

---

---

**СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ ПРИБОРОВ  
И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МЕТОДИК**

---

---

УДК 621.3.09

© А. О. Щирый, 2023

**ДВЕ МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЯ ПОМЕХ  
ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА**

Представлены две методики измерения помех декаметрового диапазона. Первая методика позволяет извлекать информацию о станционных помехах из данных радиозондирования ионосферы линейно-частотно-модулированными сигналами. Таким образом могут быть одновременно измерены характеристики и сигнала, и помех; повышается информативность существующего метода зондирования ионосферы. Однако в этом случае прием осуществляется в специфическом режиме радиозондирования, что несколько ограничивает возможности измерения помех, например измерения их абсолютных величин. Если нужны характеристики только помех, то целесообразно использовать вторую методику, функционирующую в режиме обычного "классического" радиоприема. Вторая методика представляет собой универсальную гибкоперестраиваемую методику измерения панорам спектра помех различных видов, ее гибкость заключается в возможностях широкого варьирования параметров измерений помех, в том числе над сохраненными измерительными данными после проведения измерительного эксперимента, что позволяет применять одни и те же данные для исследований с различными целями. Вторая методика может комплексироваться с зондированием ионосферы. Описанные методики реализованы в составе аппаратно-программных комплексов зондирования ионосферы различных исполнений. Также приведена методика оценки уровня фонового шума по панораме спектра помех. В перспективе возможна реализация алгоритма панорамного измерения помех всех видов для более широкого диапазона, чем декаметровый (но включая его). Предлагается делать это на основе технологии программно определяемого радио (Software Defined Radio).

*Кл. сл.:* измерение помех, помехи декаметрового диапазона, спектр помех, радиозондирование ионосферы, наклонное зондирование ионосферы

**ВВЕДЕНИЕ**

Работа радиотехнических систем (РТС) декаметрового (ДКМ) диапазона основана на способности коротких волн (КВ) многократно отражаться от ионосферы и земной поверхности, поэтому адаптация таких РТС к ионосферным условиям является важнейшим фактором обеспечения их корректной работы. Для указанной адаптации проводят оперативную диагностику ионосферы [1–6], состояние которой зависит от времени суток и сезона года, солнечной и геомагнитной активности и других факторов, как правило, носящих случайный характер. Традиционно для диагностики среды распространения в интересах радиолокации используется возвратно-наклонное зондирование (ВНЗ) ионосферы, а в интересах систем связи — наклонное зондирование ионосферы (НЗИ). Целесообразно дополнять средства диагностики также средствами вертикального (ВЗ) зондирования ионосферы, особенно в точках отражения лучей наклонных трасс от ионосферы [1–4]. Наиболее перспективным является выбор сигнала с линейно-

частотной модуляцией (ЛЧМ) в качестве зондирующего [1].

Кроме многочисленных и сложных эффектов распространения самого сигнала, необходимо учитывать помехи ДКМ-диапазона различной природы. Поэтому, как правило, адаптация РТС ДКМ-диапазона к ионосферным условиям путем выбора оптимальной рабочей частоты состоит из двух шагов: выбора наилучших частотных диапазонов с точки зрения прохождения радиосигнала, а затем — в пределах этих диапазонов — выбора поддиапазонов с наименьшей загруженностью помехами.

Радиопомехи могут возникнуть внутри радиоприемного устройства (РПУ), это внутренние помехи, и вне РПУ, т.е. в среде распространения — это внешние помехи.

Уровень собственных шумов современных РПУ ДКМ-диапазона существенно ниже минимального уровня внешних помех даже в высокочастотной части ДКМ-диапазона (> 20 МГц). Практический интерес могут представлять различные виды внутренних помех, возникающих в приемнике при действии на него мощных станционных помех (превышающих динамический

диапазон), в том числе внеполосных [7, 8]. В настоящей работе не рассматривается все многообразие внутренних помех радиоприемных устройств, включая те, что вызваны внеполосными воздействиями [7, 8], а также шумы антенно-фидерных систем. В режиме калибровки РПУ измеряется только интегральный уровень собственных шумов в зависимости от частоты.

Внешние помехи подразделяются на активные и пассивные. Разновидностями активных помех в ДКМ-диапазоне являются [9–12]: помехи, обусловленные тепловым излучением земной поверхности, атмосферные помехи, космические (галактические) помехи, помехи от радиостанций (сосредоточенные помехи), промышленные помехи. Помехи, имеющие сравнительно равномерный спектр мощности, иногда называют фоновыми помехами. Фоновые помехи природного происхождения с медленной динамикой (атмосферные флуктуационные, галактические, тепловые) вместе называют естественными фоновыми помехами.

В настоящей работе не рассматриваются помехи, называемые в радиолокации пассивными (мешающие отражения от земной и водной поверхности, помехи от метеорологических образований) [9]. Не рассматриваются также вопросы радиоэлектронной борьбы (РЭБ), т.е. не рассматриваются т.н. активные маскирующие помехи [9].

Проблематика антенн и углов прихода сигналов требует отдельного рассмотрения и в настоящей статье не затрагивается. Отметим только в качестве иллюстрации, что в системе частотного обеспечения австралийского загоризонтного радиолокатора Jindalee [13] измерения помех проходят в два этапа. Целью первого этапа является получение зависимости спектральной плотности помех от частоты, для чего производится сканирование в заданном диапазоне частот. На первом этапе используется антенна с широкой диаграммой направленности. Затем по данным, полученным на первом этапе, выбираются наиболее "тихие" участки (участки с наименьшим уровнем помех) в каждом интервале 1 МГц. На втором этапе в выбранных участках измеряются уровни фонового шума с использованием восьми антенн, имеющих узкие диаграммы направленности, что позволяет определять направление прихода радиопомех в горизонтальной плоскости. Отметим также, что для систем радиосвязи направление прихода радиопомех не столь существенно, как для систем радиолокации.

Вообще, в зависимости от целей исследования к аппаратуре и методу измерений помех предъявляются различные требования. Так геофизические исследования не требуют высокого

разрешения по частоте, потому что для построения суточных, годовых и других зависимостей не нужно знать "тонкую" структуру шумов (которая к тому же сильно подвержена быстрым флуктуациям), а требуется накопление статистических данных за длительный период. Кроме того, измерение шумов должно производиться в абсолютных единицах — единицах измерения напряженности поля. Значит, перед каждым сеансом измерения нужно производить калибровку радиоприемного устройства (РПУ), учитывать тип антенны, ее диаграмму направленности и прочие характеристики. Для задач радиосвязи, радиолокации и радионавигации, наоборот, измерения могут проводиться в относительных единицах, но важно высокое спектральное разрешение метода и аппаратуры, как, например, при выборе узкополосных (десятки или сотни герц) каналов, а также возможность оперативной диагностики и экспресс-анализа.

Отметим, что существует класс устройств, сочетающих в себе требования точного (и даже нормированного) измерения абсолютных величин с высоким разрешением по частоте, это т.н. измерительные приемники (применяемые, как правило, совместно с измерительными антеннами), предназначенные для решения задач мониторинга использования каналов и диапазонов частот, анализа электромагнитной обстановки, контроля электромагнитной совместимости, радиоконтроля и радиоразведки.

В качестве примера методик измерения помех для задач радиосвязи и радиолокации, описанных в литературе, можно привести [10]. Эта методика позволяет получить интегральные оценки загруженности частотных каналов и заключается в следующем. Сигнал с выхода приемника, дискретно во времени, подается на интегратор, где интегрируется за 1.5 или 5 с, а далее через преобразователь на вход регистрирующего устройства (цифропечатающей машинки). После регистрации измерения автоматический коммутатор осуществляет перестройку приемника на следующую частоту. Разрешение по частоте определяется шириной полосы РПУ, что не позволяет измерять "тонкую" структуру помех. В [10] также рассматривается вопрос о пересчете напряжения на входе приемника в напряженность поля.

Другим примером является спектральный монитор загруженности канала, входящий в состав частотного обеспечения радиотехнических систем ДКМ-диапазона, выпускаемых фирмой Barry Research (Barry Research Communications. AN/TRQ-35(v) Tactical frequency Management System). Монитор загруженности канала может работать в двух режимах: сканирование

частотного диапазона 2–30 МГц (или его части) и контроль за отдельной частотой. Ширина каналов 3 кГц, расположены через 2 кГц. Спектр помех отображается в виде гистограммы 0–30 дБ; порог отсчета взят относительно собственных шумов.

### ИЗМЕРЕНИЕ СТАЦИОННЫХ ПОМЕХ В ХОДЕ ЗОНДИРОВАНИЯ ИОНОСФЕРЫ ЛЧМ-СИГНАЛАМИ

Так как работа ионозонда во многих случаях осуществляется в режиме энергетической скрытности, то появляется возможность использовать данные зондирования для мониторинга помеховой обстановки в ДКМ-диапазоне, расширяя измерительные возможности ионозонда.

Разработан алгоритм автоматического измерения стационарных (сосредоточенных) помех в процессе радиозондирования ионосферы сигналами с ЛЧМ [14, 15]. Особое внимание измерению стационарных (сосредоточенных) помех было обусловлено тем, что это доминирующие помехи практически во всем ДКМ-диапазоне. Извлечение из данных радиозондирования информации о помехах других видов тоже возможно [5], но требует предварительного выделения и полезного сигнала на ионограмме, поэтому в данной работе не рассматривается.

