяется как $\Delta f_{\text{М}} = 2a_{\text{УП}}LT_{\text{П}}/\lambda$. В большинстве случаев выполняется условие $\Delta f_{\text{М}} \ll \Delta f_0$ (Δf_0 – ширина спектра одиночного радиоимпульса), т. е. даже при самых больших навязываемых ускорениях изменение частоты Доплера за время когерентного накопления значительно меньше, чем ширина спектра одиночного радиоимпульса. Набег фазы, вызванный имитируемым ускорением, для когерентной квазинепрерывной пачки простых прямоугольных радиоимпульсов можно аппроксимировать скачкообразным межимпульсным изменением фазы, пренебрегая ее внутриимпульсным изменением (рисунок 2) [7]. На данном рисунке предполагается, что начальная частота Доплера скомпенсирована следящей системой по радиальной скорости.

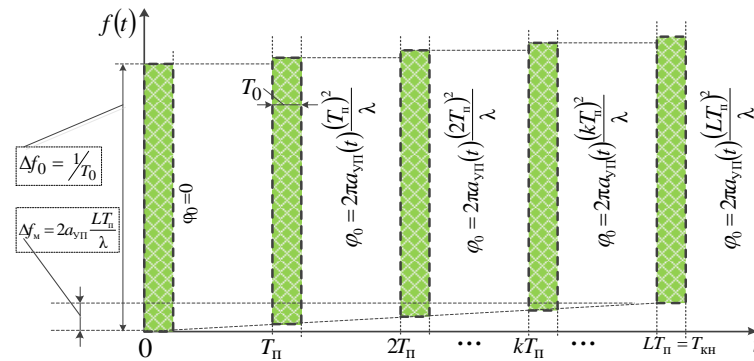


Рис. 2. Частотно-временная структура (диаграмма Габора [7, с. 274]) последовательности простых прямоугольных радиоимпульсов с череспериодной модуляцией по фазе

При этом начальная фаза k -го импульса описывается следующим выражением:

$$\varphi_{0k} = 2\pi \frac{a_{\text{УП}}(t - t_0)}{\lambda} \cdot (kT_{\text{П}})^2. \quad (4)$$

Таким образом, модель УП по дальности и скорости может быть представлена следующим выражением:

$$\xi_{\text{УП}}(t) = M_{\text{УП}}(t) e^{j[(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})t - \varphi_0]} \times \sum_{k=0}^{L-1} U_0 \left[t - kT_{\text{П}} - t_r - \frac{a_{\text{УП}}(t - t_0)}{c}(t - t_0)^2 \right] e^{-j2\pi \frac{a_{\text{УП}}(t - t_0)}{\lambda} (kT_{\text{П}})^2}, \quad (5)$$

где $M_{\text{УП}}(t) = E_{\text{УП}}(t) \exp(j\varphi_{\text{УП}}(t))$ – комплексная огибающая УП, $E_{\text{УП}}(t)$, $\varphi_{\text{УП}}(t)$ – случайные амплитуда и фаза УП, t_r – время запаздывания УП для момента времени t ; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая круговая частота зондирующего сигнала, $U_0(t - t_r)$ – комплексный ЗМ одиночного ЗС. На САП для повышения качества имитации комплексная огибающая УП может быть размножена в соответствии с распределением группы имитируемых целей или/и дальномерными и доплеровскими портретами имитируемых ВЦ.

Возможность формирования нескольких программ увода с разными ускорениями и направлениями действия УП учитывается в модели индексом g из всего количества G УП. Индексом k в комплексном ЗМ одиночного сигнала учитывается возможность переменного периода или вида модуляции. Итоговое выражение представлено ниже:

$$\xi_{\text{УП}}(t) = M_{\text{УП}}(t) e^{j[(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})t - \varphi_0]} \sum_{g=1}^G \sum_{k=0}^{L-1} U_{0k} \left[t - kT_{\text{П}k} - t_r - \frac{a_{\text{УП}g}(t - t_0)}{c}(t - t_0)^2 \right] e^{-j2\pi \frac{a_{\text{УП}g}(t - t_0)}{\lambda} (kT_{\text{П}k})^2} \quad (6)$$

Таким образом, выражение (6) определяет математическую модель многопрограммной УП по дальности и скорости, в которой фазовая модуляция УП, вызванная навязываемым ускорением, аппроксимируется «вырезкой из ЛЧМ сигнала» ограниченной последовательности с череспериодной модуляцией фазы простых прямоугольных радиоимпульсов импульсов (ППРИ) (рисунок 2). При этом математическая модель УП по дальности или скорости будет являться частным случаем выражения (6).

