
**ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ**

УДК 621.391.372

ОЦЕНКА ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ КАНАЛОВ РАДИОСВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ ОТ СРЕДСТВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

© 2019 г. А. Ю. Беккиев^{1, *}, В. И. Борисов^{2, **}¹АО “Росэлектроника”,

Российская Федерация, 121357, Москва, ул. Верейская, 29, стр. 141

²АО “Концерн “Созвездие”,

Российская Федерация, 394018, Воронеж, ул. Плехановская, 14

*E-mail: aybekkiev@roselectronics.ru

**E-mail: bvi@sozvezdie.su

Поступила в редакцию 26.09.2018 г.

После доработки 27.11.2018 г.

Принята к публикации 13.12.2018 г.

Построена вероятностно-временная модель оценки помехозащищенности систем радиосвязи в условиях радиоэлектронной борьбы. На основе модели получена замкнутая система уравнений, позволяющая оценить помехозащищенность каналов радиосвязи, а также предельные возможности станции ответных помех при подавлении систем радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ). Приведены численные расчеты зависимости скорости переключения частоты сигнала с ППРЧ от вероятности ошибки после подавления.

Ключевые слова: вероятностно-временная модель, системы связи с ППРЧ, вероятность обнаружения

DOI: 10.1134/S0033849419080035

1. ВВЕДЕНИЕ В ПРОБЛЕМУ

Начиная с 80-х годов XX века на развитие систем радиосвязи оказывает существенное влияние радиоэлектронная борьба (РЭБ), в целях которой обеспечивается обнаружение излучений средств радиосвязи и постановка помех (радиоэлектронное подавление) для нарушения функционирования линий радиосвязи. В общем случае процесс РЭБ включает в себя два основных последовательно выполняемых этапа: радиотехническую разведку и радиоподавление. В работе [1] помехозащищенность (ПЗ) радиотехнических систем предложено оценивать вероятностью

$$P_{пз} = 1 - P_{орг} P_{пф} P_{пд}, \quad (1)$$

где $P_{орг}$ – вероятность того, что радиоподавление вообще будет организовано, $P_{пф}$ – вероятность того, что спектр помех РЭБ будет попадать в полосу приемного устройства радиотехнической станции (РТС), $P_{пд}$ – вероятность подавления РТС, т.е. вероятность того, что мощность помехи РЭБ на входе приемного устройства РТС будет превышать значение, достаточное для нарушения работы. Вероятность $P_{скр}$ в [1] названа скрытностью излучения (!!)

$$P_{скр} = 1 - P_{пф}, \quad (2)$$

а вероятность $P_{пу}$ – помехоустойчивостью РТС:

$$P_{пу} = 1 - P_{пд}. \quad (3)$$

Учитывая определения (2) и (3), помехозащищенность выражение для $P_{пз}$ (1) можно переписать в развернутом виде:

$$P_{пз} = 1 - (1 - P_{скр})(1 - P_{пу})P_{орг}, \quad (4)$$

раскрывающем основные составляющие понятия помехозащищенности.

Из соотношения (4) ясно, что помехозащищенность РТС определяется ее скрытностью, количественной мерой которой является вероятность $P_{скр}$, и помехоустойчивостью, количественной мерой которой является вероятность $P_{пу}$.

Недостаток существующего указанного выше подхода к оценке помехозащищенности состоит в том, что в нем не учитываются время функционирования РТС и время перехвата передачи информации в РТС станцией радиоэлектронного подавления (РЭП). Последнее можно назвать “реакцией” постановщика помех РЭБ. По этой причине помехозащищенность систем радиосвязи не может рассматриваться в отрыве от современных технических возможностей радиоэлектронной аппаратуры, методов радиотехнической разведки и

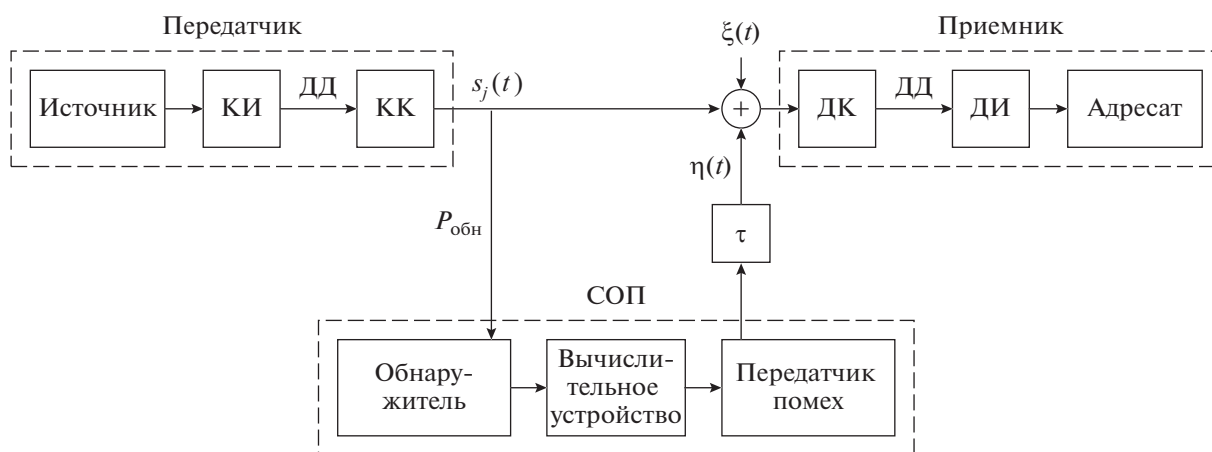


Рис. 1. Обобщенная структурная схема радиосвязи в условиях действия помех РЭБ, где $\xi(t)$ – шум, $\eta(t)$ – помеха СОП.

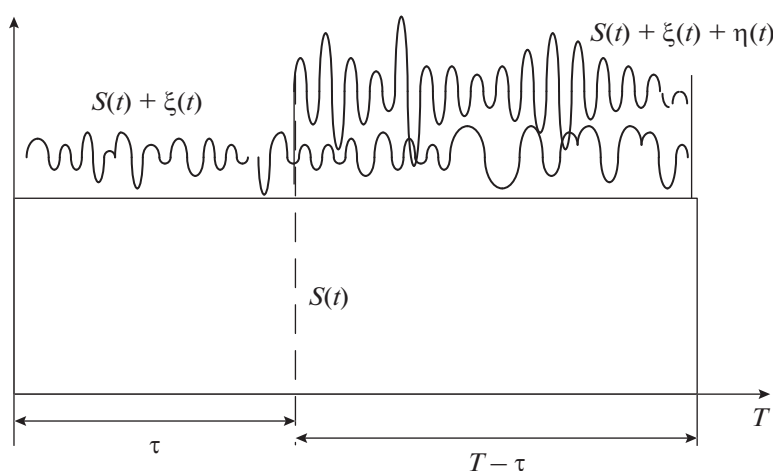


Рис. 2. Эпюра воздействия помехой на сигнал длительности T .