Сначала была построена модель преобразования помех в тракте приемника ЛЧМ-сигнала [14, 15]. Показано что стационарная помеха, сосредоточенная по спектру, после преобразования в РПУ ЛЧМ ионозонда становится импульсной (точнее, ЛЧМ-квазиимпульсом). На основе анализа оценок моментов распределения смеси сигнала и помех разработан адаптивный алгоритм обнаружения сосредоточенных по спектру помех, прошедших приемник ЛЧМ ионозонда [14, 15]. Основная его идея заключается в следующем. Сигнал разностной частоты с выхода

РПУ ионозонда длительностью  $T$  разбивался на  $K$  неперекрывающихся элементов длительностью  $T_s$ . Величина  $T_s$  выбиралась таким образом, чтобы соответствующая полоса частот  $\Delta f_s$  была равна среднему значению ширины спектра сосредоточенной помехи. Для каждого  $k$ -го элемента сигнала находились несмещенные оценки среднеквадратичного отклонения (СКО)  $\sigma_k$ . Двухмодальность выборки  $\sigma_k$  говорит о наличии в ней сосредоточенной помехи, и производится цензурирование этой выборки для выделения отсчетов, принадлежащих помехе. Значимость различий между  $\sigma_k$  оценивается на основе критерия обнаружения грубых ошибок в экспериментальных измерениях, справедливого для большого числа законов распределения [16]. Если для величины  $\sigma_k$  выполняется оценка

$$|\sigma_k - \bar{\sigma}| \leq s \cdot (1.55 + 0.8\sqrt{E + 2 \cdot \lg(K / 10)}), \quad (1)$$

где  $\bar{\sigma} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_i$ ,  $s$  — СКО для значений  $\sigma_k$ ,  $E$  —

эксцесс, то нет оснований считать это значение значительно отличающимся от среднего. Если неравенство (1) для некоторого элемента не выполняется и  $\sigma_k > \bar{\sigma}$ , то предполагается, что этот элемент сигнала относится к сосредоточенной помехе. Достоинством этого алгоритма является также то, что обнаружение осуществляется на основе оценок характеристик сигнала, без выбора закона распределения.

Оценена эффективность работы алгоритма. По данным моделирования вероятность правильного обнаружения сосредоточенной помехи составила 99%, а вероятность ложной тревоги 3%. По экспериментальным данным (1500 выборок сигнала полосой 100 кГц из 300 сеансов НЗИ радиолинии Великобритания – Нижний Новгород, 16–19 декабря 2003 г.) вероятность правильного обнаружения помехи составила 95% [5, 14, 15].

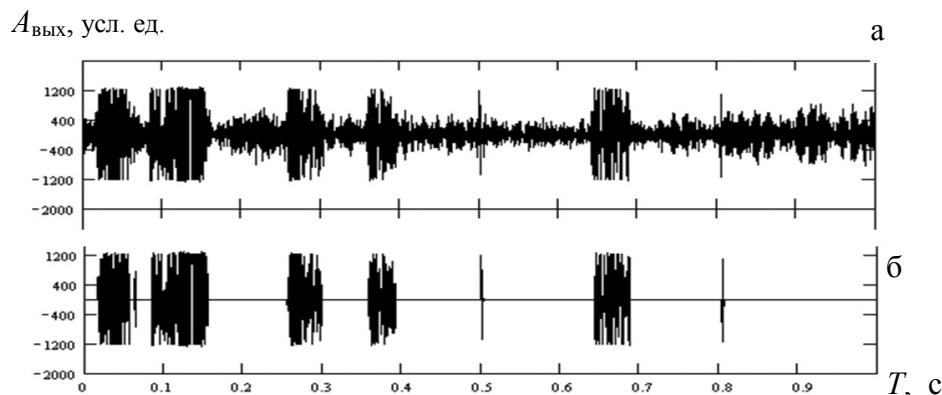


Рис. 1. Осциллограммы. а — сигнал разностной частоты; б — участки сигнала, выделенные как сосредоточенные помехи

На рис. 1 в качестве примера приведены осциллограммы (сеанс НЗИ Великобритании – Нижний Новгород, 16.12.2003, 10:52 МСК) сигнала разностной частоты (рис. 1, а) и участков сигнала, выделенных как сосредоточенные помехи (рис. 1, б). Видно, что применение предложенного алгоритма обнаружения позволяет неплохо выделять сосредоточенные помехи.

Обнаруженная помеха является объектом дальнейшего исследования: можно оценить такие параметры как число помех в заданной полосе частот (полоса частот – помехи), вероятность появления помехи в случайно выбранном канале с заданной полосой и т.п. [5, 15]. При вычислении "ширины" (т.е. величины занимаемой частотной полосы) сосредоточенной помехи возникает задача восстановления разрывов в последовательностях отсчетов, идентифицированных как помеховые. Разрывы, как правило, составляют величину в один-два отсчета (т.к. частотная полоса пропуска существенно меньше полос соседних обнаруженных помех, то можно утверждать с высокой долей вероятности, что обе эти помехи и пропуск между ними представляют собой одну помеху). Вообще, для удаления одиночных выбросов целесообразно использовать медианный фильтр. Однако в данном случае его прямое применение привело бы к удалению обнаруженных узкополосных помех (занимающих полосу, аналогичную полосе удаляемых пропусков). Поэтому потребовалась модификация фильтра, а именно, введение условия его применения: значение отсчета заменяется значением медианы только в случае, если этот отсчет не идентифицирован ранее как принадлежащий помехе.

В ходе обработки той же выборки экспериментальных данных, по которой оценивалась вероятность обнаружения, исследовались обнаруженные помехи. Вычислялись следующие параметры: число помех  $N$  в полосе частот  $\Delta f = 100$  кГц, полоса частот помехи  $\Delta f_n$ , вероятность  $P$  появления сосредоточенной помехи в случайно выбранном канале с полосой в 3 кГц. На рис. 2 представлены гистограммы распределения этих параметров по всем обработанным данным. На рис. 2, в, выделяется пик в окрестности 3 кГц, который соответствует характерной полосе частот радиовещательных станций.

Отдельное направление работ (выходящее за рамки темы данной статьи) — очистка ионограммы от сосредоточенных помех, т.е. улучшения качества работы самого ионозонда, когда обнаруженная помеха не является объектом исследования, а подавляется [14] путем режектирования либо наложения весовой функции.

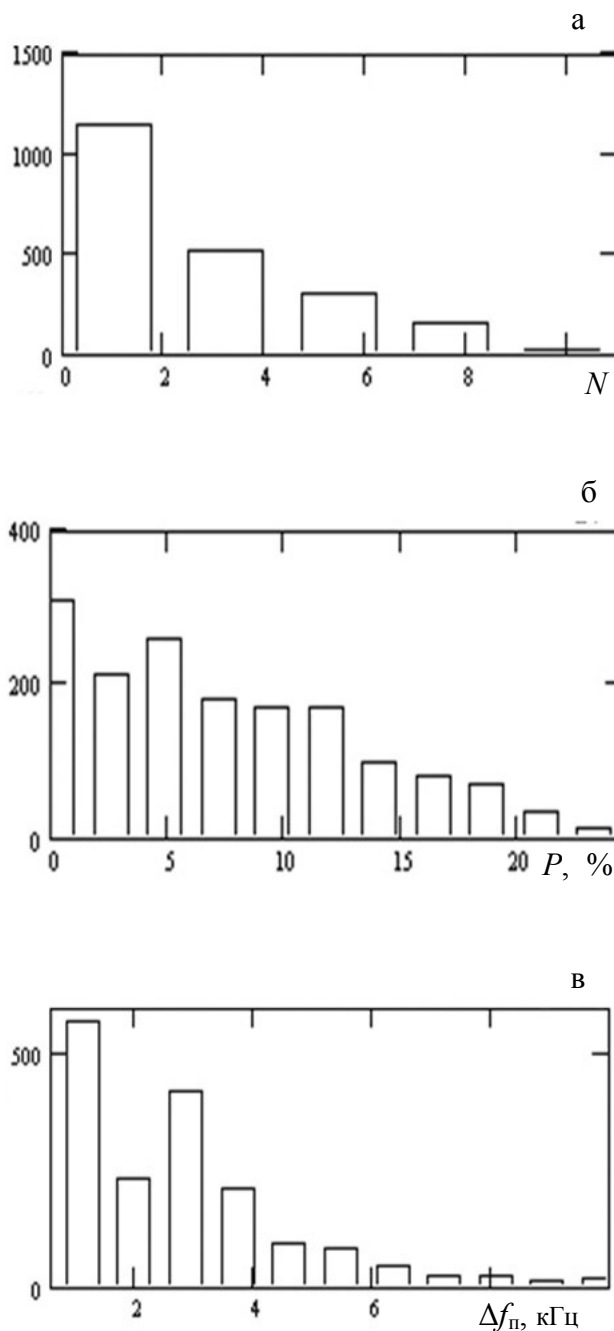


Рис. 2. Гистограммы распределений  $N$  (а),  $P$  (б),  $\Delta f_n$  (в) по данным экспериментов

Такое подавление сосредоточенных помех является этапом предварительной подготовки данных для дальнейшей обработки ионограммы и извлечения данных из нее (например, вычисления АЧХ радиoliniи) [5, 6, 17, 18].

### ГИБКОПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ АЛГОРИТМ ПОЛУЧЕНИЯ ПАНОРАМЫ СПЕКТРА ПОМЕХ (ВСЕХ ВИДОВ)

Важнейшим достоинством алгоритма измерения сосредоточенных помех по данным НЗИ, описанного выше (кроме возможности извлечения дополнительной информации из данных НЗИ), является одновременное измерение характеристик и сигнала, и помех. Однако, если потребителя интересуют характеристики только помех, то целесообразно разработать специальный алгоритм измерения помех не в режиме ЛЧМ, а в режиме обычного "классического" приема. Такой алгоритм позволит производить измерения с широчайшими возможностями по изменению параметров (в то время как в режиме ЛЧМ-приема есть "привязка" к параметрам работы ЛЧМ-передатчиков и т.п., а если осуществлять прием в режиме ЛЧМ, "отвязавшись" от расписания передатчиков и их параметров, то пропадает основная мотивация использования ЛЧМ-режима — одновременное измерение и помех, и прохождение сигнала).