Математическая модель маскирующей помехи. При формировании ОШП САП находится в ждущем режиме, излучая только в ответ на каждый обнаруженный импульс ЗС. Центральная частота соответствует несущей с учетом частоты Доплера ВЦ, а ширина полосы $\Delta f_{\text{ОШП}}(t)$ должна быть не менее, чем удвоенная величина увода по радиальной скорости. Ретранслированные и усиленные таким образом шумовые импульсы по длительности находятся в интервале $T_0 < T_{0\text{ОШП}} < T_{\Pi}$, а их количество и период повторения полагаем равными соответствующим характеристикам сигнала $L_{\text{ОШП}} = L$, $T_{\Pi\text{ОШП}} = T_{\Pi}$.

Временная структура ОШП. Математически ОШП можно описать как модулированное шумом колебание с единичной амплитудой $U_{a0}(t)$, длительностью $T_{0\text{ОШП}}$, следующее с периодом T_{Π} . Амплитудная огибающая одиночного шумового импульса при этом представляет собой:

$$U_{0a\text{ОШП}}(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_{0\text{ОШП}}/2 \\ 0, & |t| > T_{0\text{ОШП}}/2 \end{cases} \quad (7)$$

Ограниченная последовательность импульсов с единичной амплитудой огибающей может быть описана выражением:

$$U_{a\text{ОШП}}(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} U_{0a\text{ОШП}}(t - kT_{\Pi}), & 0 \leq t \leq LT_{\Pi} \\ 0, & t < 0, t > LT_{\Pi} \end{cases} \quad (8)$$

Таким образом, временная структура ОШП описывается выражением

$$\xi_{\text{ОШП}}(t) = E_{\text{ОШП}}(t) \cdot e^{j\varphi_{\text{ОШП}}(t)} e^{j(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})t} \cdot U_{a\text{ОШП}}(t - t_r) = H_{\text{ОШП}}(t) e^{j(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})t} \cdot U_{a\text{ОШП}}(t - t_r), \quad (9)$$

где $H_{\text{ОШП}}(t) = E_{\text{ОШП}}(t) e^{j\varphi_{\text{ОШП}}(t)} = x_{\text{ОШП}}(t) + y_{\text{ОШП}}(t)$ – комплексная огибающая ОШП, учитывающая шумовую амплитудную и фазовую модуляции, $x_{\text{ОШП}}(t)$, $y_{\text{ОШП}}(t)$ – квадратурные составляющие узкополосной ОШП. Одна из квадратурных составляющих ОШП представлена на рисунке 3 на временном интервале, равном трем интервалам корреляции.

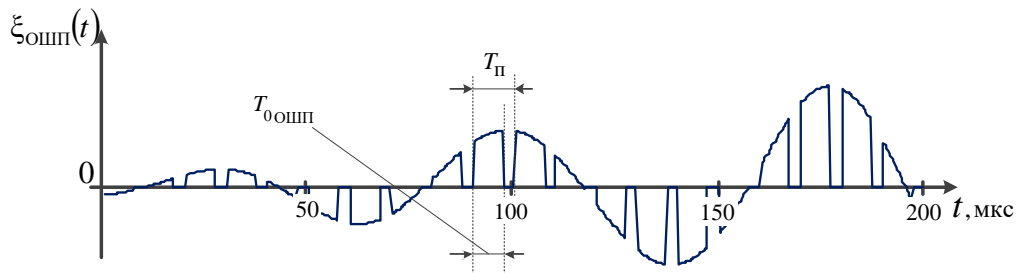


Рис. 3. Квадратурная составляющая ответной шумовой помехи на интервале 200 мкс

Корреляционная функция ОШП. Согласно общему определению КФ ОШП должна быть представлена выражением

$$\begin{aligned} R_{\text{ОШП}}(\tau) &= \frac{1}{LT_{0\text{ОШП}}} \int_{-\infty}^{+\infty} \xi_{\text{ОШП}}(t) \xi_{\text{ОШП}}^*(t - \tau) dt = \\ &= \frac{1}{LT_{0\text{ОШП}}} \int_{-\infty}^{+\infty} H_{\text{ОШП}}(t) H_{\text{ОШП}}^*(t - \tau) U_{a\text{ОШП}}(t - t_r) U_{a\text{ОШП}}^*(t - t_r - \tau) e^{j(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})t} e^{-j(\omega_0 - \Omega_{\text{Д}})(t - \tau)} dt =, \quad (10) \\ &= 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 r_{\text{ОШП}}(\tau) C_{L\text{ОШП}}(\tau) e^{j(\omega_0 + \Omega_{\text{Д}})\tau} = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 r_{\text{ОШП}}(\tau) r_L(\tau) \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{0\text{ОШП}}(\tau - kT_{\Pi}) e^{j(\omega_0 + \Omega_{\text{Д}})\tau} \end{aligned}$$

