

УДК 621.396:681.323

doi: 10.21685/2072-3059-2025-2-4

Селекция движущихся целей бортовой радиолокационной станцией с внешней когерентностью

С. И. Зиятдинов¹, О. И. Красильникова²^{1,2}Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, Россия¹ziat.53@mail.ru, ²oikrasilnikova@yandex.ru

Аннотация. *Актуальность и цели.* Рассмотрена работа бортовой системы селекции движущихся целей (СДЦ) с внешней когерентностью при разрывной пассивной помехе. Для повышения эффективности работы системы СДЦ в составе тракта обработки использован узкополосный фильтр, выходной сигнал которого является опорным для системы СДЦ в разрывах пассивной помехи. Цель работы – разработка и исследование средств селекции движущихся целей бортовой радиолокационной станцией (РЛС) в условиях разрывной пассивной помехи. Необходимо показать, что выходной сигнал узкополосного фильтра, настроенного на частоту пассивной помехи, сохраняет все статистические свойства пассивной помехи, предшествующей появлению разрыва, и может быть использован как опорное напряжение в системе СДЦ. Требуется исследовать работу системы СДЦ при разрывной пассивной помехе.

Материалы и методы. В основу работы положен спектрально-корреляционный метод анализа статистических свойств сигналов и устройств их обработки. *Результаты.* Получено выражение для выходного сигнала узкополосного фильтра, расстроенного относительно частоты пассивной помехи. Показано, что выходной сигнал узкополосного фильтра сохраняет все статистические свойства пассивной помехи и может быть использован в качестве опорного напряжения в системе СДЦ с внешней когерентностью. Представлены результаты расчетов коэффициента подавления пассивной помехи и коэффициента подпомеховой видимости в зависимости от статистических характеристик полезного сигнала и пассивной помехи. *Выводы.* Предложенный метод создания опорного напряжения для бортовой системы СДЦ с внешней когерентностью позволяет эффективно решать задачу обнаружения движущихся целей на фоне разрывных пассивных помех. Полученные результаты могут быть полезны при проектировании бортовых доплеровских РЛС, использующих средства СДЦ.

Ключевые слова: пассивная помеха, система селекции движущихся целей, узкополосный фильтр, коэффициент подавления пассивной помехи, коэффициент подпомеховой видимости

Для цитирования: Зиятдинов С. И., Красильникова О. И. Селекция движущихся целей бортовой радиолокационной станцией с внешней когерентностью // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. 2025. № 2. С. 41–51. doi: 10.21685/2072-3059-2025-2-4

Selection of moving targets of an airborne radar station with external coherence

S.I. Ziatdinov¹, O.I. Krasilnikova²^{1,2}Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, Saint Petersburg, Russia¹ziat.53@mail.ru, ²oikrasilnikova@yandex.ru

Abstract. *Background.* The paper considers the operation of an onboard moving target selection system (MTS) with external coherence under discontinuous passive interference. To improve the efficiency of the MTS system, a narrowband filter is used in the processing path, the output signal of which is a reference for the MTS system in the gaps of passive interference. The purpose of the work is to develop and study the means of selecting moving targets of an onboard radar under conditions of discontinuous passive interference. It is necessary to show that the output signal of a narrowband filter tuned to the frequency of passive interference retains all the statistical properties of the passive interference preceding the appearance of the gap, and can be used as a reference voltage in the MTS system. It is required to study the operation of the MTS system under discontinuous passive interference. *Materials and methods.* The work is based on the spectral-correlation method for analyzing the statistical properties of signals and devices for their processing. *Results.* An expression is obtained for the output signal of a narrowband filter detuned relative to the frequency of passive interference. It is shown that the output signal of the narrow-band filter retains all statistical properties of passive interference and can be used as a reference voltage in the MTC system with external coherence. The results of calculating the passive interference suppression coefficient and the coefficient of sub-interference visibility are presented depending on the statistical characteristics of the useful signal and passive interference. *Conclusions.* The proposed method for creating a reference voltage for an onboard MTC system with external coherence allows one to effectively solve the problem of detecting moving targets against the background of discontinuous passive interference. The results obtained in the article can be useful in designing onboard Doppler radars using MTC tools.

Keywords: passive interference, moving target selection system, narrow-band filter, passive interference suppression coefficient, sub-interference visibility coefficient

For citation: Ziatdinov S.I., Krasilnikova O.I. Selection of moving targets of an airborne radar station with external coherence. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedeniy. Povolzhskiy region. Tekhnicheskie nauki* = *University proceedings. Volga region. Engineering sciences*. 2025;(2):41–51. (In Russ.). doi: 10.21685/2072-3059-2025-2-4

Введение

В реальных условиях работа радиолокационных систем обнаружения и измерения параметров целей усложняется воздействием различного рода помех. Это могут быть внутриприемный шум, пассивные помехи в виде отражений от земной, водной поверхностей и метеообразований и специально организованные помехи [1–4].