Такой алгоритм был разработан [5, 19]. Основная его идея заключается в том, что последовательно с заданным шагом происходит перестройка РПУ в заданном диапазоне, РПУ "стоит" на текущей частоте заданное время, сигнал с низкочастотного выхода РПУ оцифровывается, далее над оцифрованным сигналом выполняется быстрое преобразование Фурье (БПФ). Полученные спектры, выстроенные последовательно, в общем, и представляют собой панораму спектра помех (но есть некоторые тонкости).

Вообще, у информации о частотно-временной структуре помех могут быть разные потребители, и разнообразие задач ведет к противоречивым требованиям к измерительным данным. Так, геофизические исследования, как правило, не требуют высокого разрешения по частоте, потому что для построения суточных, годовых и других зависимостей не нужно знать "тонкую" структуру шумов (которая к тому же сильно подвержена быстрым флуктуациям), а требуется накопление статистических данных за длительный период. Для задач радиосвязи, радиолокации и радионавигации, наоборот, важно высокое частотное разрешение. Разработанный алгоритм позволяет в широких пределах варьировать параметры обработки, благодаря чему разработанный измерительный комплекс может быть использован как для изучения тонкой структуры помех, так и для исследования вариаций параметров помех.

Перестройка РПУ происходит последовательно с установленным шагом. Причем шаг перестройки

примерно равен полосе РПУ (как показано ниже, шаг несколько меньше полосы).

В зависимости от целей исследования задаются:

$f_n$  и  $f_k$  — начальная и конечная частоты сканируемого интервала;

$t_f$  — время измерения на одной частоте (один спектр);

$n$  — число сканирований интервала (для усреднения по сканированиям);

$\delta_p$  — результирующее разрешение по частоте (для усреднения по частотам);

$\Delta f_{\text{фон}}$  — интервал выбора уровня фонового шума.

Исходя из характеристик приемника задаются:

$\Delta f$  — полоса пропускания РПУ;

$t_n$  — время перестройки РПУ.

Время перестройки РПУ учитывается следующим образом: отсчеты сигнала, проходящиеся на это время, отбрасываются. Поэтому разность  $t_f - t_n$  назовем значимым временем измерения на частоте  $t_n$ . Строго говоря, это время на практике еще немного корректируется так, чтобы соблюдалось следующее условие: произведение частоты дискретизации и этого времени — целое число. При несоблюдении этого условия на один спектр (соответствующий времени измерения на данной частоте) приходится нецелое число отсчетов. Дробные отсчеты приходилось бы отбрасывать, что приводило бы к небольшой погрешности в определении частоты, соответствующей этому блоку отсчетов. При управлении перестройкой РПУ также учитывается реальное значение времени измерения на частоте.

Частота дискретизации  $f_d$  сигнала выбирается из соображения необходимости обеспечения полосы анализа больше, чем полоса пропускания РПУ ( $f_d > 2\Delta f$ ), т.е. ближайшая большая от удвоенной полосы РПУ (если нет возможности задания точно требуемой, а только выбор из фиксированного списка частот дискретизации).

Число точек БПФ выбирается ближайшим большим (степень числа 2) от произведения частоты дискретизации и значимого времени измерения на частоте:

$$N_{\text{БПФ}} = 2^{\text{ceil}(\log_2(f_d(t_f - t_n)))}, \quad (2)$$

где  $\text{ceil}$  — функция округления в большую сторону.

Отношение полосы анализа (половина от частоты дискретизации) к числу спектральных элементов  $((N_{\text{БПФ}} / 2) + 1)$  определяет спектральное разрешение. Увеличение времени измерения на частоте позволяет увеличить спектральное разрешение.

В полосе РПУ выбирается для дальнейшей обработки полоса, которую назовем полезной  $\Delta f_n$ . Для чего отбрасываются частотные участки в полосе РПУ перед ней ( $\Delta f_{s1}$ ) и после нее ( $\Delta f_{s2}$ ); шаг перестройки РПУ должен быть равен  $\Delta f_n$ . Нижняя часть полосы РПУ ( $\Delta f_{s1}$ ) отбрасывается для исключения низкочастотных наводок (от электросети и др.). Необходимость отбрасывания верхней части полосы РПУ ( $\Delta f_{s2}$ ) обусловлена особенностью аппаратуры и методики измерений: частота дискретизации не может регулироваться плавно и выбирается ближайшей большей от удвоенной полосы РПУ, т.о. полоса анализа БПФ несколько больше, чем полоса РПУ. При задании  $\Delta f_{s2}$  требуется учесть "лишнюю" полосу. Отбрасывание полос учитывается при вычислении величины шага перестройки  $\Delta f_n$ , так что все полезные полосы  $\Delta f_n$  выстраиваются последовательно без пропусков и наложений, образуя непрерывную панораму спектра помех. Поэтому реальный шаг перестройки  $\Delta f_n$  меньше полосы РПУ  $\Delta f$ .

Величина интервала, приходящегося на один спектральный элемент, определяется отношением полосы анализа БПФ и числа спектральных элементов. Поэтому заданные  $\Delta f_{s1}$  и  $\Delta f_{s2}$  выравниваются по границам ближайших спектральных элементов.

Для снижения влияния широкополосных импульсных помех (ближние грозы), способных вызывать в т.ч. внеполосные искажения в РПУ, используется следующий алгоритм [16]. Вначале в выбранном частотном диапазоне для повышения устойчивости оценки спектра измерения производятся  $n$  раз. Среди выборочных спектров отсеиваются те, которые подвергались воздействию широкополосной импульсной помехи.

Для определения факта воздействия вычисляется математическое ожидание спектральной плотности и определяется пороговый уровень. Спектры, для которых математическое ожидание превышало порог, отбрасывались. Эта помеха может быть как природного происхождения (ближние грозы), так и искусственного (индустриальные помехи). Нужно отметить, что эта помеха является импульсной в "обыкновенном" режиме работы приемника, в то время как стационарная помеха становится импульсной (точнее, ЛЧМ-квазиимпульсом) только в режиме ЛЧМ-приема.

Повышение статистической устойчивости спектра возможно за счет потери разрешения по частоте путем суммирования  $m$  соседних спектральных компонент (для достижения заданного разрешения  $\delta_p$ ) либо за счет потери разрешения по времени. Последний вариант в рамках данной методики может быть осуществлен двумя способами: увеличением времени измерения на частоте  $f_f$  либо сканированием заданного интервала заданное число раз  $n$  с последующим усреднением панорамы спектра помех по всем  $n$  сканированиям. Важно то, что эти действия могут производиться над сохраненными оцифрованными данными после процесса измерений, т.е. одни и те же данные могут быть обработаны с разными параметрами и использоваться для разных целей исследования.

На рис. 3 в качестве примера показаны спектры помех с разрешением  $\delta_p = 10$  кГц (тонкая линия),  $\delta_p = 1$  МГц (жирная линия). Здесь и далее примеры основаны на данных круглосуточного измерения помех в приемном пункте г. Йошкар-Ола в марте 2001 г. [5].

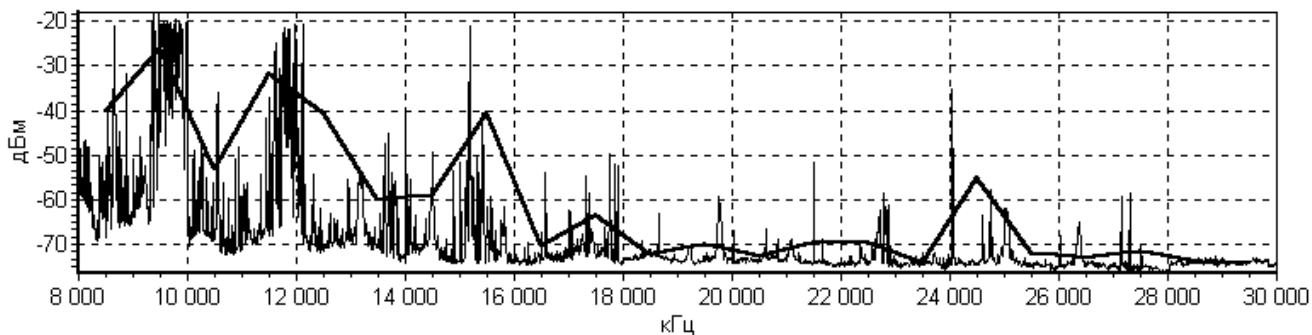


Рис. 3. Спектры помех с разрешением  $\delta_p = 10$  кГц (тонкая линия),  $\delta_p = 1$  МГц (жирная линия)

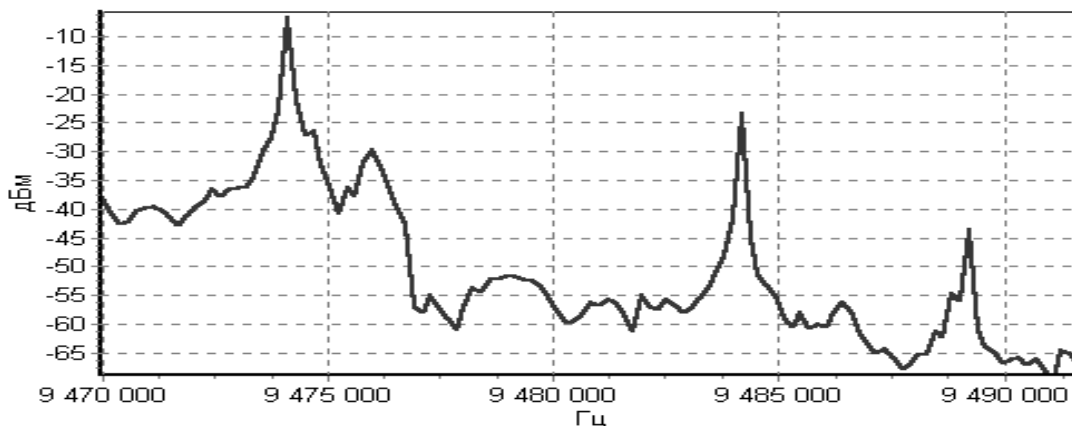


Рис. 4. Фрагмент спектра помех с частотным разрешением 200 Гц

На рис. 4 в качестве примера показан фрагмент спектра помех с высоким частотным разрешением (200 Гц). Видно, что помехи, которые, скорее всего, можно идентифицировать как стационарные, занимают полосы примерно 1–2 кГц, в то же время имеются частотные диапазоны шириной менее 1 кГц, практически не занятые стационарными помехами.