где $\overline{H_{\text{ОШП}}(t)H_{\text{ОШП}}^*(t-\tau)} = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 r_{\text{ОШП}}(\tau) = R_H(\tau)$ – КФ комплексной огибающей ОШП; $r_{\text{ОШП}}(\tau) = \exp(-\pi\tau^2/4\tau_{\text{ОШП}}^2)$ – нормированная КФ флуктуаций ОШП; $2\sigma_{\text{ОШП}}^2$ – удвоенная средняя мощность ОШП (можно аппроксимировать гауссовой (колоколообразной) кривой); $C_{L\text{ОШП}}(\tau) = r_L(\tau) \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{0\text{ОШП}}(\tau - kT_{\text{п}})$ – нормированная КФ ЗМ ограниченной последовательности одиночных прямоугольных импульсов; $r_L(\tau) = 1 - |\tau|/LT_{\text{п}} \cong \exp(-2|\tau|/LT_{\text{п}})$ – нормированная КФ огибающей пачки L одиночных импульсов (аппроксимируется экспоненциальной кривой) [8]; $C_{0\text{ОШП}}(\tau)$ – КФ одиночного шумового импульса (в случае коротких импульсов < 30 мкс, можно аппроксимировать треугольником с основанием $2T_{0\text{ОШП}}$).

Выражение КФ ОШП принимает следующий вид:

$$R_{\text{ОШП}}(\tau) = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 r_{L\text{ОШП}}(\tau) \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{0\text{ОШП}}(\tau - kT_{\text{п}}) e^{j(\omega_0 - \Omega_{\text{дс}})\tau}, \quad (11)$$

где $r_{L\text{ОШП}}(\tau) = r_{\text{ОШП}}(\tau)r_L(\tau)$ – нормированная КФ флуктуаций огибающей ограниченной последовательности шумовых импульсов.

Для обеспечения доверительной вероятности 0,9 и относительной погрешности 10 % было проведено 600 модельных экспериментов с исходными данными: $T_{0\text{ОШП}} = 7$ мкс (длительность шумового импульса выбирается из расчета маскирования как можно большей части интервала однозначности), $T_{\text{п}} = 10$ мкс, $L = 500$, интервал корреляции определяется шириной полосы пропускания полосового фильтра $\tau_{\text{ОШП}} = 1/(2\Delta f_{\text{ОШП}}) = 48,7$ мкс. Вид КФ ограниченной последовательности коррелированной ОШП представлен на рисунке 4.

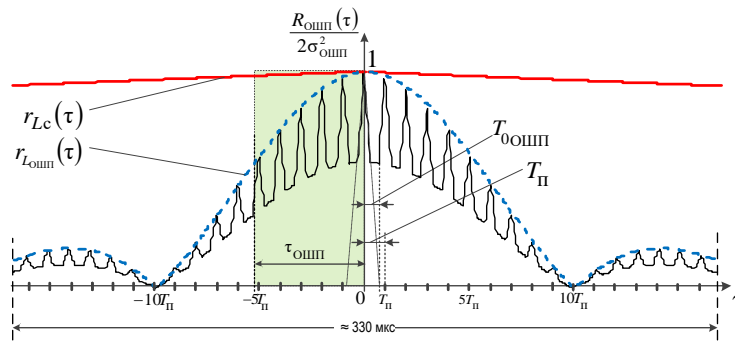


Рис. 4. Корреляционная функция ограниченной последовательности коррелированной ОШП

В пределах огибающей ($|\tau| \leq \tau_{\text{ОШП}}$) наблюдается ослабление корреляционных связей с увеличением $|\tau|$ тем большее чем шире полоса частот $\Delta f_{\text{ОШП}}$ [7]. Так как отношение $T_{\text{п}}/T_{0\text{ОШП}} < 2$, то происходит наложение лепестков КФ и под ее огибающую попадает несколько лепестков, количество которых определяется соотношением $\tau_{\text{ОШП}}/T_{\text{п}}$.

Вид КФ ограниченной последовательности коррелированной ОШП, ограниченной внутри периода повторения длительностью ОС подавляемой РЛС, представлен на рисунке 5.

