

УДК 621.391.8

УТОЧНЕННЫЕ МОДЕЛИ ОЦЕНКИ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ И ВРЕМЕННОЙ СКРЫТНОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ ОТ ОДНОПОЗИЦИОННОЙ СТАНЦИИ ОТВЕТНЫХ ПОМЕХ

Е.Л. КРЕЙДИК

*Открытое акционерное общество «АГАТ-СИСТЕМ»
(г. Минск, Беларусь)*

E-mail: kreidik@ramblel.ru

Аннотация. Рассмотрено внесение уточнений (дополнений) к моделям оценки пространственной и временной скрытности средств радиосвязи (СРС) с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) от однопозиционной станции ответных помех (СОП). При этом принято допущение, что в состав аппаратуры радиоразведки СОП входит M -элементная кольцевая антенная решетка и указанная аппаратура используется для селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода. Внесены данные изменения в виде параметров моделей. Эти параметры наиболее полно отражают пространственные условия радиоразведки СОП. Вышеуказанные изменения позволили производить оценку параметров зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода или по времени прихода, а также при этом производить оценку показателей пространственной и временной скрытности передатчиков СРС. Для упрощения анализа пространственных условий радиоразведки СОП предложены две блок-схемы радиолинии «аппаратура подсистемы радиоразведки СОП – передатчик СРС с ППРЧ».

Abstract. This article discusses refinements to models for assessing the spatial and temporal stealth of radio communications equipment with frequency hopping from a single-position follower jammer. It is assumed that the jamming station's radio reconnaissance equipment includes an M -element ring antenna array and that this equipment is used to select signals from radio communications equipment with frequency hopping based on the direction of arrival. Additionally, changes have been made to the model parameters that more fully reflect the spatial conditions of radio reconnaissance. These changes make it possible to assess the parameters of the jamming station's radio reconnaissance zone using transmitters signal selection based on the direction of arrival or time of arrival, as well as to assess the transmitters with frequency hopping spatial and temporal stealth. To simplify the analysis of the spatial conditions of jamming station radio reconnaissance, two block diagrams of the «follower jammer – transmitter with frequency hopping» radio link are proposed.

Введение

Помехозащищённые СРС, как правило, предназначены для функционирования по технологии множественного доступа в сетях с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) (Frequency Hopping Multiple-Access (FHMA) Network) [1–3] в условиях комплексного воздействия на них естественных [4] и преднамеренных помех, создаваемых системами радиоэлектронной борьбы (РЭБ) [5]. В работах [6; 7] помехозащищённость СРС определяется скрытностью работы СРС и ее помехоустойчивостью. По мнению, изложенному в [8]: «Если помехоустойчивость радиолиний и сигналов достаточно полно исследована, то вопросы разведзащищённости для режима ППРЧ пока еще не имеют однозначных трактовок».

Некоторые авторы применительно к СРС как к радиосистеме оперируют понятием «скрытность» [6], другие – понятием «разведзащищённость» [9], но их сущность тождественна. Кроме того, в работе [10] отмечено, что в зависимости от решаемых задач радиоразведкой скрытность сигналов СРС в общем случае может быть классифицирована следующим образом: энергетическая, пространственная, структурная, информационная и временная. Под скрытностью сигналов СРС с ППРЧ понимается способность СРС противостоять действиям со стороны подсистемы радиоразведки СОП, направленным на обнаружение указанных сигналов, измерение их параметров: средней частоты, длительности, времени и направления прихода. По результату анализа классификации скрытности СРС [9] с точки зрения противостояния системы радиосвязи и СОП, согласно [7], интерес представляют энергетическая, временная и пространственная скрытности. При этом вопросы энергетической скрытности достаточно полно исследованы [9]. В настоящей работе обобщены результаты исследований [11–13] по уточнению моделей [1] оценки пространственной и временной скрытности СРС с ППРЧ от однопозиционной СОП (для краткости слово «однопозиционной» далее опущено).

Теоретический базис и предпосылки

В 1989 г. Д. Дж. Торриери (D. J. Torrieri) в работе [1] опубликовал результаты исследований по предельным возможностям ответных помех, в которых указал на зависимость средней вероятности ошибки на бит от энергетических характеристик СРС и СОП, а также от временных возможностей, определяемых топологией СРС и СОП, и временем, необходимым для создания ответных помех. В том числе были получены следующие данные:

- нижний предел интервала наблюдения, при котором обеспечивается получение требуемой оценки несущей частоты;
- верхний предел времени срабатывания СОП, который зависит от длительности скачка частоты, времени запаздывания помехи и от мощности передатчика СОП;
- отношение сигнал/шум необходимое СОП для выполнения селекции по направлению прихода или по времени прихода.

Но в этой работе ряд аспектов пространственной и временной скрытности СРС с ППРЧ в условиях радиоэлектронного подавления (РЭП) остались неосвещенными.

Далее приводятся результаты исследований Д. Дж. Торриери [1; 2] в виде выражений (1) – (11).

Оценка возможностей однопозиционной СОП при подавлении радиолинии с ППРЧ традиционно производится согласно схеме указанной на рис. 1. На данном рисунке приведена геометрическая конфигурация размещения на местности СОП по отношению к радиолинии с ППРЧ, представленной в виде источника информации (передатчика СРС) и получателя информации (приёмника СРС).

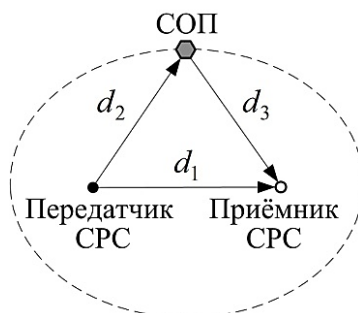


Рис. 1. Упрощённая схема трасс распространения радиоволн

Для эффективной постановки ответных помех необходимо выполнение условия:

$$\frac{d_2 + d_3}{c} + T_{pr} \leq \frac{d_1}{c} + \eta T_d, \quad (1)$$

где d_2 , d_3 – расстояния соответственно между передатчиком СРС и СОП, СОП и приёмником СРС, м; c – скорость электромагнитной волны, м/с; T_{pr} – время реакции СОП, с; d_1 – дистанция связи между передатчиком СРС и приёмником СРС радиолинии с ППРЧ, м; η – коэффициент, характеризующий часть частотного элемента, не поражённую ответной помехой; T_d – эффективная длительность частотного элемента сигнала СРС с ППРЧ, с.