Результаты измерения помех за сутки могут быть наглядно представлены в виде спектрограммы — развертки спектров помех, выстроенных в ряд вертикально таким образом, что по горизонтальной оси представлено время снятия спектра помех, по вертикальной — частоты спектра, а цветом или яркостью изображены значения спектральных элементов (см. рис. 5, по данным измерений в г. Йошкар-Ола, 18–19 марта 2001 г.). На представленном рисунке видны диапазоны, занятые мощными радиовещательными станциями. Ночью (21 ч – 05 ч) происходит смещение загрузки по частоте,

что объясняется смещением к нижним частотам диапазона распространения радиоволн в ночное время и маневрированием рабочей частоты (в пределах набора разрешенных частот) радиопередатчиков.

Предусмотрен режим калибровки АЧХ РПУ [5]. В этом режиме на вход РПУ подается гармонический сигнал известного уровня и частоты; в файле сохраняется частотно-зависимый коэффициент усиления РПУ (отношение уровня выходного сигнала к уровню эталонного сигнала), используемый для коррекции АЧХ РПУ на этой частоте. Процедура повторяется для заданного частотного диапазона с заданным шагом. Отдельно измеряется интегральный уровень собственных шумов РПУ (с отключенной антенной) в зависимости от частоты; этот уровень характеризует минимальный уровень помех, который способна измерить конкретная аппаратура.

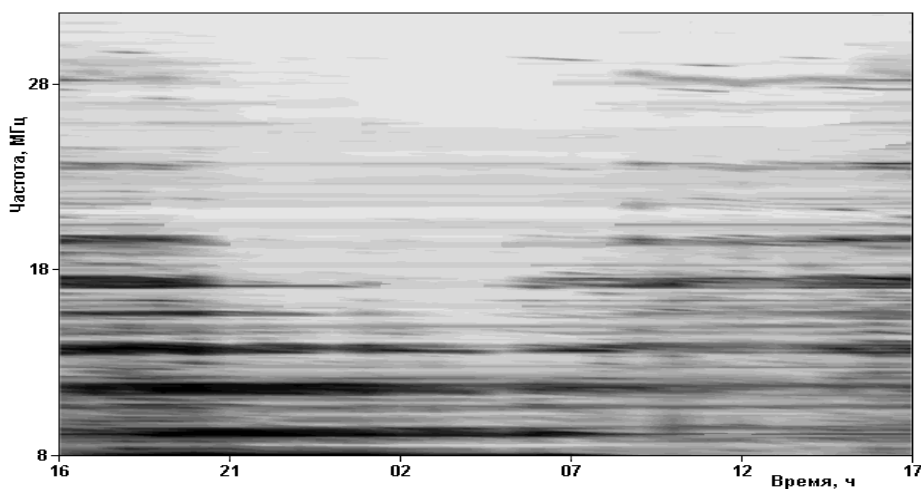


Рис. 5. Пример суточных вариаций спектра радиопомех. Черный цвет — максимум

Также отметим, что для задач геофизики, как правило, измерение шумов должно производиться в абсолютных единицах — единицах измерения напряженности поля, поэтому нужно не только производить калибровку РПУ, но и учитывать АЧХ антенно-фидерной системы, а также методически корректно учитывать диаграммы направленности антенн. Эти вопросы в настоящей работе не рассматриваются, приведенные здесь данные рассчитаны по входу РПУ.

Заслуживает отдельного упоминания методика выделения фонового шума из смеси помех всех видов. Напомним, что здесь под фоновым шумом понимается шум природного происхождения с медленно меняющимися характеристиками, т.е. без атмосферных импульсных помех, без стационарных и промышленных помех, другими словами, под фоновым шумом понимается сумма помех (атмосферный флуктуационный, тепловой, галактический шум), уровни которых на порядки меньше уровней (и медленнее меняются во времени) мощных помех природного (атмосферный импульсный шум — ближние грозы) и антропогенного (стационарные и промышленные) происхождения. Вообще, измерение фонового шума — отдельное направление, важное для геофизики. Но, например, в системе частотного обеспечения австралийского радиолокатора Jindalee [13] измерение фонового шума также производится. Применяемая методика основана на гипотезе, что минимальный уровень помех в диапазоне определяется фоновым шумом (что, конечно, не будет соответствовать действительности для диапазона, полностью забитого помехами "не фоновых" видов). Для оценки уровня фонового шума по панораме спектра помех на выбранной частоте в заданном частотном интервале  $\Delta f_{\text{фон}}$  (10 кГц — 1 МГц) выбираются частотные элементы с минимальным уровнем помехи, который принимается за уровень фонового шума на этом интервале. Иллюстрация результатов приведена на рис. 6, где разрешение усредненного спектра помех (тонкая линия)

10 кГц, фонового шума на интервале  $\Delta f_{\text{фон}} = 1$  МГц (толстая линия), причем выделение фонового шума произведено на тех же данных, что на рис. 3.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Описанные методики реализованы в составе аппаратно-программных комплексов зондирования ионосферы различных исполнений [5]. Первая методика позволяет извлекать информацию о стационарных помехах из данных радиозондирования ионосферы ЛЧМ-сигналами. Таким образом могут быть одновременно измерены характеристики и сигнала, и помех; повышается информативность существующего метода зондирования ионосферы. Однако в этом случае прием осуществляется в специфическом режиме радиозондирования, что несколько ограничивает возможности измерения помех, например измерения их абсолютных величин (а также параметры измерений привязаны к параметрам сеансов зондирования, прежде всего временные параметры). Поэтому если требуются характеристики только помех, то целесообразно использовать вторую методику, функционирующую в режиме обычного "классического" радиоприема. Вторая методика представляет собой универсальную гибкоперестраиваемую методику измерения панорам спектра помех различных видов. Ее гибкость заключается в возможностях широкого варьирования параметров измерений помех, в том числе над сохраненными измерительными данными после проведения измерительного эксперимента, что позволяет применять одни и те же данные для исследований с различными целями. Немаловажно, что и вторая методика может комплексироваться с зондированием ионосферы путем соответствующего составления расписания экспериментов с различными режимами измерений (а также динамического изменения расписания на основе экспресс-анализа данных, полученных в предыдущих сеансах).

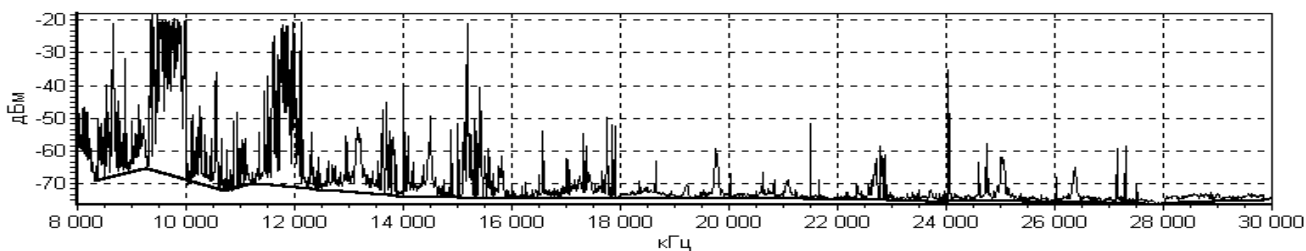


Рис. 6. Спектр помех разрешением 10 кГц (тонкая линия) и фоновый шум при  $\Delta f_{\text{фон}} = 1$  МГц (жирная линия)



На основе результатов измерений возможно построение (уточнение) полуэмпирических моделей радиопомех (как части фоноцелевой обстановки при комплексном имитационном моделировании), в т.ч. для моделирования и проектирования РТС различного назначения [20].