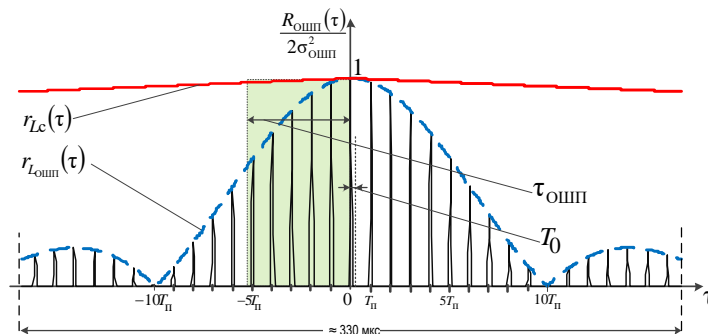


Рис. 5. Корреляционная функция ограниченной последовательности коррелированной ОШП ограниченной внутри периода повторения длительностью ОС

Энергетический спектр ОШП. ЭС, характеризующий распределение мощности по частоте, является прямым преобразованием Фурье КФ ОШП:

$$S_{\text{ОШП}}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{\text{ОШП}}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 \int_{-\infty}^{+\infty} r_{L_{\text{ОШП}}}(\tau) \sum_{k=-\infty}^{\infty} C_{0_{\text{ОШП}}}(\tau - kT_{\Pi}) e^{-j(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}})\tau} d\tau. \quad (12)$$

Преобразование Фурье от КФ ОШП (рисунок 4) определяет вид ЭС ограниченной последовательности коррелированной ОШП и представлен на рисунке 6, а от КФ ОШП (рисунок 5) – ЭС ограниченной последовательности коррелированной ОШП, ограниченной внутри периода повторения длительностью ОС, представлен на рисунке 7.

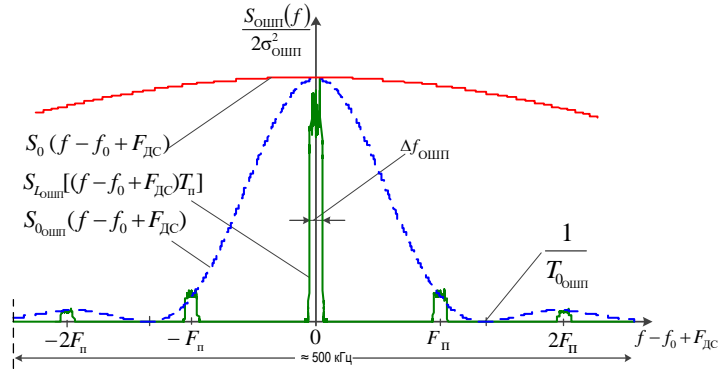


Рис. 6. Энергетический спектр ограниченной последовательности коррелированной ОШП

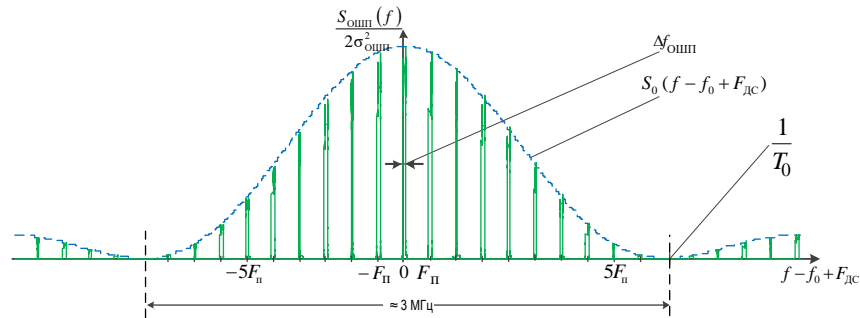


Рис. 7. Энергетический спектр ограниченной последовательности коррелированной ОШП, ограниченной внутри периода повторения длительностью ОС

Энергетический спектр ОШП определяется выражением

$$S_{\text{ОШП}}(\omega) = 2\sigma_{\text{ОШП}}^2 S_{0_{\text{ОШП}}}(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}}) S_{L_{\text{ОШП}}}[(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}})T_{\Pi}], \quad (13)$$

где $S_{0_{\text{ОШП}}}(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}})$ – ЭС одиночного шумового импульса, смещенный на несущую частоту с доплеровской поправкой частоты сигнала; $S_{L_{\text{ОШП}}}[(\omega - \omega_0 - \Omega_{\text{ДС}})T_{\Pi}]$ – ЭС ограниченной последовательности между периодических дискретных значений ОШП.