Вопросы подавления мешающих сигналов достаточно полно освещены в отечественной литературе [5–8]. Так, для борьбы с пассивными помехами применяются средства селекции движущихся целей (СДЦ) в виде разнообразных фильтров – череспериодные вычитающие устройства различной кратности, полосовые доплеровские фильтры.

В наземных радиолокационных станциях (РЛС) реализация устройств СДЦ для подавления отражений от земной и водной поверхностей не представляет больших трудностей, так как частота мешающих сигналов совпадает с частотой зондирующих сигналов РЛС. Задача несколько усложняется при подавлении отражений от перемещающихся метеообразований. Однако скорость движения метеообразований относительно мала и использование адаптивных режекторных фильтров или простых схем «компенсации» скорости ветра позволяет эффективно решать задачу подавления пассивных помех.

Большие трудности возникают при создании средств СДЦ в бортовых РЛС, так как скорость движения носителей РЛС может лежать в диапазоне от нескольких сотен до нескольких тысяч километров в час. При этом частота

Доплера сигналов, отраженных земной или водной поверхностями, может достигать нескольких десятков килогерц.

В статье [9] рассмотрен вариант «компенсации» частоты Доплера при построении бортовой доплеровской системы СДЦ с внутренней когерентностью, при котором с помощью бортовых датчиков углового положения антенны и датчика путевой скорости бортовой ЦВМ вычисляется значение частоты Доплера и в виде поправки частоты вводится в частоту опорного напряжения системы СДЦ.

Однако на практике такая задача в настоящее время не решена из-за больших ошибок измерения частоты Доплера. Поэтому для решения вопроса подавления отражений от земной и водной поверхностей средствами СДЦ используется режим внешней когерентности, при котором в качестве опорного напряжения выступает сама пассивная помеха. Очевидно, что система СДЦ с внешней когерентностью будет работать только в случае наличия отражений от подстилающей поверхности.

На практике отражения от подстилающей поверхности носят разрывной характер. Например, при полете над спокойной водной поверхностью отраженный сигнал практически отсутствует и, следовательно, обнаружение движущихся по или над поверхностью целей становится невозможным. При этом протяженность участков спокойной водной поверхности может составлять от нескольких сотен метров до нескольких километров и более.

Вопросы обеспечения устойчивой работы бортовых систем СДЦ в условиях разрывных пассивных помех составляют основное содержание настоящей работы.

Метод восстановления внешней когерентности

На рис. 1,б показана возможная реализация во времени разрывной пассивной помехи, когда на время Δt отсутствует пассивная помеха.

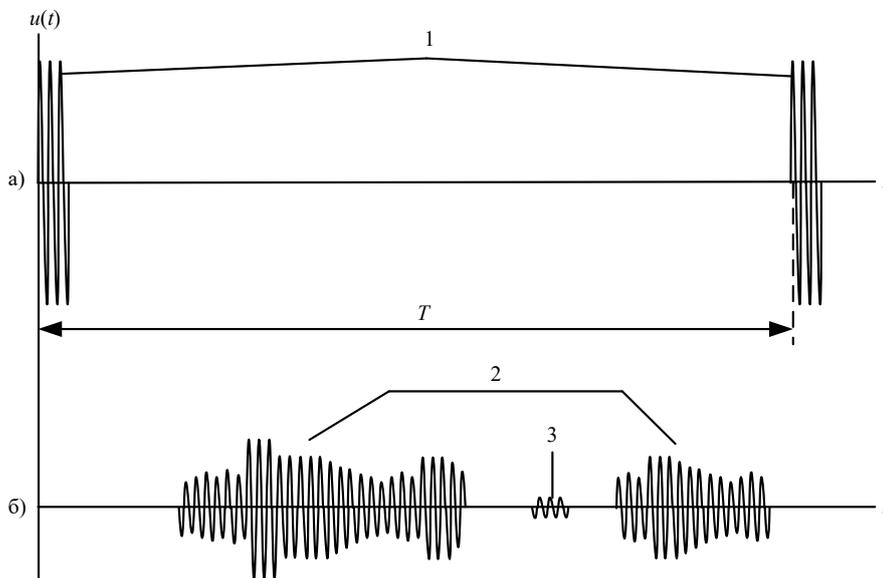


Рис. 1. Сигналы в контрольных точках:

1 – зондирующие импульсы; 2 – пассивная помеха; 3 – полезный сигнал

На практике уровень пассивной помехи может на 40 дБ и более превышать уровень полезного сигнала, отраженного движущейся целью. Для обеспечения режима внешней когерентности необходимо продлить напряжение пассивной помехи, предшествующей возникающему разрыву, что показано на рис. 2,б. Эту задачу можно решить с использованием узкополосного фильтра, настроенного на частоту пассивной помехи и обладающего постоянной времени, соизмеримой или большей длительности разрыва пассивной помехи Δt . Возможное решение данной задачи показано на рис. 3.

