

# Системы, сети и устройства телекоммуникаций

DOI 10.24412/2221-2574-2023-3-29-43

УДК 621.396.1:623.624.2

## МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОЙ СКРЫТНОСТИ СРЕДСТВ РАДИОСВЯЗИ ПРИ МНОЖЕСТВЕННОМ ДОСТУПЕ В СЕТЯХ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ

**Крейдик Евгений Леонидович**

заместитель начальника отдела, ОАО «АГАТ-СИСТЕМ».

E-mail: [kreidik@rambler.ru](mailto:kreidik@rambler.ru)

Адрес: 220084, Беларусь, г. Минск, ул. Ф. Скорины, 51Б.

**Аннотация:** Предложена методика оценки временной скрытности средств радиосвязи (СРС) при множественном доступе в сетях с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) от подсистемы радиоразведки (РР) однопозиционной станции ответных помех (СОП). В качестве показателя временной скрытности используется дистанция от передатчика СРС с ППРЧ до границы зоны (сектора) РР СОП при использовании селекции сигналов СРС по времени прихода. При этом учитываются характеристики СРС, противостоящей стороны – подсистемы РР СОП и условия ведения РР.

**Ключевые слова:** временная скрытность средств радиосвязи, временная скрытность сигналов, станция ответных помех, селекция сигналов по времени прихода, множественный доступ в сетях с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты.

### Введение

Помехозащищённые СРС предназначены для функционирования по технологии множественного доступа в сетях с ППРЧ (Frequency Hopping Multiple-Access (FHMA) Network) [1]. В [2] помехозащищённость СРС определяется скрытностью работы СРС и её помехоустойчивостью. По мнению, изложенному в [3]: «Если помехоустойчивость радиолиний и сигналов достаточно полно исследована, то вопросы разведзащищённости для режима ППРЧ пока ещё не имеют однозначных трактовок». Здесь и далее под радиолинией (если не оговорено иное) понимается линия радиосвязи, в которой различают три составные части: передатчик, приёмник и среда распространения для обеспечения передачи и приёма информации посредством радиоволн.

Некоторые авторы применительно к СРС как к радиосистеме оперируют понятием «скрытность» [2], другие — понятием «разведзащи-

щённость» [4], но их сущность тождественна. Кроме того, в [5] отмечено, что в зависимости от решаемых задач РР 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 РР СОП, направленным на обнаружение указанных сигналов, измерение их параметров: средней частоты, длительности, времени и направления прихода. По результату анализа классификации скрытности СРС [5] с точки зрения противостояния системы радиосвязи и СОП, согласно [3], интерес представляют энергетическая, временная и пространственная скрытности. В частности, в [6] отмечено, что основной особенностью функционирования радиолинии с ППРЧ является малая продолжительность существования сигналов радиолинии на одной частоте, что выдвигает на первый план

временной, а не энергетический фактор в решении задач радиоподавления. В [5] временная скрытность СРС определяется возможностью РР по сбору необходимой информации о СРС (вид и параметры сигналов, назначение СРС и т. п.) за определённое время и зависит от условий, в которых используется СРС, временных режимов её работы на излучение, тактико-технических характеристик станции РР и характера ведения разведки.

С учётом мнений [3, 5, 6] в настоящей работе представлены результаты исследования одного из аспектов временной скрытности, а именно аспекта временной скрытности СРС при множественном доступе в сетях с ППРЧ от подсистемы РР СОП. Проведённое исследование в указанном аспекте позволяет трактовать понятие «временная скрытность» как способность СРС функционировать при невозможности для противостоящей стороны — подсистемы РР СОП селектировать с требуемой вероятностью сигналы передатчиков СРС с ППРЧ по времени прихода. Причём в обратном случае (при возможности селектировать сигналы указанных передатчиков с требуемой вероятностью) на основе полученных данных в результате РР производится частотная и временная синхронизация СОП с объектом подавления — радиолинией (радиосетью), что обеспечивает возможность создания прицельных по времени и частоте помех [6].

В 1989 г. Д. Торриери (D. Torrieri) опубликовал результаты исследований по предельным возможностям ответных помех при радиоэлектронном подавлении (РЭП) целевой радиолинии [7].

Но аспект временной скрытности СРС в условиях РЭП в этой работе остался неосвещённым. В [4] отмечено, что разведзащитённость (скрыт-

ность [5]) СРС, как радиотехнической системы (РТС), не является свойством, присущим только РТС, а зависит как от параметров РТС, так и от возможностей средств РР. Следовательно, при оценке скрытности СРС необходимо учитывать современные возможности СРС и СОП, и условия ведения РР [4, 5].

### Цель исследования

С учётом вышесказанного, цель настоящего исследования — создание методики, позволяющей оценивать временную скрытность СРС при множественном доступе в сетях с ППРЧ от подсистемы РР СОП при использовании селекции сигналов указанных СРС по времени прихода с учётом целевого назначения получаемой информации. При этом, оценивание временной скрытности указанных СРС необходимо производить, как минимум, на фоне внешних (но не специально организованных) шумов эфира и внутренних шумов аппаратуры подсистемы РР СОП.

### Теоретический базис и предпосылки

Для исследования аспекта временной скрытности СРС при множественном доступе в сетях с ППРЧ от подсистемы РР СОП приводятся необходимые результаты исследований Д. Торриери [7]: в виде выражений (1)–(7), (9)–(12). При этом (13) получено (аналогичным образом [7]) с учётом (8).

Оценка возможностей однопозиционной СОП при подавлении радиолинии с ППРЧ традиционно производится согласно 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).

Для эффективной постановки ответных помех необходимо выполнение условия:

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

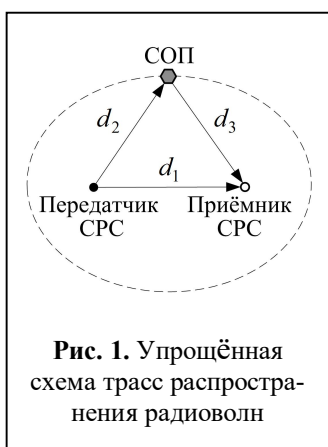


Рис. 1. Упрощённая схема трасс распространения радиоволн

где  $d_2, d_3$  — дистанции 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 (для краткости — дистанция связи), м;  $\eta$  — коэффициент, характеризующий часть частотного элемента, не поражённую помехой;  $T_d$  — эффективная длительность частотного элемента сигнала СРС с ППРЧ (для краткости — эффективная длительность частотного элемента), 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 приёмника не должно превышать определённую часть длительности частотного элемента  $\eta T_d$ , чтобы подавление было эффективным. После выполнения преобразования (1) в [7] получено:

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

Коэффициент  $\eta$  согласно [1] 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 [7] приняты следующие допущения: в СРС используется межсимвольная ППРЧ; полосы пропускания каналов измерения в аппаратуре РР согласованы с полосой пропускания частотных каналов СРС; СОП имеет достаточный энергopotенциал 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 приёмник) СРС радиолинии с ППРЧ [7]:  $d_2 + d_3 = (\eta T_d - T_{pr}) c + d_1$ . Неравенство (2) позволяет определить внутри эллипса область размещения СОП, в которой с заданными параметрами (3) будет подавляться приёмник 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 приёмника СРС в течение интервала времени  $T_{nj}$ , составляющего некоторую часть от длительности частотного элемента [7]:

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

Например, в [5] по (2) произведена оценка временных возможностей СОП при подавлении последовательно каждой радиолинии с ППРЧ гипотетической системы радиосвязи.