Радиоимпульс с постоянной средней (центральной) частотой в сигнале с ППРЧ принято называть частотным элементом. Неравенство (1) утверждает, что время задержки помехи относительно времени прихода сигнала на вход приемника не должно превышать определенную часть длительности частотного элемента ηT_d , чтобы подавление было эффективным. После выполнения преобразования (1) в [1] получено:

$$d_2 + d_3 \leq (\eta T_d - T_{pr}) c + d_1. \quad (2)$$

Коэффициент η согласно [2] равен:

$$\eta = 1 - \frac{P_{s0} - F_{nj}}{P_j (F_j - F_{nj})}, \quad (3)$$

где P_{s0} – допустимая с точки зрения РЭП средняя вероятность ошибочного приёма символа; P_j – вероятность подавления символа; F_j – условная вероятность ошибочного приёма символа при наличии ответной помехи на

входе демодулятора; F_{nj} – условная вероятность ошибочного приёма символа при отсутствии ответной помехи на входе демодулятора. При этом в работе [1] приняты следующие допущения: в СРС используется межсимвольная ППРЧ; полосы пропускания каналов измерения в аппаратуре подсистемы радиоразведки СОП согласованы с полосой пропускания частотных каналов СРС; СОП имеет достаточный энергопотенциал подсистемы РЭП для подавления радиолиний с ППРЧ; величины $P_j = \text{const}$, $F_j = \text{const}$, то есть P_j , F_j не зависят от геометрии задачи РЭП.

Правая часть неравенства (2) рассмотрена как константа. После приравнивания обеих частей этого неравенства получено уравнение эллипса (в пределах которого должна находиться СОП), в фокусах которого размещены (передатчик и приемник) СРС радиолинии с ППРЧ [1]: $d_2 + d_3 = (\eta T_d - T_{pr})c + d_1$. Неравенство (2) позволяет определить внутри эллипса область размещения СОП, в которой с заданными параметрами (3) будет подавляться приемник СРС. На рис. 1 показано местоположение СОП на границе эллипса. Если СОП находится вне этого эллипса, подавление может быть неэффективным.

С учётом времени реакции СОП T_{pr} и местоположения СОП относительно СРС радиолинии с ППРЧ сигнал ответной помехи отсутствует на входе подавляемого приемника СРС в течение интервала времени T_{nj} , составляющего некоторую часть от длительности частотного элемента [1]:

$$T_{nj} = \min \left\{ T_{pr} + \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c}, T_d \right\}. \quad (4)$$

Классическая модель (1) позволяет проводить анализ временных возможностей СОП с точки зрения РЭП по параметрам, которые описывают свойства участников информационного конфликта в дуэльной ситуации (станция помех против радиолинии с ППРЧ). При этом указанная модель не учитывает следующие важные факторы:

- сигналы, излучаемые СРС, принимаются в пределах зоны, размеры которой определяются дальностью действия подсистемы радиоразведки СОП [14];
- реализация способа радиоподавления при погоне по частоте основывается на селекции сигналов радиолинии(ий) из множества наблюдаемых сигналов [15];
- на входе аппаратуры подсистемы радиоразведки СОП требуется определённая реализация энергетического соотношения (сигнал/шум) при использовании селекции полезного (целевого) сигнала СРС с ППРЧ (по направлению или по времени прихода) из множества наблюдаемых сигналов [1].

В условиях воздействия потока сигналов передатчиков с перекрывающимися диапазонами пространственно-частотно-временных параметров на аппаратуру радиоразведки СОП, для решения задачи подавления радиолиний с ППРЧ, как правило, применяется селекция сигналов [1; 16]. Проведение соответствующей селекции сигналов от нескольких передатчиков фактически эквивалентно выполнению процедуры индивидуального сопровождения объекта подавления. Далее рассмотрены две модели селекции сигналов СРС с ППРЧ [1; 2]: по направлению и по времени прихода.

Предполагается, что на начальном этапе аппаратура подсистемы радиоразведки СОП в присутствии белого гауссовского шума обеспечивает среднее квадратическое отклонение (СКО) оценки частоты σ_f [1]:

$$\sigma_f \geq \left(\frac{2\pi^2 T^2 E}{3N_0} \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (5)$$

где T – длительность интервала наблюдения; E – энергия перехваченного частотного элемента сигнала на интервале наблюдения T , $T \leq T_d$; $N_0/2$ – двухсторонняя спектральная плотность мощности собственных шумов измерителя частоты. При этом выполняется условие $\sigma_f \leq B/6$, где B – полоса пропускания частотных каналов СРС с ППРЧ, Гц.

Принято, что ρ_i – отношение мощности сигнала к мощности шума в полосе частотного канала (отношение сигнал/шум) на входе измерителя частоты аппаратуры радиоразведки СОП, причём:

$$E/N_0 = \rho_i B T. \quad (6)$$

После подстановки (6) в (5) и выполнения преобразования в [1] определена нижняя граница T , для получения требуемой оценки \hat{f} с заданной вероятностью [1]: $T \geq (54\pi^{-2})^{1/3} B^{-1} \rho_i^{-1/3}$, $T < T_{pr}$.

Для решения задачи подавления радиолинии(ий) с ППРЧ в аппаратуре подсистемы радиоразведки СОП в условии неизменности значений пеленга для каждого источника радиоизлучения с ППРЧ, как правило, используется селекция сигналов по направлению прихода [16].

При справедливости допущения, что в состав аппаратуры подсистемы радиоразведки СОП входит двухканальный фазовый пеленгатор и указанная аппаратура используется для селекции сигналов СРС с ППРЧ по направлению прихода θ , получено выражение (7) для нижней границы отношения сигнал/шум (по мощности) ρ_i на входе приемного канала указанного пеленгатора [1]:

$$\rho_i \geq \left(\frac{J}{N} - \frac{2\varepsilon}{\Omega} \right)^{-2} \left(\frac{3c}{\Omega 2\pi f_{\min} d_0} \right)^2 B^{-1} \left(T_d - \frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{P_j(F_j - F_{nj})} - \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c} \right)^{-1}, \quad (7)$$

где J — число одновременно излучаемых помеховых сигналов СОП; $N = 2, 3, \dots, q$ — число передатчиков СРС с ППРЧ, где q — максимальное значение N ; 2ε — параметр, определяющий размер строба без учета СКО σ_θ измерения пеленга на передатчик СРС с ППРЧ, рад; Ω — угловой размер сектора пеленгования СОП, рад; c — скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве, м/с; f_{\min} — наименьшая центральная частота из наборов скачков СРС с ППРЧ [19, с. 17–18], Гц; d_0 — расстояние между двумя наиболее удаленными антеннами фазового пеленгатора, м.