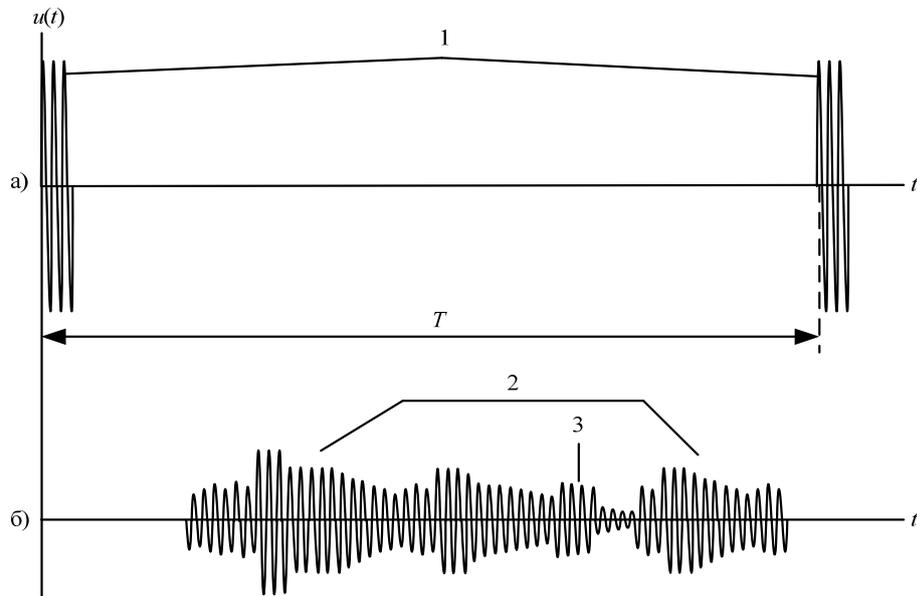


Рис. 2. Сигналы в контрольных точках:
1 – зондирующие импульсы; 2 – пассивная помеха; 3 – полезный сигнал

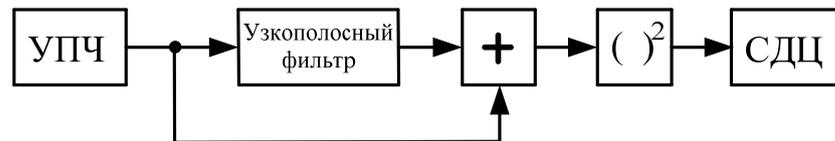


Рис. 3. Устройство обработки сигналов

В данном устройстве напряжение пассивной помехи с выхода усилителя промежуточной частоты (УПЧ) поступает на узкополосный фильтр, «растягивается» в нем на время, большее отрезка Δt , и далее подается на сумматор в качестве опорного напряжения, где суммируется с выходным сигналом УПЧ. Тем самым восстанавливается режим внешней когерентности для системы СДЦ.

Очевидно, что нормальная работа рассматриваемого устройства будет только в том случае, когда выходное напряжение узкополосного фильтра полностью сохранит статистические свойства предшествующей разрыву пассивной помехи. Для этого рассмотрим прохождение пассивной помехи через

узкополосный фильтр. Представим пассивную помеху в виде периодической последовательности отрезков гармонического колебания длительностью τ_n , частотой ω_n , периодом следования T и с флюктуирующими амплитудой $U(t)$ и начальной фазой $\varphi_n(t)$

$$u_n(t) = U_n(t) \cos[\omega_n t + \varphi_n(t)], \quad t = nT + \tau, \quad \tau = 0 \div \tau_n,$$

которую перепишем в виде

$$u_n(t) = U_n(t) \cos[\omega_n t + \varphi_o(t)], \quad \varphi_o(t) = \omega_n nT + \varphi_n(t), \quad t = 0 \div \tau_n.$$

В качестве узкополосного фильтра используем полосовой фильтр с частотной передаточной функцией

$$W(j\omega) = \frac{\omega_{cp}}{\omega_{cp} + j(\omega \pm \omega_{\phi})},$$

где ω_{ϕ} , ω_{cp} – частоты настройки и среза фильтра.

В общем виде частота пассивной помехи ω_n не совпадает с частотой настройки фильтра ω_{ϕ} . Эта разность частот может достигать нескольких десятков килогерц и определяется величиной частоты Доплера пассивной помехи вследствие движения носителя РЛС.