возможностей постановщика помех. В связи с чем, все вопросы помехоустойчивости должны быть рассмотрены на примерах конкретной структурной схемы функционирования РТС и радиопередачи в условиях РЭБ. Приведем один из возможных обобщенных вариантов такой структурной схемы (рис. 1).

На рис. 1 обозначено: КОИ – кодер для источника, КК – кодер для канала, ДК – декодер для канала, ДИ – декодер для источника, ДД – двоичные данные, τ – время задержки формирования помехи и доставки ее до входа приемника линии радиосвязи. На рис. 2 изображено воздействие помехой на сигнальный символ длительности T .

Как следует из рисунка при воздействии преднамеренной помехи на сигнальный символ (в частности на скачок частоты псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) при ответной помехе) он поражается лишь частично. Эту особен-

ность необходимо учитывать при оценке помехозащищенности радиосвязи.

Время реакции постановщиков помех каждые пять лет сокращалось в 100...150 раз и на сегодняшний день составляет единицы миллисекунд. Обнаружитель станции РЭБ способен обнаруживать сигналы линии радиосвязи на интервале длительности одного скачка частоты сигнала с ППРЧ. Это потребовало разработки дополнительных мероприятий по повышению помехозащищенности линий радиосвязи, а также уточнения и дальнейшего развития некоторых положений статистической теории связи. В том числе:

1) разработка вероятностно-временной модели функционирования систем радиосвязи в условиях РЭБ, позволяющей производить оценку помехозащищенности, учитывать энергетические и временные возможности, как систем радиосвязи, так и станции радиоразведки и постановщика помех [2];

2) обоснование повышения помехоустойчивости за счет расширения спектра сигнала [3–5];

3) синтез оптимального приемника при скачкообразном изменении гауссовской помехи на интервале длительности единичного символа [2].

2. ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННАЯ МОДЕЛЬ

Вероятностно-временная модель функционирования систем радиосвязи в условиях РЭБ позволяет проводить оценку помехозащищенности, учитывать энергетические и временные возможности как систем радиосвязи, так и станций разведки и постановки помех (см. рис. 1).

Получим общее выражение для вероятности ошибочного различия символов в условиях действия помех РЭБ на конечном времени передачи $T = NT_0$, где T_0 – длительность одного символа, N – число символов. В частном случае это может быть скачок частоты медленной (по отношению к скорости передачи) ППРЧ. Для этого обозначим через q_0 и q_1 соответственно отношение сигнал/шум (ОСШ) без воздействия помехи и при ее воздействии, а соответствующие им вероятности ошибочного различия – через $P_{E0} = P(q_0)$ и $P_{E1} = P(q_1)$. Средняя вероятность ошибки может быть вычислена по формуле полной вероятности. Обозначим через H_0 гипотезу о том, что данный символ (бит) не поражен помехой, а через H_1 – о том, что поражен. Из рис. 3 видно, что в случае обнаружения сигнала станцией ответных помех (СОП) (за время τ с вероятностью $P_{об}(\tau)$) количество не пораженных помехой символов равно k , а количество пораженных равно $N - k$ (поскольку $T_1 = T - \tau = (N - k)T_0$). Тогда (при условии, что сигнал обнаружен) условная вероятность того, что символ поражен помехой, равна

$$\frac{N - k}{N} = \frac{(N - k)T_0}{NT_0} = \frac{T - \tau}{T}, \tag{5}$$

а условная вероятность того, что символ не поражен, равна

$$\frac{k}{N} = \frac{kT_0}{NT_0} = \frac{\tau}{T}. \tag{6}$$

Вероятность гипотезы H_0 будет равна вероятности суммы событий: сигнал не обнаружен за время τ или обнаружен, но данный символ не поражен помехой. Вероятность такого события равна

$$\begin{aligned} P(H_0) &= [1 - P_{об}(\tau)] + P_{об}(\tau) \frac{\tau}{T} = \\ &= 1 - P_{об}(\tau) \frac{T - \tau}{T}. \end{aligned} \tag{7}$$

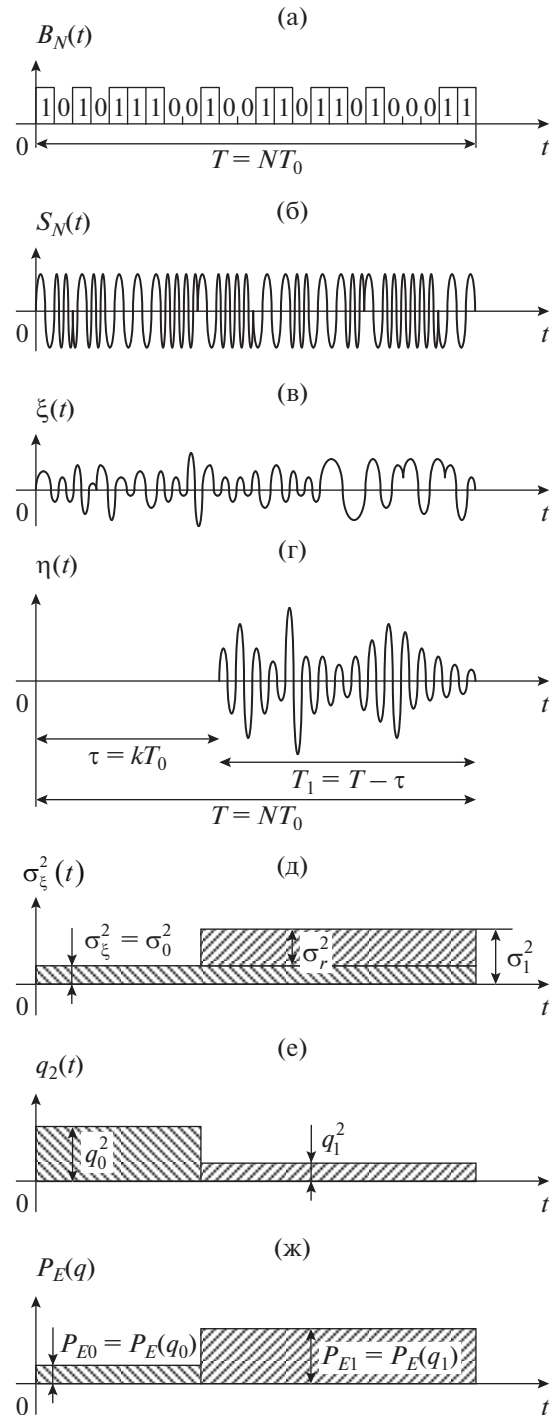


Рис. 3. Эпюры кодовых символов и сигналов (а, б), шумов (в), запаздывающей помехи (г), дисперсии шумов и помех (д), ОСШ (е) и вероятностей ошибки различения P_{E0} и P_{E1} (ж).

