

## АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ОБНАРУЖЕНИЯ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ КВАДРОКОПТЕРА НА БАЗЕ SDR КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ФОНЕ НЕПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ

Стецко В.Ю., студент гр.950702

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
г. Минск, Республика Беларусь

Вашкевич М.И. – канд. техн. наук

**Аннотация.** В работе рассмотрен метод обнаружения сигналов беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) – квадрокоптеров с помощью некогерентного накопления. Также рассмотрен метод обнаружения БПЛА в городских условиях (в условиях непреднамеренных помех). Результатом работы этих методов является успешное обнаружение (выделение) видеосигнала БПЛА. Методы проверялись в реальном времени (в прямом эфире) и на тестовых сигналах, которые были записаны с помощью *Software-Defined Radio* от компании *National Instruments USRP 2953 R*.

**Ключевые слова.** Некогерентное накопление, БПЛА, *USRP*, *LabVIEW*.

### Введение

Повсеместное использование малых БПЛА помимо, несомненно, позитивных сторон породило ряд проблем, связанных с неадекватным поведением некоторых владельцев БПЛА, несанкционированным мониторингом объектов и территорий государственной важности, участвовавшими случаями вторжения в личную жизнь, возникновением возможности использованием БПЛА в террористических и разведывательных целях.

Последнее время число беспилотных летательных аппаратов, разнообразие возможных сценариев их применения в военных конфликтах для решения различных задач, и трудность их обнаружения, обусловленная в основном малыми размерами и высотами полета, определили необходимость разработки специальных методов и средств обнаружения БПЛА и борьбы с ними.

Анализ способов и результатов применения БПЛА в военных конфликтах и террористических атаках в последнее десятилетие показывает, что современная эффективно реагирующая на возникающие угрозы система борьбы с БПЛА должна оперативно в автоматическом режиме обеспечивать своевременное обнаружение и идентификацию беспилотных летательных аппаратов.

### Методы и способы обнаружения БПЛА по излучениям их бортовых систем

Для связи с БПЛА и высокоскоростной передачи с него телеметрии и данных на наземный пункт управления (ПУ) используется командная радиопередача управления (КРУ).

В настоящее время рынок средств и комплексов радиопротиводействия квадрокоптерам представлен разработками, как зарубежных, так и отечественных производителей. Принципы функционирования известных образцов, в части поиска и обнаружения сигналов радиопередачи, базируются на знании частотного диапазона и вида излучаемых сигналов, перечень которых, представлен в таблице 1.

Таблица 1 - Стандартные полосы частот радиоуправляемых БПЛА

Обозначение диапазона	Начало полосы частот	Конец полосы частот	Излучаемая мощность
433 МГц	433,05 МГц	434,79 МГц	10 – 14 дБм
900 МГц	868 МГц	915 МГц	до 21 дБм
2,4 ГГц	2,4 ГГц	2,4835 ГГц	до 26 дБм
5,8 ГГц	5,725 ГГц	5,85 ГГц	до 26 дБм

Представленные в таблице 1 данные показывают, что радиоуправление квадрокоптерами производится в полосе не лицензируемых диапазонов частот (*ISM*) с ограничением максимальной мощности излучения.

Информация для выявления и последующей пеленгации БПЛА может быть получена путем приема специальными средствами отраженной и излучаемой энергии во всех диапазонах спектра электромагнитных и акустических волн. Любому материальному объекту, в том числе и БПЛА, присущи демаскирующие признаки, которые выделяют его в окружающей среде, делая его заметным для наблюдения. В настоящее время существуют основные каналы обнаружения БПЛА.

- Акустический канал. Суммарный спектр акустического излучения тактического БПЛА обусловлен гармоническими и широкополосными составляющими. Он включает в себя гармонические составляющие излучения двигателя, шума оборотов винта, излучение механической природы, а также высокочастотную и низкочастотную составляющие шума двигателя с непрерывными по частоте спектрами.

- Оптический канал. Оптическое обнаружение БПЛА очень сильно зависит от факторов окружающей среды. Увеличение дальности обнаружения достигается за счет сужения поля зрения, уменьшения зоны обзора и увеличения времени поиска. Поэтому визуальные сенсоры являются неэффективными устройствами для проведения поиска. При поступлении внешних целеуказаний от более эффективного поискового средства оптические сенсоры могут быть эффективно использованы для сопровождения БПЛА [1]. Поскольку беспилотники являются значительно меньшими по размерам по сравнению с пилотируемыми средствами, то это усложняет их обнаружение с помощью оптических средств.