Классическая математическая модель (2), (3) позволяет проводить анализ временных возможностей СОП с точки зрения РЭП по параметрам, которые описывают свойства участников радиоэлектронного конфликта (РЭК) в дуэльной ситуации (станция помех против радиолинии с ППРЧ). При этом указанная модель не учитывает следующие важные факторы:

- сигналы, излучаемые СРС радиолинии(ий) с ППРЧ, принимаются в пределах зоны, размеры которой определяются дальностью действия подсистемы РР СОП [8];
- реализация способа радиоподавления при погоне по частоте основывается на селекции сигналов радиолинии(ий) из множества наблю-

даемых сигналов [6];

- на входе аппаратуры подсистемы РР СОП требуется определённая реализация энергетического соотношения сигнала радиолинии и шума (отношения сигнал/шум) при использовании селекции (по направлению или по времени прихода) полезного сигнала из множества наблюдаемых сигналов [7].

Помехозащищённые СРС являются элементами системы множественного доступа с режимом ППРЧ и могут совместно использовать частотные каналы [1]. В системе множественного синхронного доступа с режимом ППРЧ для всех СРС используются соответствующие последовательности (шаблоны) ППРЧ и производится координация времени переключения частоты СРС для уменьшения вероятности или исключения одновременной передачи сигналов двумя и более указанными СРС (активными передатчиками СРС) на одном частотном канале [1]. При малом уровне взаимных помех в системе множественного синхронного доступа на  $L$ -частотных каналах может одновременно функционировать  $N$  симплексных радиолиний (симплексных радиосетей) с ППРЧ, причём  $N \leq L$ . Например, в СРС [9] используется технология синхронно-ортогонального скачкообразного изменения несущей частоты (Synchronous-Orthogonal Frequency Hopping Technology) для создания системы множественного синхронного доступа с режимом ППРЧ (synchronous FHMA network) [2]. По мнению авторов [10, 11], данная система в военной связи менее распространена и, по мнению авторов [10], менее устойчива к воздействию помех по сравнению с системой множественного асинхронного доступа с режимом ППРЧ (asynchronous FHMA network).

В системе множественного асинхронного доступа с режимом ППРЧ радиолинии (радиосети) функционируют автономно и асинхронно по отношению друг к другу, причём координация времени переключения рабочей частоты СРС в отдельной радиолинии (радиосети) не производится, когда данные абонентов не пере-

даются. Когда два или более сигналов передатчиков СРС, использующих один и тот же набор частот в последовательностях (шаблонах) ППРЧ, поступают на вход демодулятора приёмника СРС одновременно, говорят, что они сталкиваются. Снижение вероятности столкновений в системе множественного асинхронного доступа с режимом ППРЧ производят путём оптимизации последовательностей (шаблонов) ППРЧ [1].

В исследовании принята модель функционирования передатчиков СРС, которая соответствует широко применяемой технологии множественного асинхронного доступа с режимом ППРЧ. Если при действии подсистемы РР СОП одновременно перехвачено  $N$  сигналов передатчиков СРС с ППРЧ в разных частотных каналах, то при формировании помех СОП должна произвести селекцию сигналов малого числа передатчиков СРС радиолиний, назначенных к подавлению.

Для решения задачи подавления радиолинии(ий) с ППРЧ в подсистеме РР СОП в условии неизменности значений пеленга для каждого ИРИ с ППРЧ, как правило, используется селекция сигналов по направлению прихода [12]. Для упрощения в настоящем исследовании было принято следующее допущение: высокая плотность размещения объектов радиоподавления [11, с. 8, рис. 1] не позволяет подсистеме РР СОП эффективно использовать селекцию сигналов СРС с ППРЧ по направлению прихода [13]. В этом случае возможно использовать селекцию сигналов СРС с ППРЧ по времени прихода [7, 14]. Причём 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. Проведение селекции сигналов от нескольких передатчиков СРС с ППРЧ фактически эквивалентно выпол-

нению процедуры индивидуального сопровождения объекта подавления по параметру селекции, в результате которой могут быть определены средние значения и вариации параметров конкретного передатчика СРС.

В [16] отмечено, что практическая возможность энергетического подавления сигналов помехами зависит от знания противником рабочих параметров системы радиосвязи, и, прежде всего, рабочих частот и времени излучения. Результаты, полученные в [1, 17], позволяют утверждать, что функционирование СРС при множественном доступе в сетях с ППРЧ является электронной контрмерой (electronic countermeasures — ЕССМ), направленной на снижение влияния ответных помех [18].

### Теоретическая часть

Под селекцией сигналов СРС с ППРЧ понимается выделение-сопровождение частотных элементов этих сигналов на фоне суммы внешнего и внутреннего шума. В [7, 19] 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. 2 для случая задания априорных стробов селекции: на данном рисунке введено обозначение средней частоты радиоимпульса (частотного элемента сигнала СРС с ППРЧ)  $f_i^{[\text{номер СРС}]}$ . В квадратных скобках указан порядковый номер соответствующего СРС.

В [7] при анализе предельных возможностей СОП перехваченный частотный элемент сигнала радиопередачи с ППРЧ представлен в виде отрезка гармонического колебания с соответствующими параметрами  $(T_d, f)$  и неизвестной начальной фазой. Кроме того, предполагается, что аппаратура подсистемы РР СОП в присутствии белого гауссовского шума обеспечивает среднее квадратическое отклонение (СКО) оценки частоты  $\sigma_f$  [20]:

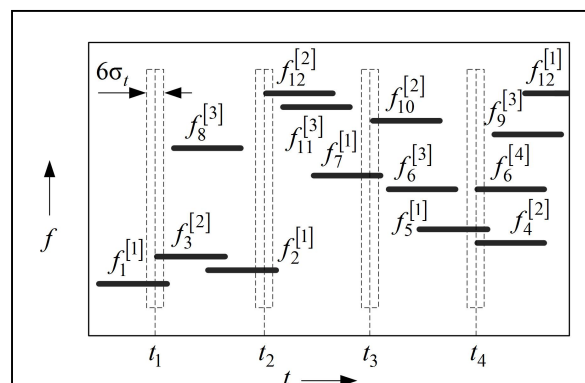


Рис. 2. Процесс сопровождения гипотез по времени прихода и частоте

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

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.

В [7] также принято, что  $\rho_i$  — отношение мощности сигнала к мощности шума в полосе частотного канала (отношение сигнал/шум) на входе измерителя частоты аппаратуры РР СОП, причём:

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

После подстановки (6) в (5) и выполнения преобразования в [7] определена нижняя граница  $T$ , для получения требуемой оценки  $f$  с заданной вероятностью [7]:  $T \geq (54\pi^{-2})^{1/3} B^{-1} \rho_i^{-1/3}$ , но  $T < T_{pr}$ .

