

ОЦЕНКА ИЗМЕНЕНИЯ ДИСКРИМИНАЦИОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ МОНОИМПУЛЬСНОГО ПЕЛЕНГАТОРА ПРИ СОВМЕСТНОМ ПРИЁМЕ КОГЕРЕНТНОЙ ПОМЕХИ И ЭХО СИГНАЛА

DOI: 10.36724/2072-8735-2026-20-7-23-35

Кузнецов Юрий Владимирович,Московский авиационный институт (национальный
исследовательский университет), Москва, Россия,
kuznetsov@mai.ru**Баев Андрей Борисович,**Московский авиационный институт (национальный
исследовательский университет), Москва, Россия,
baev@mai.ru**Егорычев Руслан Олегович,**Московский авиационный институт (национальный
исследовательский университет), Москва, Россия,
roegorychev@mai.education**Manuscript received** 17 April 2026;**Accepted** 20 June 2026**Ключевые слова:** Самозащита самолёта,
радиоэлектронное подавление, когерентная
помеха, моноимпульсный пеленгатор,
дискриминационная характеристика

Моноимпульсный амплитудный суммарно разностный пеленгатор (далее - пеленгатор) активно применяется в угломерных следящих системах в составе авиационных средств поражения. Для защиты от авиационных средств поражения применяют средства радиоэлектронного подавления, оказывающие влияние на выработку информации пеленгатором о пространственном положении летательного аппарата. В настоящей статье рассматривается сценарий постановки двухточечной когерентной помехи активному пеленгатору средством радиоэлектронного подавления, которым снабжён защищаемый летательный аппарат. Воздействие двухточечной когерентной помехи на пеленгатор можно оценить через изменение его дискриминационной характеристики. Упомянутое изменение проявляется в двух основных формах: смещении равносигнального направления дискриминационной характеристики и изменении крутизны её линейного участка. В целях исследования изменения дискриминационной характеристики в статье представлена модель пеленгатора, учитывающая ряд ключевых параметров: взаимное положение пеленгатора и защищаемого летательного аппарата-постановщика (включая расстояние между ними и их ориентацию); амплитуды эхо-сигнала и когерентной помехи; разность фазы сигналов, излучаемых двумя разнесёнными антеннами средства радиоэлектронного подавления, формирующего когерентную помеху; азимут базы летательного аппарата-постановщика двухточечной когерентной помехи. Ключевой особенностью данной модели является то, что процесс постановки двухточечной когерентной помехи пеленгатору выполняется с учётом приёма его эхо-сигнала. В статье также приводится вывод выражений, описывающий приём аддитивной смеси эхо сигнала и когерентной помехи, с учётом указанных ранее параметров, на базе которых разработана модель.

Информация об авторах:

Кузнецов Юрий Владимирович, д.т.н. (2005), профессор (2007), заведующий кафедрой теоретической радиотехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета). Почетный работник высшего профессионального образования Российской Федерации (2012). Заслуженный работник высшей школы Российской Федерации (2020), Москва, Россия. <https://orcid.org/0000-0003-1194-3445>

Баев Андрей Борисович, к.т.н. (2002), доцент (2007), доцент кафедры теоретической радиотехники (405), начальник научно-исследовательского отдела кафедры 405 Московского авиационного института (национального исследовательского университета), Москва, Россия. <https://orcid.org/0000-0003-3829-1379>

Егорычев Руслан Олегович, аспирант кафедры теоретической радиотехники Московского авиационного института (национального исследовательского университета), Москва, Россия

Для цитирования:

Кузнецов Ю.В., Баев А.Б., Егорычев Р.О. Оценка изменения дискриминационной характеристики моноимпульсного пеленгатора при совместном приёме когерентной помехи и эхо сигнала // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2026. Том 20. №7. С. 23-35.

For citation:

Y.V. Kuznetsov, A.B. Baev, R.O. Egorychev, "Effect of Simultaneous Cross-Eye Jamming and Target Echo on the Monopulse Discrimination Characteristic," T-Comm, 2026, vol. 20, no.7, pp. 23-35. (in Russian)

Введение

Моноимпульсный амплитудный суммарно-разностный пеленгатор (далее – пеленгатор) используется в составе углового координатора [1, 2], вырабатывающего информацию об угловом положении цели для подачи команд управления авиационным средством поражения (АСП). Радиоэлектронное подавление (РЭП) оказывает негативный эффект на способность пеленгатора определять угловое положение цели, что в свою очередь ограничивает возможности успешного применения АСП.

Теория моноимпульсной пеленгации достаточно полно освещена как в отечественных, так и в зарубежных научных изданиях. В российской научной школе фундаментальные основы представлены в трудах Леонова А. И. и Фомичёва К. И. [3, 4], а также в современных учебных и справочных изданиях [5, 6]. Среди зарубежной литературы можно сослаться на работы [7-11]: в монографии [7] приведены примеры практической реализации современных моноимпульсных пеленгаторов; учебники [8, 9] содержат типовые сценарии применения моноимпульсной пеленгации для сопровождения целей. В монографиях [10, 11] разобрана теория реализации антенных систем для моноимпульсных пеленгаторов.

Ряд недавних исследований [12-16] посвящён различным аспектам повышения точности и помехоустойчивости моноимпульсных пеленгационных систем. Так, в работе [12] предложен подход к компенсации помех в угловом измерителе средствами радиотехнической разведки; в [13] проведён анализ влияния амплитудных погрешностей на точностные параметры двухканального фазового пеленгатора с фазированной антенной решёткой. Статья [14] демонстрирует реализацию широкополосного пеленгатора на базе программно-определяемого радио, а в [15] представлены результаты моделирования углового фазового дискриминатора с адаптивной антенной решёткой. Кроме того, в [16] изучено влияние распределения блестящих точек на статистические характеристики углового шума при использовании импульсного зондирующего сигнала в моноимпульсном пеленгаторе.

Развитие теории моноимпульсной пеленгации обусловило развитие современных методов РЭП, направленных на нарушение процесса определения углового положения целей. Одним из методов РЭП угломерным системам является когерентная помеха, описание которой можно найти в ряде источников [17-20]. Монография [17] является одним из первых отечественных трудов, где изложен способ постановки когерентной помехи. Более развёрнутое рассмотрение маскирующих и имитационных помех, включая когерентные, представлено в работах [18, 19], а справочник по РЭП [20] содержит систематизированное описание множества типов преднамеренных помех. В работе [21] изучается модуляция амплитудного соотношения, являющегося одним из параметров когерентной помехи. Здесь же рассматривается постановка комбинированной когерентной и уводящей по скорости помех. Исследования [22-23] посвящены анализу искажения фронта волны и оценке возникающих при этом ошибок определения углового направления.

Интерес к проблематике постановки когерентных помех сохраняется и в современных публикациях [24-29]. Так, в [24] предложена методика расчёта вероятности передачи ложной

отметки на вторичную обработку радиолокационной информации при воздействии частично когерентных помех. В работе [25] оценивается эффективность постановки когерентной помехи в секторе, ограниченном допустимыми отклонениями амплитудно-фазовых соотношений. Вопросы помехоустойчивости моноимпульсных средств пеленгации от когерентных помех рассмотрены в [26-28], а в [29] представлен алгоритм, позволяющий повысить эффективность средств постановки данной помехи.

Зарубежные исследования также активно развивают направление когерентного радиоэлектронного воздействия. Например, в статье [30] предложен цифровой метод постановки когерентной помехи, а работа [31] описывает сценарий её обнаружения и постановки в отношении многоканального радиолокатора. Публикация [32] содержит математическую модель воздействия когерентной помехи на радиолокационную систему, сочетающую принципы активной и пассивной радиолокации. Наконец, в статье [33] исследуется влияние точности задания амплитудного соотношения и разности фазы на общую эффективность постановки когерентной помехи.

Рост числа современных публикаций, посвящённых вопросам моноимпульсной пеленгации и применения когерентной помехи, свидетельствует об актуальности данных направлений.

Статья содержит описание нового подхода к определению пеленгатором направления на защищаемый летательный аппарат, оснащённый средством постановки когерентной помехи в условиях приёма аддитивной смеси эхо-сигнала и двухточечной когерентной помехи.

В статье исследуется изменение дискриминационной характеристики, а именно – смещение равносигнального направления и изменение крутизны её линейного участка. В работе представлены математические модели сигналов пеленгатора и когерентной помехи. Приведена структурная схема пеленгатора, дополненная кратким описанием функциональных элементов. Анализ выполнен в рамках ряда заданных условий и ограничений:

- В качестве углового датчика пеленгатора выступает линейная антенная решётка;
- В роли защищаемого летательного аппарата выступает самолёт;
- Область определения направления на самолёт ограничена шириной диаграммы направленности используемой линейной антенной решётки;
- Защищаемый самолёт в модели рассматривается как точечный излучатель;
- Оценка направления на самолёт выполняется пеленгатором в течение длительности одного радиоимпульса;
- Модели эхо-сигнала и когерентной помехи представлены комплексными амплитудами;

Влияние эффекта Доплера в рамках данной модели не рассматривается.

1 Математические модели сигналов пеленгатора

Синфазная линейная антенная решётка (АР) пеленгатора излучает зондирующий сигнал в направлении максимума диаграммы направленности (ДН) под углом θ_0 в соответствии с рис. 1 (а).