Аналогично, гипотеза H_1 равна произведению событий: сигнал обнаружен и данный символ поражен помехой. Вероятность такого события равна

$$P(H_1) = P_{об}(\tau) \frac{T - \tau}{T}. \tag{8}$$

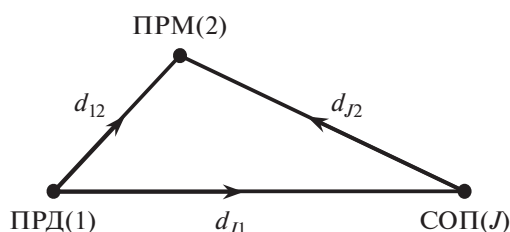


Рис. 4. Геометрия размещения на местности РТС и СОП.

Средняя вероятность ошибки на символ после воздействия помехи РЭБ согласно формуле полной вероятности будет равна

$$\begin{aligned} \bar{P}_E &= P(H_0) P_{E0} + P(H_1) P_{E1} = \\ &= P_{E0} + P_{об}(\tau) \frac{T-\tau}{T} (P_{E1} - P_{E0}). \end{aligned} \quad (9)$$

Как следует из формулы (9), средняя вероятность ошибки, в отличие от (4), определяется не только энергетическими характеристиками (отношением сигнал/шум) на входе приемника радиолинии, но и относительным временем поражения символа помехой. Помехоустойчивость радиолинии в этом случае существенно зависит от предельных возможностей станции помех, в частности от времени запаздывания τ и мощности генерируемой помехи.

3. ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ

Задержка за счет разности хода лучей. Время работы без помех τ складывается из следующих составляющих: τ_{01} – задержка из-за разности хода лучей (передатчик \rightarrow приемник и передатчик \rightarrow станция РЭП \rightarrow приемник), τ_{02} – задержка сигнала в тракте приемника обнаружителя. Основной вклад в величину задержки сигнала в тракте приемника вносят времена задержек фильтров основной селекции и время накопления энергии для обнаружения с заданной вероятностью. Проведем оценку данных величин.

Составляющая времени запаздывания помехи за счет разности хода луча электромагнитной волны равна

$$\tau_{01} = \frac{1}{c} (d_{J1} + d_{J2} - d_{12}), \quad (10)$$

где c – скорость света, d_{J1} – расстояние между передатчиком и СОП, d_{J2} – расстояние между СОП и приемником РТС, d_{12} – расстояние между передатчиком и приемником (см. рис. 4, где обозначено: ПРД(1) – передатчик РТС, ПРМ(2) – приемник РТС). Цифра 1 обозначает передатчик радиолинии, цифра 2 – приемник, буква J – станцию ответных помех.

Задержки в аппаратуре радиоразведки СОП. Как отмечено в работах [6, 7], благодаря высоким темпам научно-технического прогресса за последние несколько десятков лет произошло значительное конструктивное и технологическое усовершенствование радиотехнических устройств приема и обработки сигналов, входящих в состав аппаратуры подсистемы радиоразведки (РР) СОП. Использование современной элементной базы, цифровой обработки сигналов, высокопроизводительных сигнальных процессоров и программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) позволяет реализовать на практике широкий спектр возможностей по решению задач РР.

В подсистеме РР СОП используются многоканальные обнаружители-пеленгаторы – радиотехнические устройства, с помощью которых решается задача обнаружения и пеленгования источников радиоизлучения (ИРИ). В состав обнаружителя-пеленгатора входят многоканальная антенная система (АС), подключенная к входам многоканального радиоприемного устройства, и модуль цифровой обработки сигналов (ЦОС). Обнаружение и пеленгование ИРИ осуществляется по результатам приема и обработки сигналов ИРИ, принятых в пространственно разнесенных пунктах – приемных элементах АС обнаружителя-пеленгатора.

С помощью обнаружителя-пеленгатора в подсистеме РР станции ответных помех выполняется частотный поиск сигналов ИРИ в спектральной области путем сканирования рабочего диапазона частот. Широкое применение на практике получили моноимпульсные обнаружители-пеленгаторы, с помощью которых осуществляется синхронный прием временных реализаций в текущей частотной полосе мгновенного анализа (ПМА) во всех пространственных каналах, оцифровка реализаций и их быстрое преобразование Фурье (БПФ).

Каждый отсчет БПФ представляет собой комплексную амплитуду в элементарном частотном канале (ЭЧК), ширина полосы которого обратно пропорциональна длительности временной реализации. Совокупность отсчетов БПФ во всех пространственных каналах обнаружителя-пеленгатора, принадлежащих одному и тому же ЭЧК, характеризует амплитудно-фазовое распределение падающей на АС обнаружителя-пеленгатора радиоволны на частоте данного ЭЧК. Спектральное представление временных реализаций обеспечивает возможность определения спектрального состава радиосигналов (т.е. совокупности отсчетов БПФ, принадлежащим сигналу данного ИРИ) в отсутствии информации о законе их модуляции и способе кодирования информации. Как отмечено в [6], процедура БПФ позволяет “снять” модуляцию сигнала, раскладывая его в базисе ортогональных нормированных функций, и выполнять при ведении РР обработку в условиях имеющейся

параметрической и непараметрической априорной неопределенности относительно формы принимаемого радиосигнала. При этом непараметрическая неопределенность относительно формы сигнала преобразуется к параметрической неопределенности для каждого ЭЧК относительно КА напряженности поля волны от ИРИ и направления ее прихода [6].

В рамках задачи обнаружения сигналов в подсистеме РР СОП среди совокупности отсчетов БПФ текущей ПМА определяются “сигнальные” отсчеты, в амплитуде и фазе которых содержится информация об порожденной ИРИ волне. Ввиду того, что ИРИ генерируют модулированные сигналы (а также с учетом влияния весового окна цифровой обработки), сигнал одного и того же ИРИ представлен несколькими элементами разрешения по частоте, что соответствует нескольким отсчетам БПФ. Поэтому по результатам обнаружения с целью повышения ОСШ выполняется группирование (отождествление) отсчетов БПФ по принадлежности к сигналу одного и того же ИРИ во всех пространственных каналах обнаружителя – пеленгатора [6]. Последующее пеленгование и местоопределение каждого обнаруженного ИРИ осуществляется по результатам совместной обработки данных во всех пространственных каналах, содержащих спектр сигнала ИРИ.

С учетом приведенного выше описания основных этапов обработки принимаемых радиосигналов задержка в подсистеме РР современных (перспективных) СОП складывается из задержки t_0 сигнала в радиоприемном тракте обнаружителя-пеленгатора и длительности τ_{02} принимаемой временной реализации. Отметим, что в целях повышения быстродействия цифровой обработки сигналов в аппаратуре подсистемы РР СОП реализуется высокоскоростная конвейерная потоковая обработка данных текущей полосы мгновенного анализа на ПЛИС и сигнальных процессорах. При этом время обработки данных в большинстве случаев на порядок меньше длительности принимаемой временной реализации и в дальнейшем не рассматривается. Длительность временной реализации определяет потенциальные возможности подсистемы РР СОП по обнаружению радиосигналов и выбирается исходя из условия обеспечения требуемых показателей эффективности пространственно-многоканального обнаружения сигнала в спектральной области.