При этом должны выполняться следующие условия: $J > 2\varepsilon N / \Omega$, $N \geq 2$ и $0 < T_{pr} \leq T_d - \frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{P_j(F_j - F_{nj})} - \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c}$

В работе [1] также было принято следующее допущение: N передатчиков СРС в одной и той же полосе частот излучают достаточную для перехвата мощность.

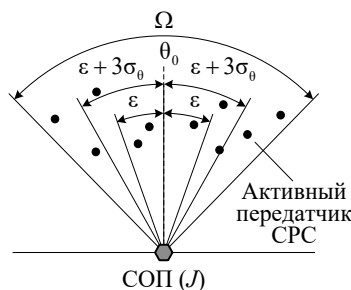


Рис. 2. Угловой сектор радиоразведки СОП

В работе [1] предполагается (рис. 2), что $N \geq 2$ активных передатчика(ов) равномерно распределены по угловому сектору радиоразведки СОП Ω рад и целевой сектор, в котором может находиться более одного активного передатчика занимает 2ε рад относительно направления θ_0 ; СОП излучает помеху всякий раз, когда какой-то частотный элемент сигнала согласно измерению прибывает из сектора, расположенного между $\theta_0 - \varepsilon - 3\sigma_\theta$ и $\theta_0 + \varepsilon + 3\sigma_\theta$, где σ_θ — СКО пеленга на активный передатчик. Ниже рассматриваются исключительно активный(-ые) передатчик(и) СРС с ППРЧ (для краткости слово «активный(-ые)» далее опущено).

Выражение (7) определяет требуемую точность селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода и, соответственно, правильность установки центральной частоты в спектре помехового сигнала. При этом данный сигнал — сосредоточенный по полосе белый гауссовский шум [1].

Необходимо отметить, что, как правило, высокая плотность размещения объектов радиоподавления [17, с. 8, рис. 1] не позволяет подсистеме радиоразведки СОП эффективно использовать селекцию сигналов СРС с ППРЧ по направлению прихода. В этом случае представляется возможным использовать СОП селекцию сигналов СРС с ППРЧ по времени прихода [7, 14]. Причем измеряется время прихода сигнала относительно первого сигнала в сопровождаемой гипотезе с использованием внутренней шкалы времени СОП. По мнению,

высказанному в [15], различные параметры сигнала могут быть использованы для разрешения сигналов и их селекции на фоне помех, при этом используется либо один, либо одновременно несколько параметров.

В [12] селекция проводится в соответствии с моделью, учитывающей набор гипотез о пропадании и последующем появлении сигналов СРС с ППРЧ на разных частотах с заданным интервалом «прерывания». Процесс сопровождения гипотез по времени прихода t и частоте f показан на рис. 3 для случая задания априорных стробов селекции:

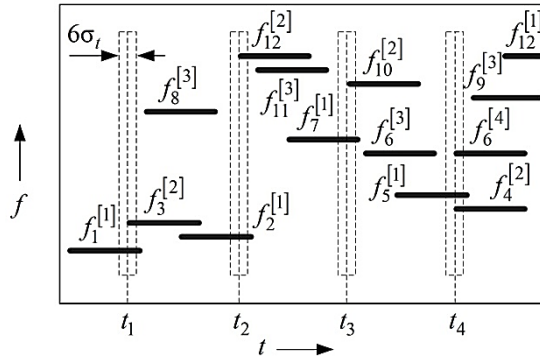


Рис. 3. Процесс сопровождения гипотез по времени прихода и частоте

В работе [1] предполагается следующее: скорость ППРЧ r_h в радиоприемниках (радиосетях) постоянна или может быть точно оценена, $r_h = 1/T_h$, где T_h – длительность скачка частоты, причём в динамике информационного конфликта происходит увеличение интенсивности радиообмена. При этом однотипные передатчики СРС с ППРЧ излучают сигналы с достаточной мощностью для перехвата практически одновременно и асинхронно (по отношению друг к другу) в пределах общей полосы частот. Далее аппаратура подсистемы радиоразведки СОП по первому из принятых (частотных элементов) сигнала СРС с ППРЧ оценит его параметр – время прихода и затем, используя известную длительность скачка частоты T_h установит границы первого строба (процесс «завязки» первой гипотезы). При этом принято расстояние между границами строба $6\sigma_t$, где σ_t – СКО оценки времени прихода сигнала СРС с ППРЧ. Если из результатов измерений следует, что число попаданий в границы установленного строба составляет более одного сигнала с ППРЧ, СОП игнорирует данный результат. Далее принято допущение, что в течение T_d при выполнении условий $\sigma_t \leq T_d/6$, $N \geq 2$ частотные элементы сигналов $N - 1$ СРС с ППРЧ поступают независимо друг от друга в случайные моменты времени на вход аппаратуры подсистемы радиоразведки СОП. Из этого следует, что вероятность подавления символа P_j в целевом частотном элементе ограничена сверху вероятностью $(1 - 6\sigma_t/T_d)^{N-1}$ [1]:

$$P_j \leq \left(1 - \frac{6\sigma_t}{T_d}\right)^{N-1}, \quad (8)$$

при этом СКО оценки времени прихода радиоимпульса σ_t по [1] равно

$$\sigma_t = \left(\frac{2E}{N_0 \beta_r^2}\right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (9)$$

где β_r – эффективная ширина спектра радиоимпульса, Гц.

Принято следующее допущение: частотный элемент в первом приближении относительно средней частоты f_0 имеет прямоугольный частотный спектр с огибающей в пределах $f_0 \pm B/2$, при этом квадрат эффективной ширины спектра радиоимпульса [1] равен:

$$\beta_r^2 = \frac{\pi^2 B^2}{3}. \quad (10)$$

На основании указанного выше и при справедливости допущения, что аппаратура (подсистема) радиоразведки СОП используется для селекции сигналов СРС с ППРЧ по времени прихода t , получено выражение (11) для нижней границы отношения сигнал/шум (по мощности) ρ_t на входе указанной аппаратуры:

$$\rho_i \geq \frac{54}{\pi^2 B^3 T_d^2 T} \left[1 - \left(\frac{T_d (P_{s0} - F_{nj})}{(T_d - T_{nj})(F_j - F_{nj})} \right)^{\frac{1}{N-1}} \right]^{-2}. \quad (11)$$

При этом должно выполняться следующее условие: $T_d (P_{s0} - F_{nj}) < (T_d - T_{nj})(F_j - F_{nj})$.

Выражение (11) определяет нижнюю границу (требуемого отношения сигнал/шум) ρ_i на входе аппаратуры подсистемы радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов СРС с ППРЧ по времени прихода. При этом принято, что в состав указанной аппаратуры входит оптимальный измеритель времени прихода радиоимпульсов (9).