В [7] предполагается следующее: скорость ППРЧ  $r_h$  в радиопередачах (радиосетях) постоянна или может быть точно оценена,  $r_h = 1/T_h$ , где  $T_h$  — длительность скачка частоты, причём в динамике РЭК происходит увеличение интенсивности радиообмена. При этом однотипные передатчики СРС с ППРЧ излучают сигналы с достаточной мощностью для перехвата практи-

чески одновременно и асинхронно (по отношению друг к другу) в пределах общей полосы частот. Далее аппаратура подсистемы РР СОП по первому из принятых (частотных элементов) сигнала СРС с ППРЧ оценит его параметр — время прихода (рис 2: время прихода  $t_1$  на средней частоте  $f_3^{[2]}$ ) и затем, используя известную длительность скачка частоты  $T_h$  установит границы первого строба (процесс «завязки» первой гипотезы). Под стробированием понимается формирование предполагаемой области появления новой отметки (момента времени прихода сигнала СРС с ППРЧ) в виде некоторой совокупности чисел (границ строба). Причём в [7] принято расстояние между границами строба  $6\sigma_t$ , где  $\sigma_t$  — СКО оценки времени прихода сигнала СРС с ППРЧ. Для принятых в дальнейшем сигналов СРС с ППРЧ проводится проверка попадания результатов измерения в границы первого строба, и для сигналов, не попавших в этот строб, производится «завязка» следующих гипотез. Если из результатов измерений следует, что число попаданий в границы установленного строба составляет более одного сигнала с ППРЧ, СОП игнорирует данный результат (рис. 2: время прихода  $t_4$ ).

В [7] 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 РР СОП. При этом получена вероятность того, что результаты измерений времени прихода сигналов СРС с ППРЧ не попадут в границы первого строба:  $(1-6\sigma_t/T_d)^{N-1}$ . Из этого следует, что вероятность подавления символа  $P_j$  в целевом частотном элементе ограничена сверху вероятностью  $(1-6\sigma_t/T_d)^{N-1}$  [7]:

$$P_j \leq \left(1 - \frac{6\sigma_t}{T_d}\right)^{N-1}, \quad (7)$$

при этом СКО оценки времени прихода радиоимпульса  $\sigma_t$  по [20] равно

$$\sigma_t = \left(\frac{2E}{N_o} \beta_r^2\right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (8)$$

где  $\beta_r$  — эффективная ширина спектра радиоимпульса, Гц.

Для аппроксимации сигналов СРС с ППРЧ в [7] 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 [7] равен:

$$\beta_r^2 = \frac{\pi^2 B^2}{3}. \quad (9)$$

После подстановки (6), (9) в (8) и выполнения преобразования (аналогичным [7] образом с учётом (8)) получено:

$$\sigma_t = \left(\frac{3}{2\pi^2 B^3 T \rho_i}\right)^{\frac{1}{2}}. \quad (10)$$

В качестве количественной меры помехозащищённости приёмника СРС с ППРЧ в условии воздействия ответных помех в [7] принята средняя вероятность ошибочного приёма символа в канале  $P_s$ :

$$P_s = \frac{T_d - T_{nj}}{T_d} P_j F_j + \left(1 - \frac{T_d - T_{nj}}{T_d} P_j\right) F_{nj}. \quad (11)$$

Если необходимо, чтобы приёмник СРС с ППРЧ был подавлен, должны выполняться следующие условия [7]:  $T_{nj} \leq T_d$  и  $P_s \geq P_{s0}$  (3). Тогда из (11) получено [7]:

$$P_j \geq \frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{(T_d - T_{nj})(F_j - F_{nj})}. \quad (12)$$

После подстановки (10) в (7) и соединения полученного неравенства с неравенством (12) в одно после выполнения преобразования получено (аналогичным [7] образом с учётом (8)):

$$\rho_i \geq \frac{54}{\pi^2 B^3 T_d^2 T} \left[1 - \left(\frac{T_d(P_{s0} - F_{nj})}{(T_d - T_{nj})(F_j - F_{nj})}\right)^{\frac{1}{N-1}}\right]^{-2}, \quad (13)$$

при этом необходимо выполнение условия  $T_d(P_{s0} - F_{nj}) < (T_d - T_{nj})(F_j - F_{nj})$ .

Неравенство (13) [7] определяет нижнюю границу (требуемого отношения сигнал/шум)  $\rho_i$  на входе аппаратуры подсистемы РР 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 (8).

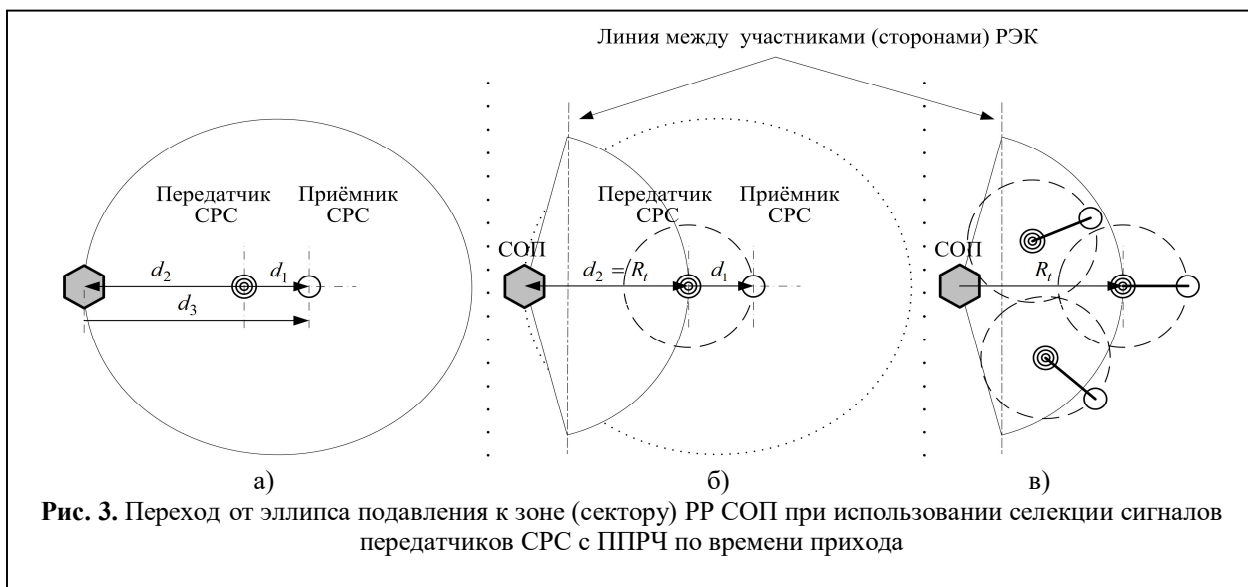
Однако (13) учитывает условия ведения РР только для идеального случая, то есть без учёта потерь в радиолинии «передатчик СРС — радиоприёмное устройство подсистемы РР». В [8] отмечено, что дальность (радиус) является важным тактическим показателем РР. С учётом цели настоящего исследования в качестве характеристики РР принят радиус  $R_t$  зоны (сектора) РР СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по времени прихода. Кроме того, приняты следующие допущения (рис. 3, а):  $d_1$  соответствует максимальному расстоянию между передатчиком и приёмником СРС радиолинии с ППРЧ, при котором обеспечивается радиосвязь с заданной вероятностью символьной ошибки;  $d_2$  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 счёт геометрии размещения на местности СРС и СОП)  $(d_2 + d_3 - d_1)/c$  меньше эффективной длительности частотного элемента  $T_d$  (4):

$T_{pr} + (d_2 + d_3 - d_1)/c < T_d$ . 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  $R_t$  ( $d_2 = R_t$ ) из (4) получено:

$$T_{nj} = T_{pr} + \frac{d_2 + d_3 - d_1}{c} = T_{pr} + \frac{2d_2}{c} = T_{pr} + \frac{2R_t}{c}. \quad (14)$$

Представленная (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)  $(1 - \eta)$ ,  $(1 - \eta) = (T_d - T_{nj})/T_d = 1 - T_{nj}/T_d = 1 - (T_{pr} + 2R_t/c)/T_d$ . Соотношение  $(T_d - T_{nj})/T_d$  определяет часть символов частотного элемента сигнала с ППРЧ, доступных к подавлению СОП.