Характеристики пространственно-многоканального обнаружения радиосигналов. Несмотря на отсутствие в подсистеме РР СОП априорной информации о форме (законах амплитудной и фазовой модуляции) сигнала ИРИ, обеспечиваемая многоканальным моноимпульсным обнаружителем-пеленгатором возможность пространственно-разнесенного приема сигналов позволяет реа-

лизировать обнаружение сигналов в спектральной области на основе следующего отличия в природе сигнальных и помеховых (шумовых) составляющих спектральных отсчетов. Сигнальная составляющая отсчетов характеризует пространственное распределение амплитуды и фазы поля волны ИРИ по раскрытию антенной системы обнаружителя-пеленгатора. Компоненты помеховой составляющей в пространственно разнесенных пунктах приема имеют случайные амплитуды и фазы, не обусловленные падением некоторой радиоволны с плоским волновым фронтом от удаленного ИРИ. Поэтому особенностью задачи обнаружения сигналов ИРИ в подсистеме радиоразведки является обнаружение не произвольной сигнальной составляющей в наблюдаемых данных (НД), а составляющей, обусловленной плоским волновым фронтом волны ИРИ.

Задача обнаружения сигналов ИРИ с помощью пространственно-многоканальной АС обнаружителя-пеленгатора представляет собой бинарную задачу проверки следующих статистических гипотез:

1) гипотеза γ_1 о том, что в НД присутствуют сигнальные составляющие от ИРИ, характеризуемого истинным направлением прихода радиоволны $\alpha_0 = (\theta_0, \beta_0)^T$:

$$\gamma_1 : \{\dot{U} = \dot{E}\dot{H}(\alpha_0) + \dot{\xi}\}; \quad (11)$$

2) гипотеза γ_0 о том, что в НД отсутствуют сигнальные составляющие от ИРИ:

$$\gamma_0 : \{\dot{U} = \dot{\xi}\}. \quad (12)$$

Здесь \dot{U} – вектор комплексных амплитуд сигнала на выходах многоканальной антенной системы обнаружителя-пеленгатора; $\dot{H}(\alpha)$ – векторная комплексная диаграмма направленности (ВКДН) АС обнаружителя-пеленгатора [6, 7]; \dot{E} – комплексная амплитуда напряженности электрического поля радиоволны в центре пространственной системы координат, в которых определена диаграмма направленности; $\dot{\xi}$ – комплексный вектор аддитивного гауссовского шума с нулевым средним и произвольной эрмитовой корреляционной матрицей; $\theta(\beta)$ – азимут (угол места) прихода радиоволны, T – знак транспонирования. ВКДН АС обнаружителя-пеленгатора представляет собой N -мерный вектор-функцию, элементы которого являются коэффициентами преобразования комплексной амплитуды (КА) напряженности электрического (либо магнитного) поля радиоволны в КА тока на номинальных нагрузках, подключенных к выходам АС обнаружителя-пеленгатора.

Как отмечено выше, по результатам пространственно-многоканального обнаружения среди совокупности отсчетов БПФ текущей ПМА опре-

деляются “сигнальные” отсчеты, в амплитуде и фазе которых содержится информация об генерируемой ИРИ волне.

Отождествленные к сигналу одного и того же ИРИ спектральные отсчеты образуют спектр обнаруженного сигнала, а их количество R определяется длительностью временной реализации τ (длительностью интервала времени контакта с сигналом) и шириной полосы частот W радиосигнала в соответствии с равенством $R = [W\tau]$, где $[\cdot]$ – целая часть числа.

Можно показать [8, 9], что решающая статистика обнаружения радиосигналов в подсистеме РР СОП имеет следующий вид:

$$\Xi = M(\hat{\alpha}), \quad (13)$$

где

$$\hat{\alpha} = \arg \sup_{\alpha} [M(\alpha)] \quad (14)$$

– максимально правдоподобная оценка азимута и угла места направления прихода радиоволны ИРИ;

$$M(\alpha) = \frac{\dot{\mathbf{H}}^H(\alpha) \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{W}} \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\alpha)}{\dot{\mathbf{H}}^H(\alpha) \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\alpha)} \quad (15)$$

пеленгационный рельеф (ПР) [6, 7]; $\dot{\mathbf{W}}$ – матрица взаимных энергий измеренных КА, накопленная по R спектральным компонентам сигнала; $\dot{\mathbf{K}}$ – матрица пространственной ковариации аддитивного шума, H – знак эрмитового сопряжения.

Решение о реализации гипотезы γ_1 против γ_0 принимается в случае выполнения неравенства

$$\Xi \geq h, \quad (16)$$

где порог обнаружения выбирается в соответствии с критерием Неймана–Пирсона и обеспечивает постоянный уровень ложной тревоги.

Решающая статистика обнаружения (13) представляет собой квадратичную форму, построенную на комплексных гауссовских коррелированных величинах [9]. В соответствии с доказанной в [10] теоремой о распределении положительно определенной квадратичной формы, построенной на комплексных гауссовских коррелированных величинах, решающая статистика (13) подчиняется обобщенному χ^2 -распределению с $2R$ степенями свободы, параметром нецентральности [10]

$$\lambda = \left(\sum_{r=0}^{R-1} |\dot{A}_r|^2 \right) \dot{\mathbf{H}}^H(\hat{\alpha}) \dot{\mathbf{K}}^{-1} \dot{\mathbf{H}}(\hat{\alpha}) \quad (17)$$

и дисперсиями реальных и мнимых частей гауссовских компонент распределения, равными $1/2$. Здесь \dot{A}_r – КА отсчета БПФ, принадлежащего радиосигналу ИРИ, $r = 0, R-1$.

Для оценки потенциальных возможностей подсистемы РР СОП рассмотрим случай, когда шумы радиоприемных трактов обнаружителя-пеленгатора можно считать статистически независимыми с одинаковой интенсивностью σ^2 . Учтем также, что в подсистеме РР современных (перспективных) станций ответных помех широко используются моноимпульсные обнаружители-пеленгаторы с эквидистантной кольцевой антенной решеткой (ЭКАР). В отсутствие взаимных электродинамических влияний антенных элементов для ВКДН ЭКАР справедливо равенство

$$\dot{\mathbf{H}}^H(\hat{\alpha}) \dot{\mathbf{H}}(\hat{\alpha}) = (l_0)^2 N, \quad (18)$$

где l_0 – эффективность (“нагруженная” действующая длина) вибратора ЭКАР. Тогда параметр нецентральности решающей статистики обнаружения можно записать как

$$\lambda = \left(\sum_{r=0}^{R-1} \frac{|\dot{A}_r|^2}{\sigma^2} \right) (l_0)^2 N = 2 \frac{\sum_{r=0}^{R-1} |\dot{A}_r l_0|^2}{2\sigma^2 R} RN. \quad (19)$$

Обозначим $P_s = 0.5 \sum_{r=0}^{R-1} |\dot{A}_r l_0|^2$ и $P_n = \sigma^2 R$ – мощность радиосигнала и мощность шума соответственно в полосе частот, образованной R спектральными компонентами радиосигнала. С учетом введенных обозначений перепишем правую часть (19) как

$$\lambda = 2 \frac{P_s}{P_n} RN = 2N [W\tau] \gamma, \quad (20)$$

где $\gamma = P_s/P_n$ – ОСШ по мощности на входе радиоприемного канала обнаружителя-пеленгатора в полосе частот обнаруженного радиосигнала.