При аппроксимации нормированной КФ флуктуаций ОШП гауссовой кривой ЭС имеет Гауссову форму:

$$S_{L_{\text{ОШП}}}(\omega) = 2\tau_{\text{ОШП}} \exp\left[-\frac{(\omega\tau_{\text{ОШП}})^2}{\pi}\right]. \quad (14)$$

Ширина зубца $\Delta F_{\text{ОШП}}$ спектра равна:

$$\Delta F_{L_{\text{ОШП}}} = \frac{1}{2\pi} \frac{\int_{-\pi F_{\Pi}}^{\pi F_{\Pi}} S_{L_{\text{ОШП}}}(\omega T_{\Pi}) d\omega}{S_{L_{\text{ОШП}}}(0)} \cong \Delta f_{\text{ОШП}}. \quad (15)$$

Учитывая аналогию КФ отраженного сигнала (ОС) и ОШП, ЭС ОШП является гребенчатым, огибающая ЭС ОШП определяется ЭС одиночного шумового импульса.

Таким образом, предложена математическая модель временной структуры ОШП, проведен расчет КФ и ЭС. В отличие от огибающей КФ ОС, занимающей все время когерентного накопления, огибающая КФ ОШП (рисунки 4, 5) значительно уже и занимает несколько ($n \approx \tau_{\text{ОШП}}/T_{\text{п}}$) периодов повторения ОС. Соответственно, огибающая спектра ОШП шире огибающей спектра ОС, а ширина зубца ОШП шире зубца ОС, обеспечивая тем самым маскирование участка частот в окрестности частоты ОС. В зависимости от соотношения $T_{\text{ОШП}}$, $T_{\text{п}}$ происходит перераспределение энергии помехи по частоте, чем большую часть интервала однозначности занимает шумовой импульс, тем большая часть энергии концентрируется в окрестности центральной частоты.

Математическая модель КИМ-помехи представляет собой аддитивную смесь уводящей (6) и маскирующей помех (9)

$$\xi_{\text{КИМ}}(t) = \xi_{\text{УП}}(t) + \xi_{\text{МП}}(t). \quad (16)$$

Результаты математического моделирования и их обсуждение

Для анализа характера комплексного воздействия КИМ-помехи на ИД РЛС ТИК было проведено математическое моделирование для случая минимально необходимых соотношений С-Ш (при котором решаются задачи обнаружения и сопровождения [14]). При моделировании полагалось: параметры РЛС (длина волны $\lambda = 3$ см, частота повторения импульсов $F_{\text{п}} = 100$ кГц ($T_{\text{п}} = 10$ мкс), длительность одиночного импульса $T_0 = 1$ мкс, число импульсов в пачке $L = 500$, когерентное накопление (КН) осуществлялось на всем рассматриваемом интервале $T_{\text{КН}} = T_{\text{п}}$), параметры ВЦ (тип – истребитель, радиальная скорость $V_r = 210$ м/с, наклонная дальность $r_{\text{ц}} = 75,45$ км, отношение С-Ш на один импульс $\gamma_{\text{ц}} = 0,2$), параметры КИМ-помехи (маскирующая составляющая помехи – полоса помехи $\Delta f_{\text{ОШП}} = 10$ кГц, длительность шумового импульса $T_{\text{ОШП}} = 7$ мкс, период повторения соответствует периоду повторения ОС, отношение ответная шумовая помеха – шум (ОШП-Ш) на один импульс $\gamma_{\text{ОШП}} = 3$, величина навязываемого ускорения – $a_{\text{УП}} = 20$ м/с², отношение уводящая помеха – шум (УП-Ш) на один импульс $\gamma_{\text{УП}} = 1,8$). Время моделирования 5 с.

Выходные сигналы наблюдались в матрице обнаружения, сформированной из выходных сигналов 512 взаимно расстроенных узкополосных фильтров (УПФ) с учетом амплитудного детектирования, принимаемых в 10 каналах однозначного измерения дальности. Линейка УПФ перекрывала однозначный диапазон доплеровских частот от 0 до 100 кГц при полосе одного фильтра примерно 195 Гц. Для наглядности различий параметров ОС ВЦ и УП на рисунке 8 отображены результаты второй секунды моделирования. Отметка от цели наблюдалась в третьем однозначном интервале дальности, на частоте 14 кГц, в 71-м фильтре. УП наблюдалась также в третьем однозначном интервале дальности, по частоте, смещенной на 4 кГц относительно сигнала в 92-м фильтре. Отношение С-Ш на выходе когерентного накопителя определялось выражением $\rho_{\text{ц}} = v_{\text{п}} \gamma_{\text{ц}} = L \gamma_{\text{ц}}$ и для рассматриваемого случая (рисунок 8, а) составило 100 раз (20 дБ).