На основании теории вычетов [10, 11] после громоздких промежуточных преобразований выходной сигнал узкополосного фильтра записывается следующим образом:

$$u_{\phi}(t) = \frac{U(t)\omega_{cp}e^{j\Delta\varphi}}{\sqrt{\omega_{cp}^2 + \Delta\omega^2}} \left\{ \cos[\omega_n t + \varphi_n(t)] - e^{-\omega_{cp}t} \cos[\omega_{\phi}t + \varphi_o(t)] \right\}, \quad t = 0 \div \tau_n; \quad (1)$$

$$u_{\phi}(t) = \frac{U(t)\omega_{cp}e^{j\Delta\varphi}}{\sqrt{\omega_{cp}^2 + \Delta\omega^2}} \left[e^{-\omega_{cp}(t-\tau_n)} - e^{-\omega_{cp}t} \right] \cos[\omega_{\phi}t + \varphi_o(t)], \quad t = \tau_n \div \infty, \quad (2)$$

здесь, как было показано ранее, $\varphi_o(t) = \omega_n nT + \varphi_n(t)$, а фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi = \arctg \frac{\omega_{cp}\Delta\omega}{\omega_{cp}^2 + \Delta\omega^2}.$$

где $\Delta\omega = \omega_n - \omega_{\phi}$ – разность частот пассивной помехи и частоты настройки узкополосного фильтра.

Для заполнения разрывов пассивной помехи колебаниями выходного сигнала узкополосного фильтра необходимо, чтобы время переходного процесса в фильтре превышало длительность возможного разрыва пассивной помехи.

Из выражения (1) следует, что за время действия рассматриваемого импульса пассивной помехи в выходном сигнале узкополосного фильтра имеют место биения сигнала помехи с частотой ω_n и свободных колебаний сигнала узкополосного фильтра с частотой ω_{ϕ} . При этом по окончании импульса пассивной помехи выходной сигнал узкополосного фильтра определяется только его свободными колебаниями с частотой ω_{ϕ} .

На рис. 4 в качестве примера показана реакция узкополосного фильтра на радиоимпульс пассивной помехи для случая, когда длительность импульса пассивной помехи $\tau_{\text{и}} = 0,3/\omega_{\text{ср}}$.

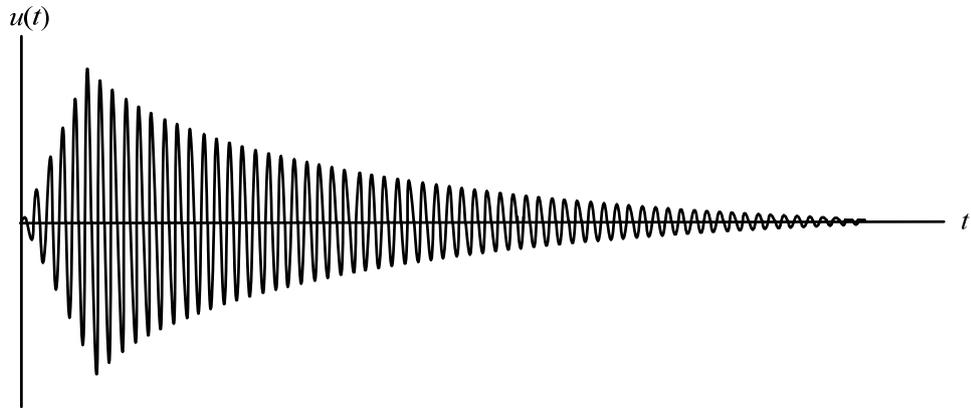


Рис. 4. Выходной сигнал узкополосного фильтра

Ранее отмечалось, что для работы системы СДЦ в режиме внешней когерентности статистические свойства выходного сигнала узкополосного фильтра и предшествующей разрыву пассивной помехи должны совпадать. Из соотношений (1) и (2) видно, что выходной сигнал узкополосного фильтра сохраняет информацию о флюктуирующей амплитуде $U(t)$ и начальной фазе пассивной помехи $\varphi_{\text{п}}(t)$. При этом отличие частоты пассивной помехи и частоты свободных колебаний выходного сигнала узкополосного фильтра в пределах радиолокационного периода для системы СДЦ не принципиально, так как система СДЦ реагирует на межпериодные флюктуации пассивной помехи, которые определяются только флюктуациями амплитуды $U(t)$ и начальной фазы $\varphi_{\text{п}}(t)$.