Таким образом, за счет совместной обработки радиосигналов при пространственно-многоканальном обнаружении энергетическое ОСШ на выходе обнаружителя, численно равное параметру нецентральности (19), по сравнению со случаем одноканального энергетического обнаружения увеличивается в N раз. Решающая статистика обнаружения подчиняется обобщенному χ^2 -распределению с $2[W\tau]$ степенями свободы и дисперсиями реальных и мнимых частей гауссовских компонент распределения, равными $1/2$. В случае наличия радиосигнала распределение является нецентральным с параметром (20).

Точные аналитические выражения для вероятностей ложной тревоги P_f и правильного обнаружения P_d радиосигнала могут быть выражены в виде разложения по центральному χ^2 -распределению,

как в [9], либо через обобщенную Q -функцию Маркума, как в [4]

$$P_f = \int_h^\infty W_{\Xi}(z|\gamma_0) dz = Q_R(0, \sqrt{h}), \quad (21)$$

$$P_d = 1 - \int_0^h W_{\Xi}(z|\gamma_1) dz = Q_R(\sqrt{\lambda}, \sqrt{h}), \quad (22)$$

где $W_{\Xi}(z|\gamma_i)$ – одномерная плотность вероятности статистики Ξ при реализации гипотезы γ_i , $i = 0, 1$:

$$W_{\Xi}(z|\gamma_0) = \frac{z^{R-1} \exp(-z)}{\Gamma(R)},$$

$$W_{\Xi}(z|\gamma_1) = \frac{1}{2} \left(\frac{z}{\lambda}\right)^{(R-1)/2} \exp[-(z + \lambda)/2] \times \\ \times I_{R-1}(\sqrt{z\lambda}), \quad z \geq 0,$$

$I_R(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя 1-го рода порядка R [11], $Q_{R(a,b)}$ – обобщенная Q -функция Маркума [4]:

$$Q_R(a,b) = \frac{1}{a^{R-1}} \int_b^\infty x^R \exp\left(-\frac{x^2+a^2}{2}\right) I_{R-1}(ax) dx.$$

При фиксированных вероятностях ложной тревоги и правильного обнаружения минимальная длительность принимаемой временной реализации (длительность контакта с сигналом) определяется из выражений (21) и (22). При выполнении условия $[W\tau] \gg 1$ решающая статистика обнаружения может быть аппроксимирована гауссовским распределением [11]. В этом случае вероятности ложной тревоги P_f и правильного обнаружения P_d определяются формулами

$$P_f = Q_R(0, \sqrt{h}) \approx Q\left(\frac{h-2R}{2\sqrt{R}}\right), \quad (23)$$

$$P_d = Q_R(\sqrt{\lambda}, \sqrt{h}) \approx Q\left(\frac{h-2R-\lambda}{2\sqrt{R+\lambda}}\right), \quad (24)$$

где $Q(x)$ – Q -функция Гаусса или дополнительная функция к гауссовскому интегралу вероятностей:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt.$$

Если придать фиксированные значения вероятностям (23) и (24), то в результате применения к правым и левым частям данных выражений функции, обратной к $Q(\cdot)$, получим

$$h - 2R = 2\sqrt{R}Q^{-1}(P_f), \quad (25)$$

$$h - 2R - \lambda = 2\sqrt{R+\lambda}Q^{-1}(P_d). \quad (26)$$

Совместное решение уравнений (25) и (26) относительно параметра R с учетом соотношения (20) приводит к выражению

$$R = \frac{(Q^{-1}(P_f) - \sqrt{1+2\gamma N}Q^{-1}(P_d))^2}{\gamma^2 N^2}. \quad (27)$$

Поскольку $R = [W\tau]$, то необходимая для обеспечения заданных вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения сигнала длительность временной выборки в подсистеме РР СОП определяется по формуле

$$\tau_{02} = \frac{(Q^{-1}(P_f) - \sqrt{1+2\gamma N}Q^{-1}(P_d))^2}{\gamma^2 N^2 W}. \quad (28)$$

На рис. 5а приведены зависимости безразмерной величины $\tau_{02}W$ от входного ОСШ γ (в децибелах) для различных значений вероятностей обнаружения P_d : 0.8 (кривая 1), 0.9 (кривая 2), 0.99 (кривая 3), 0.999 (кривая 4) при вероятности ложной тревоги $P_f = 10^{-7}$ и $N = 1$. Аналогичные зависимости приведены на рис. 5б для $N = 5$.

Как следует из приведенных рисунков и формулы (28), необходимое время накопления обратно пропорционально квадрату числа пространственных каналов для малого ОСШ и обратно пропорционально для большого ОСШ.

Таким образом, число пространственно разнесенных каналов является определяющим фактором, влияющим на время реакции СОП при обнаружении слабых сигналов.

Задержка сигнала в радиоприемном тракте обнаружителя-пеленгатора. Радиоприемный тракт обнаружителя-пеленгатора использует многоканальную систему, состоящую из набора полосовых фильтров (ПФ). Каждый фильтр представляет собой каскад из N_1 звеньев второго порядка с передаточными функциями $H_i(s)$, $i = 1, 2, \dots, N_1$. Результирующая передаточная функция всего фильтра равна

$$H(s) = \prod_{i=1}^{N_1} H_i(s). \quad (29)$$

Частотную характеристику, которая получается из (29) при $s = j\omega$, можно выразить через амплитудно-частотную $|H(i\omega)|$ и фазо-частотную $\varphi(\omega)$ характеристики следующим образом:

$$H(j\omega) = |H(i\omega)| \exp[j\varphi(\omega)] = \\ = \prod_{i=1}^{N_1} |H_i(j\omega)| \exp[j\varphi_i(\omega)]. \quad (30)$$