Проведенный анализ моделей (7) и (11) показал, что в их основе лежат временные (время запаздывания помехи и время накрытия сигнала помехой) и вероятностные параметры конфликтного взаимодействия, в том числе P_j . При этом P_j обозначает вероятность подавления символа, с учетом того, что время реакции СОП T_{pr} и геометрии размещения на местности СРС и СОП, не противоречат выполнению условия эффективной постановки ответных помех (1). Вместе с тем специфика расчета P_j может быть самой различной. Кроме того модели (7) и (11) предназначены для идеализированных условий (без затухания радиосигнала(ов)). Поэтому данные модели не позволяют в полной мере оценивать пространственную и временную скрытность СРС с ППРЧ в условиях РЭП.

В работе [14] отмечено, что дальность (радиус) является важным тактическим показателем радиоразведки. Поэтому в качестве одних из показателей дальности радиоразведки в работах [11-13] были приняты следующие величины: радиусы R_θ [11] и R_t [12] зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ соответственно по направлению или по времени прихода. В качестве показателей пространственной и временной скрытности приняты дистанции $(d_{\theta,k})_N$ и $(d_{t,k})_N$ от k -го передатчика СРС с ППРЧ до границы зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ соответственно по направлению прихода или времени прихода с учетом минимально допустимого отношения сигнал/шум ρ_i . Для краткости принятые показатели далее именуются: дистанция пространственной скрытности $(d_{\theta,k})_N$ и дистанция временной скрытности $(d_{t,k})_N$.

Теоретическая часть

Для устранения вышеупомянутых недостатков существующих моделей (1), (7) и (11) принят ряд уточнений и дополнений, которые приводятся в этом разделе.

Принято ряд допущений, отраженных на рис. 3.

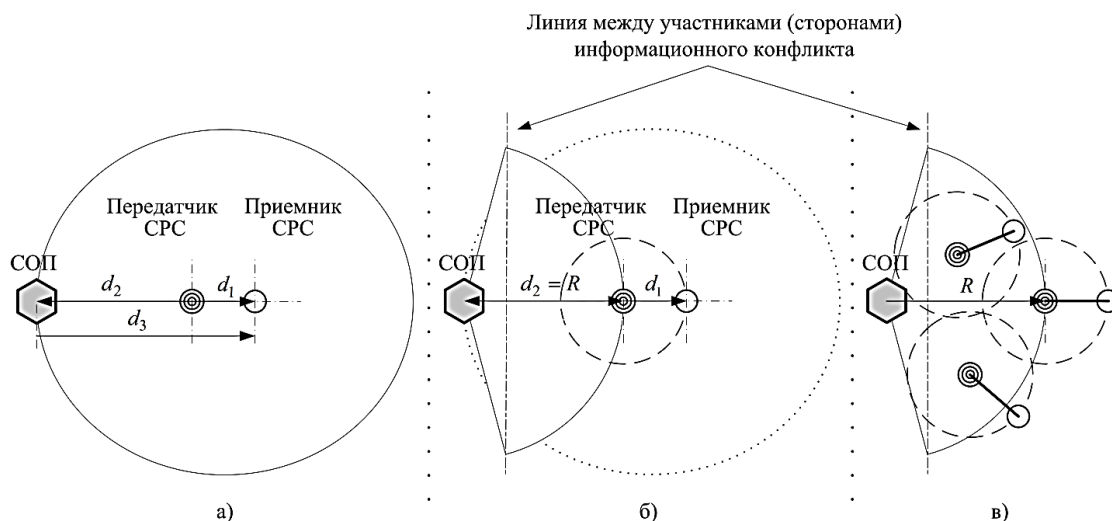


Рис. 4. Переход от эллипса подавления к зоне (сектору) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по заданному параметру

А именно приняты следующие допущения:

- дистанция d_1 соответствует максимальному расстоянию между передатчиком и приёмником СРС радиолинии с ППРЧ (рис. 3, а)), при котором обеспечивается радиосвязь с заданной вероятностью символьной ошибки;

- дистанция d_2 соответствует минимальному (перифокусному) расстоянию от фокуса (местоположения передатчика СРС) до точки местоположения СОП на границе эллипса (рис. 3, б));

- сумма времени реакции СОП T_{pr} и времени запаздывания помехи (за счет геометрии размещения на местности СРС и СОП) $(d_2 + d_3 - d_1)/c$ меньше эффективной длительности частотного элемента T_d :
 $T_{pr} + (d_2 + d_3 - d_1)/c < T_d$.

При этих допущениях эллипс вырождается в отрезок прямой (рис. 3, в)), на котором в указанном порядке располагаются СОП, передатчик и приёмник СРС радиолинии с ППРЧ.

Следовательно, верно равенство $d_3 = d_2 + d_1$. С учётом того, что $d_3 = d_2 + d_1$, $T_{pr} + (d_2 + d_3 - d_1)/c < T_d$, после приравнивания d_2 к R , где R обозначает радиус сектора (рис 3, б), 3, в)), $d_2 = R$ из (4) получено:

$$T_{nj} = T_{pr} + \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c} = T_{pr} + \frac{2d_2}{c} = T_{pr} + \frac{2R}{c}. \quad (12)$$

Представленная на рис. 3, б) геометрия размещения СОП, передатчика и приёмника СРС с ППРЧ наихудшая с точки зрения СОП, так как ей соответствует максимум времени запаздывания помехи $\max((d_2 + d_3 - d_1)/c) = 2d_2/c$ и минимум коэффициента перекрытия сигнала (ответной помехой) $(1 - \eta)$, $(1 - \eta) = (T_d - T_{nj})/T_d = 1 - T_{nj}/T_d = 1 - (T_{pr} + 2R/c)/T_d$. Соотношение $(T_d - T_{nj})/T_d$ определяет часть символов частотного элемента сигнала с ППРЧ, доступных к подавлению СОП.

Таким образом, согласно (7) и (11) максимуму времени запаздывания помехи $(d_2 + d_3 - d_1)/c = 2d_2/c$ соответствует максимум нижней границы ρ_i . При этом любое другое положение приёмника на окружности радиуса d_1 , отличное от указанного (рис. 3, б)), приводит к уменьшению времени запаздывания помехи $(d_2 + d_3 - d_1)/c$, увеличению коэффициента перекрытия сигнала $(1 - \eta)$ и снижению нижней границы ρ_i . В качестве примера (рис. 3, в)) упрощённо показана зона радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов СРС с ППРЧ по заданному параметру для N радиолиний, $N = 3$, в виде кругового сектора радиуса R , ограниченного условной линией между участниками (сторонами) информационного конфликта.