Таким образом, согласно (13) максимуму времени запаздывания помехи  $(d_2 + d_3 - d_1)/c = 2d_2/c$  соответствует максимум нижней границы  $\rho_i$ . 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  $\rho_i$ . В качестве примера (рис. 3, в) упрощённо показана зона РР СОП при селекции сигналов с ППРЧ по времени прихода для  $N$  радиолиний,  $N = 3$ , в виде сектора круга с радиусом  $R_i$ , ограниченного условной линией между участниками (сторонами) РЭК.

В качестве показателя временной скрытности в настоящем исследовании принята дистанция  $d_{i,k}$  от  $k$ -го передатчика СРС с ППРЧ до границы зоны РР СОП при использовании селекции сигналов СРС по времени прихода. При этом обеспечивается возможность с требуемой вероятностью селективировать по времени прихода сигналы  $N$  передатчиков СРС с ППРЧ, имеющих внутри границ этой зоны. Показатель  $d_{i,k}$  связывает характеристики СРС с ППРЧ, подсистему РР СОП при использовании селекции сигналов СРС по времени прихода и условия ведения РР. Поскольку разведываемый источник излучения и аппаратура подсистемы РР СОП могут рассматриваться как элементы одной радиолинии [8], для упрощения анализа условий ведения РР СОП при использовании селекции сигналов СРС с ППРЧ по времени прихода на рис. 4 представлена блок-схема радиолинии «передатчик СРС — измерительное радиоприёмное устройство». При этом указанная блок-схема разработана с учётом [21, 22].

В состав измерительного радиоприёмного устройства включены следующие элементы: антенна (антенный элемент (АЭ)), фидер, связанный с потерями  $l_{rf1}$ , малошумящий усилитель (МШУ), фидер, связанный с потерями  $l_{rf2}$ ,

радиоприёмный модуль (РПМ), оптимальный измеритель времени прихода радиоимпульса (8). Функциональное назначение измерительного радиоприёмного устройства – оценивание времени прихода радиоимпульса (частотного элемента сигнала передатчика СРС с ППРЧ).

В настоящее время известны ряд моделей, предназначенных для прогнозирования основных потерь передачи (в радиолинии)  $l_b$  [23] (рис. 4). Указанная в [23] модель Дж. Эгли (J.Egli) [24] наряду с исходным назначением может использоваться для прогнозирования дальности действия подсистемы РР СОП [25]. Модель Эгли включает эмпирическую частотно-зависимую коррекцию и используется в полосе частот 30–1000 МГц на трассах длиной 1–50 км [25] над неровной земной поверхностью с незначительными колебаниями высот в пределах 15 м. Для упрощения оценки общего рабочего шума измерительного радиоприёмного устройства (в контрольной точке) использовано следующее выражение [13] (для наглядности виды потерь обозначены горизонтальными одиночными фигурными скобками), полученное на основе [26] с учетом рекомендации (концепции потерь передачи для радиолиний) [21]:

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

где  $P_t$  — мощность радиочастотного сигнала на выходе передатчика СРС, Вт;  $P_{r,50}$  — медианное значение мощности сигнала на входе МШУ, Вт;  $l_{rf}$ ,  $l_{rf}$  — потери в фидерах соответственно передающей и приёмной антенн (потери  $l_{rf}$  по (15) эквивалентны потерям  $l_{rf1}$  (рис. 4));  $l_{ic}$ ,  $l_{rc}$



— 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;  $l_l$  — общие потери (в радиолинии). При этом эмпирический безразмерный коэффициент «40» [24, 26] в (15) представлен в системе СИ [13] (для устранения несоответствия в размерностях):  $f_{Egli} = 4 \cdot 10^7$ , Гц.

СКО мощности принятого сигнала от медианного значения  $P_{r,50}$  зависит от частоты [27]:  $\sigma = 5 \log f_{(MHz)} - 2$  дБ, где  $f_{(MHz)}$  — несущая частота, МГц. Величины  $l_c, l_{rc}$  определяются по соотношению (применимому для соответствующей антенны) [22]:  $l_c = 1/\eta_a$ , где  $l_c$  — потери в цепях антенны;  $\eta_a$  — коэффициент полезного действия антенны.

Принято, что мощность перехваченного сигнала передатчика на входе МШУ по (15) равна  $P_{r,50}$ . Единственной правильной контрольной точкой (рис. 4) для оценки общего рабочего шума измерительного радиоприёмного устройства является клемма эквивалентного свободно-

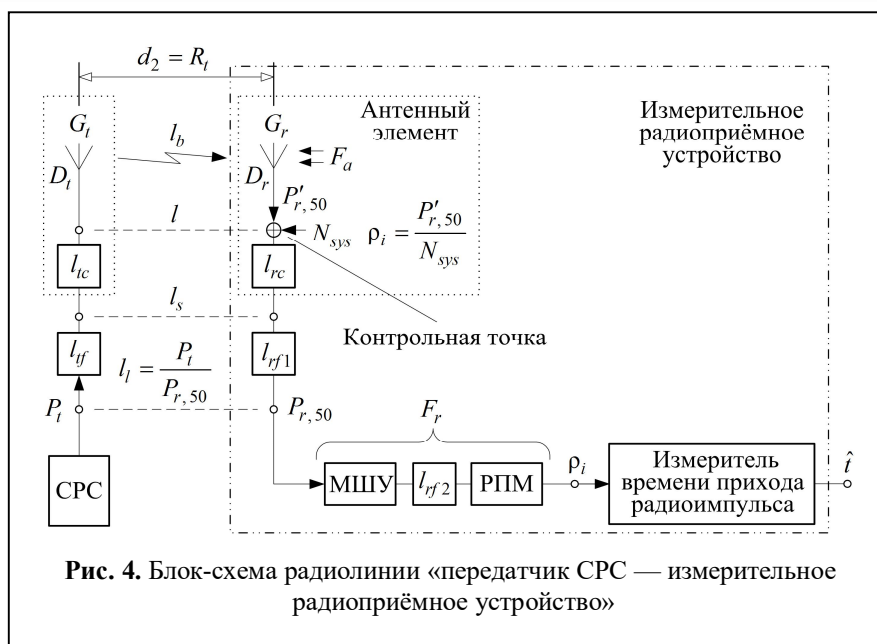


Рис. 4. Блок-схема радиолинии «передатчик CPC — измерительное радиоприёмное устройство»

не существуют физически) [28]. Данный шум выражен через коэффициент шума измерительного радиоприёмного устройства  $F_{sys}$  относительно уровня теплового шума. Мощность перехваченного сигнала передатчика в контрольной точке  $P'_{r,50}$  равна  $l_{rc} l_{rf1} P_{r,50}$ ,  $P'_{r,50} = l_{rc} l_{rf1} P_{r,50}$ . Кроме того, принято, что выполняется условие  $h_r \geq 9$ . После подстановки в (15) выражений [22]  $G_t = \eta_a D_t$ , где  $G_t$  — коэффициент усиления передающей антенны,  $l_c = 1/\eta_a$  и выражения  $P_{r,50} = P'_{r,50} / (l_{rc} l_{rf1})$  и выполнения преобразования получено:

$$P'_{r,50} = \frac{P_t G_t D_r}{l_f} \left( \frac{h_t h_r f_{Egli}}{d^2 f} \right)^2. \quad (16)$$