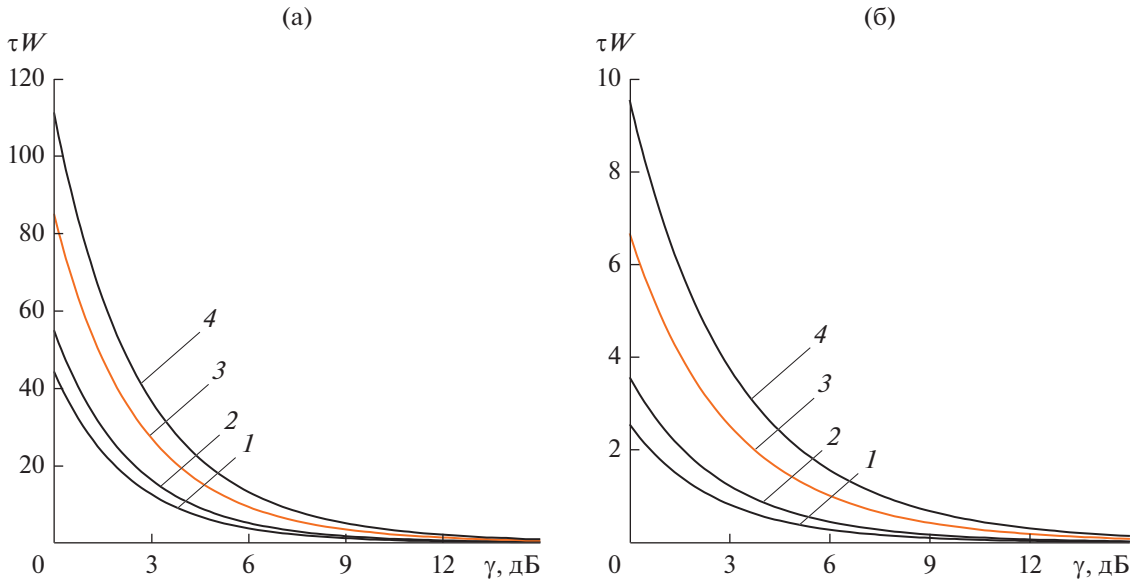


Рис. 5. Зависимость параметра $\tau_0 W$ от отношения сигнал—шум на входе радиоприемного канала обнаружителя-пеленгатора.

Групповое время задержки t_ϕ (время запаздывания сигнала) всего фильтра равно

$$t_\phi = -\frac{d}{d\omega} \varphi(\omega) = -\sum_{i=1}^N \frac{d\varphi_i(\omega)}{d\omega} = t_{\phi 1} + t_{\phi 2} + \dots + t_{\phi N_1}, \quad (31)$$

где $t_{\phi i} = -d\varphi_i(\omega)/d\omega$ – групповое время задержки i -го звена. Таким образом, групповое время задержки фильтра равно сумме времен задержки звеньев.

Известно [12], что частотная характеристика типового звена второго порядка полосно-пропускающего фильтра описывается соотношением

$$H_i(j\omega) = \frac{(\omega_0/Q)j\omega}{-\omega^2 + (\omega_0/Q)j\omega + \omega_0^2} = \frac{ja}{b+ja}, \quad (32)$$

где ω_0 – центральная частота, $Q = \omega_0/\Delta\omega$ – добротность контура, $\Delta = \omega_B - \omega_H$, ω_B , ω_H – верхняя и нижняя частоты по уровню 3 дБ, $a = (\omega_0/Q)\omega$, $b = \omega_0^2 - \omega^2$.

$$\varphi_i(\omega) = \arctg \frac{H_{Im}(j\omega)}{H_{Re}(j\omega)} = \arctg \frac{b}{a}. \quad (33)$$

После дифференцирования (33) и соответствующих преобразований получаем

$$\tau_i(\omega) = -\frac{d\varphi_i(\omega)}{d\omega} = \frac{\omega_0}{Q} \frac{\omega_0^2 + \omega^2}{\omega^2(\omega_0/Q)^2 + (\omega_0^2 - \omega^2)^2}. \quad (34)$$

Анализ зависимости групповой задержки по частоте показывает, что максимальная задержка

происходит на частоте $\omega = \omega_0$, не зависит от центральной частоты и равна

$$\tau_i(\omega_0) = 2 \frac{Q}{\omega_0} = \frac{2}{\Delta\omega}. \quad (35)$$

Групповое время задержки всего каскада из N_1 звеньев второго порядка ограничено величиной

$$t_0 = t_\phi = \frac{2N_1}{\Delta\omega}. \quad (36)$$

4. ПРИМЕНЕНИЕ ВЕРоятностно-ВРЕМЕННОЙ МОДЕЛИ К ОБОСНОВАНИЮ ТРЕБОВАНИЙ К СИСТЕМАМ СВЯЗИ С ППРЧ

Естественной реакцией РТС на угрозу ответных помех со стороны СОП в системах связи с ППРЧ является увеличение скорости перестройки рабочей частоты. Однако в этом случае возникают следующие проблемы [13]: 1) увеличение стоимости синтезатора частот при ухудшении его надежности, 2) усложнение устройств синхронизации, 3) дополнительные затраты времени при переключении с частоты на частоту.

Для оценки необходимой скорости переключения ППРЧ предположим, что фиксировано расстояние между передатчиком и приемником d_{12} . Определим вначале положение СОП, обеспечивающее заданный коэффициент перекрытия сигнала ответной помехой ρ :

$$\rho = \frac{T-\tau}{T} = \frac{T-\tau_{01}-(\tau_{02}+t_0)}{T}, \quad (37)$$

откуда с учетом (10) следует

$$\frac{1}{c}(d_{J1} + d_{J2} - d_{12}) + (\tau_{02} + t_0) = (1 - \rho)T \quad (38)$$

или

$$d_{J1} + d_{J2} = d_{12} + [(1 - r)T - (t_{02} + t_0)]c. \quad (39)$$

Уравнение (39) позволяет определить область размещения СОП, изнутри которой с заданным коэффициентом перекрытия ρ может подавляться сигнал на входе приемника РТС. Эта область представляет собой эллипс, в фокусах которого находятся передатчик и приемник РТС, а полуоси определяются следующими выражениями

$$a = \frac{1}{2} \{ [(1 - \rho)T - (\tau_{02} + t_0)]c + d_{12} \} = \frac{1}{2\varepsilon} d_{12}, \quad (40)$$

$$b = \sqrt{a^2 - d_{12}^2/4},$$

где ε – эксцентриситет эллипса.