Поскольку рассматриваемая система СДЦ в пределах разрыва пассивной помехи осуществляет межпериодную обработку аддитивной смеси полезного сигнала и выходного сигнала узкополосного фильтра, сигнал на выходе сумматора запишем в виде

$$u_{\Sigma}(nT) = u_{\text{с}}(nT) + u_{\text{ф}}(nT) = U_{\text{с}} \cos(\omega_{\text{с}}nT + \varphi_{\text{с}}) + kU_{\text{п}}(nT) \cos[(\omega_{\text{п}}nT + \varphi_{\text{п}}(nT))], \quad (3)$$

где T – период следования импульсов аддитивной смеси; k – коэффициент пропорциональности, $n = 0, 1, 2, \dots$

В системах СДЦ с внешней когерентностью суммарный сигнал (3) перед межпериодной обработкой детектируется. Пусть для выполнения данной операции используется квадратичный детектор, на выходе которого формируется периодическая последовательность видеоимпульсов аддитивной смеси пассивной помехи и полезного сигнала

$$u_{\text{д}}(nT) = 0,5 \{ k^2 U_{\text{п}}^2(nT) +$$

$$+ U_c^2 + 2kU_cU_{\Pi}(nT) \cos[(\omega_{\Pi} - \omega_c)nT + \varphi_{\Pi}(nT) - \varphi_c] \}. \quad (4)$$

Систему СДЦ представим в виде двукратного вычитающего устройства, алгоритм работы которого определяется соотношением [9]:

$$u_{\text{чпв}}(t) = u_{\text{д}}(t) - 2u_{\text{д}}(t - T) + u_{\text{д}}(t - 2T).$$

После несложных преобразований можно получить следующие выражения для мощности пассивной помехи и полезного сигнала на выходе рассматриваемого устройства:

$$P_{\Pi} = 0,25k^4\sigma_{\Pi}^4[6 - 8R_0^2(T) + 2R_0^2(2T)],$$

$$P_c = \frac{\pi}{8}k^2U_c^2\sigma_{\Pi}^2\{6 - 8R_0(T)\cos[(\omega_{\Pi} - \omega_c)T] + 2R_0(2T)\cos[2(\omega_{\Pi} - \omega_c)T]\},$$

где $R_0(\tau)$ – коэффициент корреляции пассивной помехи.

Коэффициент подавления пассивной помехи рассматриваемой системой СДЦ можно определить следующим соотношением:

$$K_{\Pi} = \frac{4k^4\sigma_{\Pi}^4}{P_{\Pi}} = \frac{16}{[6 - 8R_0^2(T) + 2R_0^2(2T)]},$$

а коэффициент подпомеховой видимости находится из выражения

$$K_{\text{пв}} = \frac{P_c}{P_{\Pi}} = \frac{\pi U_c^2 \{6 - 8R_0(T)\cos[(\omega_{\Pi} - \omega_c)T] + 2R_0(2T)\cos[2(\omega_{\Pi} - \omega_c)T]\}}{0,5k^2\sigma_{\Pi}^2[6 - 8R_0^2(T) + 2R_0^2(2T)]}.$$

Для оценки эффективности рассматриваемой системы СДЦ примем гауссову модель огибающей коэффициента корреляции пассивной помехи на входе квадратичного детектора [7, 8]:

$$R_0(\tau) = \exp[-(\Delta\omega_{\Pi}\tau)^2/2],$$

где $\Delta\omega_{\Pi}$ – ширина энергетического спектра пассивной помехи.

Результаты расчетов коэффициента подавления пассивной помехи K_{Π} в зависимости от ширины энергетического спектра пассивной помехи $\Delta f_{\Pi} = \Delta\omega_{\Pi}/2\pi$, $T = 0,2$ мс представлены на рис. 5.

Из рис. 5 следует, что расширение энергетического спектра пассивной помехи приводит к достаточно резкому уменьшению коэффициента подавления пассивной помехи.

На рис. 6 показаны результаты расчетов коэффициента подпомеховой видимости $K_{\text{пв}}$ в зависимости от ширины энергетического спектра пассивной помехи Δf_{Π} для случая отношения $U_c/\sigma_{\Pi} = -20$ дБ, $T = 0,2$ мс, $k = 1$ для различных значений относительного фазового сдвига $\Delta\omega T$.

На рис. 7 представлены результаты расчетов коэффициента подпомеховой видимости $K_{\text{пв}}$ в зависимости от отношения U_c/σ_{Π} на входе системы СДЦ для случая $T = 0,2$ мс, $k = 1$, относительном фазовом сдвиге $\Delta\omega T = \pi$ для различных значений ширины энергетического спектра пассивной помехи Δf_{Π} .