Разведываемый источник излучения и аппаратура подсистемы радиоразведки СОП могут рассматриваться как элементы одной радиолинии [14]. Исходя из этого, для упрощения анализа пространственных условий радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов СРС с ППРЧ:

- по направлению прихода на рис. 5 приведена блок-схема радиолинии «передатчик СРС – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой» [11];

- по времени прихода на рис. 6 приведена блок-схема радиолинии «передатчик СРС – измерительное радиоприемное устройство [12].

При этом блок-схемы, указанные на рис. 5 и 6 разработаны с учётом работ [19–22].

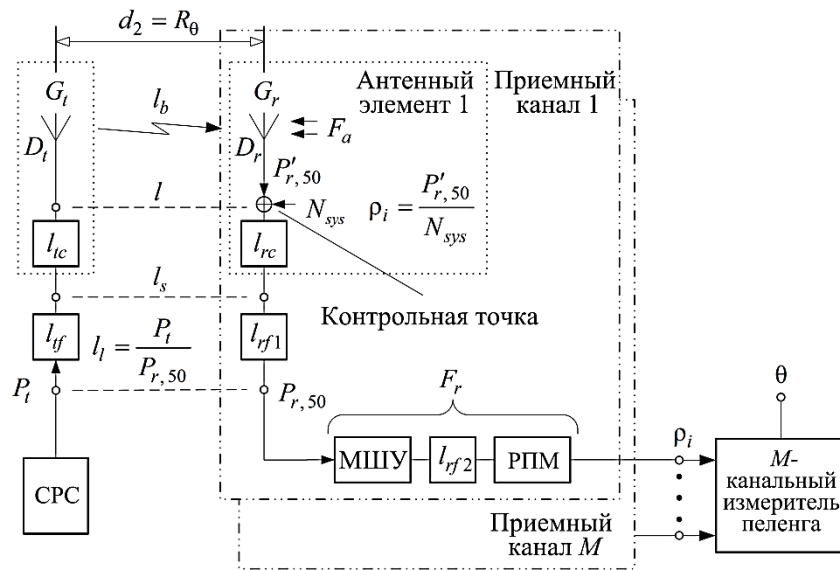


Рис. 5. Блок-схема радиолинии «передатчик CPC – приемный канал многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой»

В состав приемного канала многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой включены следующие элементы: антенный элемент M -элементной кольцевой антенной решеткой; фидер, связанный с потерями l_{jf1} ; малошумящий усилитель (МШУ); фидер снижения, связанный с потерями l_{jf2} ; радиоприемный модуль (РПМ). Выход указанного приемного канала подключен к соответствующему входу M -канального измерителя пеленга. Функциональное назначение многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой – оценивание направления прихода θ радиоимпульса (частотного элемента сигнала передатчика CPC с ППРЧ).

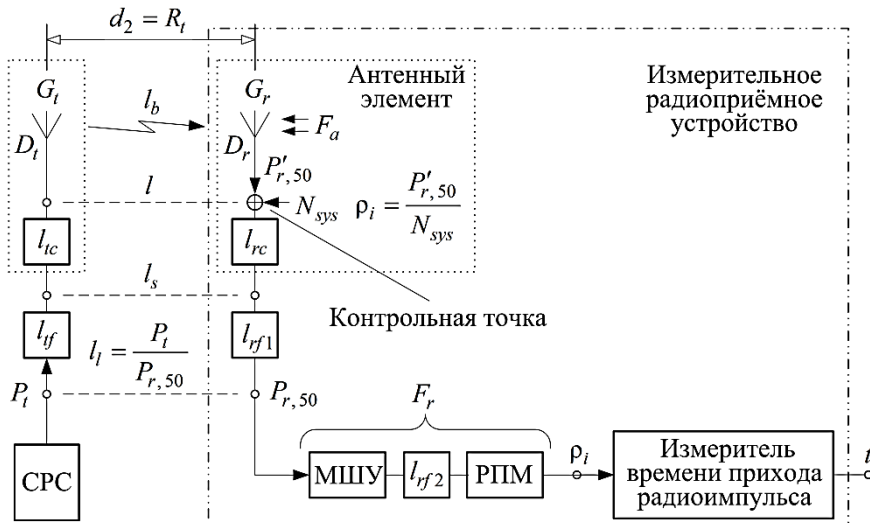


Рис. 6. Блок-схема радиолинии «передатчик CPC – измерительное радиоприёмное устройство»

В состав измерительного радиоприёмного устройства включены следующие элементы: антенна (антенный элемент), фидер, связанный с потерями l_{jf1} , малошумящий усилитель (МШУ), фидер, связанный с потерями l_{jf2} , радиоприёмный модуль (РПМ), оптимальный измеритель времени прихода радиоимпульса (9). Функциональное назначение измерительного радиоприёмного устройства – оценивание времени прихода радиоимпульса (частотного элемента сигнала передатчика CPC с ППРЧ).

Для прогнозирования основных потерь передачи l_b на дистанции d_2 в указанных радиолиниях (см рис. 5 и 6) в работах [11; 12] предложено использовать модель Дж. Эгли (J. Egli) [21; 22]. Данная модель включает эмпирическую частотно-зависимую коррекцию и используется в полосе частот 30–1000 МГц на трассах длиной 1–50 км [23] над неровной земной поверхностью с незначительными колебаниями высот в пределах 15 м [24].

Для упрощения оценки общего рабочего шума (в контрольной точке) модель Эгли с учетом концепции потерь передачи для радиолиний [19] была преобразована к следующему виду [12] (для наглядности виды потерь обозначены горизонтальными одиночными фигурными скобками):

$$\frac{P_t}{P_{r,50}} = \begin{cases} l_{ff} l_{rf} l_{tc} l_{rc} \frac{1}{D_t D_r} \underbrace{\left(\frac{d^2 f}{h_t (9,15 h_r)^{1/2} f_{Egli}} \right)^2}_{l_b}, & 9 > h_r > 2 \\ l_{ff} l_{rf} l_{tc} l_{rc} \frac{1}{D_t D_r} \underbrace{\left(\frac{d^2 f}{h_t h_r f_{Egli}} \right)^2}_{l_b}, & h_r \geq 9 \end{cases} \quad (13)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_l$
 $\underbrace{\hspace{15em}}_{l_s}$
 $\underbrace{\hspace{20em}}_{l_i}$

где P_t – мощность радиочастотного сигнала на выходе передатчика СРС, Вт; $P_{r,50}$ – медианное значение мощности сигнала на входе МШУ, Вт; l_{ff} , l_{rf} – потери в фидерах соответственно передающей и приёмной антенн (потери l_{rf} по (15) эквивалентны потерям l_{rf1} (рис. 5)); l_{tc} , l_{rc} – потери в цепях соответственно передающей и приёмной антенн; D_t , D_r – коэффициенты направленного действия соответственно передающей и приёмной антенн (для рассматриваемых направлений распространения и поляризации); d – расстояние между передающей и приёмной антеннами, м; f – несущая частота, Гц; h_t , h_r – высоты электрических центров соответственно передающей и приёмной антенн над земной поверхностью, м; $f_{Egli} = 4 \cdot 10^7$ – эмпирический коэффициент, Гц; l_b – основные потери передачи (в радиолинии); l – потери передачи (в радиолинии); l_s – потери в системе; l_i – общие потери (в радиолинии). При этом эмпирический безразмерный коэффициент «40» [24, 26] в (15) представлен в системе СИ [13] (для устранения несоответствия в размерностях) в следующем виде: $f_{Egli} = 4 \cdot 10^7$, Гц.