Пусть требуется создать СОП из произвольной внутренней точки эллипса с фокусным расстоянием d_{12} и эксцентриситетом ε такую ответную помеху, которая делает вероятность приема сигнала в РТС больше некоторой предельно допустимой величины $P_{\text{доп}}$. В соответствии с вероятностно-временной моделью при расположении СОП внутри эллипса, в фокусах которого находятся передатчик и приемник РТС, должно выполняться неравенство

$$\bar{P}_E = P_{E0} + \frac{T - \tau}{T} P_{06}(\tau_{02})(P_{E1} - P_{E0}) \geq P_{\text{доп}}. \quad (41)$$

Учитывая, что $\rho = (T - \tau)/T$ из неравенства (41) определяется необходимый коэффициент перекрытия сигнала ответной помехой

$$1 \geq \rho \geq \frac{P_{\text{доп}} - P_{E0}}{P_{06}(\tau_{02})(P_{E1} - P_{E0})}. \quad (42)$$

Из неравенства (42) вытекает ограничение на вероятность обнаружения сигнала

$$P_{06}(\tau_{02}) \geq \frac{P_{\text{доп}} - P_{E0}}{(P_{E1} - P_{E0})}. \quad (43)$$

После подстановки (42) в (40) получим условия существования эллипса с заданными вероятностными характеристиками подавления

$$T \left[1 - \frac{P_{\text{доп}} - P_{E0}}{P_{06}(\tau)(P_{E1} - P_{E0})} \right] - (\tau_{02} + t_0) - \frac{1 - \varepsilon d_{12}}{\varepsilon c} > 0. \quad (44)$$

Исходя из условий существования эллипса с заданными свойствами, получается ряд ограничений на параметры. Рассмотрим ограничения на скорость переключения частоты сигналов с ППРЧ, которую обозначим через $R_h = 1/T_h$ (число скачков в

секунду). Длительность скачка частот T_h складывается из двух составляющих – времени переключения T_{sw} и времени передачи данных T_{dw} [13]:

$$T_h = T_{dw} + T_{sw}. \quad (45)$$

Для военных систем связи типа SINCGARS доля времени, в течение которого передаются данные, составляет [13]

$$\frac{T_{dw}}{T_h} \approx 0.8, \quad (46)$$

т.е. временной параметр T в (44) связан с длительностью скачка частоты T_h соотношением:

$$T = T_{dw} = 0.8T_h, \quad (47)$$

откуда, с учетом (42), получается верхняя граница для скорости переключения ППРЧ, при которой возможно подавление РТС до требуемой вероятности ошибки

$$R_h \leq \frac{0.8}{\left(\tau_{02} + t_0 + \frac{1 - \varepsilon d_{12}}{\varepsilon c} \right)} \times \left(1 - \frac{P_{\text{доп}} - P_{E0}}{P_{06}(\tau_{02}) [P_{E1} - P_{E0}]} \right). \quad (48)$$

Из анализа (48) следует, что при заданных вероятностях ошибки на бит в РТС до подавления P_{E0} и допустимой вероятности ошибки $P_{\text{доп}}$ остается свободный параметр P_{E1} , который определяется мощностью ответной помехи. Действительно, если пренебречь затуханиями при распространении сигнала, то для бинарной частотной модуляции вероятность ошибки равна

$$P_{E1} = \frac{1}{2} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \frac{P_s}{\sigma_n^2 + \sigma_j^2} \right\}, \quad (49)$$

где P_s – мощность сигнала, σ_n^2 , σ_j^2 – мощности шума и ответной помехи соответственно. После логарифмирования и соответствующих преобразований из (49) получаем

$$\frac{\sigma_j^2}{\sigma_n^2} = \frac{\ln 2 P_{E0}}{\ln 2 P_{E1}} - 1. \quad (50)$$

Полученное соотношение показывает, во сколько раз мощность ответной помехи должна превосходить мощность аддитивного гауссовского шума, чтобы обеспечить заданные вероятности P_{E0} и P_{E1} .

Из (48) также видно, что $\sigma_j^2 \rightarrow \infty$ при $P_{E1} \rightarrow 1/2$.

Пример. Рассмотрим систему связи с ППРЧ в выделенной полосе 30 МГц, ширина полосы сигнала 3.75 кГц, расстояние между передатчиком и приемником 10 км, вероятность ошибки на бит в РТС до подавления $P_{E0} = 10^{-5}$, что соответствует входному ОСШ 13.35 дБ. Пренебрегая затуханием сигнала при распространении, считаем, что и на

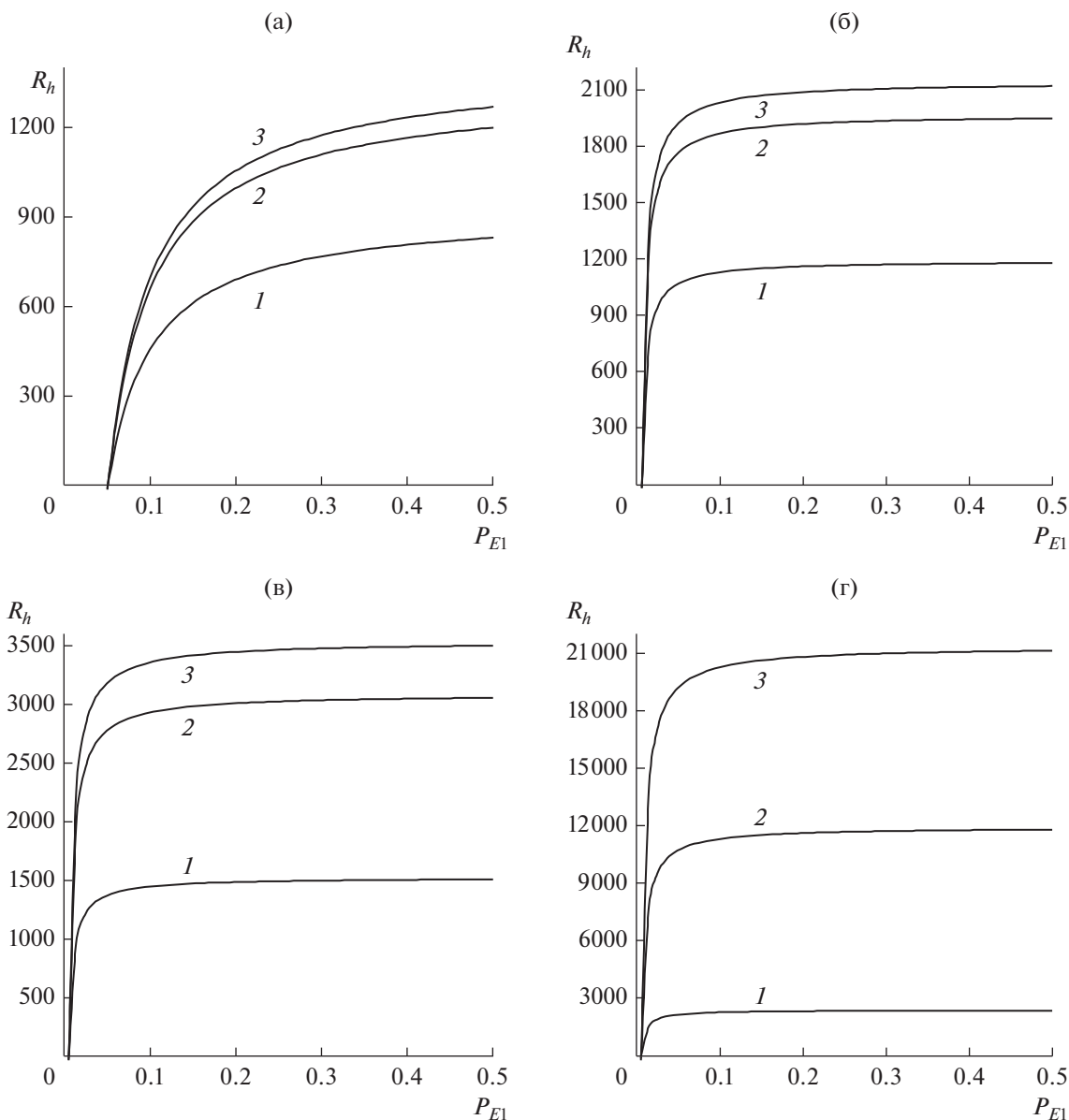


Рис. 6. Зависимость скорости переключения ППРЧ от вероятности ошибки после подавления.