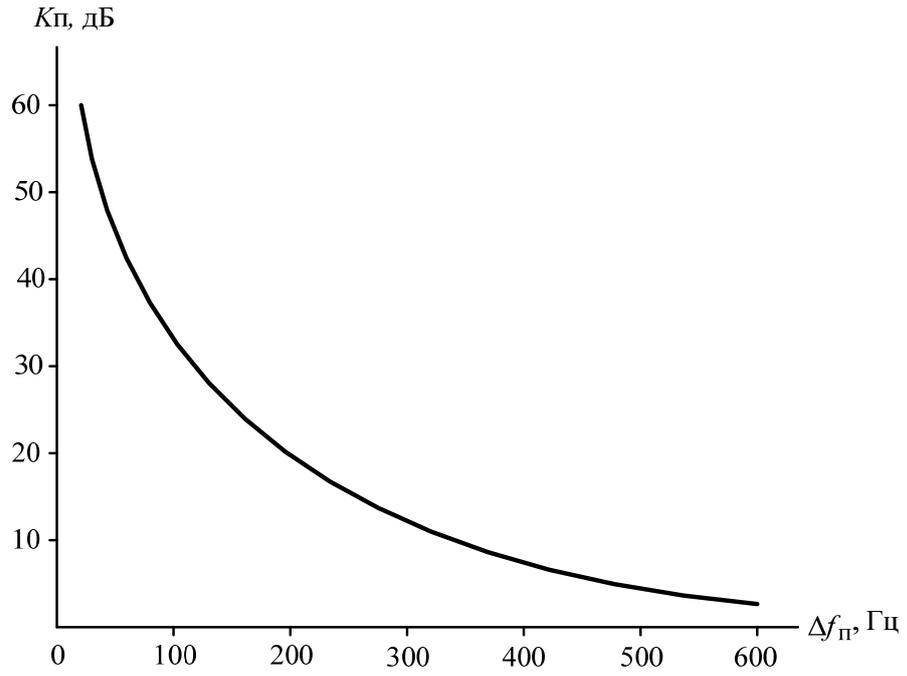


Рис. 5. Коэффициент подавления пассивной помехи

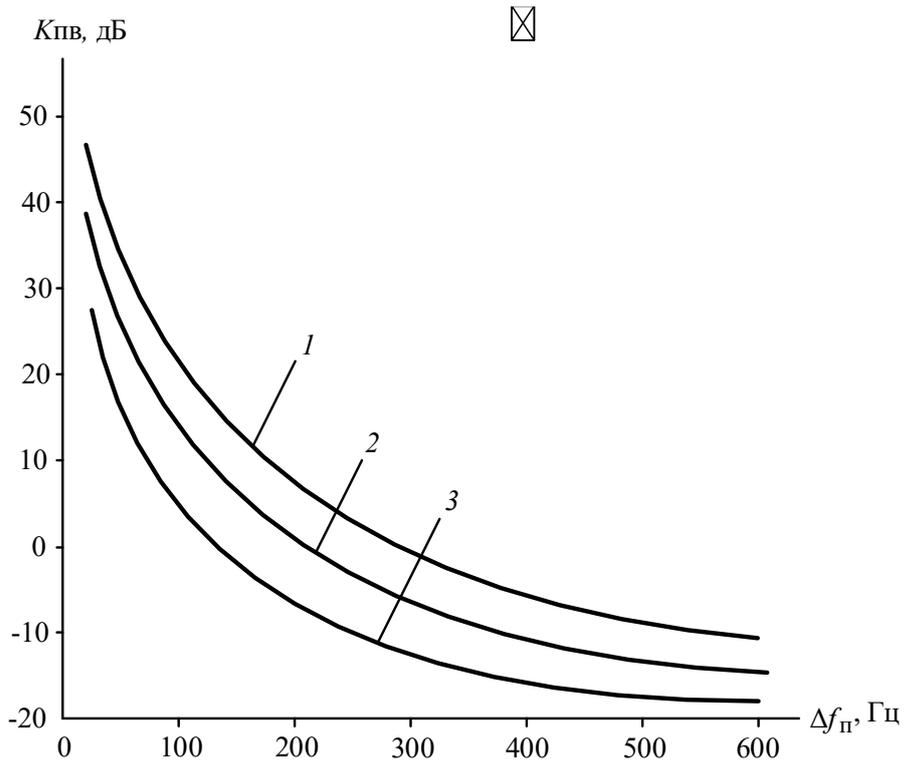


Рис. 6. Коэффициент подпомеховой видимости:
1 – $\Delta\omega T = \pi$; 2 – $\Delta\omega T = 0,4 \pi$; 3 – $\Delta\omega T = 0,2 \pi$