Также в планах дальнейших работ — реализация алгоритма панорамного измерения помех всех видов для более широкого диапазона, чем ДКМ (но включая ДКМ), на основе технологий т.н. "программно определяемых систем" (Software Defined Radio, SDR), что может представлять интерес для радиотехнических систем уже не только ДКМ-диапазона, но и других диапазонов, а также для целей геофизических исследований. Просматриваются два принципиально различных методических направления: первое — сохранение полного потока "сырых" измерительных данных с целью дальнейшей детальной обработки (включая методы обработки временных рядов и методы теории обучения машин); второе — экспресс-анализ помех в реальном времени, в т.ч. с использованием DSP (Digital Signal Processor) на борту SDR, получение неких описательных "моментальных" оценок характеристик помех, а также усредненных за нужное время "макрохарактеристик". При таком измерении помех в широких диапазонах придется решить техническую проблему коммутации антенн (разные диапазоны требуют разных антенн, да даже нижняя и верхняя части одного диапазона) и методическую проблему нормализации данных (поскольку разные антенны обладают разными коэффициентами усиления и диаграммами направленности). Могут оказаться полезными эксперименты по организации измерений на границах диапазонов на разные антенны для одного и того же небольшого частотного интервала с целью дальнейшего сравнения и выработки методики нормализации данных. Также в случае SDR-приемников имеется проблема отсутствия входных преселекторов, в результате чего SDR-приемники более, чем традиционные, подвержены влиянию мощных помех, особенно внеполосных. Возможно, потребуется дооснащение SDR-приемников преселекторами, "позаимствованными" от традиционных приемников ДКМ-диапазона. В качестве SDR-приемников для указанных целей нами рассматриваются Winradio WR-3500i-DSP и USRP N210. Устройство Winradio WR-3500i-DSP это плата SDR, компьютерный ДВ/СВ/КВ/УКВ приемник с возможностями радиосканера, диапазон частот на прием: 0.15–2600 МГц. Также рассматривается SDR-устройство USRP N210, привлекательное тем, что для него уже есть реализации режимов ВЗ и НЗИ в открытых

исходных кодах [21], что позволяет легко реализовать комплексирование режимов измерения помех и радиозондирования ионосферы.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Филипп Н.Д., Блаунштейн Н.Ш., Ерухимов Л.М., Иванов В.А., Урядов В.П. Современные методы исследования динамических процессов в ионосфере. Кишинев: Штиинца, 1991. 286 с.
2. Акимов В.Ф., Калинин Ю.К. Введение в проектирование ионосферных загоризонтных радиолокаторов / Под ред. С.Ф. Боева. М.: Техносфера, 2017. 492 с.
3. Алебастров В.А., Гойхман Э.Ш., Заморин И.М., Колосов А.А., Корато В.А., Кузьминский Ф.А., Кукис Б.С. Основы загоризонтной радиолокации / Под ред. А.А. Колосова. М.: Радио и связь, 1984. 256 с.
4. Fabrizio G. High Frequency Over-the-Horizon Radar: Fundamental Principles, Signal Processing, and Practical Applications. McGraw-Hill Education, 2013. 944 p.
5. Щирий А.О. Разработка и моделирование алгоритмов автоматического измерения характеристик ионосферных коротковолновых радиолоний: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. СПб.: Санкт-Петербургский гос. ун-т телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2007. 19 с.
6. Колчев А.А., Щирий А.О., Недопекин А.Е. Математические модели и методики измерения АЧХ многолучевых ионосферных коротковолновых радиолоний. Йошкар-Ола: Мар. гос. ун-т, 2013. ISBN 978-5-94808-762-7. 147 с.
7. Ред Э.Т. Схемотехника радиоприемников. Практическое пособие: пер. с нем. М.: Мир, 1989. 152 с.
8. Поляков В. О реальной селективности КВ-приемников // Радио. 1981. № 3. С. 18–20.
9. Максимов М.В., Бобнев М.П., Кривицкий Б.Х., Горгонов Г.И., Степанов Б.М., Шустов Л.Н., Ильин В.А. Защита от радиопомех / Под ред. М.В. Максимова. М.: Сов. радио, 1976. 496 с.
10. Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ-связи. М.: Связь, 1977. 134 с.
11. Хмельницкий Е.А. Оценка реальной помехозащищенности приема сигналов в КВ диапазоне. М.: Связь, 1975. 232 с.
12. Распространение по земному шару атмосферных помех и их характеристики. Отчет 322: Документы X Пленарной Ассамблеи МККР, Женева, 1963. М.: Связь, 1965. 80 с.
13. Earl G.F., Ward B.D. The frequency management system of the Jindalee over-the-horizon backscatter HF radar // Radio Science. 1987. Vol. 22, no. 2. P. 275–291. DOI: 10.1029/RS022i002p00275
14. Колчев А.А., Щирий А.О. Режекция сосредоточенных по спектру помех при ЛЧМ зондировании ионосферы // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. 2006. Т. 49, № 9. С. 751–759. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=9209029>

15. Колчев А.А., Щирый А.О. Оценивание параметров сосредоточенных по спектру помех на выходе приемника ЛЧМ ионозонда // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. 2007, № 5. С. 5461. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12878495>
16. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. Л.: Электроатомиздат, 1991. 304 с.
17. Колчев А.А., Щирый А.О. Восстановление частотной зависимости комплексного коэффициента отражения по данным наклонного ЛЧМ ионозонда // Оптика атмосферы и океана. 2007. Т. 20, № 7. С. 627–630. URL: <http://ao.iao.ru/ru/content/vol.20-2007/iss.07/9>
18. Shiriy A.O. HF channel transmit function module measurement // 5th International Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE 2002. 5. 2002. P. 365–369. DOI: 10.1109/APEDE.2002.1044964
19. Колчев А.А., Шумаев В.В., Щирый А.О. Гибкоперестраиваемая методика измерения радиопомех // Технологии электромагнитной совместимости. 2007. № 1. С. 50–54. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=22766702>
20. Коновальчик А.П., Плаксенко О.А., Щирый А.О. Обоснование облика перспективных радиолокационных станций посредством разрабатываемой отечественной системы автоматизированного проектирования // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2019. Т. 11, № 1. С. 4–11. URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/obosnovanie-oblika-perspektivnyh-radiolokatsionnyh-stantsiy-posredstvom-razrabatyvaemoy-otechestvennoy-sistemy>
21. GNU Chirp Sounder [Электронный ресурс]. Sodankylä Geophysical Observatory. Дата обращения: 22.06.2022. URL: [https://www.sgo.fi/~j/gnu\\_chirp\\_sounder/](https://www.sgo.fi/~j/gnu_chirp_sounder/)

**Институт земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн РАН им. Н.В. Пушкова (ИЗМИРАН), Москва, Россия**

Контакты: *Щирый Андрей Олегович*, [andreyschiriy@gmail.com](mailto:andreyschiriy@gmail.com)

Материал поступил в редакцию 31.07.2023

## TWO METHODS FOR MEASURING HF BAND NOISE

A. O. Schiriy

*Pushkov Institute of Terrestrial Magnetism, Ionosphere and Radio Wave Propagation  
of the Russian Academy of Sciences (IZMIRAN), Moscow, Russia*

Two methods of measuring HF band noise are presented. The first method allows you to extract information about station interference from data on ionospheric radiosounding using linear-frequency-modulated signals – thus, the characteristics of both the signal and interference can be measured simultaneously; the informativeness of the existing ionospheric sounding method increases; however, in this case, reception is carried out in a specific radiosounding mode, which somewhat limits the possibilities of measuring noises, for example, measuring their absolute values. If only interference characteristics are needed, then it is advisable to use the second technique, which operates in the mode of a conventional "classical" radio reception. The second method is a universal, flexible method for measuring panoramas of the spectrum of noises of various types. Its flexibility lies in the possibility of wide variation of the parameters of interference measurements, including processing the stored measurement data after the experiment finishes, which allows you to use the same data for research with different purposes; the second technique can be combined with ionospheric sounding. The described methods are implemented as part of hardware and software complexes of various designs for ionospheric sounding. A technique for estimating the background noise level based on a panorama of the interference spectrum is also given. In the future, it is possible to implement an algorithm for panoramic measurement of interference in all kinds of ranges wider than a decameter one (but including it). It is proposed to do this on the basis of Software Defined Radio technology.

*Keywords:* noise measurement, decameter noise, noise spectrum, ionospheric radiosounding, oblique ionospheric sounding

### REFERENCES

1. Filipp N.D., Blaunshstein N.Sh., Erukhimov L.M., Ivanov V.A., Uryadov V.P. *Sovremennye metody issledovaniya dinamicheskikh protsessov v ionosfere* [Current methods of studying dynamic processes in the ionosphere]. Chisinau, Shtiintsa Publ., 1991. 286 p. (In Russ.).
2. Akimov V.F., Kalinin Yu.K. *Vvedenie v proektirovanie ionosfernykh zagorizontnykh radiolokatorov* [Introduction to the design of ionospheric over-the-horizon radars]. S.F. Boev, ed. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2017. 492 p. (In Russ.).
3. Alebastrov V.A., Goikhman Eh.Sh., Zamorin I.M., Kolosov A.A., Korado V.A., Kuz'minskii F.A., Kukis B.S. *Osnovy zagorizontnoi radiolokatsii* [Basics of over-the-horizon radar]. A.A. Kolosov, ed. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1984. 256 p. (In Russ.).
4. Fabrizio G. *High Frequency Over-the-Horizon Radar: Fundamental Principles, Signal Processing, and Practical Applications*. McGraw-Hill Education, 2013. 944 p.
5. Schiriy A.O. *Razrabotka i modelirovanie algoritmov avtomaticheskogo izmereniya kharakteristik ionosfernykh korotkovolnovykh radiolinii*. Avtoref. diss. kand. techn. nauk [Development and modeling of algorithms for automatic measurement of characteristics of ionospheric shortwave radio links. Abstract cand. techn. sci. diss.]. Saint-Petersburg, Sankt-Peterburgskii gos. un-t telekommunikatsii im. prof. M.A. Bonch-Bruevicha, 2007. 19 p. (In Russ.).
6. Kolchev A.A., Schiriy A.O., Nedopekin A.E. *Matematicheskie modeli i metodiki izmereniya ACHKh mnogoluchevykh ionosfernykh korotkovolnovykh radiolinii* [Mathematical models and methods of measuring frequency response of multipath ionospheric shortwave radio links]. Yoshkar-Ola, Mar. gos. un-t, 2013. ISBN 978-5-94808-762-7. 147 p. (In Russ.).
7. Red Eh.T. *Skhemotekhnika radiopriemnikov. Prakticheskoe posobie* [Circuitry of radio receivers. A Practical Guide]. Transl. from Germ. Moscow, Mir Publ., 1989. 152 p. (In Russ.).
8. Polyakov V. [On the real selectivity of ShW receivers]. *Radio* [Radio], 1981, no. 3, pp. 18–20. (In Russ.).
9. Maksimov M.V., Bobnev M.P., Krivitskii B.Kh., Gorgonov G.I., Stepanov B.M., Shustov L.N., Il'in V.A. *Zashchita ot radiopomekh* [Protection against radio interference]. M.V. Maksimov, ed. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1976. 496 p. (In Russ.).
10. Komarov V.F., Sosunov V.N. *Sluchainye radiopomekhi i nadezhnost' CV-svyazi* [Random radio interference and reliability of ShW communication]. Moscow, Svyaz' Publ., 1977. 134 p. (In Russ.).
11. Khmel'nitskii E.A. *Otsenka real'noi pomekhozashchishchennosti priema signalov v CV diapazone* [Estimation of real noise immunity of signals reception in the ShW range]. Moscow: Svyaz' Publ., 1975. 232 p. (In Russ.).
12. Otchet 322: [Global Atmospheric Disturbance Distribution and Characteristics]. *Dokumenty X Plenarnoi Asamblei MKKR. Zheneva, 1963* [Documents of the X Ple-