СКО мощности принятого сигнала от медианного значения $P_{r,50}$ зависит от частоты [25]: $\sigma = 5 \log f_{(\text{MHz})} - 2$ дБ, где $f_{(\text{MHz})}$ – несущая частота, МГц.

Необходимо отметить, что в работе [26] было получено выражение для нижней границы СКО пеленгования многоканального пеленгатора σ_θ , в составе которого M -элементная кольцевая антенная решетка и идеальная M -канальная радиоприемная система:

$$\sigma_\theta \geq \frac{\lambda}{2\pi r (qM)^{1/2}} = \frac{c}{2\pi f r (qM)^{1/2}}, \quad (14)$$

где λ – длина волны, м; r – радиус кольцевой антенной решетки, м; q – энергетическое отношение сигнал/шум. В [30] отмечается, что для инженерной практики на стадии проектирования и отработки конструкции антенной системы, прежде всего, представляет интерес оценка потенциальной точности пеленгатора.

На основе работ [1] и [26] с учетом [20] была получена уточненная модель [11], в виде следующего уравнения (15). Указанное уравнение позволяет находить радиус R_θ зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода с учетом пространственных условий радиоразведки:

$$\left(\frac{J}{N} - \frac{2\varepsilon}{\Omega} \right)^{-2} \left(\frac{3c}{\Omega \pi f_{\min} r} \right)^2 (BM)^{-1} \left(T_d - \frac{T_d (P_{s0} - F_{nj})}{P_j (F_j - F_{nj})} - \frac{2R_\theta}{c} \right)^{-1} = \frac{P_t D_t D_r}{k T_0 f_{\text{sys}} B l_{ff} l_{tc}} \left(\frac{h_t h_r f_{Egli}}{R_\theta^2 f} \right)^2. \quad (15)$$

При этом должны выполняться следующие условия: $J > 2\varepsilon N/\Omega$, $N \geq 2$ и $0 < T_{pr} \leq T_d - \frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{P_j(F_j - F_{nj})} - \frac{2R_\theta}{c}$,

$$d_2 + d_3 - d_1 = 2d_2 \text{ и } d_2 = R_\theta.$$

Вместе с этим на основе работ [1] с учетом [20] была получена модель, в виде уравнения (16). Указанное уравнение позволяет находить радиус R_t зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по времени прихода с учетом пространственных условий радиоразведки:

$$\frac{54}{\pi^2 B^3 T_d^2 T_{pr}} \left[1 - \left(\frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{\left(T_d - T_{pr} - \frac{2R_t}{c}\right)(F_j - F_{nj})} \right)^{\frac{1}{N-1}} \right]^{-2} = \frac{P_t G_t D_r}{k T_0 F_{sys} B l_{ef}} \left(\frac{h_t h_r f_{Eglt}}{R_t^2 f} \right)^2. \quad (16)$$

При этом необходимо выполнение условий $T_d(P_{s0} - F_{nj}) < \left(T_d - T_{pr} - \frac{2R_t}{c}\right)(F_j - F_{nj})$, $d_2 + d_3 - d_1 = 2d_2$ и $d_2 = R_t$.

В реальных условиях функционирования системы радиосвязи и СОП число передатчиков СРС с ППРЧ и координаты их местоположений [27, с. 137] в зоне действия СОП меняются с течением времени по некоторым абстрактным законам. Из полученных результатов компьютерного моделирования [11] согласно уточненной модели (15) следует (рис. 8-9), что радиус R_θ зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода принимает в зависимости от значения переменной N при прочих равных условиях одно из возможных дискретных значений.

При этом функция $R_\theta = R_\theta(N)$ является убывающей на отрезке $[2; q]$ [11, с. 33]. Максимальное значение $R_\theta(N)$ достигает при значении переменной $N_{\min} = 2$, $\max_{[2;q]} R_\theta(N) = R_\theta(2)$.

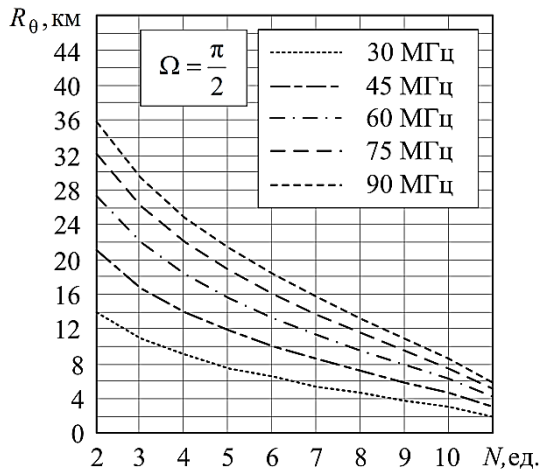


Рис. 7. Зависимость радиуса R_θ зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода от числа N передатчиков указанных СРС и от наименьшей центральной частоты f_{\min} , $\Omega = \pi/2$

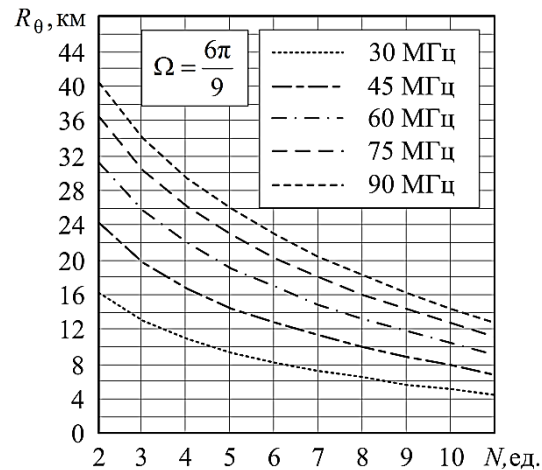


Рис. 8. Зависимость радиуса R_θ зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по направлению прихода от числа N передатчиков указанных СРС и от наименьшей центральной частоты f_{\min} , $\Omega = 6\pi/9$

Согласно модели (15) на рис. 9 представлена иллюстрация [11, с. 30, рис. 4] зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода в виде кругового сектора радиуса R_θ .