Уводящая помеха по своей структуре идентична сигналу, поэтому энергетические соотношения подобны случаю с сигналом. Отношение УП-Ш (рисунок 8 б) на выходе когерентного накопителя для рассматриваемого случая составило $\rho_{\text{УП}} = v_{\text{п}} \gamma_{\text{УП}} = L \gamma_{\text{УП}} = 500 \cdot 1,8 = 900$ раз (≈ 29 дБ), обеспечивая превышение мощности ОС на 9 дБ. Большая мощность УП приводит к уменьшению усиления приемника РЛС вследствие действия АРУ (автоматической регулировки усиления), при этом происходит подавление в приемнике РЛС истинного (отраженного) сигнала от цели и захват стробом сопровождения УП [4, с. 138]. При действии только УП будут использованы известные способы защиты [2 – 6, 10, 12], позволяющие своевременно обнаружить УП и принять меры по противодействию уводу [12].

Наибольший интерес представляют случаи (рисунок 8, *в* и *г*) при наличии в принимаемой реализации сигнала, ОШП и/или УП. Отношение сигнал – ОШП (С-ОШП) на выходе фильтра одиночного сигнала составило $\gamma_{\text{с-ошп}} = \gamma_{\text{с}}/\gamma_{\text{ошп}} = 0,2/3 = 0,067$ раза (≈ -12 дБ). Если бы корреляция помехи отсутствовала, то отношение С-ОШП на выходе когерентного накопителя составило бы $\rho_{\text{с-ошп}} = L\gamma_{\text{с}}/\gamma_{\text{ошп}} = 500 \cdot 0,2 / 3 = 33,3$ раза (≈ 15 дБ). Однако, наличие корреляции приводит к существенному снижению отношения С-ОШП (рисунок 8 *в*) на выходе когерентного накопителя и составляет $\rho'_{\text{с-ошп}} = 4,5$ дБ, что значительно меньше порогового отношения С-Ш, при котором еще возможно сопровождение ($\rho_{\text{пор}} = 7-8$ ед) [14, с. 189], а тем более обнаружение целей с приемлемыми показателями качества (см. рисунок 9).