Угол θ_D отсчитывается от опорного направления до нормали к плоскости АР. В качестве опорного направления выбрана продольная ось АСП, на котором размещён механический привод. При этом нормаль к линейной АР соответствует максимуму ДН в режиме излучения и равносигнальному направлению (РСН) в режиме приёма. Угол θ_D задаётся посредством поворота механического привода, жёстко сопряжённого с линейной АР.

В дальней зоне относительно линейной АР вблизи самолёта формируется плоский фазовый фронт электромагнитной волны зондирующего сигнала:

$$e(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \sum_{n=-N}^N E_n \cos(2\pi ft) \quad (1)$$

где T – длительность радиоимпульса; E_n – амплитуда волны гармонического колебания, излучаемого n -м элементом линейной АР; f – несущая частота радиоимпульса; функция $\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ определяется выражением:

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1, & \text{при } |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0, & \text{при } |t| > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (2)$$

Нумерация элементов линейной АР выполняется относительно её фазового центра, расположенного в её геометрическом центре.

Эхо-сигнал, отражённый от самолёта, вблизи пеленгатора формирует плоский фазовый фронт электромагнитной волны. Данный фронт облучает линейную АР под углом θ_T , как показано на рис. 1 (б). Угол θ_T – это пеленг, отсчитываемый относительно равносигнального направления (РСН), ориентация которого определяется углом θ_D (так же, как и положение максимума ДН АР в режиме излучения). Отсчёт пеленга в положительную сторону производится по часовой стрелке от РСН.

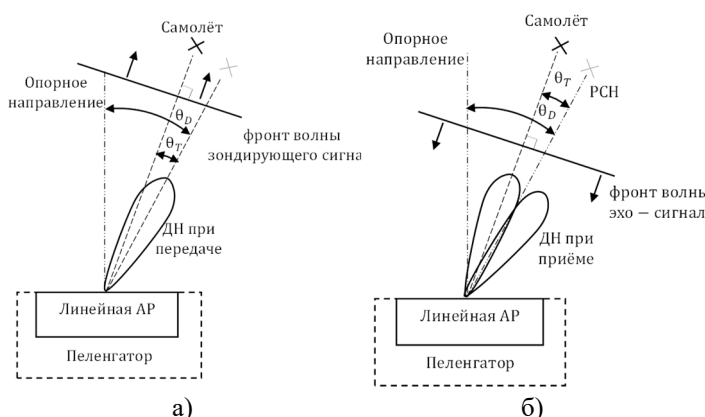


Рис. 1. Амплитудная пеленгация самолёта: а) при излучении зондирующего импульса; б) при приёме эхо-сигнала.

РСН возникает в точке пересечения двух парциальных ДН, которые линейная АР формирует при помощи диаграммообразующего устройства (ДОУ). Принципы формирования

ДН представлены в работах [7-11, 34]. В рамках данной статьи формирование пары парциальных ДН реализуется согласно структурной схеме, приведённой на рис. 2. При этом d обозначает расстояние между соседними излучателями линейной АР.

Вблизи n -го элемента линейной АР формируется электромагнитная волна эхо-сигнала, которую можно представить комплексной амплитудой $\dot{E}_n$:

$$\dot{E}_n = E_0 e^{-jn\phi_T}, \quad (3)$$

где E_0 – амплитуды электрического поля в местах расположения каждого элемента линейной АР; $\phi_T = 2\pi d / \lambda (\sin \theta_T - \sin \theta_D)$ – фаза гармонического колебания плоского фронта электромагнитной волны эхо-сигнала, принятого с направления θ_T с учётом отклонения нормали к линейной АР от опорного направления на угол θ_D ; $\lambda = c / f$ – длина волны гармонического колебания, c – скорость света; d – расстояние между элементами.

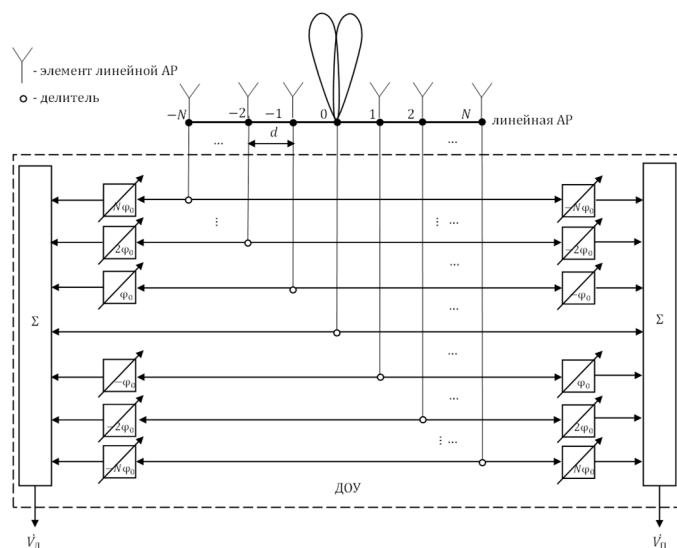


Рис. 2. Структурная схема линейной АР с ДОУ

На выходе n -го элемента линейной АР возникает гармоническое колебание эхо-сигнала, которое описывается посредством комплексной амплитуды $\dot{V}_n$:

$$\dot{V}_n = V_0 e^{-jn\phi_T} \quad (4)$$

где V_0 – амплитуды гармонических колебаний на выходах каждого элемента линейной АР.

Гармонические колебания эхо-сигнала поступают на входы делителей. Каждый делитель формирует на своём выходе пару гармонических колебаний эхо-сигнала, амплитуда которых ослаблена в $\sqrt{2}$ раз, после чего сигналы направляются на соответствующую пару фазовращателей. Пары фазовращателей подключены к двум сумматорам, которые и обеспечивают формирование пары парциальных ДН.

Фазовращатели формируют дополнительные фазовые сдвиги в гармонических колебаниях эхо-сигнала. Значение

сдвига зависит от номера элемента линейной АР, подключённого к фазовращателю, и требуемого угла отклонения максимума парциальной ДН относительно нормали к АР. Направление отклонения максимума ДН относительно РСН определяется знаком перед значением фазового сдвига.

В рамках рассматриваемой работы максимумы парциальных ДН смещены друг относительно друга на величину, равную ширине ДН при условии, что её максимум ориентирован вдоль нормали к линейной АР. При равномерном амплитудном распределении ширина ДН приближённо рассчитывается по формуле [10–11, 34]:

$$\Delta\Theta \approx 0,89 \frac{\lambda}{(2N+1)d} \quad (5)$$

Смещение максимумов парциальных ДН друг относительно друга на угол $\Delta\Theta$ обеспечивает максимальное усиление в суммарном канале и повышенную крутизну дискриминационной характеристики [3, 4, 7]. Чтобы реализовать данное смещение, каждую парциальную ДН необходимо отклонить от нормали к линейной АР в противоположные стороны на угол $0,5\Delta\Theta$.

Сдвиг максимума одной из парциальных ДН влево относительно нормали к АР на половину ширины (5) достигается за счёт настройки левой линейки фазовращателей (см. рис. 2), величина фазового сдвига n -го элемента которого может быть определена, как:

$$n\phi_0 = n \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \frac{\Delta\Theta}{2} \quad (6)$$

где $n = [-N, N]$ – номер фазовращателя; ϕ_0 – величина фазового сдвига, обусловленная отклонением максимума парциальной ДН. Чтобы сместить максимум второй парциальной ДН вправо, требуется установить значение фазового сдвига в n -ом элементе в соответствии с выражением:

$$-n\phi_0 = -n \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \frac{\Delta\Theta}{2} \quad (7)$$

На выходах двух сумматоров формируются суммы гармонических колебаний эхо-сигнала, предварительно сдвинутых по фазе, в соответствии с выражениями (6) и (7). Левый и правый сумматоры формируют соответственно синфазные левый и правый каналы пеленгатора. Гармонические колебания в данных каналах могут быть представлены комплексными амплитудами $V_{\text{л}}$ и $V_{\text{п}}$:

$$V_{\text{л}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{n=-N}^N V_0 e^{-jn(\phi_T + \phi_0)}, V_{\text{п}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{n=-N}^N V_0 e^{-jn(\phi_T - \phi_0)}. \quad (8)$$

Используя формулу суммы конечной геометрической прогрессии, выражения (8) преобразуются к чисто действительному виду и принимают следующую форму:

$$V_{\text{л}} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_0 \frac{\sin\left[\frac{(2N+1)}{2}(\phi_T + \phi_0)\right]}{\sin\left(\frac{1}{2}(\phi_T + \phi_0)\right)}, V_{\text{п}} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_0 \frac{\sin\left[\frac{(2N+1)}{2}(\phi_T - \phi_0)\right]}{\sin\left(\frac{1}{2}(\phi_T - \phi_0)\right)}. \quad (9)$$

Выражения (9) описывают частный случай, когда амплитуды V и фазы ϕ_T , ϕ_0 гармонических колебаний в левом и правом каналах совпадают и не искажаются вследствие неидентичных амплитудно-фазовых характеристик фидерных трактов пеленгатора.