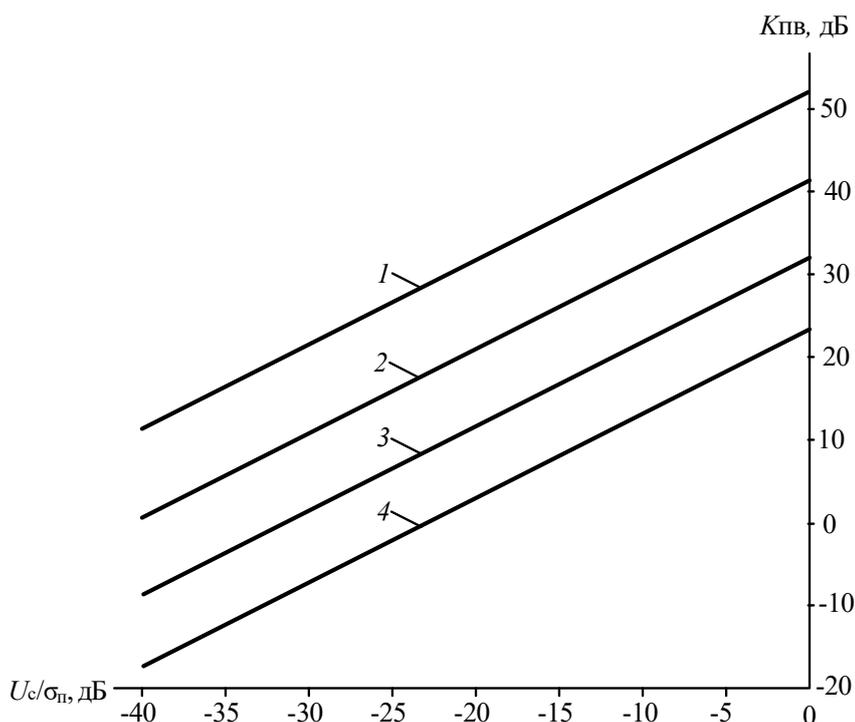


Рис. 7. Коэффициент подпомеховой видимости:
 1 – $\Delta f_{\text{п}} = 50$ Гц; 2 – $\Delta f_{\text{п}} = 100$ Гц; 3 – $\Delta f_{\text{п}} = 150$ Гц; 4 – $\Delta f_{\text{п}} = 250$ Гц

Обсуждение результатов

Из проведенных исследований следует, что использование узкополосного фильтра в тракте обработки сигнала позволяет устранить нарушение работы бортовой системы СДЦ с внешней когерентностью при разрывном характере пассивной помехи. Выходной сигнал узкополосного фильтра позволяет сохранить все статистические свойства предшествующей разрыву пассивной помехи. При этом показано, что расширение спектра пассивной помехи приводит к достаточно резкому снижению эффективности рассмотренной системы СДЦ. Так, при изменении ширины спектра пассивной помехи от 50 до 600 Гц при $T = 0,2$ мс коэффициент подавления пассивной помехи уменьшается с 60 до 4 дБ. При этом подпомеховая видимость как отношение сигнал/помеха на выходе системы СДЦ зависит не только от ширины спектра пассивной помехи, но и от частоты Доплера полезного сигнала, отраженного от движущейся цели. При ширине спектра пассивной помехи 100 Гц изменение фазового сдвига полезного сигнала за период зондирования с π до $0,2\pi$ приводит к уменьшению коэффициента подпомеховой видимости с 20 до 3 дБ. Одновременно для фазового сдвига полезного сигнала за период зондирования, равный π , расширение спектра пассивной помехи от 50 до 200 Гц обуславливает падение коэффициента подпомеховой видимости с 45 до 5 дБ.

Заключение

Разрывный характер отражений от подстилающей поверхности срывает нормальную работу бортовой системы СДЦ с внешней когерентностью. Дли-

тельность разрывов пассивной помехи может колебаться от единиц до нескольких десятков микросекунд и более. Предложенный в работе метод заполнения разрывов пассивной помехи выходным сигналом узкополосного фильтра позволяет восстановить режим внешней когерентности без изменения статистических характеристик пассивной помехи. Рассмотренный в статье материал будет полезен при разработке бортовых систем обнаружения движущихся на фоне подстилающей поверхности целей.