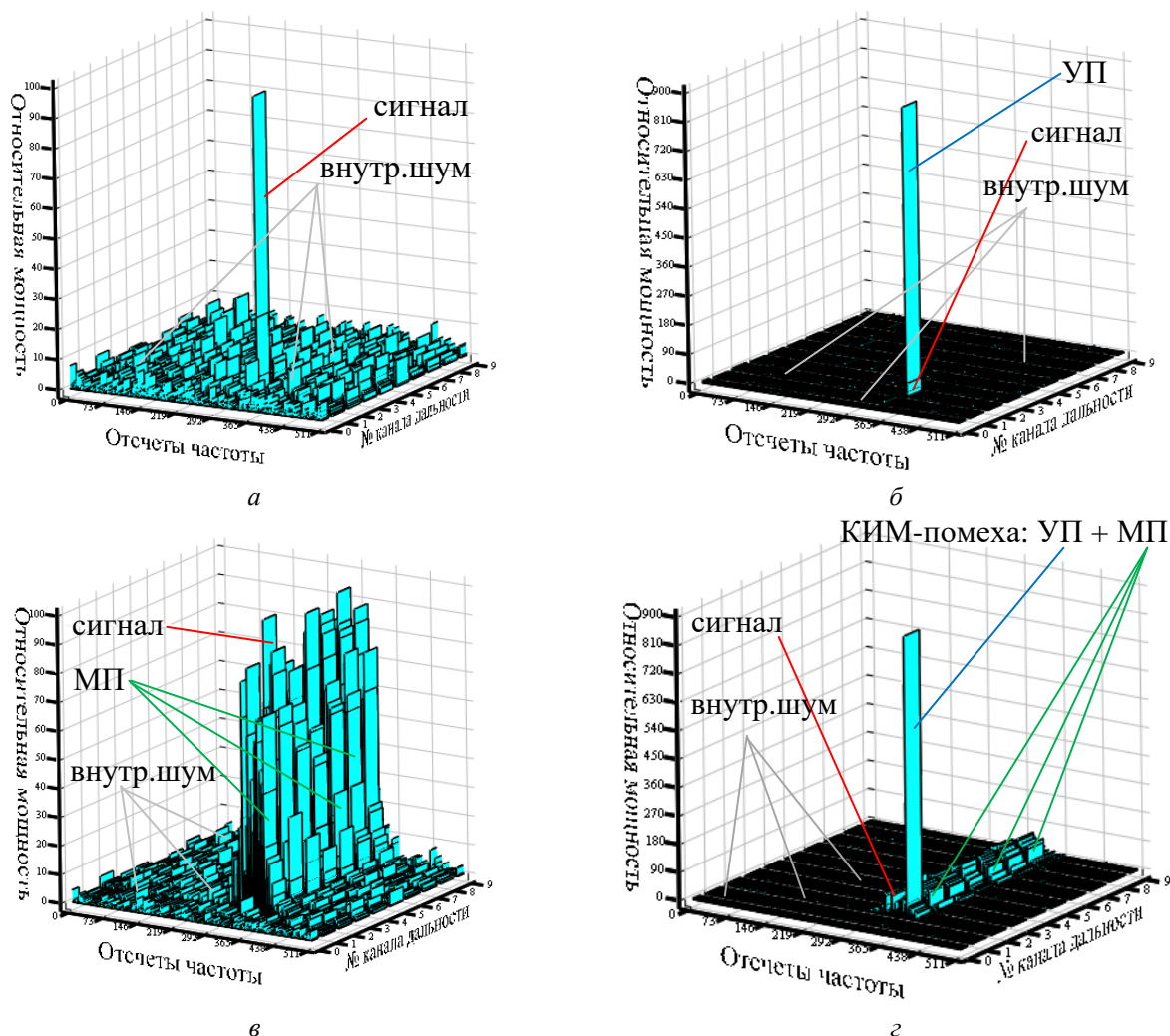


Рис. 8. Матрица обнаружения РЛС при наличии в принимаемой реализации сигнала (*а*), сигнала и УП (*б*), сигнала и ОШП (*в*), сигнала и КИМ-помехи (*г*)

При постановке только коррелированной по времени шумовой помехи обеспечится маскирование отраженного от цели сигнала и вызовет срабатывание системы шумовой автоматической регулировки усиления приемного устройства (при ее наличии). В этом случае задачи обнаружения, сопровождения и наведения на ПП зенитной управляемой ракеты решаются методами пеленгации [13].

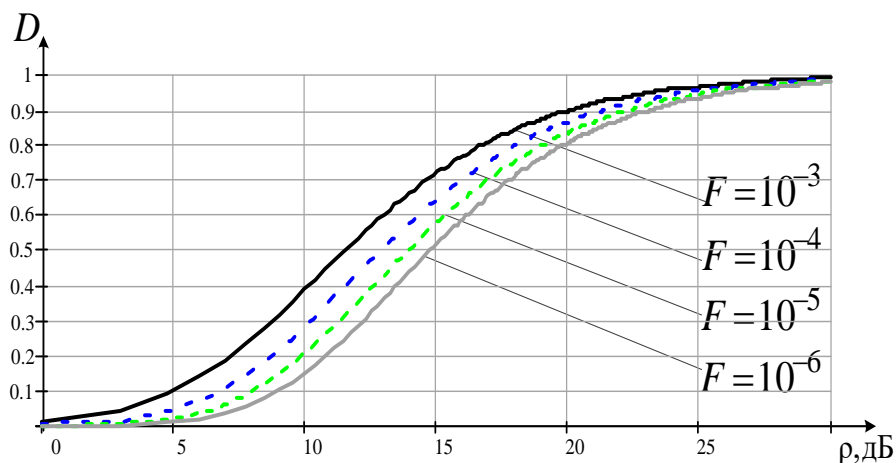


Рис. 9. Кривые обнаружения для различных условных вероятностей ложной тревоги при когерентном накоплении на всем интервале наблюдения (5 мс) и типичных для ИД РЛС сопровождения потерях в приемном тракте 2 дБ [11, с. 364]

При комбинированном действии КИМ-помехи происходит комплексное воздействие на РЛС. УП повторяет ЗМ ЗС, а также все сигнальные и траекторные признаки ОС. В приемном тракте РЛС отраженный от цели сигнал прикрывается соизмеримой по мощности (± 5 дБ) узкополосной ОШП [5], скрывая увод каналов сопровождения от срабатывания системы защиты, например содержащей сторожевые стробы [10]. Имитирующая составляющая КИМ-помехи, превышающая маскирующую не менее чем на 10 дБ, гарантированно переключает следящие системы РЛС на сопровождение УП [4, с. 138]. Вариант согласованного по времени действия узкополосной ОШП и УП с рассмотренными выше относительными энергетическими соотношениями между ОШП, УП, внутренним шумом и сигналом обеспечивает скрытность КИМ-помехи и низкую эффективность известных методов защиты.

Заключение

Разработана математическая модель принятого сигнала, представляющего собой аддитивную смесь отраженного сигнала, внутренних шумов, уводящих по дальности и/или скорости и маскирующей помех. Особенностями модели УП по дальности и скорости (6) является выраженный через величину навязываемого ускорения сдвиг по времени запаздывания и частоте, что облегчает работу с моделью, а также аппроксимация фазовой модуляции «вырезкой из ЛЧМ сигнала» ограниченной последовательности с череспериодной модуляцией фазы ППРИ (рисунок 2), так как величину ускорения на интервале когерентного накопления можно считать постоянной, т. е. частота Доплера нарастает линейно.