В общем случае амплитуды $V_{\text{л}}$ и $V_{\text{п}}$ носят комплексный характер из-за различных амплитудно-фазовых характеристик фидерных трактов. Соответственно, амплитуды и фазы гармонических колебаний в левом и правом каналах могут не совпадать. В рамках данной статьи принято допущение об идентичности амплитудно-фазовых характеристик фидерных трактов левого и правого каналов. Это даёт основание считать, что амплитуды V_0 с фазами ϕ_T , ϕ_0 не подвержены случайным флуктуациям.

Выражения (9) допускают компактную запись с применением формулы ядра Дирихле.

$$D_N(x) = \frac{\sin\left[\frac{(2N+1)}{2}x\right]}{2\sin\left(\frac{1}{2}x\right)}. \quad (10)$$

Таким образом, амплитуды эхо-сигнала в левом и правом каналах, описываемые выражениями (9), можно представить в компактной форме:

$$V_{\text{л}} = \frac{2}{\sqrt{2}} V_0 D_N(\phi_T + \phi_0), V_{\text{п}} = \frac{2}{\sqrt{2}} V_0 D_N(\phi_T - \phi_0). \quad (11)$$

Множитель 2 в выражениях (11) появляется из-за того, что формула ядра Дирихле (10) содержит двойку в знаменателе.

Гармонические колебания с амплитудами $V_{\text{л}}$ и $V_{\text{п}}$ поступают на преобразователь, где выполняются операции сложения и вычитания. На выходе преобразователей формируются суммарный и разностный каналы. Различные типы преобразователей вместе с их математическим описанием представлены в источниках [3, 4, 7–9].

Если в качестве преобразователя использовать модель Т-моста, то на основе выражений (9) амплитуды гармонических колебаний в суммарном V_{Σ} и разностном V_{Δ} каналах будут иметь следующий вид:

$$V_{\Sigma} = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_{\text{л}} + V_{\text{п}}], V_{\Delta} = \frac{1}{\sqrt{2}} [V_{\text{л}} - V_{\text{п}}]. \quad (12)$$

Гармонические колебания из суммарного и разностного каналов поступают на вход углового дискриминатора. На его выходе формируется значение, величина которого пропорциональна пеленгу самолёта θ_T . Зависимость данного значения от пеленга θ_T и представляет собой дискриминационную характеристику.

Различные варианты исполнения угловых дискриминаторов описаны в работах [3, 4, 7–9]. При использовании модели идеального моноимпульсного процессора [9] значение на его выходе, с учётом выражений (12), будет иметь следующий вид:

$$V_{\theta_T} = \frac{V_{\Delta}}{V_{\Sigma}}. \quad (13)$$

В зависимости от аппаратной реализации указанная величина может представляться либо в виде амплитуды напряжения, либо в форме цифрового кода.

2 Математическая модель когерентной помехи

На рис. 3 представлена структурная схема постановщика когерентной помехи (ПП) ретрансляционного типа, размещённого на борту защищаемого самолёта. В работе данного постановщика зондирующий сигнал пеленгатора служит основой для формирования помехи.

Фронт электромагнитной волны зондирующего сигнала пеленгатора падает на антенну A_1 с направления ψ . На выходе антенны A_1 формируется гармоническое колебание зондирующего сигнала (далее – сигнал), который через антенный переключатель (АП) поступает в приёмник. Через определённый промежуток времени фронт этой же электромагнитной волны, приходящей с направления ψ , достигает антенны A_2 и далее в форме сигнала, через отдельный АП, подаётся на вход приёмника.

Принятые сигналы поступают в приёмник, где они усиливаются, преобразуются в цифровую форму и передаются в процессор. Процессор определяет временную задержку между приёмом двух сигналов, сохраняет один из них в цифровом запоминающем устройстве (ЦЗУ) и формирует на выходе пару аналоговых сигналов, сдвинутых друг относительно друга на величину измеренной задержки.

Благодаря записи сигнала в ЦЗУ постановщик способен излучать когерентную помеху синхронно с отражением зондирующего сигнала пеленгатора в следующий момент его приёма. Полученная пара сигналов с внесённой задержкой направляется в передатчик для усиления перед излучением.

Один из сигналов на выходе передатчика проходит через управляемый фазовращатель, который добавляет дополнительный фазовый сдвиг ξ . В итоге оба сигнала поступают на АП и излучаются антеннами A_1 и A_2 в том же направлении, откуда был принят фронт волны зондирующего сигнала.

В рамках рассматриваемой статьи антенны A_1 и A_2 рассматриваются, как точечные излучатели, а амплитудно-фазовые характеристики их фидерных трактов принимаются идентичными.

На рис. 3 пунктирными линиями обозначены каналы управления, посредством которых процессор регулирует работу управляемого фазовращателя, устанавливает коэффициенты усиления передатчика и управляет положением пары АП.

На рис. 4 показана геометрическая постановка задачи приёма когерентной помехи линейной АР.

Нормаль к базе b ПП ориентирована под углом ψ относительно линии визирования R . При этом линия визирования соединяет фазовый центр линейной АР с точкой B – серединой базы ПП, которая совпадает с центром защищаемого самолёта.

Угол пеленга θ_T определяет положение линии визирования относительно нормали к линейной АР. Углы θ_1 и θ_2 задают направления на антенны A_1 и A_2 соответственно относительно фазового центра линейной АР.

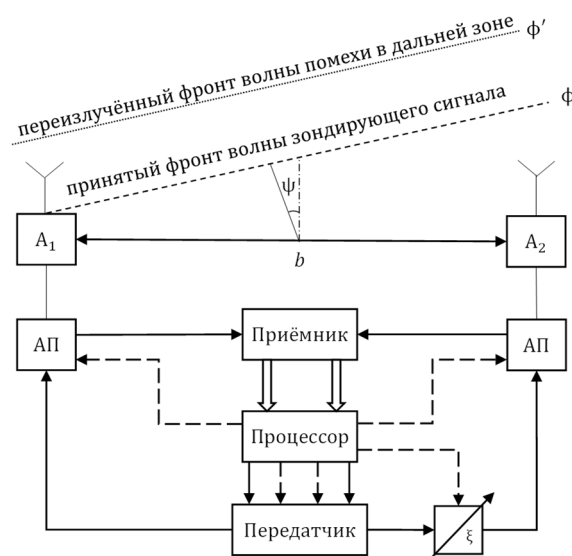


Рис. 3. Структура постановщика помехи ретрансляционного типа

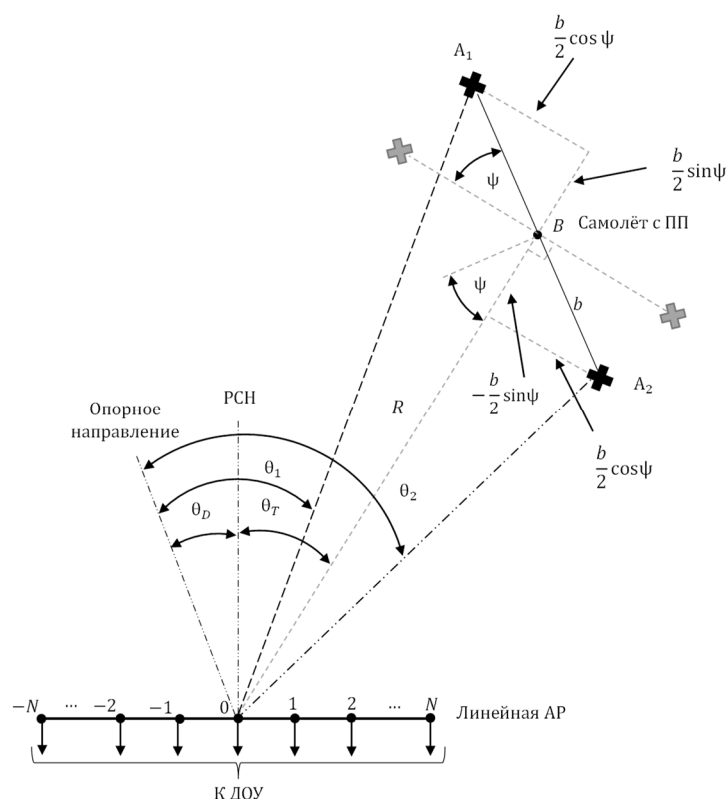


Рис. 4. Геометрическая постановка задачи приёма когерентной помехи линейной АР

Углы θ_1 и θ_2 зависят от ряда параметров: опорного направления θ_D , пеленга самолёта θ_T , расстояния R , а также ориентации базы постановщика помехи ψ . Их значения могут быть определены на базе следующих выражений:

$$\theta_1 = \theta_D + \theta_T - \arctg \frac{b \cos \psi}{2R + b \sin \psi}, \quad (14)$$

$$\theta_2 = \theta_D + \theta_T + \arctg \frac{b \cos \psi}{2R - b \sin \psi}. \quad (15)$$

Электромагнитные волны, излучаемые антеннами A_1 и A_2 , интерферируют между собой. Как следствие, вблизи линейной АР возникает результирующая электромагнитная волна когерентной помехи.