Список литературы

1. Ботов М. И., Вяхирев В. А., Девотчак В. В. Введение в теорию радиолокационных систем. Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. 394 с.
2. Филиппов Б. И. Радиотехнические системы. Новосибирск : НГТУ, 2015. 386 с.
3. Казаринов Ю. М., Коломинский Ю. А., Кутузов В. М., Леонтьев В. В. Радиотехнические системы. М. : Академия, 2008. 592 с.
4. Справочник по радиолокации : в 2 кн. / под ред. М. И. Скольника. М. : Техносфера, 2015. Кн. 1. 680 с.
5. Попов Д. И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. № 4. С. 46–55. doi: 10.20535/S0021347009040050
6. Котоусов А. С., Морозов А. К. Оптимальная фильтрация и компенсация помех. М. : Горячая линия-Телеком, 2008. 166 с.
7. Зиятдинов С. И. Влияние рассогласования параметров квадратурных каналов на работу адаптивной системы селекции движущихся целей // Известия вузов. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 6–8. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-6-9
8. Зиятдинов С. И., Осипов Л. А. Подавление коррелированных помех адаптивными режекторными фильтрами при модуляции периода повторения импульсов // Информационно-управляющие системы. 2021. № 3. С. 53–60. doi: 10.31799/1684-8853-2021-3-53-60
9. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. М. : Радиотехника, 2004. 319 с.
10. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. М. : URS, 2016. 915 с.
11. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М. : Радио и связь, 1986. 512 с.

References

1. Botov M.I., Vyakhirev V.A., Devotchak V.V. *Vvedenie v teoriyu radiolokatsionnykh sistem = Introduction to radar systems theory*. Krasnoyarsk: Sib. feder. un-t, 2012:394. (In Russ.)
2. Filippov B.I. *Radiotekhnicheskie sistemy = Radio engineering systems*. Novosibirsk: NGTU, 2015:386. (In Russ.)
3. Kazarinov Yu.M., Kolominskiy Yu.A., Kutuzov V.M., Leont'ev V.V. *Radiotekhnicheskie sistemy = Radio engineering systems*. Moscow: Akademiya, 2008:592. (In Russ.)
4. Skolnik M.I. (ed.). *Spravochnik po radiolokatsii: v 2 kn. = Radar handbook: in 2 books*. Moscow: Tekhnosfera, 2015;Bk.1:680. (In Russ.)
5. Popov D.I. Adaptation of non-recursive notch filters. *Izvestiya vuzov. Radioelektronika = University proceedings. Radio electronics*. 2009(4):46–55. (In Russ.). doi: 10.20535/S0021347009040050
6. Kotousov A.S., Morozov A.K. *Optimal'naya fil'tratsiya i kompensatsiya pomekh = Optimal filtering and interference compensation*. Moscow: Goryachaya liniya-Telekom, 2008:166. (In Russ.)
7. Ziatdinov S.I. The influence of mismatch of quadrature channel parameters on the operation of an adaptive moving target selection system. *Izvestiya vuzov. Radioelektronika =*

- University proceedings. Radio electronics.* 2020;23(3):6–8. (In Russ.). doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-6-9
8. Ziatdinov S.I., Osipov L.A. Suppression of correlated interference by adaptive notch filters with pulse repetition period modulation. *Informatsionno-upravlyayushchie sistemy = Information and management systems.* 2021;(3):53–60. (In Russ.). doi: 10.31799/1684-8853-2021-3-53-60
 9. Bakulev P.A. *Radiolokatsionnye sistemy = Radar systems.* Moscow: Radiotekhnika, 2004:319. (In Russ.)
 10. Baskakov S.I. *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly = Radio engineering circuits and signals.* Moscow: URS, 2016:915. (In Russ.)
 11. Gonorovskiy I.S. *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly = Radio engineering circuits and signals.* Moscow: Radio i svyaz', 1986:512. (In Russ.)

Информация об авторах / Information about the authors

Сергей Ильич Зиаудинов

доктор технических наук,
профессор, профессор кафедры
информационных систем и технологий,
Санкт-Петербургский государственный
университет аэрокосмического
приборостроения (Россия, г. Санкт-
Петербург, ул. Большая Морская, 67)

E-mail: ziat.53@mail.ru

Sergey I. Ziatdinov

Doctor of engineering sciences, professor,
professor of the sub-department
of information systems and technologies,
Saint Petersburg State University
of Aerospace Instrumentation (67 Bolshaya
Morskaya street, Saint Petersburg, Russia)

Ольга Ивановна Красильникова

кандидат технических наук, доцент,
доцент кафедры информационных
систем и технологий,
Санкт-Петербургский государственный
университет аэрокосмического
приборостроения (Россия, г. Санкт-
Петербург, ул. Большая Морская, 67)

E-mail: oikrasilnikova@yandex.ru

Olga I. Krasilnikova

Candidate of engineering sciences,
associate professor, associate professor
of the sub-department of information
systems and technologies, Saint Petersburg
State University of Aerospace
Instrumentation (67 Bolshaya Morskaya
street, Saint Petersburg, Russia)

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов / The authors declare no conflicts of interests.

Поступила в редакцию / Received 10.03.2025

Поступила после рецензирования и доработки / Revised 28.04.2025

Принята к публикации / Accepted 22.05.2025