- nary Assembly of the ICC. Geneva, 1963]. Moscow: Svyaz' Publ., 1965. 80 p. (In Russ.).
13. Earl G.F., Ward B.D. The frequency management system of the Jindalee over-the-horizon backscatter HF radar. *Radio Science*, 1987, vol. 22, no. 2, pp. 275–291. DOI: 10.1029/RS022i002p00275
  14. Kolchev A.A., Schiriy A.O. [Rejection of spectrally lumped noise during LFM sounding of the ionosphere]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radiofizika* [News of higher educational institutions. Radiophysics], 2006, vol. 49, no. 9, pp. 751–759. (In Russ.). URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=9209029>
  15. Kolchev A.A., Schiriy A.O. [Estimation of parameters of interference concentrated in spectrum at the output of LFM iono-probe receiver]. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Radioelektronika* [News of higher educational institutions. Radioelectronics] 2007, no. 5, pp. 5461. (In Russ.). URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=12878495>
  16. Novitskii P.V., Zograf I.A. *Otsenka pogreshnosti rezul'tatov izmerenii* [Evaluation of measurement results errors]. Leningrad, Ehlektroatomizdat Publ., 1991. 304 p. (In Russ.).
  17. Kolchev A.A., Schiriy A.O. [Reconstruction of the frequency dependence of the complex reflection coefficient from data of the oblique LFM ionosonde]. *Optika Atmosfery i Okeana* [Optics of the atmosphere and ocean], 2007, vol. 20, no. 7, pp. 627–630. URL: <http://ao.iao.ru/ru/content/vol.20-2007/iss.07/9> (In Russ.).
  18. Schiriy A.O. HF channel transmit function module measurement. *5th International Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering, APEDE*. 10 Dec 2002. P. 365–369. DOI: 10.1109/APEDE.2002.1044964
  19. Kolchev A.A., Shumaev V.V., Schiriy A.O. [Flexible method of measurement of radio interference]. *Tekhnologii elektromagnitnoi sovместимости* [Technologies of electromagnetic compatibility], 2007, no 1, pp. 50–54. URL: <https://elibrary.ru/item.asp?id=22766702> (In Russ.).
  20. Konovalchik A.P., Plaksenko O.A., Schiriy A.O. [Justification of the appearance of perspective radar systems by means developing Russian radar cad system]. *Naukoemkie tekhnologii v kosmicheskikh issledovaniyakh Zemli* [H&ES Research], 2019, vol. 11, no. 1, pp. 4–11. (In Russ.). URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/obosnovanie-oblika-perspektivnyh-radiolokatsionnyh-stantsiy-posredstvom-razrabatyvaemoy-otechestvennoy-sistemy>
  21. *GNU Chirp Sounder. Sodankylä Geophysical Observatory*. Accessed: 28.08.2023. URL: [https://www.sgo.fi/~j/gnu\\_chirp\\_sounder/](https://www.sgo.fi/~j/gnu_chirp_sounder/)

Contacts: *Schiriy Andrey Olegovich*,  
andreyschiriy@gmail.com

Article received by the editorial office on 31.07.2023

## INTRODUCTION

The operation of radio engineering systems (RESs) in the decameter range is based on the ability of short waves (SW) to be repeatedly reflected from the ionosphere and the earth's surface; therefore, adaptation of such RESs to ionospheric conditions is the most important prerequisite for ensuring their correct operation. For this adaptation, operational diagnostics of the ionosphere are carried out [1–6], the state of which depends on the time of day and season of the year, solar and geomagnetic activity, and other factors, usually of a random nature. Traditionally, for diagnosing the propagation environment, radar uses oblique incidence-backscatter sounding (IBS) of the ionosphere, and communication systems use oblique sounding of the ionosphere (IOS). It is advisable to supplement diagnostic tools with means of ionospheric vertical-incidence sounding (IVS), especially at the points of reflection of rays of inclined paths from the ionosphere [1–4]. The most promising is the choice of a signal with linear frequency modulation (chirp) as a sounding signal [1].

In addition to the numerous and complex effects of signal propagation, it is necessary to take into account decameter range noise of various natures. Therefore, as a rule, adaptation of the decameter range RESs to ionospheric conditions by selecting the optimum traffic frequency consists of two steps: selecting the best frequency ranges in terms of radio signal transmission, and then, within these ranges, selecting subbands with the least amount of noise.

Radio noise can occur inside the radio receiving device (RR), this is internal noise, and outside the RR, i.e., in the propagation environment — it is external noise.

The level of self-noise of modern radio receivers in the decameter range is significantly lower than the minimum level of external noises, even in the high-frequency part of the decameter range (> 20 MHz). Of practical interest may be various types of internal noises that arise in the receiver when it is exposed to powerful station noise (exceeding the dynamic range), including out-of-band noise [7, 8]. This work does not consider all the variety of internal noise of radio receiving devices, including those caused by out-of-

band influences [7, 8], as well as the noise of antenna-feed systems. In the RR calibration mode, only the integral level of self-noise is measured, depending on the frequency.

External noises are divided into active and passive noises. Types of active noise in the decameter range are [9–12]: noise caused by thermal radiation of the earth's surface, atmospheric noise, cosmic (galactic) noise, noise from radio stations (focused interference), and industrial noise. Noise that has a relatively uniform power spectrum is sometimes called background noise. Background noise of natural origin with slow dynamics (atmospheric fluctuation, galactic, thermal) is collectively called natural background noise.

This work does not consider noise that is called passive for radar (interfering reflections from the earth and water surfaces, interference from meteorological formations) [9]. Issues of electronic warfare (EW), i.e., so-called active masking interference, are also not considered [9].

The issue of antennas and angles of arrival of signals requires individual consideration and is not addressed in this article. Let us note only as an illustration that in the frequency support system of the Australian Jindalee over-the-horizon radar [13] noise measurements are carried out in two stages. The goal of the first stage is to obtain the dependence of the spectral density of noise on frequency, for which scanning is carried out in a given frequency range. At the first stage, an antenna with a wide direction pattern is used. Then, based on the data obtained at the first stage, the most “quiet” areas are selected (areas with the lowest level of noise) in each 1 MHz interval. At the second stage, background noise levels are measured in selected areas using eight antennas with narrow direction patterns, which makes it possible to determine the direction of arrival of radio noise in the horizontal plane. Note also that for radio communication systems, the direction of arrival of radio noise is not as significant as for radar systems.

In general, depending on the goals of the study, different requirements are imposed on the equipment and method of measuring. Thus, geophysical research does not require high frequency resolution because, to construct daily, annual, and other dependencies, you do not need to know the “fine” structure of noise (which is also highly susceptible to rapid fluctuations) but it requires the accumulation of statistical data over a long period of time. In addition, noise measurements must be made in absolute units — field strength units. This means that before each measurement session, it is necessary to calibrate the radio receiving device (RR), taking into account the type of antenna, its directional pattern, and other characteristics. For tasks of radio communication, radar and radio navigation, on the contrary, measurements can be carried out in relative units, but the high spectral resolution of the

method and equipment is important, as, for example, when choosing narrow-band (tens or hundreds of hertz) channels, as well as the possibility of rapid diagnostics and express analysis.

Note that there is a class of devices that combine the requirements of accurate (and even standardized) measurement of absolute values with high frequency resolution; these are the so-called measuring receivers (usually used in conjunction with measuring antennas) and they are designed to solve problems of monitoring the use of channels and frequency ranges, analyzing the electromagnetic environment, monitoring electromagnetic compatibility, radio monitoring, and radio survey.

An example of noise measurement techniques for radiocommunication and radar problems described in the literature is [10]. This technique allows us to obtain integral estimates of the congestion of frequency channels: the signal from the output of the receiver, discretely in time, is fed to the integrator, where it is integrated in 1.5 or 5 s, and then, through the converter, to the input of the recording device (digital typewriter). After recording the measurement, the automatic switch performs a retuning of the receiver to the next frequency. The frequency resolution is determined by the bandwidth of the radio receiver, which does not allow measuring the “fine” structure of noise. In [10], the issue of converting the voltage at the receiver input into field strength is also considered.