Если принять допущение о линейности фазовых фронтов, которые создают разнесённые антенны A_1 и A_2 , то вблизи n -го элемента линейной АР когерентную помеху можно описать с помощью комплексной амплитуды $\dot{E}_n$:

$$\dot{E}_n = E_1 e^{-jn\phi_1} + E_2 e^{-j(n\phi_2 + \xi)}, \quad (16)$$

где E_1 и E_2 – амплитуды электрических полей, излученных антеннами A_1 и A_2 ; $\phi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_1$ и $\phi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta_2$ – фазовые набегивы вдоль линейной АР, образованные в результате приёма фазовых фронтов, сформированных антеннами A_1 и A_2 с направлений θ_1 и θ_2 соответственно.

Принимая во внимание фазовые сдвиги, заданные выражениями (6) и (7), комплексные амплитуды когерентной помехи в левом и правом каналах, по аналогии с формулой (8), можно записать в следующем виде:

$$\dot{V}_n = \sum_{n=-N}^N \left[V_1 e^{-jn(\phi_1 + \phi_0)} + V_2 e^{-j(n(\phi_2 + \phi_0) + \xi)} \right], \quad (17)$$

$$\dot{V}_n = \sum_{n=-N}^N \left[V_1 e^{-jn(\phi_1 - \phi_0)} + V_2 e^{-j(n(\phi_2 - \phi_0) + \xi)} \right]. \quad (18)$$

С помощью формул суммы конечной геометрической прогрессии и ядра Дирихле выражения (17) и (18) можно преобразовать к следующему виду:

$$\dot{V}_n = \frac{2}{\sqrt{2}} V_1 D_N(\phi_1 + \phi_0) + \frac{2}{\sqrt{2}} V_2 D_N(\phi_2 + \phi_0) e^{-j\xi}, \quad (19)$$

$$\dot{V}_n = \frac{2}{\sqrt{2}} V_1 D_N(\phi_1 - \phi_0) + \frac{2}{\sqrt{2}} V_2 D_N(\phi_2 - \phi_0) e^{-j\xi}. \quad (20)$$

Поскольку амплитудно-фазовые характеристики фидерных трактов пеленгатора приняты идентичными, амплитуды V_1 , V_2 и фазы ϕ_1 , ϕ_2 не подвержены случайным изменениям.

3 Математическая модель аддитивной смеси эхо-сигнала и когерентной помехи

На базе выражений эхо-сигнала (11) и когерентной помехи (19), (20) можно сформировать результирующие выражения для их аддитивных смесей в левом и правом каналах пеленгатора:

$$\dot{V}_n = \frac{2}{\sqrt{2}} V_0 D_N(\phi_r + \phi_0) + \frac{2}{\sqrt{2}} V_1 D_N(\phi_1 + \phi_0) + \frac{2}{\sqrt{2}} V_2 D_N(\phi_2 + \phi_0) e^{-j\xi}, \quad (21)$$

$$\dot{V}_n = \frac{2}{\sqrt{2}} V_0 D_N(\phi_r - \phi_0) + \frac{2}{\sqrt{2}} V_1 D_N(\phi_1 - \phi_0) + \frac{2}{\sqrt{2}} V_2 D_N(\phi_2 - \phi_0) e^{-j\xi}. \quad (22)$$

Для упрощения дальнейшего анализа абсолютные значения амплитуд V_0 , V_1 , V_2 в выражениях (21) и (22) можно заменить относительными величинами ρ и a путём нормировки относительно V_0 :

$$\dot{v}_n = \frac{2}{\sqrt{2}} D_N(\phi_r + \phi_0) + \rho \left[\frac{2}{\sqrt{2}} D_N(\phi_1 + \phi_0) + a \frac{2}{\sqrt{2}} D_N(\phi_2 + \phi_0) e^{-j\xi} \right] \quad (23)$$

$$\dot{v}_n = \frac{2}{\sqrt{2}} D_N(\phi_r - \phi_0) + \rho \left[\frac{2}{\sqrt{2}} D_N(\phi_1 - \phi_0) + a \frac{2}{\sqrt{2}} D_N(\phi_2 - \phi_0) e^{-j\xi} \right] \quad (24)$$

где, ρ – коэффициент усиления когерентной помехи над эхо-сигналом. Коэффициент a характеризует соотношение амплитуд сигналов, т.е. во сколько раз сигнал, излучённый антенной A_2 самолёта-постановщика когерентной помехи, превышает по уровню сигнал, излучённый антенной A_1 . Коэффициент a принято называть амплитудным соотношением.

На выходе преобразователя формируются нормированные значения суммы $\dot{v}_\Sigma$ и разности $\dot{v}_\Delta$ комплексных амплитуд, заданных выражениями (23) и (24):

$$\dot{v}_\Sigma = \frac{1}{\sqrt{2}} [\dot{v}_n + \dot{v}_n], \quad \dot{v}_\Delta = \frac{1}{\sqrt{2}} [\dot{v}_n - \dot{v}_n]. \quad (25)$$

Гармонические колебания в суммарном и разностном каналах поступают на угловой дискриминатор, формирующий на своём выходе значение:

$$V_{\theta_r}^* = Re \left\{ \frac{\dot{v}_\Delta}{\dot{v}_\Sigma} \right\}, \quad (26)$$

пропорциональное итоговому взаимодействию когерентной помехи и эхо-сигнала.

На рис. 5 представлена схема пеленгации самолёта: на законцовках защищаемого воздушного судна размещена пара антенн A_1 и A_2 . С помощью механического привода линейная АР ориентируется так, чтобы пеленг самолёта располагался вблизи РСН.

Все функциональные элементы схемы, за исключением крайнего правого, были описаны ранее. На рис. 5 крайний правый элемент является стробирующим устройством. Оно ограничивает величину $V_{\theta_r}^*$ шириной линейного участка дискриминационной характеристики.

Одним из способов реализации углового стробирования является нелинейное преобразование дискриминационной характеристики. Принцип данного стробирования состоит в том, что пеленгатор формирует на своём выходе неизменное ограниченное значение $U_{огр}$, если величина $V_{\theta_r}^*$ превосходит линейный участок дискриминационной характеристики, определяемый шириной ДН антенны пеленгатора, т.е. линейной АР [35].

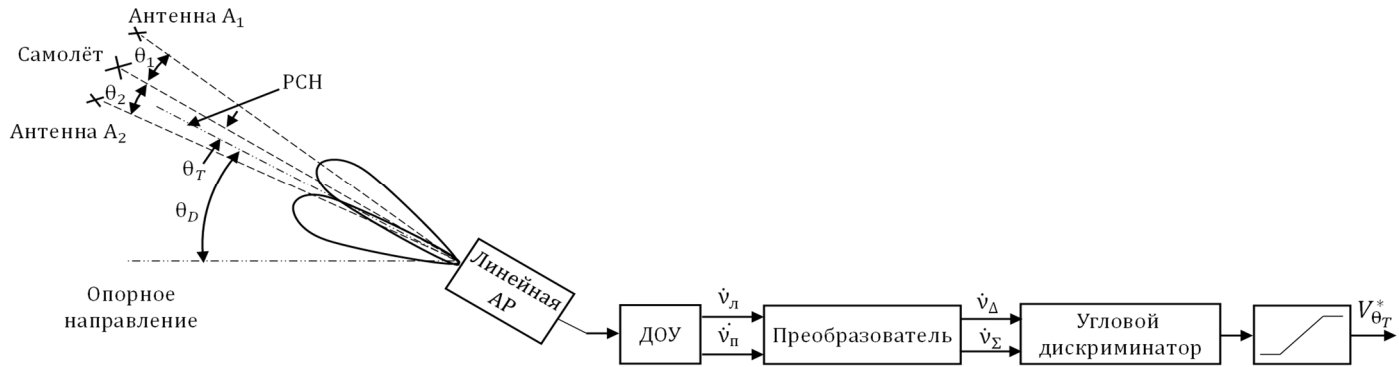


Рис. 5. Схема пеленгации самолёта с установленной парой антенн A_1 и A_2 на законцовках

Значение ограничения $U_{огр}$ можно определить, используя ширину ДН линейной АР и крутизну дискриминационной характеристики S_0 :

$$V_{\theta_T}^* = \begin{cases} Re\left\{\frac{\dot{v}_\Delta}{\dot{v}_\Sigma}\right\}, & \text{при } \left|Re\left\{\frac{\dot{v}_\Delta}{\dot{v}_\Sigma}\right\}\right| \leq U_{огр} = \frac{\Delta\Theta}{2} S_0 \\ -U_{огр}, & \text{при } Re\left\{\frac{\dot{v}_\Delta}{\dot{v}_\Sigma}\right\} < -U_{огр} \\ U_{огр}, & \text{при } Re\left\{\frac{\dot{v}_\Delta}{\dot{v}_\Sigma}\right\} > U_{огр} \end{cases}, \quad (27)$$

где крутизна дискриминационной характеристики S_0 определяется наклоном её линейного участка вблизи РСК и рассчитывается с помощью выражения (13):

$$S_0 = \left. \frac{d V_\Delta}{d \theta V_\Sigma} \right|_{\theta=0}. \quad (28)$$

Индекс 0 в обозначении крутизны дискриминационной характеристики означает то, что она рассчитывается в условиях отсутствия постановки преднамеренных помех.

В качестве демонстрации на рис. 6 показана дискриминационная характеристика, построенная по данным из табл. 1 в соответствии с выражениями (27) и (28).