входе обнаружителя СОП отношение сигнал-шум также 13.35 дБ, заданы вероятности обнаружения и ложной тревоги $P_d = 0.99$, $P_f = 10^{-5}$. В соответствии с (28) время накопления энергии для обнаружения с заданными вероятностями для $N = 1$ равно $\tau_{02} = 2.21 \times 10^{-4}$ с, для $N = 5$ аналогичное время равно $\tau_{02} = 3.38 \times 10^{-5}$ с, и для $N = 7$ $\tau_{02} = 2.33 \times 10^{-5}$ с.

Аналоговая часть обнаружителя пеленгатора состоит из каскадов входных полосовых фильтров второго порядка с полосой согласованной с шириной спектра обнаруживаемого сигнала. В этом случае в соответствии с (36), например, для 4-каскадного фильтра имеем задержку сигнала

$t_0 = 3.4 \times 10^{-4}$ с. Суммарная задержка составит $t_0 + \tau_{02} = 3.4 \times 10^{-4} + 2.26 \times 10^{-4} = 5.66 \times 10^{-4}$ с для $N = 1$ и $t_0 + \tau_{02} = 3.4 \times 10^{-4} + 3.38 \times 10^{-5} = 3.73 \times 10^{-4}$ с для $N = 5$. Если в аналоговой части применяются фильтры с шириной полосы, значительно превосходящих полосу сигнала, то задержка главным образом определяется временем накопления энергии для обнаружения с заданными вероятностями.

На рис. 6а представлено семейство кривых, определяющих верхнюю границу доступных для подавления числа скачков частоты (в сек), в зависимости от P_{E1} при допустимой вероятности

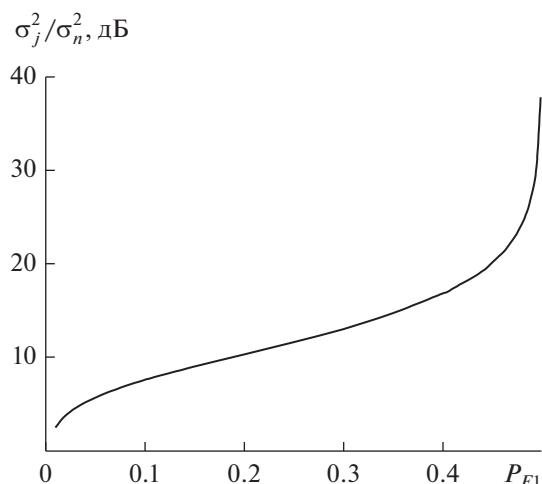


Рис. 7. Зависимость относительной мощности помех от вероятности подавления.

$P_{\text{доп}} = 0.05$ и $N = 1$ для различных значений эксцентриситета ϵ : 0.1 (кривая 1), 0.5 (кривая 2), 0.99 (кривая 3). Аналогичные кривые для $N = 5$ с учетом задержки в аналоговых цепях приведены на рис. 6б. При построении кривых на рис. 6в и 6г не учитывались задержки в аналоговых входных цепях, а задержка определялась только необходимым временем накопления энергии для обнаружения с заданными вероятностями. Рисунок 6в соответствует $N = 1$, а рис. 6г построен для $N = 5$.

Кривые на рис. 6в и 6г соответствуют предельным границам необходимой скорости переключения ППРЧ.

Таким образом, СОП, находясь за пределами эллипса с заданным эксцентриситетом, при указанных скоростях переключения ППРЧ не сможет подавить РТС до требуемой вероятности ошибки. Случай $\epsilon = 0.99$ соответствует ситуации, когда СОП практически может находиться на отрезке прямой между передатчиком и приемником РТС. В этом случае требуется максимальная скорость переключения. Дальнейшее уменьшение ϵ увеличивает границы области, запрещенной для нахождения СОП. В связи с этим необходимая скорость переключения ППРЧ уменьшается.

На рис. 7 изображен график относительной мощности ответной помехи, обеспечивающей заданные вероятности P_{E0} и P_{E1} . Как видно из графика, с ростом P_{E1} (т.е., с увеличением мощности ответных помех) при $P_{\text{доп}} = 0.05$ граница для скачков частоты резко возрастает, и, начиная с $P_{E1} = 0.1$ (что соответствует увеличению мощности помех на 7.5 дБ), далее начинается незначительное плавное увеличение.

Таким образом, дальнейшее наращивание мощности ответных помех не приводит к суще-

ственному повышению границы для скорости переключения ППРЧ.

ВЫВОДЫ

1. Построена вероятностно-временная модель оценки помехозащищенности систем радиосвязи в условиях радиоэлектронной борьбы.

2. На основе модели получена замкнутая система уравнений, позволяющая оценить предельные возможности станции ответных помех при подавлении систем радиосвязи с ППРЧ.

3. Станция ответных помех способна подавлять системы радиосвязи с ППРЧ до определенной скорости переключения рабочей частоты. При этом граница скорости переключения зависит не только от временных параметров (таких как время геометрической разности хода электромагнитной волны, время задержки сигнала в фильтрах селекции, время интегрирования в обнаружителе), но и от энергетического параметра (мощности ответной помехи).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Титугин В.Н., Вейцель В.А.* Радиоуправление. М.: Сов. радио, 1962.
2. *Борисов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи. Основы, теории и принципы реализации. М.: Наука, 2009.
3. *Борисов В.И., Зинчук В.М.* Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. М.: Радио и связь, 1999.
4. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. М.: Радио и связь, 2000.
5. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И.* Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. М.: РадиоСофт, 2011.
6. *Артемов М.Л., Афанасьев О.В., Сличенко М.П.* // Радиотехника. 2014. № 11. С. 11.
7. *Артемов М.Л., Сличенко М.П.* // Антенны. 2018. № 5. С. 31.
8. *Артемова Е.С., Сличенко М.П.* // Антенны. 2018. № 5. С. 47.
9. *Артемов М.Л., Борисов С.Г., Сличенко М.П.* // Радиотехника. 2014. № 11. С. 11.
10. *Сличенко М.П.* // РЭ. 2014. Т. 59. № 5. С. 473.
11. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / Под ред. Абрамовица М., Стиган И. М.: Наука, 1979.
12. *Джонсон Д., Джонсон Дж., Мур Г.* Справочник по активным фильтрам. М.: Энергоатомиздат, 1983.
13. *Torrieri D.J.* // IEEE J. on Selected Areas in Commun. 1989. V. 7. № 4. P. 569.