Эквивалентная мощность шума  $N_{sys}$  в контрольной точке как усреднённая по времени мощность, внесённая всеми (внутренними и внешними) источниками шума и подводимая свободным от потерь АЭ к нагрузке (если соответствующие импеданс АЭ и импеданс нагрузки являются комплексно-сопряженными величинами) определяется выражением [22]:

$$N_{sys} = k T_0 F_{sys} B, \quad (17)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  — постоянная Больцмана, Дж/К;  $T_0 = 290$  — принятая эталонная темпе-

ратура, К;  $F_{sys}$  — коэффициент шума измерительного радиоприёмного устройства. По [22]  $F_{sys} = \left[ \frac{P'_{r,50}}{(kT_0B)} \right] / \left[ \frac{s_0}{n_0} \right]$ , где  $s_0$  — мощность сигнала на выходе РПМ, Вт;  $n_0$  — мощность шума на выходе РПМ, Вт. Последнее соотношение после подстановки в него  $\rho_i$  вместо  $s_0/n_0$  сводится к виду:

$$F_{sys} = \frac{P'_{r,50}}{kT_0 B \rho_i}. \quad (18)$$

После подстановки (16) в (18) и выполнения преобразования получено:

$$\rho_i = \frac{P_t G_t D_r}{kT_0 F_{sys} B l_{rf}} \left( \frac{h_t h_r f_{Egli}}{d^2 f} \right)^2, \quad (19)$$

или с учётом (17)  $\rho_i = \frac{P'_{r,50}}{N_{sys}}$ .

Принято допущение, что реальные температуры АЭ  $T_c$  и фидера  $T_t$  равны  $T_0$ ,  $T_c = T_t = T_0$  [28]:

$$F_{sys} = F_a - 1 + F_c F_t F_r = F_a - 1 + l_{rc} l_{rf1} F_r, \quad (20)$$

где  $F_a$  — коэффициент внешнего шума;  $F_c$  — коэффициент шума, связанный с потерями в цепи АЭ  $l_{rc}$ ,  $F_c = l_{rc}$ ;  $F_t$  — коэффициент шума фидера, связанный с потерями  $l_{rf1}$ , (потери  $l_{rf}$  по (15) эквивалентны потерям  $l_{rf1}$  (рис. 4)),  $F_t = l_{rf1}$ ;  $F_r$  — коэффициент шума для трех последовательно включенных элементов: МШУ, фидера, связанного с потерями  $l_{rf2}$ , РПМ. Коэффициент шума фидера  $F_{r2}$  обратно пропорционален коэффициенту передачи по мощности  $g_{r2}$ :  $F_{r2} = l_{rf2} = 1/g_{r2}$ . Величина  $F_r$  определяется по выражению [25]:

$$F_r = F_{r1} + \frac{F_{r2} - 1}{g_{r1}} + \frac{F_{r3} - 1}{g_{r1} g_{r2}} = F_{r1} - \frac{1}{g_{r1}} + \frac{F_{r3}}{g_{r1} g_{r2}},$$

где  $F_{r1}$  — коэффициент шума МШУ;  $g_{r1}$  — коэффициент усиления МШУ;  $F_{r3}$  — коэффициент шума РПМ.

С учётом (14) в результате приравнивания (13) и (19) окончательно получено:

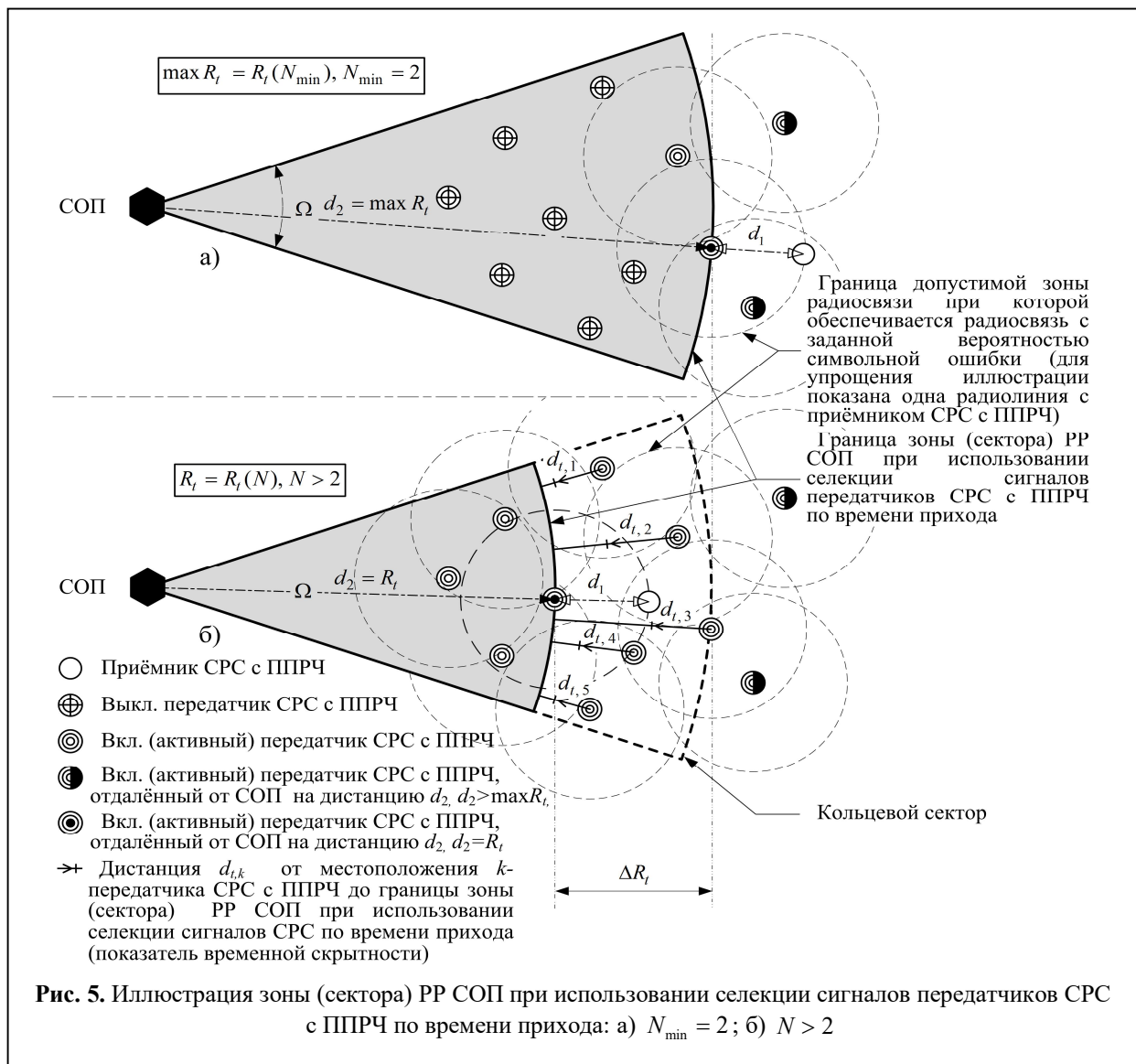
$$\frac{54}{\pi^2 B^3 T_d^2 T_{pr}} \left[ 1 - \left( \frac{T_d (P_{s0} - F_{nj})}{\left( T_d - T_{pr} - \frac{2R_t}{c} \right) (F_j - F_{nj})} \right)^{\frac{1}{N-1}} \right]^{-2} = \frac{P_t G_t D_r}{kT_0 F_{sys} B l_{rf}} \left( \frac{h_t h_r f_{Egli}}{d^2 f} \right)^2, \quad (21)$$

при этом необходимо выполнение условия

$$T_d (P_{s0} - F_{nj}) < \left( T_d - T_{pr} - \frac{R_t}{c} \right) (F_j - F_{nj}).$$

На рис. 5 представлена иллюстрация зоны (сектора) РР СОП при использовании селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по времени прихода.