Таблица 1

Параметры для построения дискриминационной характеристики на рис. 6

Параметр	$R, \text{ м}$	ξ°	a	ρ	$b, \text{ м}$	ψ°	$\lambda, \text{ м}$	$d, \text{ м}$	N
Значение	2000	0	0	0	0	0	0,03	0,015	10

Как видно из табл. 1, используемые параметры соответствуют случаю, при котором дискриминационная характеристика построена без воздействия двухточечной когерентной помехи.

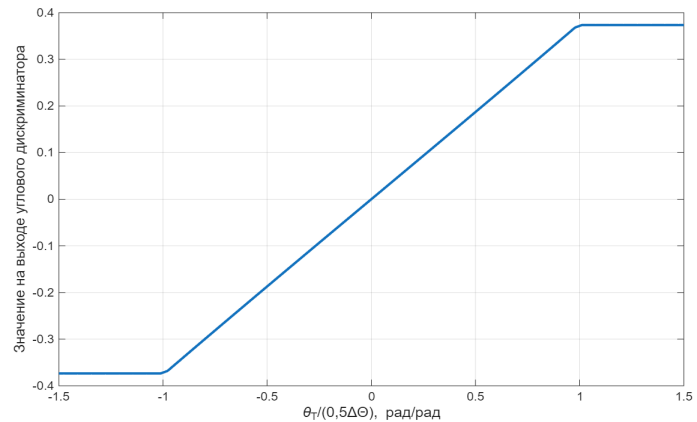


Рис. 6. Общий вид дискриминационной характеристики в пределах ширины ДН линейной АР

Ось абсцисс дискриминационной характеристики на рис. 6 нормирована таким образом, что в интервале относительных углов $[-1; 1]$ укладывается ширина ДН линейной АР $\Delta\Theta$. На рис. 6 видно воздействие углового стробирования на вид дискриминационной характеристики – она переходит в режим насыщения, когда угол θ_T превосходит по величине ширину ДН линейной АР.

Крутизна дискриминационной характеристики, рассчитанная численным методом при помощи известных математических пакетов, в соответствии с выражением (28) составляет порядка $S_0 = 18$ ед/рад.

4 Исследование изменения дискриминационной характеристики под воздействием двухточечной когерентной помехи

В данном разделе рассматривается изменение дискриминационной характеристики, а именно, – смещение её РСК и изменение крутизны линейного участка, под воздействием двухточечной когерентной помехи.

Рассмотрим смещение РСК дискриминационной характеристики при изменении амплитудного соотношения и разности фазы двухточечной когерентной помехи.

На рис. 7 показано семейство дискриминационных характеристик, построенное для разных значений разности фазы когерентной помехи ξ в соответствии с выражениями (27) и (28). Данные для построения семейства на рис. 7 приведены в табл. 2.

Таблица 2

Параметры для построения семейства на рис. 7

Параметр	$R, \text{ м}$	ξ°	a	ρ	$b, \text{ м}$	ψ°	$\lambda, \text{ м}$	$d, \text{ м}$	N
Значение	2000	0	1	1	15	0	0,03	0,015	10
		160							
		170							
		180							

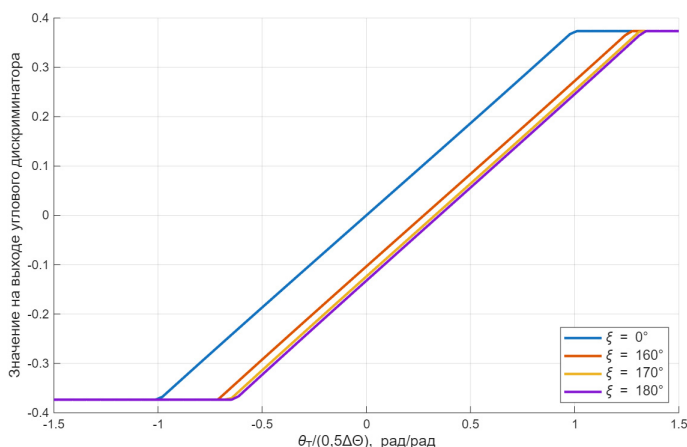


Рис. 7. Семейство дискриминационных характеристик при разных ξ и $\rho = 1$

На рис. 7 продемонстрировано смещение семейства дискриминационных характеристик вправо вдоль оси абсцисс по мере того, как разность фаз когерентной помехи ξ приближается к 180° . Диапазон возможных значений ξ составляет $[0, 360^\circ]$. Хотя это не отражено на рис. 7, дальнейшее увеличение ξ сверх 180° возвращает дискриминационную характеристику к исходному состоянию, при котором РСН пересекается в точке θ_T . Таким образом наблюдается симметрия смещения дискриминационной характеристики относительно разности фаз $\xi = 180^\circ$.

На рис. 8 представлено семейство дискриминационных характеристик, рассчитанных при фиксированной разности фазы когерентной помехи $\xi = 180^\circ$ для различных значений коэффициента усиления помехи ρ . Выбор значения $\xi = 180^\circ$ обусловлен тем, что, как продемонстрировано на рис. 7, именно при такой разности фаз наблюдается максимальное смещение дискриминационной характеристики. Исходные данные, использованные для построения семейства характеристик на рис. 8, приведены в табл. 3.

Таблица 3

Параметры для построения семейства на рис. 8

Параметр	$R, \text{ м}$	ξ°	a	ρ	$b, \text{ м}$	ψ°	$\lambda, \text{ м}$	$d, \text{ м}$	N
Значение	2000	180	1	0	15	0	0,03	0,015	10
				1					
				3					
				10					
				10					

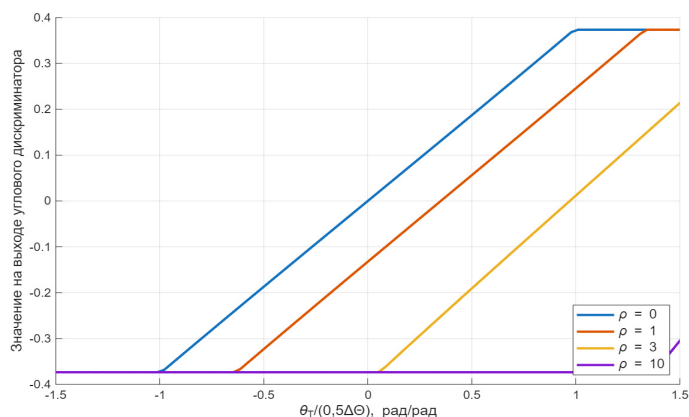


Рис. 8. Семейство дискриминационных характеристик при разных ρ и $\xi = 180^\circ$

На рис. 8 рост коэффициента усиления когерентной помехи ρ приводит к существенному увеличению смещения семейства дискриминационных характеристик вдоль оси абсцисс относительно исходного состояния (при $\rho = 0$, т.е. при отсутствии двухточечной когерентной помехи). При значительном усилении когерентной помехи (при $\rho > 3$, как показано на рис. 8) смещение характеристики становится настолько выраженным, что при $\theta_T = 0^\circ$ пеленгатор переходит в режим насыщения.

На рис. 9 представлено семейство дискриминационных характеристик, рассчитанных для различных значений разности фазы когерентной помехи ξ при фиксированном коэффициенте усиления $\rho = 10$. Данный случай отличается от показанного на рис. 7, где коэффициент усиления составлял $\rho = 1$. Исходные данные, использованные для построения семейства характеристик на рис. 9, приведены в табл. 4.

Таблица 4

Параметры для построения семейства на рис. 9

Параметр	$R, \text{ м}$	ξ°	a	ρ	$b, \text{ м}$	ψ°	$\lambda, \text{ м}$	$d, \text{ м}$	N
Значение	2000	0	1	10	15	0	0,03	0,015	10
		16							
		170							
		180							

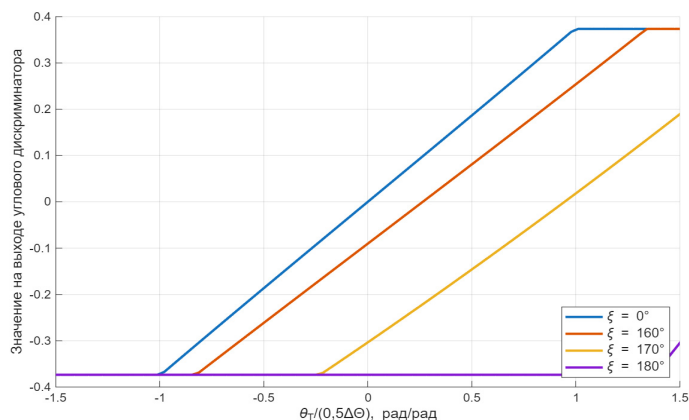


Рис. 9. Семейство дискриминационных характеристик при разных ξ и $\rho = 10$

Существенное отличие семейства дискриминационных характеристик, представленных на рис. 9, от ранее показанных на рис. 7 заключается в том, что при приближении разности фаз когерентной помехи ξ к 180° наблюдается не только смещение РСН вдоль оси абсцисс, но и изменение крутизны линейного участка дискриминационной характеристики.