Another example is a spectral monitor of channel workload. The monitor is part of the frequency support of the decameter range RES, produced by Barry Research Corp. (AN/TRQ-35(v) Tactical Frequency Management System). The channel workload monitor can operate in two modes: scanning the frequency range of 2–30 MHz (or a section of it) and monitoring an individual frequency. The channel width is 3 kHz, spaced at 2 kHz intervals. The interference spectrum is displayed as a 0–30 dB histogram; the reference threshold is taken relative to the self-noise.

#### **MEASUREMENT OF STATION NOISE DURING IONOSPHERIC SOUNDING WITH CHIRP SIGNALS**

Since the ionosonde operates, in many cases, in energy stealth mode, it becomes possible to use sounding data to monitor the noise situation in the decameter range, expanding the measuring capabilities of the ionosonde.

An algorithm for automatic measurement of station (concentrated) noise has been developed in the process of ionosphere chirp radio sounding [14, 15]. Particular attention to the measurement of station (concentrated) noise was due to the fact that this is the dominant type in almost the entire decameter range. Extracting information about other types of noise from radio sounding data is also possible [5] but it

requires preliminary selection of the useful signal in the ionogram and therefore is not considered in this paper.

First, a model was built for converting noise in the chirp signal receiver path [14, 15]. It is shown that the station noise, concentrated in the spectrum, after conversion in chirp ionosonde RR, becomes pulsed (more precisely, a chirp quasi-pulse). Based on the analysis of estimates of the moments of distribution of the mixture of signal and noise, an adaptive algorithm has been developed [14, 15] to detect noise that has passed through the chirp ionosonde receiver and concentrated in the spectrum. Its main idea is as follows: the difference frequency signal with duration  $T$  from the ionosonde RR output was divided into  $K$  non-overlapping elements with duration  $T_s$ . The value of  $T_s$  was chosen in such a way that the corresponding frequency band  $\Delta f_s$  was equal to the average value of the spectrum width of the concentrated noise. For each  $k$ -th signal element, unbiased estimates of the standard deviation (RMS)  $\sigma_k$  were determined. The bimodality of the sample  $\sigma_k$  indicates the presence of concentrated noise in it, and this sample is censored to isolate samples belonging to the noise. The significance of the differences between  $\sigma_k$  is assessed based on the criterion for detecting gross errors in experimental measurements, which is valid for a large number of distribution laws [16]. If the value  $\sigma_k$  is

$$|\sigma_k - \bar{\sigma}| \leq s \cdot (1.55 + 0.8\sqrt{E + 2} \cdot \lg(K / 10)), \quad (1)$$

where  $\bar{\sigma} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \sigma_i$ ,  $s$  is the standard deviation for the values of  $\sigma_k$ ,  $E$  is the kurtosis, then there is no reason to consider this value to significantly deviate from the average. If inequality (1) is not satisfied for a some element and  $\sigma_k > \bar{\sigma}$ , then it is assumed that this signal element relates to concentrated noise. The advantage of this algorithm is also that detection is carried out on the basis of estimates of signal characteristics without taking statistics into account.

The efficiency of the algorithm has been assessed. According to the simulation, the probability of correct detection of concentrated noise was 99%, and the probability of a false alarm was 3%. According to experimental data (1500 signal samples with a 100 kHz band from 300 sessions of the IOS radio link Great Britain – Nizhny Novgorod, 12/16 – 19/2003), the probability of correct detection of noise was 95% [5, 14, 15].

**Fig. 1.** Oscillograms.  
a — the difference frequency signal; б — signal sections identified as concentrated noise

Fig. 1 shows, as an example, oscillograms (session of the IOS radio link Great Britain – Nizhny Novgorod, 12/16/2003, 10:52 Moscow time) of the difference frequency signal (Fig. 1, a) and signal sections identified as concentrated noise (Fig. 1, б). It can be seen that the use of the proposed detection algorithm makes it possible to distinguish concentrated noise quite well.

The detected noise is the object of further study: it is possible to estimate such parameters as the amount of noise in a given frequency band (frequency band — noise), the probability of noise appearing in a randomly selected channel with a given band, etc. [5, 15]. When calculating the "width" (i.e., the size of the occupied frequency band) of concentrated noise, the task arises of reconstructing breaks in sequences of samples identified as noise. Breaks, as a rule, amount to a value of one or two samples (since the frequency bandwidth is significantly less than the bands of adjacent detected noise, it can be stated with a high degree of probability that both of these noises and the gap between them constitute one noise). In general, it is advisable to use a median filter to delete single outliers. However, in this case, its direct application would lead to the removal of detected narrow-band noises (occupying a band similar to the band of the gaps to be deleted). Therefore, a modification of the filter was required, namely, the introduction of a condition for its use: the sample value is replaced by the median value only if this sample was not previously identified as belonging to the noise.

During the processing of the same sample of experimental data from which the probability of detection was estimated, the detected noises were examined. The following parameters were calculated: the number of noises  $N$  in the frequency band  $\Delta f = 100$  kHz, the noise frequency band  $\Delta f_n$ , the probability  $P$  of the appearance of concentrated noise in a randomly selected channel with a band of 3 kHz. Fig. 2 shows histograms of the distribution of these parameters for all processed data. Fig. 2, б, shows a peak in the vicinity of 3 kHz, which corresponds to the characteristic frequency band of radio broadcasting stations.

**Fig. 2.** Histograms of distributions  $N$ ,  $P$ ,  $\Delta f_n$  according to experimental data

A separate area of work (beyond the scope of this article) is ionogram cleaning from concentrated noise, i.e., improving the quality of operation of the ionosonde itself, when the detected noise is not the object of study but is suppressed [14] by rejecting or imposing a weighting function. This suppression of concentrated noise is a stage of preliminary data preparation for further processing of the ionogram and extracting

data from it (for example, calculating the frequency response of a radio link) [5, 6, 17, 18].

**FLEXIBLE ALGORITHM FOR OBTAINING  
A PANORAMA OF THE NOISE SPECTRUM  
(ALL TYPES OF NOISE)**

The most important advantage of the algorithm for measuring concentrated noise using IOS data described above (besides the possibility of extracting additional information from IOS data) is the simultaneous measurement of the characteristics of both the signal and noises. However, if the consumer is only interested in the characteristics of noises, then it is advisable to develop a special algorithm for measuring noises not in the chirp mode but in the normal "classical" reception mode. Such an algorithm makes it possible to carry out measurements with the largest possibilities for changing parameters (while in the chirp reception mode there is a "binding" to the operating parameters of chirp transmitters, etc.; and if the chirp reception is carried out, having "decoupled" from the schedule of transmitters and their parameters, the main motivation for using the chirp mode — simultaneous measurement of both noises and signal transmission — disappears).

Such an algorithm was developed [5, 19]. Its main idea is that the RR is sequentially adjusted with a given step in a given range, the RR "stands" at the current frequency for a specified time, the signal from the low-frequency output of the RR gets digitized, then a fast Fourier transform (FFT) is performed on the digitized signal. The resulting spectra, arranged sequentially, in general, represent a panorama of the noise spectrum (but there are some subtleties).

In general, information about the time-frequency structure of noise may have different consumers, and the variety of tasks leads to conflicting requirements for measurement data. Thus, geophysical research, as a rule, does not require high frequency resolution because, to construct daily, annual, and other dependencies, you do not need to know the "fine" structure of noise (which is also highly susceptible to rapid fluctuations), but it requires the accumulation of statistical data over a long period of time. For radio communication, radar and radio navigation tasks, on the contrary, high frequency resolution is important. The developed algorithm allows processing parameters to be varied within a wide range, due to which the developed measuring device can be used both to study the fine structure of noise and to study variations in noise parameters.

The RR retuning occurs sequentially with a set step. Moreover, the tuning step is approximately equal to the RR band (as shown below, the step is slightly less than the band).

Depending on the goals of the study, the following are specified:

- $f_n$  and  $f_k$  — initial and final frequencies of the scanned interval;
- $t_f$  — the measurement time at one frequency (one spectrum);
- $n$  — the number of scans of the interval (for averaging over scans);
- $\delta_p$  — the resulting frequency resolution (for averaging over frequencies);
- $\Delta f_{\text{фон}}$  — interval for selecting the background noise level.

Based on the characteristics of the receiver, the following are specified:

- $\Delta f$  — RR bandwidth;
- $t_n$  — the time for RR retuning.

The retuning time of the RR is taken into account as follows: signal samples falling during this time are discarded. Therefore, we call the difference  $t_f - t_n$  the significant measurement time at frequency  $t_u$ . Strictly speaking, in practice, this time is slightly adjusted so that the following condition is met: the product of the sampling frequency and this time is an integer. If this condition is not met, one spectrum (corresponding to the measurement time at a given frequency) contains a non-integer number of samples. Fractional samples would have to be discarded, which would lead to a small error in determining the frequency corresponding to this block of samples. When controlling the tuning of the RR, the real value of the measurement time at frequency is also taken into account.

The sampling frequency  $f_n$  of the signal is selected based on the need to provide an analysis bandwidth greater than the RR passband  $\Delta f$  ( $f_n > 2\Delta f$ ), i.e., the nearest larger one from the doubled RR band (if it is not possible to set exactly the required one, only select from a fixed list of sampling frequencies).

The number of FFT points is chosen to be the nearest largest (power of 2) from the product of the sampling frequency and the significant measurement time at the frequency.

$$N_{\text{БПФ}} = 2^{\text{ceil}(\log_2(f_n(t_f - t_n)))}, \quad (2)$$

where ceil is the rounding function up.