Из физических соображений следует, что по (21) дистанция  $d_2$  от СОП до максимально удалённого включённого (для краткости: вкл., то есть активного) передатчика СРС с ППРЧ из числа  $N$  (рис. 5) соответствует величине  $R_t$ ,  $\max d_2 = R_t$ . Приравняв  $R_t$  к  $d$  в (21),  $R_t = d$ , определяют корни уравнения по (21):  $\max R_t = R_t(N_{\min})$ ,  $N_{\min} = 2$  и  $R_t = R_t(N)$ ,  $N > 2$  причём  $N$  задают исходя из соображений числа действующих радиолиний (радиосетей) в районе действия СОП. Для каждого активного передатчика СРС с ППРЧ, имеющегося внутри кольцевого сектора (рис. 5, б), геометрия которого задается центральным углом  $\Omega$  радиан и внешним  $\max R_t = R_t(N_{\min})$ ,  $N_{\min} = 2$  и внутренним  $R_t = R_t(N)$ ,  $N > 2$  радиусами вычисляют дистанцию  $d_{t,k}$  от местоположения  $k$ -го передатчика СРС с ППРЧ до границы зоны (сектора) РР однопозиционной СОП при использовании селекции сигналов СРС по времени прихода. Центральный угол, равный  $\Omega$  рад, характеризует угловые координаты зоны действия РР СОП. В настоящем исследовании указанная дистанция  $d_{t,k}$  принята в качестве показателя временной скрытности передатчика СРС с ППРЧ. При этом показатель  $d_{t,k}$  связывает характеристики СРС с ППРЧ, подсистему РР



СОП при использовании селекции сигналов СРС по времени прихода и условия ведения РР.

### Компьютерное моделирование

Принято, что СРС с ППРЧ функционируют в нижней части диапазона ОВЧ (полоса частот 30–90 МГц) [25]. Внешний шум в указанной полосе частот преимущественно техногенного (промышленного) и галактического происхождения [28].

Для короткой вертикальной заземлённой несимметричной антенны без потерь медианное значение мощности внешнего шума (в логарифмическом масштабе) определено выражением [28]:  $10 \log F_{am,j}^{monople} = x_j - y_j \log f_{(MHz)}$ , где  $x_j$

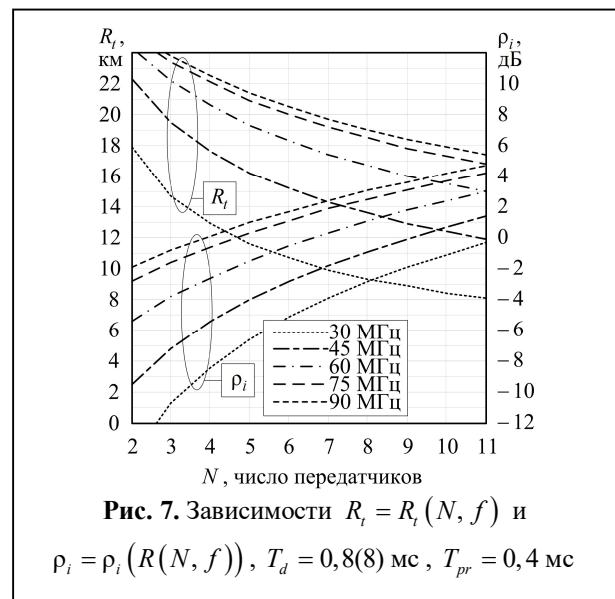
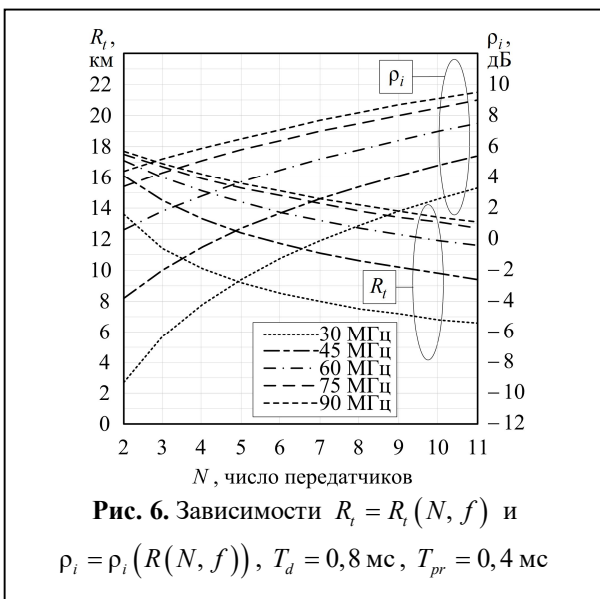
и  $y_j$  — коэффициенты, принимающие значения в зависимости от происхождения шума. Применительно к полуволновому диполю в свободном пространстве без потерь медианное значение мощности внешнего шума с учётом методики [29] определено выражением:

$$10 \log F_{am,j}^{dipole} = 10 \log F_{am,j}^{monople} + 3,4.$$

Отсюда получен коэффициент шума для простой суммы мощностей отдельных (двух) медианных коэффициентов шума:

$$F_{am,\Sigma}^{dipole} = 10^{\frac{x_1 - y_1 \log f_{(MHz)} + 3,4}{10}} + 10^{\frac{x_2 - y_2 \log f_{(MHz)} + 3,4}{10}}.$$

Коэффициенты [28], применимые для промышленного шума в сельской местности —  $x_1 = 67,2$ ;



$y_1 = 27,7$ ; для галактического шума —  $x_2 = 52,0$ ,  $y_2 = 23,0$ . Подстановка  $F_{am,\Sigma}^{dipole}$  вместо  $F_a$  (то есть приравнивание  $F_{am,\Sigma}^{dipole}$  к  $F_a$ ,  $F_{am,\Sigma}^{dipole} = F_a$ ) в (20) позволило отразить влияние техногенного и галактического шумовых процессов на аппаратуру подсистемы РР СОП.

Коэффициенты усиления (в логарифмическом масштабе)  $G_t = G_t(f)$  передающей AD-26/CW-S-N (Trival Antene, Словения) и  $G_r = G_r(f)$  приёмной DF-A0085 (Alaris Antennas, ЮАР) (то есть АЭ с вертикальной поляризацией) антенн указаны в таблице 1.

По (21) проведено компьютерное моделирование в нижней части диапазона ОВЧ:  $f = (30, 45, 60, 75, 90)$  МГц;  $h_t = 1,6$  м;  $h_r = 12$  м;  $B = 25$  кГц;  $r_h = (900, 1000)$  скачков/с;  $T_d/T_h = 0,8$ ;  $T_d = (0,8(8); 0,8)$  мс;  $T_{pr} = (0,35; 0,4)$  мс;  $P_{s0} = 0,1$ ;  $F_{nj} = 0$ ;  $F_j = 0,29$ ;  $N = 2, 3, \dots, 11$ ;  $P_t = 10$  Вт;  $G_t = G_t(f)$  (табл. 1);  $G_r = G_r(f)$  (таблица 1);  $f_c = l_{rc}$ , по методике [29]:  $l_{rc} = D_r \cdot 10^{-(G_r/10)}$ ,  $D_r = 1,64$ ;  $l_{f1} = 1$ ;  $l_{f2} = 1$ ;  $f_{r1} = 5$  (7 дБ);  $g_{r1} = 20$  (13 дБ);  $g_{r2} = 0,5$  (-3 дБ);  $f_{r3} = 14,1$  (11,5 дБ).