Внутри углового сектора пеленгования [13], равного Ω (рад.) распределено q передатчиков СРС, функционирующих по технологии множественного доступа в сетях с ППРЧ. Статистическое распределение данных передатчиков СРС с ППРЧ по углу принимается близким к равномерному [1, 11]. При этом полагают, что выполняется условие $q < Q$, где Q – максимальное число передатчиков СРС Q в системе радиосвязи. То есть максимальное число СРС, передатчики которых излучают сигналы одновременно. В пределах кругового сектора радиуса R_0 и с углом Ω (рад.) распределено N передатчиков СРС с ППРЧ (на рис. 9, а) в качестве примера $N = 4$). При этом N может принимать любое из значений $2, 3, \dots, q$, $N = 2, 3, \dots, q$, где q – максимальное значение N .

Согласно принятому допущению [11, с. 30], СОП излучает помеху каждый раз, когда любой частотный элемент сигнала, согласно измерению, прибывает из кругового сектора радиуса R_0 и с углом $2\varepsilon + 6\sigma_\theta$ (рад.), где 2ε — параметр, определяющий размер строга без учета среднего квадратического отклонения σ_θ измерения пеленга на передатчик СРС с ППРЧ.

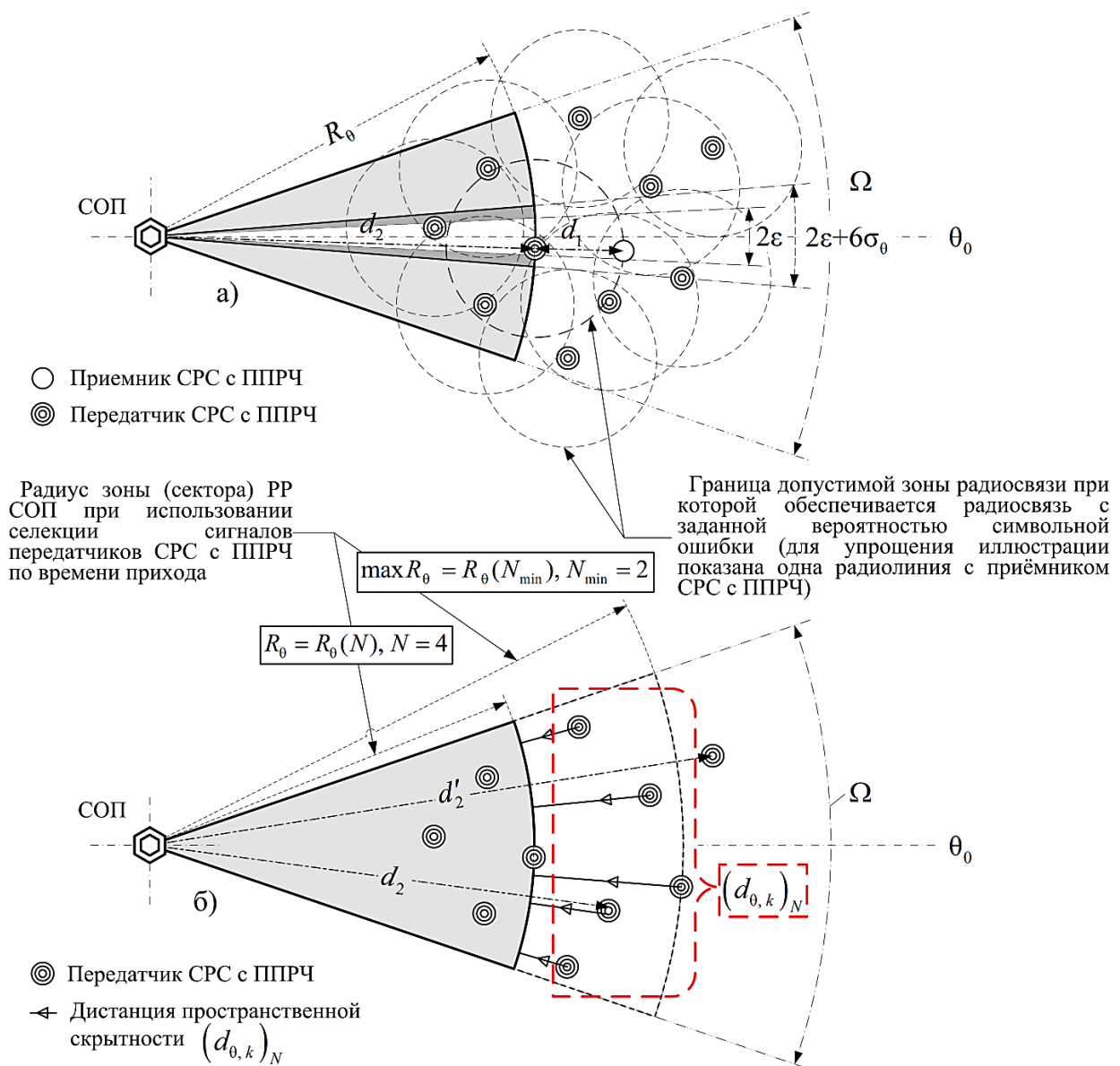


Рис. 9. Иллюстрация зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода

На рис. 9, б) представлен пример ($R_0 = R(N), N = 4$) геометрической интерпретации определения дистанции пространственной скрытности $(d_{0,k})_4$ для пяти передатчиков СРС с ППРЧ (см. передатчики имеющие местоположение внутри фигуры, ограниченной штриховой линией красного цвета) от подсистемы радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ по направлению прихода. Если $d_2 > R_0$ (2) пространственную скрытность передатчика СРС с ППРЧ не определяют (см. в качестве примера d'_2 на рис. 9, б), $d'_2 > R_0$ (4)). Передатчики СРС с ППРЧ, размещенные в круговом секторе радиуса $R_0 = R_0(N), N = 4$ и с углом Ω (рад.) пространственной скрытности не имеют.

Заключение

Уточненные модели [11, 12] (15) и (16) позволяют производить оценку параметров зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ соответственно по направлению прихода или по времени прихода. При этом также возможно производить оценку показателей пространственной и временной скрытности передатчика СРС.