Изменение крутизны линейного участка дискриминационной характеристики рассматривается при различных значениях амплитудного соотношения a , коэффициента усиления ρ и разности фаз двухточечной когерентной помехи ξ , а также при различных расстояниях от пеленгатора до самолёта-постановщика R и его ориентации базы ψ . Расчёт крутизны будет выполнен на основании выражения (28), в котором выражение (13) заменено на (26), то есть:

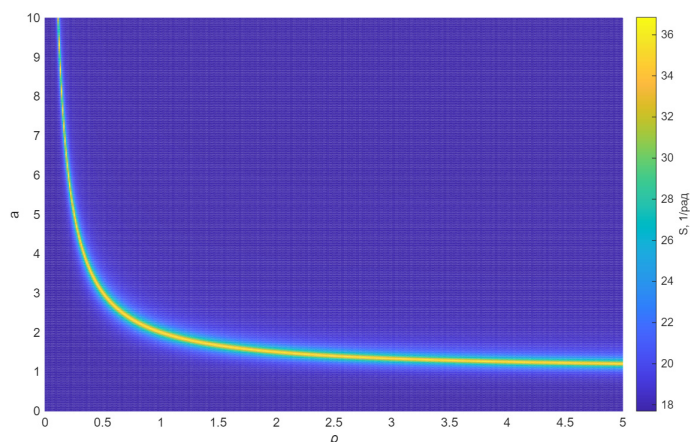
$$S = \frac{d}{d\theta} \operatorname{Re} \left\{ \frac{\dot{v}_\Delta}{\dot{v}_\Sigma} \right\} \bigg|_{\theta=0}. \quad (29)$$

На рис. 10 представлена поверхность, отражающая зависимость крутизны линейного участка дискриминационной характеристики от двух параметров: коэффициента усиления когерентной помехи ρ и амплитудного соотношения a . Исходные данные для построения данной поверхности приведены в табл. 5.

Таблица 5

Параметры для построения поверхности на рис. 10

Параметр	$R, \text{ м}$	ξ°	$b, \text{ м}$	ψ°	$\lambda, \text{ м}$	$d, \text{ м}$	N
Значение	2000	180	15	0	0,03	0,015	10

Рис. 10. Крутизна дискриминационной характеристики в зависимости от ρ и a

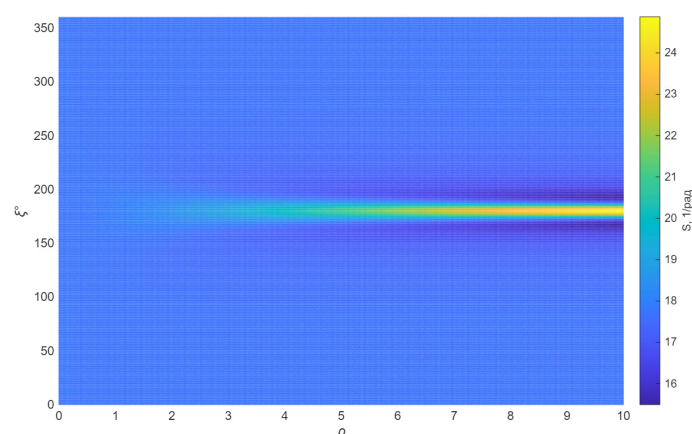
Поверхность, представленная на рис. 10, показывает, что при определённой комбинации коэффициента усиления когерентной помехи ρ и амплитудного соотношения a крутизна линейного участка дискриминационной характеристики S возрастает вдвое по сравнению со случаем отсутствия когерентной помехи S_0 , достигая примерно 36 ед/рад. При росте коэффициента усиления когерентной помехи ρ максимальные значения крутизны сосредотачиваются в окрестности амплитудного соотношения a , равного единице.

На рис. 11 представлена поверхность, показывающая зависимость крутизны линейного участка дискриминационной характеристики S от двух параметров: коэффициента усиления когерентной помехи ρ и разности её фаз ξ . Параметры, использованные для построения данной поверхности, приведены в табл. 6.

Таблица 6

Параметры для построения поверхности на рис. 11

Параметр	$R, \text{ м}$	a	$b, \text{ м}$	ψ°	$\lambda, \text{ м}$	$d, \text{ м}$	N
Значение	2000	1	15	0	0,03	0,015	10

Рис. 11. Крутизна дискриминационной характеристики в зависимости от ρ и ξ

Как было показано на рис. 9, анализ поверхности на рис. 11 подтверждает рост крутизны дискриминационной характеристики S при приближении разности фаз когерентной помехи ξ к 180° . При этом закономерно прослеживается увеличение крутизны S по мере роста коэффициента усиления когерентной помехи ρ . Вместе с тем на поверхности (рис. 11) выявлены участки в окрестности 180° , где крутизна снижается вплоть до значений, меньших, чем в случае отсутствия двухточечной когерентной помехи, т.е. $S < S_0$.

На рис. 12 представлена поверхность, отражающая зависимость крутизны линейного участка дискриминационной характеристики S от двух параметров: разности фаз когерентной помехи ξ и ориентации базы самолёта-постановщика ψ (см. рис. 4). Исходные данные, использованные для построения поверхности, приведены в табл. 7.

Таблица 7

Параметры для построения поверхности на рис. 12

Параметр	$R, \text{ м}$	a	ρ	$b, \text{ м}$	$\lambda, \text{ м}$	$d, \text{ м}$	N
Значение	2000	1	10	15	0,03	0,015	10

Согласно рис. 12, отклонение нормали к базе самолёта-постановщика двухточечной когерентной помехи относительно линии визирования R (см. рис. 4) обуславливает снижение крутизны дискриминационной характеристики S . При этом подтверждено, что максимальные значения крутизны S локализуются в окрестности 180° , независимо от ориентации

базы самолёта-постановщика ψ , за исключением, когда нормаль к его базе перпендикулярна линии визирования – в данном случае $S = S_0$.

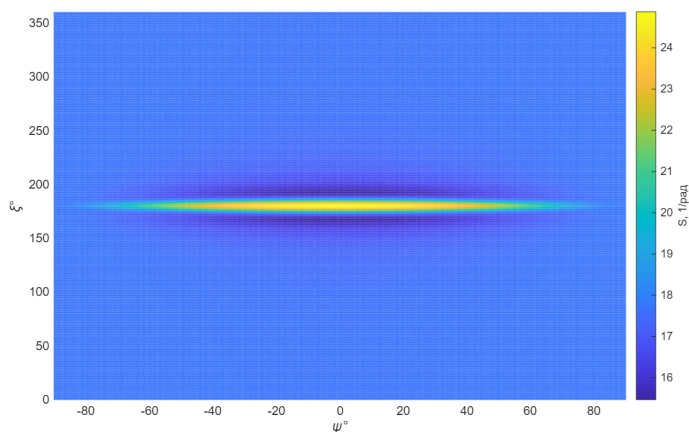


Рис. 12. Крутизна дискриминационной характеристики в зависимости от ψ и ξ

На рис. 13 представлена поверхность, отражающая зависимость крутизны линейного участка дискриминационной характеристики S от двух параметров: расстояния между пеленгатором и самолётом-постановщиком R , а также коэффициента усиления когерентной помехи ρ . Исходные данные, использованные для построения поверхности, приведены в табл. 8.

Таблица 8

Параметры для построения поверхности на рис. 13

Параметр	ξ°	a	b_m	b_m	ψ°	λ_m	$d, м$
Значение	180	1	15	0	0,03	0,015	10

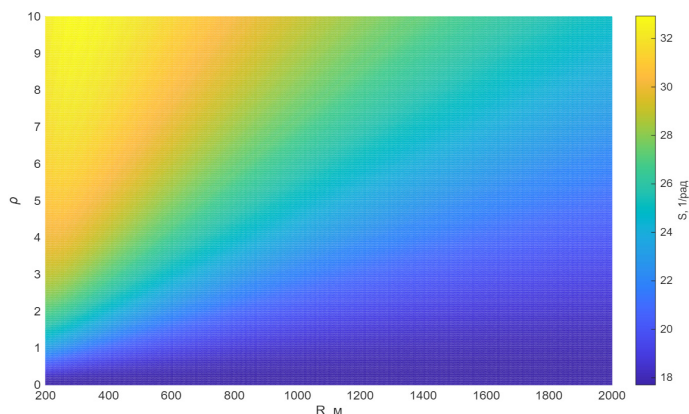


Рис. 13. Крутизна дискриминационной характеристики в зависимости от R и ρ

Согласно рис. 13, крутизна дискриминационной характеристики демонстрирует прямую зависимость от коэффициента усиления когерентной помехи ρ и обратную – от дальности R . Эта тенденция согласуется с ранее представленными результатами. Из указанной зависимости следует, что при уменьшении дальности до цели R требуемое значение коэффициента усиления когерентной помехи снижается ρ .

Выводы

В ходе исследования влияния двухточечной когерентной помехи на изменение дискриминационной характеристики было определено:

- 1) При приближении разности фазы когерентной помехи к 180° наблюдается наибольшее смещение дискриминационной характеристики вправо вдоль оси абсцисс. Одновременное увеличение коэффициента усиления когерентной помехи приводит к дополнительному смещению характеристики и изменению её крутизны;
- 2) Изменением коэффициента усиления когерентной помехи и амплитудного соотношения можно добиться двукратного изменения крутизны дискриминационной характеристики по сравнению со случаем отсутствия помехи;
- 3) Крутизна дискриминационной характеристики увеличивается по мере того, как нормаль к базе самолёта-постановщика становится соосной линии визирования пеленгатора;
- 4) Наибольшая крутизна дискриминационной характеристики наблюдается при приближении значения разности фазы когерентной помехи к 180° ;
- 5) Сокращение дальности между пеленгатором и самолётом-постановщиком приводит к увеличению крутизны дискриминационной характеристики при меньшем усилении когерентной помехи;

В рамках представленной работы не учитывалось изменение частоты эхо-сигнала и когерентной помехи, обусловленное относительным движением пеленгатора и самолёта-постановщика. Также было принято допущение о равенстве несущих частот эхо-сигнала и когерентной помехи. Эффект воздействия когерентной помехи на пеленгатор при данных обстоятельствах требует отдельного рассмотрения.