Предложена математическая модель временной структуры ОШП, оценены ее КФ и ЭС. Интервал корреляции ОШП, в отличие от огибающей КФ ОС, занимающей все время когерентного накопления, занимает несколько ($n \approx \tau_{\text{ОШП}}/T_n$) периодов повторения ОС. Соответственно, ширина зубца ОШП шире зубца ОС, обеспечивая тем самым маскирование участка частот в окрестности частоты ОС.

Проведенный в статье анализ способа постановки КИМ-помехи самоприкрытия показал, что совместное воздействие коррелированной ОШП, приводящей к срыву сопровождения ВЦ, и УП, обеспечивающей увод следящих систем, повышают эффективность подавления РЛС по сравнению с применением УП и ОШП по отдельности. Для предельных дальностей захвата на сопровождение, действие КИМ-помехи будет обладать определенной скрытностью действия (слабой наблюдаемостью шумовой дорожки (рисунок 8, в, г) на фоне внутренних шумов). Оператору по экрану индикатора или автомату сопровождения [10] не удастся вовремя обнаружить «подмену» сопровождаемого сигнала на УП. При меньших дальностях отношение ОШП-Ш возрастает, улучшая ее наблюдаемость. Однако работа АРУ (шумовой автоматической регулировки усиления) и временная коррелированность ОШП существенно снижают возможность ее ручного и автоматического обнаружения без специального обнаружителя узкополосного шума.

Для повышения эффективности сопровождения ВЦ-постановщика КИМ-помехи, а также повышения точности наведения зенитных управляемых ракет необходимо адаптировать обнаружители, следящие системы РЛС и контуры наведения ракет к виду и параметрам такого рода помех, что является предметом дальнейших исследований.

Список использованных источников

1. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.
2. Куприянов, А. И. Радиоэлектронная борьба / А. И. Куприянов. – М : Вузовская книга, 2013. – 360 с.
3. Гейстер, С. Р. Адаптивное обнаружение - распознавание с селекцией помех по спектральным портретам / С. Р. Гейстер. – Минск : ВА РБ, 2000. – 172 с.
4. Перунов, Ю. М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Ю. М. Перунов, К. И. Фомичев, Л. М. Юдин: – Изд. 2-е, испр. и доп. – М. : Радиотехника, 2008. – 416 с.
5. Van Brunt, Leroy. V. Applied ECM. Vol. 1, 2 / Leroy. V. Van Brunt – EW Engineering Inc, 1972. – 1700 p.
6. Радиоэлектронная борьба. Цифровое запоминание и воспроизведение радиосигналов и электромагнитных волн / В. Д. Добыкин [и др.]; Под общ. ред. А. И. Куприянова. – М. : Вузовская книга, 2009. – 360 с.
7. Ширман, Я. Д. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория / Я. Д. Ширмана [и др.]; под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2006. – 560 с.
8. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба / А. Е. Охрименко. – Ч. 1. Основы радиолокации. – М. : Воениздат, 1983. – 457 с.
9. Аль-Желили, Б. Радиолокационное обнаружение малоразмерных объектов, отделяющихся от сопровождаемой цели, на фоне мешающих сигналов : дис. ... канд. техн наук: 621.396.96 / Башир Аль-Желили. – Минск, 2007. – 127 листов.
10. Следящий радиолокационный измеритель дальности с защитой от уводящих помех : пат. RU 2 435 172 / В. В. Дрогалин, И. В. Забелин, А. И. Канащенков, А. Б. Коршунов, А. С. Матюшин, В. И. Меркулов, А. Н. Полилов, О. Ф. Самарин, В. С. Чернов. – Опубл. 25.08.2000.
11. Barton, David K. Radar Equations for Modern Radar / David K. Barton – Boston; London : Artech House, 2013. – 428 с.
12. Горшков, С. А. Анализ возможностей самолетных комплексов радиоэлектронной борьбы по постановке уводящих помех и способов защиты радиолокационных станций сопровождения / С. А. Горшков, И. В. Чигирь, Н. К. Кузьмичев. // Сб. науч. ст. ВА РБ. – 2017. – № 32. – С. 163–170.
13. Неупокоев, Ф. К. Стрельба зенитными ракетами. 3-е изд., перераб. и доп. / Ф. К. Неупокоев – М. : Воениздат, 1991. – 343 с.
14. Ширман, Я. Д. Теоретические основы радиолокации / Я. Д. Ширман; под ред. Я. Д. Ширмана. Учеб. пособие для вузов. – М. : Сов. радио, 1970. – 560 с.