В качестве показателей пространственной и временной скрытности приняты дистанции $(d_{0,k})_N$ и $(d_{t,k})_N$ от k -го передатчика СРС с ППРЧ до границы зоны (сектора) радиоразведки СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ соответственно по направлению прихода или времени прихода.

При справедливости допущения, что в состав аппаратуры радиоразведки СОП входит M -элементная кольцевая антенная решетка и указанная аппаратура используется для селекции сигналов СРС с ППРЧ по направлению прихода (аналогичным образом [1]) получено выражение (левая часть выражения (15)) для нижней границы отношения сигнал/шум ρ_i на входе приемного канала многоканального пеленгатора с кольцевой антенной решеткой.

Для упрощения анализа пространственных условий радиоразведки СОП предложены две блок-схемы (рис. 5 и 6) радиолинии «аппаратура подсистемы радиоразведки СОП – передатчик СРС с ППРЧ».

Список использованных источников

1. Torrieri, D. J. Fundamental Limitations on Repeater Jamming of Frequency-Hopping Communications / D. J. Torrieri // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1989. – Vol. 7, №4. – P. 569–575.
2. Torrieri, D. J. Principles of Secure Communication Systems / D. J. Torrieri. – 2nd ed. – Boston : Artech House, 1992. – 576 p.
3. Tadiran CNR-9000. Advanced battle-proven VHF/FM COMSEC/ECCM radio systems for reliable voice and data communications [Electronic resource] // Elbit Systems Ltd. – Mode of access: https://www.elbitsystems.com/sites/default/files/2025-02/cnr-9000-1_0.pdf. – Date of access: 20.05.2026.
4. Рекомендация МСЭ-R P.372-16 (08/2022). Радишум. Женева: МСЭ, 2023. 104 с.
5. Пространственные и вероятностно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / В. И. Борисов [и др.]; под общ. ред. В. И. Борисова. – М. : РадиоСофт, 2008. – 362 с.
6. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. [и др.]. Помехозащищённость радиосистем со сложными сигналами / Под ред. Г.И. Тузова. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
7. Беккиев, А. Ю. Оценка помехозащищенности каналов радиосвязи в условиях действия помех от средств радиоэлектронной борьбы / А. Ю. Беккиев, В. И. Борисов // Радиотехника и электроника. – 2019. – Т. 64, № 9. – С. 891–901.
8. Гордейчук А.Ю., Дворников С.В., Иванов В.А., Русинов М.А., Семисошенко М.А. Оценка помехозащищенности линий радиосвязи в режиме с медленной программной перестройкой рабочей частоты // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 36-42.
9. Векшин Ю.Е., Мирошниченко Е.А., Савченко К.Н. Методика оценки помехоустойчивости и алгоритма работы радиорелейных станций в условиях воздействия различного рода радиопомех // I methods. 2019. Т. 11. № 3. С. 1-12.
10. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. Помехозащищённость систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / Под ред. В.И. Борисова. 2-е изд., перераб. и доп. М.: РадиоСофт, 2008. 512 с.

«ИНФОРМАЦИОННЫЕ РАДИОСИСТЕМЫ И РАДИОТЕХНОЛОГИИ 2026»

Международная научно-техническая конференция, 9-10 июня 2026 г., Минск, Республика Беларусь

11. Крейдик, Е. Л. Оценка параметров зоны радиоразведки станции ответных помех при селекции сигналов средств радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты по направлению прихода / Е. Л. Крейдик // Теория и техника радиосвязи. – 2020. – №3. – С. 26–36.
12. Крейдик, Е. Л. Методика оценки временной скрытности средств радиосвязи при множественном доступе в сетях с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / Е. Л. Крейдик // Радиотехнические и телекоммуникационные системы – 2023 – №3. – С. 29–43.
13. Способ оценки пространственной скрытности средств радиосвязи при множественном доступе в сетях с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты : пат. ВУ 24783 / Е. Л. Крейдик. – Оpubл. 01.05.2026.
14. Атражев М.П., Ильин В.А., Марьин Н.П. Борьба с радиоэлектронными средствами / Под общ. ред. Н.П. Марьина. М.: Воениздат, 1972. 272 с.
15. Обухов А.Н. Частотно-временные аспекты радиопротиводействия радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочих частот: Монография. Домодедово: ВИПК МВД России, 2008. 96 с.
16. Кирсанов, Э. А. Обработка информации в пространственно-распределенных системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы / Э. А. Кирсанов, А. А. Сирота. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. – 344 с.
17. Asp B., Axell E., Bergström S., Eliardsson P., Hägglund K., Komulainen A., Lindgren T., Stenumgaard P. Metoder för hantering av statistiska interferensmiljöer. Rapportnr FOI-R-4780-SE. Stockholm: FOI, Totalförsvarets forskningsinstitut, 2019. 40 s.
18. Fu W., Hu Z. & Li D. A Sorting Algorithm for Multiple Frequency-Hopping Signals in Complex Electromagnetic Environments. Circuits, Systems, and Signal Processing. – 2020. – Vol. 39, Iss. 1.– P. 245–267.
19. Рекомендация МСЭ-R P.341-7 (08/2019). Концепция потерь передачи для радиолиний. Женева: МСЭ, 2020. 9 с.
20. Weiner M.M. Monopole Antennas. New York: Marcel Dekker, Inc., 2003. 721 p.
21. Egli J.J. Radio propagation above 40 MC over irregular terrain // Proceedings of the IRE. 1957. Vol. 45, Iss. 10. P. 1383–1391.
22. Schmid H.F. Prediction Model for Multipath Propagation of Pulse Signals at VHF and UHF over Irregular Terrain // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 18, No. 2. P. 253–258.
23. Poisel R. Modern Communications Jamming: Principles and Techniques. 2nd ed. Boston: Artech House, 2011. 894 p.
24. Frater M.R., Ryan M.J. Communications and Information Systems. Canberra: Argos Press, 2002. 333 p.
25. Longley A.G. Location Variability of Transmission Loss Land Mobile and Broadcast Systems. Report no. OTR. 76-87. Boulder: Institute for Telecommunication Sciences (ITS), 1976. 25 p.
26. Виноградов А.Д., Дмитриев И.С. Потенциальная точность многоканального пеленгатора с антенной решеткой из ненаправленных невзаимодействующих антенных элементов // Антенны. 2008. № 3. С. 60–63.
27. Уфаев, В. А. Моделирование процессов вскрытия радиосетей с программной перестройкой рабочей частоты по результатам панорамного обзора-пеленгования / В. А. Уфаев, М. П. Беляев, Д. В. Митрофанов // Воздушно-космические силы. Теория и практика. – 2021. – №19. – С. 135–148.