Требуется проведение отдельного исследования, направленного на изучение особенностей постановки двухточечной когерентной помехи в отношении пеленгатора, включённого в контур автоматического сопровождения по направлению.

В статье амплитуды эхо-сигнала и сигнала постановщика когерентной помехи являются относительными величинами. Их абсолютные значения определяются рядом факторов: параметрами передатчика и антенны пеленгатора, эффективной площадью отражения самолёта-постановщика, коэффициентом усиления постановщика помехи. Расчёт указанных амплитуд возможен на основе уравнения дальности радиолокации.

Статья может оказаться полезной при исследовании влияния двухточечной когерентной помехи на коэффициент передачи пеленгатора в составе замкнутого контура автоматического сопровождения по направлению.

Литература

1. Максимов М.В., Горгонов Г.И. Радиозлектронные системы наведения. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.
2. Вейцель В.А., Волковский А.С., Волковский С.А. и др. Радиосистемы управления: учеб. Для вузов; под ред. В.А. Вейцеля. М.: Дрофа, 2005. 416 с.
3. Леонов А.И., Фомичёв К.И. Моноимпульсная радиолокация. М., изд-во «Советское радио», 1970, 392 с.
4. Леонов А.И., Фомичёв К.И. Моноимпульсная радиолокация. 2-е изд., перераб и доп. М.: Радио и связь, 1984. 312 с.

5. Дудник П.И., Кондратенков Г.С., Татарский Б.Г., Ильчук А.Р., Герасимов А.А. Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов вузов ВВС. Под ред. П.И. Дудника. М.: Изд. ВВИА им. Проф. Н.Е. Жуковского, 2006. 1112 с.
6. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Скольника. Пер. с англ. Под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Москва: Техносфера, 2014.
7. Sherman S.M. Barton D.K. Monopulse Principles and Techniques, Second Edition. Norwood, MA: Artech House, 2011.
8. Budge Jr. M.C., German S.R. Basic Radar Analysis, Norwood, MA: Artech House, 2015.
9. Budge Jr. M.C., German S.R. Basic Radar Tracking, Artech House, 2019.
10. Mailloux R.J. Phased Array Antenna Handbook, 2nd ed., Norwood, MA: Artech House, 2005.
11. Hansen R.C. Phased Array Antennas. Second Edition. Artech House, 2009.
12. Вищукаев А.В., Димура А.В., Фролов А.Ю. Измерение координат цели на фоне помех с использованием информации радиотехнической разведки // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 12. С. 91-97. EDN: BMLWYL
13. Вовшин Б.М., Пушков А.А., Патрацкая А.Д., Спиридонов Б.С., Вылегжанин И.С. Двухканальные угловые измерители в условиях амплитудных неидентичностей каналов // Вестник воздушно-космической обороны. 2025. № 4 (48). С. 67-73. EDN: YJAQML
14. Ашихмин А.В., Егорова Е.Д., Ищенко Е.А., Фёдоров С.М. Разработка широкополосного моноимпульсного радиопеленгатора на основе SDR-радио // Теория и техника радиосвязи. 2024. № 3. С. 22-28. EDN: SQEMEA
15. Попов А.С., Пименов В.Ф. Моделирование моноимпульсного фазового пеленгатора повышенной точности на основе адаптивной антенной решётки // Известия вузов. Радиофизика. 2023. Т. 66. № 4. С. 262-275. EDN: IWSQCH
16. Курбатский С.А., Хомяков Д.А., Ростовцев И.А. Статистические характеристики углового шума в моноимпульсном пеленгаторе // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. 2023. № 11. С. 81-84. EDN: QAHAGT
17. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М.: Советское радио, 1968, 448 с.
18. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием/ Под. Ред. Ю.М. Перунова. Изд. 2-е, испр. и дополн. М.: Радиотехника, 2008. 416 с.
19. Куприянов А.И., Шустов Л.Н. Радиоэлектронная борьба. Основы теории. М.: Вузовская книга, 2011. 800 с.
20. Van Brunt. Applied ECM/E.W. Engineering, USA, 1978, v. 1.
21. Dr. T.W. Tucker, Bill Vidger. "Cross-eye Jamming Effectiveness" – Tactical Technologies Inc, 2009.
22. Pieterse F., du Plessis W.P. Implementation and Testing of a Retrodirective Cross-Eye Jammer // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 58, no. 5, pp. 4486–4494, Oct. 2022. Extended Analysis of Retrodirective Cross-Eye Jamming.
23. Лось А.П., Авраменко А.Я. Математическая модель уводящей когерентной помехи по протяженной и точечной цели. В книге: Радиотехнические, оптические и биотехнические системы. Устройства и методы обработки информации. Сборник докладов Шестой Всероссийской научной конференции. Санкт-Петербург, 2025. С. 88-90. EDN: PMWAWI
24. Баринев С.П., Маевский Ю.И., Прудников Д.И. Вероятностные характеристики функционирования РЛС с моноимпульсным пеленгатором в условиях частично когерентных помех // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 11. С. 124-130. EDN: AGGOVB
25. Подстригаев А.С., Бондарев Д.В., Николайцев Н.А., Гордеев Д.А., Заринов А.Э. Оценка искажения эффективных секторов постановки когерентной помехи радиолокатору с учетом размещения постановщика помех на авиационном носителе // Радиотехника. 2025. Т. 89. № 9. С. 145-154. EDN: TELETL
26. Бондарев Д.В., Калинин Д.А., Подстригаев А.С. Способ обнаружения когерентной помехи в радиолокационных системах // Вестник Ярославского высшего военного училища противовоздушной обороны им. Маршала Советского Союза Л.А. Говорова. 2025. № 1 (30). С. 4-10. EDN: CQEERD
27. Харалгин С.В. Исследование поляризационной неидентичности формируемого поля при создании когерентных помех самолетной станцией РЭБ // Радиотехника. 2024. Т. 88. № 5. С. 100-113. EDN: WKXPCE
28. Юдин В.Н., Савченко Д.А. Оценка помехозащитной эффективности адаптивной антенной решетки при действии двухточечной когерентной помехи // Радиотехника и электроника. 2024. Т. 69. № 8. С. 792-801. EDN: НОВКОО
29. Калябин Е.В. Применение алгоритма разнесения фаз при постановке когерентных помех моноимпульсной радиолокационной станцией // Радиотехника. 2023. Т. 87. № 5. С. 77-85. EDN: LOFOMW
30. Zehao Wang, Xiaolong Su, Panhe Hu, Tianpeng Liu, Haobin Sun, Zhen Liu. Cross-eye jamming method based on 1-bit digital coding metasurface // iScience, 2025 Aug 6;28(9):113313. DOI: 10.1016/j.isci.2025.113313.
31. Axel Bennarsten. Cross-eye jamming simulation for a modern radar system. Department of Biomedical Engineering Lund University, June 2025. <https://lup.lub.lu.se/student-papers/search/publication/9168952>.
32. Dong Li, Yongcai Liu, Liang Zhou, Binbin Su. Platform echo and cross-eye jamming against active-passive composite monopulse radars, IET 'Radar, Sonar & Navigation September 2024 18(11):2134-2143, DOI:10.1049/rsn2.12636.
33. Vittorio Calligaris, Pierfrancesco Lombardo. Tolerance Analysis and Robustness of Phase Conjugating Cross-Eye Jamming. IET Radar, Sonar & Navigation, July 2025 19(1), DOI:10.1049/rsn2.70050.
34. Устройства СВЧ и антенн / Под ред. Д.И. Воскресенского. Изд. 4-е, испр. и доп. М.: Радиотехника, 2016. 560 с.
35. Защита от радиопомех. Под. ред. Максимова М.В. М.: Сов. Радио, 1976, 496 с.

EFFECT OF SIMULTANEOUS CROSS-EYE JAMMING AND TARGET ECHO ON THE MONOPULSE DISCRIMINATION CHARACTERISTIC

Yury V. Kuznetsov, Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia, kuznetsovyv@mai.ru

Andrey B. Baev, Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia, baev@mai.ru

Ruslan O. Egorychev, Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow, Russia, roegorychev@mai.education

Abstract

The monopulse amplitude sum-and-difference direction finder (hereafter, the direction finder) is widely used in angular tracking systems that form part of aircraft weapon systems. Electronic countermeasures are employed to protect aircraft against such weapon systems; they degrade the direction finder's ability to determine the spatial position of the aircraft. This paper considers a scenario in which two-point coherent (cross-eye) jamming is directed at an active direction finder by an electronic countermeasure system carried on board the protected aircraft. The effect of two-point coherent jamming on the direction finder can be assessed through the resulting change in its direction-finding characteristic. This change takes two principal forms: a shift of the equisignal direction of the characteristic and a change in the slope of its linear segment. To investigate this change, the paper presents a direction-finder model that accounts for several key parameters: the relative geometry of the direction finder and the protected jamming aircraft (including the distance between them and their orientation); the amplitudes of the echo signal and the coherent jamming; the phase difference between the signals radiated by the two spatially separated antennas of the electronic countermeasure system that generates the coherent jamming; the baseline length of the aircraft that deploys the two-point coherent jamming. A key feature of the model is that the two-point coherent jamming is applied to the direction finder while its echo signal is simultaneously received. The paper also derives the expressions describing the reception of the additive mixture of the echo signal and the coherent jamming, taking the above parameters into account; these expressions form the basis of the proposed model.