The ratio of the analysis bandwidth (half of the sampling frequency) to the number of spectral elements  $((N_{\text{БПФ}} / 2) + 1)$  determines the spectral resolution. Increased measurement time at frequency allows you to increase the spectral resolution.

In the RR band, a band that we call useful  $\Delta f_n$  is selected for further processing. The frequency sections in the RR band before it ( $\Delta f_{s1}$ ) and after it ( $\Delta f_{s2}$ ) get discarded; the RR retuning step should be equal to  $\Delta f_n$ . The lower part of the RR band ( $\Delta f_{s1}$ ) is discarded to eliminate low-frequency noise (from the power

supply, etc.). The need to discard the upper part of the RR band ( $\Delta f_{s2}$ ) is due to the peculiarity of the equipment and measurement methodology: the sampling frequency cannot be adjusted smoothly and is selected to be the nearest larger one from the doubled RR band, i.e., the FFT analysis bandwidth is slightly larger than the RR bandwidth. When specifying  $\Delta f_{s2}$ , it is necessary to take into account the “extra” band. The discarding of bands is taken into account when calculating the tuning step size  $\Delta f_n$ , so that all useful bands  $\Delta f_n$  are lined up sequentially without gaps or overlaps, forming a continuous panorama of the noise spectrum. Therefore, the real tuning step  $\Delta f_n$  is fewer than the RR band  $\Delta f$ .

The size of the interval per spectral element is determined by the ratio of the FFT analysis band to the number of spectral elements. Therefore, the specified  $\Delta f_{s1}$  and  $\Delta f_{s2}$  are aligned along the boundaries of the nearest spectral elements.

To reduce the influence of broadband impulse noise (nearby thunderstorms), which can cause, among other things, out-of-band distortions in the RR, the following algorithm is used [16]. First, in the selected frequency range, measurements are made  $n$  times to increase the stability of the spectrum estimate. Among the selective spectra, those that were exposed to broadband pulse noise are eliminated.

To determine the fact of exposure, the mathematical expectation of the spectral density is calculated, and the threshold level is determined. Spectra for which the mathematical expectation exceeded the threshold were discarded. This noise can be either natural (nearby thunderstorms) or artificial (industrial noise). It should be noted that this noise is pulsed in the “ordinary” operating mode of the receiver, while station noise becomes pulsed (more precisely, a chirp quasi-pulse) only in the chirp reception mode.

Increasing the statistical stability of the spectrum is possible due to a loss of resolution of frequency by summing  $m$  neighboring spectral components (to achieve a given resolution  $\delta_p$ ), or a loss of resolution of time. The latter option can be carried out in two ways: by increasing the measurement time at frequency  $f_f$  or by scanning a given interval a given number of times  $n$  with subsequent averaging of the noise spectrum panorama over all  $n$  scans. The important thing is that these actions can be performed on the saved digitized data after the measurement process, i.e., the same data can be processed with different parameters and used for different research purposes.

Fig. 3 shows, as an example, noise spectra with a resolution of  $\delta_p = 10$  kHz (thin line),  $\delta_p = 1$  MHz (thick line). Here and below, the examples are based on data from round-the-clock noise measurements at the receiving point in Yoshkar-Ola in March 2001 [5].

**Fig. 3.** Noise spectra with resolution  $\delta_p = 10$  kHz (thin line),  $\delta_p = 1$  MHz (thick line)

Fig. 4 shows, as an example, a fragment of the interference spectrum with high frequency resolution (200 Hz). It can be seen that noise, which most likely can be identified as station noise, occupies bands of approximately 1–2 kHz, while at the same time there are frequency ranges less than 1 kHz, practically not occupied by station noise.

**Fig. 4.** Fragment of the interference spectrum with a frequency resolution of 200 Hz

The results of measuring noise per day can be visually presented in the form of a spectrogram — a scan of noise spectra, lined up vertically in such a way that the horizontal axis represents the time of recording of the noise spectrum, the vertical axis represents the frequency of the spectrum, and the color or brightness show the values of the spectral elements (see Fig. 5, according to measurements in Yoshkar-Ola, 3/18–19/2001). The presented figure shows the ranges occupied by powerful radio broadcasting stations. At night (21:00–05:00), there is a shift in frequency congestion, which is explained by a shift of the radio wave propagation range to lower frequencies and maneuvering of the operating frequency (within the set of permitted frequencies) of radio transmitters.

**Fig. 5.** An example of daily variations in the spectrum of radio noise, black color — maximum

The calibration mode for the frequency response of the RR [5] is provided. In this mode, a harmonic signal of a known level and frequency is supplied to the RR input; the file stores the frequency-dependent gain of the RR (the ratio of the output signal level to the level of the reference signal), used to correct the frequency response of the RR at this frequency. The procedure is repeated for a given frequency range with a given step. The integral level of the RR self-noise (with the antenna turned off) is measured separately depending on the frequency; this level characterizes the minimum level of noise that a particular piece of equipment can measure.

We also note that for geophysics problems, as a rule, noise measurements should be made in absolute units — units of field strength, so it is necessary not only to calibrate the RR, but also to take into



account the frequency response of the antenna-feed system, and also methodically correctly take into account the radiation patterns of antennas. These issues are not considered in this paper; the data presented here are calculated based on the RR input.

The technique for isolating background noise from a mixture of noises of all types deserves special mention. Let us recall that here background noise is understood as noise of natural origin with slowly changing characteristics, i.e., without atmospheric impulse interference, without stationary and industrial interference. In other words, background noise is understood as the sum of noises (atmospheric fluctuation, thermal, and galactic noise), the levels of which are orders of magnitude lower than the levels (and change more slowly over time) of powerful noises of natural (atmospheric impulse noise — nearby thunderstorms) and anthropogenic (station and industrial) origins. In general, measuring background noise is a separate area that is important for geophysics. But, for example, in the frequency support system of the Australian Jindalee radar [13], background noise is also measured. The methodology used is based on the hypothesis that the minimum level of noise in the range is determined by background noise (which, of course, does not correspond to reality for a range completely clogged with “non-background” types of noise). To assess the level of background noise at a selected frequency in a given frequency interval (10 kHz–1 MHz), frequency elements with a minimum level of noise are selected from a panorama of the noise spectrum; this level is taken as the level of background noise in this interval. An illustration of the results is shown in Fig. 6, where the resolution of the average noise spectrum (thin line) is 10 kHz, background noise is in the interval  $\Delta f_{\text{фон}} = 1$  MHz (thick line), and the background noise is isolated on the same data as in Fig. 3.

**Fig. 6.** Noise spectrum with a resolution of 10 kHz (thin) and background noise at  $\Delta f_{\text{фон}} = 1$  MHz (thick)

## CONCLUSION

The described techniques are implemented as part of hardware and software complexes of various designs for ionospheric sounding [5]. The first technique makes it possible to extract information about station noise from radiosounding data of the ionosphere using chirp signals. In this way, the characteristics can be measured simultaneously for both signal and noise; the information content of the existing ionospheric sounding method is increased. However, in this case, reception is carried out in a specific radio sounding

mode, which somewhat limits the possibilities of measuring noise, for example, measuring its absolute values (and measurement parameters are also tied to the parameters of sounding sessions, primarily time parameters). Therefore, if only noise characteristics are required, then it is advisable to use the second technique, operating in the mode of conventional “classical” radio reception. The second technique is a universal, flexible technique for measuring spectrum panoramas of various types of noise. Its flexibility lies in the ability to widely vary the parameters of noise measurements, including the stored measurement data after a measurement experiment, which allows the same data to be used for research for various purposes. It is important that the second technique can be combined with ionosphere sounding by appropriately scheduling experiments with different measurement modes (as well as dynamically changing the schedule based on express analysis of data obtained in previous sessions).

Based on the measurement results, it is possible to construct (refine) semi-empirical models of radio noise (as part of the background target environment in complex simulation modeling), including for modeling and designing RESs for various purposes [20].

The plans for further project development include the implementation of an algorithm for panoramic measurement of noises of all types for a wider range than decameters (but including decameters) based on technologies of the so-called “software defined radio” (SDR), which may be of interest for radio systems not only in the decameter range but also in other ranges, as well as for the purposes of geophysical research. There are two fundamentally different methodological directions: the first is the preservation of the full flow of “raw” measurement data for the purpose of further detailed processing (including methods for processing time series and methods of machine learning theory); the second is the express analysis of noise in real time, including using a digital signal processor (DSP) on board the SDR to obtain some descriptive “instant” estimates of noise characteristics, as well as “macro-characteristics” averaged over the required time. With such measurements of noise in wide ranges, there are a number of problems to be solved: the technical problem of antenna switching (different ranges require different antennas, even the lower and upper parts of the same range) and the methodological problem of data normalization (since different antennas have different gains and radiation patterns). Experiments on organizing measurements at the boundaries of ranges using different antennas for the same small frequency interval may be useful for the purpose of further comparison and development of data normalization techniques. Also, in the case of SDR receivers, there is the problem of the lack of input preselectors, as a result of which SDR receivers are more susceptible

to the influence of powerful noise, especially out-of-band, than traditional ones. It may be necessary to retrofit SDR receivers with preselectors "borrowed" from traditional decameter-range receivers. We are considering Winradio WR-3500i-DSP and USRP N210 as SDR receivers for these purposes. The Winradio WR-3500i-DSP device is a SDR board,

a computer LW/MW/SW/VHF receiver with radio scanner capabilities, receiving frequency range: 0.15–2600 MHz. USRP N210 SDR device is also considered, being favored for implementations of the IOS and IVS modes in open source codes [21], which makes it easy to implement the integration of noise measurement and ionospheric radio sounding modes.