Результаты компьютерного моделирования, представлены в виде диаграмм на рис. 6, 7. На основе полученной зависимости  $R_i = R_i(N, f)$  определяется показатель временной скрытности  $d_{t,k}$ . То есть для каждого активного передатчика, имеющегося внутри кольцевого сектора (рис. 5, б), геометрия которого задается центральным углом  $\Omega$  радиан и внешним  $R_t = R_t(N_{min})$ ,  $N_{min} = 2$  и внутренним  $R_i = R_i(N)$ ,  $N > 2$  радиусами вычисляют дистанцию  $d_{t,k}$  от местоположения  $k$ -го передатчика СРС с ППРЧ до границы зоны (сектора) РР однопозиционной СОП при использовании селекции сигналов СРС по времени прихода.

### Заключение

В результате проведённого исследования предложена методика оценки временной скрытности СРС при множественном доступе в сетях с ППРЧ от подсистемы РР (однопозиционной) СОП при использовании селекции сигналов СРС по времени прихода. При справедливости допущения, что в состав аппаратуры подсистемы РР СОП входит оптимальный измеритель времени прихода радиоимпульсов (8) и указанная аппаратура используется для селекции сигналов передатчиков СРС с ППРЧ по времени прихода, получено выражение (21). Данное вы-

ражение устанавливает зависимость между радиусом  $R_i$  зоны (сектора) РР СОП при использовании указанного вида селекции и параметрами (21).

В качестве показателя временной скрытности  $d_{t,k}$  (рис. 5) в предложенной методике принята дистанция от  $k$ -передатчика СРС с ППРЧ до границы зоны РР СОП при использовании селекции сигналов с ППРЧ по времени прихода. При этом данный показатель связывает характеристики СРС с ППРЧ, подсистему РР СОП при использовании селекции сигналов СРС по времени прихода и пространственные условия ведения РР. Несмотря на то, что предложенная методика является приближённой, она позволяет достаточно ясно судить о влиянии различных факторов на показатель  $d_{t,k}$ .

#### Литература

1. *Torrieri D.J.* Principles of Secure Communication Systems. 2nd ed. Boston: Artech House, 1992. 592 p.
2. *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.
3. *Гордейчук А.Ю., Дворников С.В., Иванов В.А., Русинев М.А., Семисошенко М.А.* Оценка помехозащищённости линий радиосвязи в режиме с медленной программной перестройкой рабочей частоты // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 36–42.
4. *Векишин 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.
5. *Борисов В.И., Зинчук В.М., Лымарев 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.
6. *Обухов А.Н.* Частотно-временные аспекты радиопротиводействия радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочих частот: Монография. До-моделово: ВИПК МВД России, 2008. 96 с.
7. *Torrieri D.J.* Fundamental Limitations on Repeater Jamming of Frequency-Hopping Communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1989. Vol. 7, Iss. 4. Pp. 569–575.
8. *Атражеев М.П., Ильин В.А., Марьин Н.П.* Борьба с радиоэлектронными средствами / Под общ. ред. *Н.П. Марьина*. М.: Воениздат, 1972. 272 с.
9. Tadiran CNR-710: VHF Hand-held based radio family for multi-mission [Электронный ресурс]: сайт фирмы Elbit Systems Ltd., 2022. URL: <https://elbitsystems.com/media/CNR-710-1.pdf> (дата обращения 12.03.2023).
10. *Guan L., Li Z., Si J., Hao B.* Analysis of asynchronous frequency hopping multiple-access network performance based on the frequency hopping sequences // IET Communications. 2015. Vol. 9, Iss. 1. Pp. 117–121.
11. *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.
12. *Курсанов Э.А., Сирота А.А.* Обработка информации в пространственно-распределённых системах радиомониторинга: статистический и нейросетевой подходы. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. 344 с.
13. *Крейдик Е.Л.* Оценка параметров зоны радиоразведки станции ответных помех при селекции сигналов средств радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты по направлению прихода // Теория и техника радиосвязи. 2020. №3. С. 26–36.
14. *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. Pp 245–267.
15. *Слока В. К.* Вопросы обработки радиолокационных сигналов. М: Сов. радио, 1970. 256 с.
16. *Каневский З. М., Литвиненко В. П.* Временная скрытность сигналов и программная перестройка рабочих параметров сигналов // Вестник Воронежского государственного технического университета. Серия «Радиоэлектроника и системы связи», 2003. Вып. 4.3. С. 4–6.
17. *Frater M. R., Ryan M.* Electronic Warfare for the Digitized Battlefield. Boston: Artech House, 2001. 270 p.
18. SOVERON@WAVE, High data rate waveform suite [Электронный ресурс]: сайт фирмы Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2023. URL: [https://cdn.rohde-schwarz.com.cn/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_brochures\\_and\\_datasheets/pdf\\_1/SOVERON-WAVE\\_bro\\_en\\_3607-1965-12\\_v0201.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com.cn/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/SOVERON-WAVE_bro_en_3607-1965-12_v0201.pdf) (дата обращения: 15.03.2023).
19. *Курсанов Э. А., Сирота А. А.* Фильтрация частотно-временных параметров сигналов радиоэлектронных средств радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты // Радиотехника. 2006. №9. С. 109–112.
20. *Тихонов В. И.* Оптимальный приём сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.

21. Рекомендация МСЭ-R P.341-7 (08/2019). Концепция потерь передачи для радиолиний. Женева: МСЭ, 2020. 9 с.

22. *Weiner M.M.* Monopole Antennas. New York: Marcel Dekker, Inc., 2003. 721 p.

23. *Delisle G.Y., Lefevre J.-P., Lecours M., Chouinard J.-Y.* Propagation Loss Prediction: A Comparative Study with Application to the Mobile Radio Channel // IEEE Transactions on Vehicular Technology. 1985. Vol. 34, Iss. 2. Pp. 86–96. DOI: 10.1109/T-VT.1985.24041.

24. *Egli J.J.* Radio propagation above 40 MC over irregular terrain // Proceedings of the IRE. 1957. Vol. 45, Iss. 10. Pp. 1383–1391.

25. *Poysel R.* Modern Communications Jamming: Principles and Techniques. 2nd ed. Boston: Artech

House, 2011. 894 p.

26. *Schmid H.F.* A prediction model for multipath propagation of pulse signals at VHF and UHF over irregular terrain // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. Vol. 18, Iss. 2. Pp. 253–258.

27. *Longley A.G.* Location Variability of Transmission Loss Land Mobile and Broadcast Systems. Report no. OTP. 76-87. Boulder: Institute for Telecommunication Sciences (ITS), 1976. 25 p.

28. Рекомендация МСЭ-R P.372-14 (08/2019). Радиошум. Женева: МСЭ, 2020. 81 с.

29. *Skeie B., Solberg B.* External man-made radio noise measurements. FFI-RAPPORT 16/00869. Kjeller: FFI, 2016. 118 p.

Поступила 21 марта 2023 г.

English

## TEMPORAL STEALTH ESTIMATION METHODS FOR RADIO COMMUNICATION AIDS WITH MULTIPLE ACCESS IN FREQUENCY HOPPING SYSTEMS

**Evgueni Leonidovich Kreidik** — Deputy Division Chief, Open Joint-Stock Company «AGAT-SYSTEM».

E-mail: [kreidik@rambler.ru](mailto:kreidik@rambler.ru)

Address: 220084, Republic of Belarus, Minsk, F. Skoryny str., 51B.