Keywords: Self-aircraft protection, electronic countermeasures, coherent jamming, cross-eye jamming; monopulse direction finder; direction-finding characteristic

References

- [1] M.V. Maksimov, G.I. Gorgonov, "Radio-electronic guidance systems," Moscow: Radio and Communications, 1982. 304 p.
- [2] V.A. Weitzel, A.S. Volkovsky, S.A. Volkovsky et al., "Radio control systems," textbook. For universities; edited by V.A. Weitzel. Moscow: Bustard, 2005. 416 p.
- [3] A.I. Leonov, K.I. Fomichev, "Monopulse radar," Moscow: Soviet Radio, 1970, 392 p.
- [4] A.I. Leonov, K.I. Fomichev, "Monopulse rada," 2nd ed., revised and supplemented. Moscow: Radio and Communications, 1984. 312 p.
- [5] P.I. Dudnik, G.S. Kondratenkov, B.G. Tatarsky, A.R. Ilchuk, A.A. Gerasimov, "Aviation radar complexes and systems: a textbook for students and cadets of Air Force universities," Edited by P.I. Dudnik. Moscow: VVIA Publishing House. Professor N.E. Zhukovsky, 2006/ 1112 p.
- [6] "Handbook of radar," Edited by M.I. Skolnik. Under the general editorship of V.S. Verba. In 2 books, Moscow: Technosphere, 2014.
- [7] S.M. Sherman and D.K. Barton, "Monopulse Principles and Techniques," Second Edition. Norwood, MA: Artech House, 2011.
- [8] M.C. Budge Jr. and S.R. German, "Basic Radar Analysis," Norwood, MA: Artech House, 2015.
- [9] M.C. Budge Jr. And S.R. German, "Basic Radar Tracking," Artech House, 2019.
- [10] R.J. Mailloux, "Phased Array Antenna Handbook," 2nd ed., Norwood, MA: Artech House, 2005.
- [11] Phased Array Antennas. Second Edition. R.C. Hansen. Artech House, 2009.
- [12] A.V. Vitsukaev, A.V. Dimura, A.Yu. Frolov, "Measuring the coordinates of a target against a background of interference using electronic intelligence information," Moscow: Radio engineering. 2025. Vol. 89. No. 12, pp. 91-97.
- [13] B.M. Vovshin, A.A. Pushkov, A.D. Patraskaya, B.S. Spiridonov, I.S. Vylegzhanin, "Two-channel angular discriminators in conditions of channel amplitude non-identity," *Bulletin of Aerospace Defense*. 2025. No. 4 (48), pp. 67-73.
- [14] A.V. Ashikhmin, E.D. Egorova, E.A. Ishchenko, S.M. Fedorov, "Development of a wideband monopulse radio direction finder based on SDR radio," *Theory and technology of radio communications*. 2024. No. 3, pp. 22-28.
- [15] A.S. Popov, V.F. Pimenov, "Simulation of an improved-accuracy monopulse phase direction finder based on an adaptive antenna array," *Izvestiya vuzov. Radiophysics*. 2023. Vol. 66. No. 4, pp. 262-275.
- [16] S.A. Kurbatskiy, D.A. Khomyakov, I.A. Rostovtsev, "Statistical characteristics of angular noise in a monopulse direction finder," *Proceedings of Tula State University. Technical sciences*. 2023. No. 11. pp. 81-84.
- [17] S.A. Vakin, L.N. Shustov, "Fundamentals of radio countermeasures and electronic intelligence," Moscow: Publishing house "Soviet Radio", 1968, 448 p.
- [18] Yu.M. Perunov, K.I. Fomichev, L.M. Yudin, "Radio electronic suppression of information channels of weapons control systems," Edited by Yu.M. Perunov. 2nd Ed., revised and supplemented. Moscow: Radio Engineering, 2008. 416 p.
- [19] A.I. Kupriyanov, L.N. Shustov, "Electronic warfare. Fundamentals of theory," Moscow: Vuzovskaya kniga, 2011. 800 p.
- [20] Van Brunt, "Applied ECM/E.W." Engineering, USA, 1978, v. 1.
- [21] Dr. T.W. Tucker, Bill Vidger "Cross-eye Jamming Effectiveness" - Tactical Technologies Inc, 2009.
- [22] F. Pieterse and W.P. du Plessis, "Implementation and Testing of a Retrodirective Cross-Eye Jammer," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 58, no. 5, pp. 4486-4494, Oct. 2022. Extended Analysis of Retrodirective Cross-Eye Jamming.
- [23] A.P. Los, A.Ya. Avramenko, "Mathematical model of diverting coherent interference on extended and point target. In the book: Radio engineering, optical and biotechnical systems," *Devices and methods of information processing. Collection of reports of the Sixth All-Russian Scientific Conference*. Saint Petersburg, 2025. pp. 88-90.

- [24] S.P. Barinov, Yu.I. Maevsky, D.I. Prudnikov, "Probabilistic characteristic of radar with monopulse direction finder in partially-coherent interference environment," *Radio engineering*. 2025. Vol. 89. No. 11. pp. 124-130.
- [25] A.S. Podstrigaev, D.V. Bondarev, N.A. Nikolaytsev, D.A. Gordeev, A.E. Zaripov, "Estimation of distortion of effective sectors of cross-eye jamming to radar taking into account the placement of the jammer on an aircraft carrier," *Radio Engineering*. 2025. Vol. 89. No. 9. pp. 145-154.
- [26] D.V. Bondarev, D.A. Kalinin, A.S. Podstrigaev, "Method to detect coherent interference in radar systems," *Bulletin of the Yaroslavl Higher Military School of Air Defense named after Marshal of the Soviet Union Govorov L.A.* 2025. № 1 (30), pp. 4-10.
- [27] S.V. Kharalgin, "Investigation of the polarization difference of the EM wave of an airborne EW system in the mode of coherent interference," *Radio Engineering* 2024. Vol. 88. No. 5, pp. 100-113.
- [28] V.N. Yudin, D.A. Savchenko, "Evaluation of the interference protection efficiency of an adaptive antenna array under the action of two-point coherent interference," *Radio engineering and electronics*. 2024. Vol. 69. No. 8, pp. 792-801.
- [29] E.V. Kalyabin, "Application of the phase separation algorithm for the production of coherent interference by monopulse radar," *Radio Engineering*, 2023. Vol. 87. No. 5, pp. 77-85.
- [30] Zehao Wang, Xiaolong Su, Panhe Hu, Tianpeng Liu, Haobin Sun, and Zhen Liu, "Cross-eye jamming method based on 1-bit digital coding metasurface", *iScience*, 2025 Aug 6;28(9):113313. DOI: 10.1016/j.isci.2025.113313.
- [31] Axel Bennarsten, "Cross-eye jamming simulation for a modern radar system", Department of Biomedical Engineering Lund University, June 2025. <https://lup.lub.lu.se/student-papers/search/publication/9168952>.
- [32] Dong Li, Yongcai Liu, Liang Zhou, Binbin Su, "Platform echo and cross-eye jamming against active/passive composite monopulse radars", *IET Radar, Sonar & Navigation* September 2024 18(11):2134-2143, DOI:10.1049/rsn2.12636.
- [33] Vittorio Calligaris (Sapienza University of Rome), Pierfrancesco Lombardo (Sapienza University of Rome), "Tolerance Analysis and Robustness of Phase Conjugating Cross-Eye Jamming", *IET Radar, Sonar & Navigation*, July 2025 19(1), DOI:10.1049/rsn2.70050;
- [34] *Microwave and antenna devices* / Edited by D.I. Voskresensky. 4th Ed. Moscow: Radio Engineering, 2016. 560 p.
- [35] *Protection from radio interference*. Ed. Maksimova M.V., Moscow: Sov. Radio, 1976, 496 p.

Information about authors:

Yury V. Kuznetsov, Dr. Sci. (Eng.) (2005), Professor (2007), Head of the Department of Theoretical Radio Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University). Honorary Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2012); Honored Worker of Higher School of the Russian Federation (2020), Moscow Russia. <https://orcid.org/0000-0003-1194-3445>

Andrey B. Baev, Cand. Sci. (Eng.) (2002), Associate Professor (2007), Associate Professor and a head of R&D Department on the Theoretical Radio Engineering of Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow Russia. <https://orcid.org/0000-0003-3829-1379>

Ruslan O. Egorychev, PhD student, Department of Theoretical Radio Engineering, Moscow Aviation Institute (National Research University), Moscow Russia.