**Abstract:** Temporal stealth estimation methods for RCA (Radio Communication Aids) with multiple access in FH (Frequency Hopping) systems against a follower jammer (FJ) of the radio reconnaissance (RR) are proposed. In 1989 D. Torrieri published research results on the repeater jamming margins during electronic jamming of the target radio communication link. However, the aspect of RCA temporal stealth amid electronic jamming remained uncovered in this work. The performed research concerning this aspect enables to interpret temporal secrecy concept as RCA ability to operate when it is impossible for the opposing side, follower jammer of the radio reconnaissance, to discriminate the signals by arrival time with desired probability from the transmitters of RCA with FH. Expression (21) is obtained given the valid assumption that FJ of RR equipment comprises an optimal meter for the arrival time of radio pulses and the named equipment is used to discriminate the signals by arrival time from the transmitters of RCA with FH. This expression determines dependence between the radius of FJ of RR area (sector) when using the specified signal discrimination type and (21) parameters. The distance from corresponding k-transmitter of RCA with FH up to FJ of RR area border was admitted as an indicator of temporal stealth in the proposed procedure using discrimination of RCA signals by arrival time, thereby this indicator links the characteristics of RCA with FH, FJ of RR and RR spatial environment. Despite the fact that the proposed procedure is approximate, it enables to conclude clearly enough about the effect of various factors (21) on the temporal stealth indicator.

**Keywords:** temporal stealth of radio communication aids, signal temporal stealth, follow jammer, signal discrimination by arrival time, multiple access in frequency hopping systems.

### References

1. *Torrieri D.J.* Principles of Secure Communication Systems. 2nd ed. Boston: Artech House, 1992. 592 p.
2. *Tuzov G.I., Sivov V.A., Prytkov V.I.* [et al.]. Noise immunity of radio systems with complex signals. Ed. by G. Tuzov. Moscow: Radio i Svjaz', 1985. 264 p.
3. *Gordeychuk A., Dvornikov S., Ivanof V., Rusinov M., Semisoshenko M.* Evaluation of Radiocommunication Lines Interference in Mode with Slow Software Switching of the Running Frequency. Proceedings of Telecommunication Universities. 2017. Vol. 3, Iss. 4. Pp. 36–42.
4. *Vekshin Y.E., Miroshnichenko E.A., Savchenko K.N.* Method of evaluation of noise stability and algorithm of operation of radio stations under conditions of exposure to different kind of radio holes. I-methods. 2019. Vol. 11, Iss. 3. Pp. 1–12.

5. *Borisov V.I., Zinchuk V.M., Limarev A.E., Mukhin N.P., Shestopalov V.I.* Noise immunity of radio communication systems with spreading of the signal spectrum by the method of pseudo-random adjustment of the operating frequency. Ed. by *V. Borisov*. 2nd ed. Moscow: RadioSoft, 2008. 512 p.
6. *Obuhov A.N.* Time-Frequency Aspects of Radio Countermeasures with pseudo-random adjustment of the operating frequency: Monograph. Domodedovo: VIPK MVD Rossii, 2008. 96 p.
7. *Torrieri D.J.* Fundamental Limitations on Repeater Jamming of Frequency-Hopping Communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. 1989. Vol. 7, Iss. 4. Pp. 569–575.
8. *Atrazhev M.P., Il'in V.A., Mar'in N.P.* The fight against radioelectronic means. Ed. by *N. Mar'in*. Moscow: Voenizdat, 1972. 272 p.
9. *Tadiran CNR-710: VHF Hand-held based radio family for multi-mission* [Electronic source]: Elbit Systems Ltd., 2022. URL: <https://elbitsystems.com/media/CNR-710-1.pdf> (Access date: 12.03.2023).
10. *Guan L., Li Z., Si J., Hao B.* Analysis of asynchronous frequency hopping multiple-access network performance based on the frequency hopping sequences. *IET Communications*. 2015. Vol. 9, Iss. 1. Pp. 117–121.
11. *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.
12. *Kirsanov Je.A., Sirota A.A.* Information processing in infected-distributed sources of radio monitoring: registration and neural network approaches. Moscow: FIZMATLIT, 2012. 344 p.
13. *Kreidik E.L.* Estimation of communications intelligence area parameters of a repeater jamming station using a signal selection of communication systems with frequency hopping by direction of arrival. *Teorija i tehnika radiosvjazi*. 2020. Vol. 3. Pp. 26–36.
14. *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. Pp. 245–267.
15. *Sloka V. K.* *Radar Signal Processing Issues*. Moscow: Sov. radio, 1970. 256 p.
16. *Kanevskij Z., Litvinenko V.* Temporary latency of signals and program reconstruction of the working parameter signals // *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tehničeskogo universiteta.*, 2003. Iss. 4.3. Pp. 4–6.
17. *Frater M. R., Ryan M.* *Electronic Warfare for the Digitized Battlefield*. Boston: Artech House, 2001. 270 p.
18. SOVERON®WAVE, High data rate waveform suite [Electronic source]: Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 2023. URL: [https://cdn.rohde-schwarz.com.cn/pws/dl\\_downloads/dl\\_common\\_library/dl\\_brochures\\_and\\_datasheets/pdf\\_1/SOVERON-WAVE\\_bro\\_en\\_3607-1965-12\\_v0201.pdf](https://cdn.rohde-schwarz.com.cn/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/SOVERON-WAVE_bro_en_3607-1965-12_v0201.pdf). (Access date: 15.03.2023)
19. *Kirsanov Je.A., Sirota A.A.* Filtering the Time-Frequency Parameters of Radio-Electronic Communications Signals with Pseudo-Random Frequency Tuning. *Radiotekhnika*. 2006. Iss. 9. Pp. 109–112.
20. *Tihonov V.I.* *Optimum signal reception*. Moscow: Radio i Svjaz', 1983. 320 p.
21. Recommendation ITU-R P.341-7 (08/2019). The concept of transmission loss for radio links. Geneva: ITU, 2020. 9 p.
22. *Weiner M.M.* *Monopole Antennas*. New York: Marcel Dekker, Inc., 2003. 721 p.
23. *Delisle G.Y., Lefevre J.-P., Lecours M., Chouinard J.-Y.* Propagation Loss Prediction: A Comparative Study with Application to the Mobile Radio Channel. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 1985. Vol. 34, Iss. 2. Pp. 86–96.
24. *Egli J.J.* Radio propagation above 40 MC over irregular terrain. *Proceedings of the IRE*. 1957. Vol. 45, Iss. 10. Pp. 1383–1391.
25. *Poisel R.* *Modern Communications Jamming: Principles and Techniques*. 2nd ed. Boston: Artech House, 2011. 894 p.
26. *Schmid H.F.* A prediction model for multipath propagation of pulse signals at VHF and UHF over irregular terrain. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. Vol. 18, Iss. 2. Pp. 253–258.
27. *Longley A.G.* Location Variability of Transmission Loss Land Mobile and Broadcast Systems. Report no. OTP. 76-87. Boulder: Institute for Telecommunication Sciences (ITS), 1976. 25 p.
28. Recommendation ITU-R P.372-14 (08/2019). Radio noise. Geneva: ITU, 2020. 80 p.
29. *Skeie B., Solberg B.* External man-made radio noise measurements. FFI-RAPPORT 16/00869. Kjeller: FFI, 2016. 118 p.