- Инфракрасный (ИК) канал. Тепло от БПЛА выделяется, в основном, силовой установкой и, в меньшей мере, электронными компонентами, а также точками торможения на несущих краях крыльев, пропеллеров и винтов. Разработчики беспилотников стараются предотвратить излучение в ИК диапазоне в направлении размещенных на земле приемников и направить это излучение в сторону неба [1]. Кроме того, используют материалы с малой излучательной способностью, такие как серебро и алюминий. В данном случае возможность БПЛА быть обнаруженным определяется его излучательной способностью, контрастом и площадью излучения.

- Радиотехнический канал. Поиск БПЛА с помощью активных радиолокационных станций достаточно продуктивный, так как они имеют относительно большой импульсный объем поиска и значительную дальность обнаружения. Однако РЛС могут быть определены противником по собственному излучению. Радиолокационное обнаружение БПЛА может быть приемлемым только тогда, когда не ставятся требования к скрытности работы или высокой мобильности.

- Канал радиотехнической разведки. БПЛА могут быть обнаруженными и средствами радиотехнической разведки путем приема и анализа радиосигналов линий связи и управления, радиолокационных высотомеров, постановщиков активных помех и радиолокационных станций. Однако этим методом можно установить лишь направление на БПЛА, причем точность определения повышается при увеличении времени наблюдения. Некоторые низкочастотные линии связи могут быть обнаружены на значительных дальностях. Излучение бортовых РЛС и постановка активных помех БПЛА могут быть обнаружены на еще больших дальностях. Этот метод требует минимального оборудования и позволяет быстро определить пеленг цели при дальнейшей выдаче целеуказаний на средства оптического или ИК наблюдения

## Общие сведения, описание и принципы работы аппаратной части, применяемой для решения задач обнаружений БПЛА

Используемое аппаратное обеспечение:

- Устройство *USRP 2953 R* от *National Instruments*
- Блок питания *USRP* (входное напряжение: 100-240 В, выходное напряжение: 12 В)
- Сетевая карта *10 Gigabit Ethernet* от *Intel*
- Кабель *Ethernet 10 Gigabit*
- Направленная антенна *HyperLOG 7060* (диапазон частот: 700 МГц – 6 ГГц, коэффициент усиления: 5 дБи)

*USRP (Universal Software Radio Peripheral) 2953 R* представляет собой интегрированное аппаратно-программное решение для быстрого создания прототипов высокопроизводительных систем беспроводной связи, построенное на архитектуре ввода-вывода (*RIO*). *USRP RIO* позволяет исследователям быстрее создавать прототипы и сокращать время получения результатов.

Основные технические характеристики *USRP 2953 R* [8]:

- Диапазон рабочих частот: 10 МГц – 6 ГГц
- Диапазон усиления: 0 дБ – 37.5 дБ с допустимым шагом в 0.5 дБ
- Максимальная пропускная способность: 160 МГц
- Поддержка *1/10 Gigabit Ethernet*

### Применение некогерентного накопления для увеличения дальности обнаружения излучений БПЛА

Принимая во внимание факт применения на всех современных квадрокоптерах радиомодемов, работающих в диапазонах 2,4 и (или) 5,8 ГГц, можно утверждать, что основными для поиска и обнаружения сигналов радиопередачи, являются именно эти диапазоны частот. При этом заявленные дальности, с возможной реализацией алгоритмов автоматического обнаружения и идентификации в этих диапазонах, не превышают полукруга, трех километров [3].

Невысокие показатели обнаружения присущие существующим системам радиомониторинга в первую очередь связаны спецификой самих обнаруживаемых сигналов (скачкообразное изменение частоты от посылки к посылке в пределах диапазона), что вынуждает вести поиск и обнаружение в полосе частот до 120 МГц. Из общей теории радиоприемных устройств известно, что реализация широкополосного приема приводит к увеличению спектральной плотности мощности собственных шумов ( $N_0$ ) радиоприемного устройства (РПРУ) и снижению его чувствительности. Ориентировочный расчет чувствительности РПРУ в полосе 120 МГц с коэффициентом шума 7 – 10 дБ и отношении сигнал/шум (SNR) 10 дБ свидетельствует, что значение минимальной мощности принимаемого сигнала, будет варьироваться в пределах минус 103 – 106 дБВт. Кроме этого реализация цифровых алгоритмов обнаружения на основе быстрого преобразования Фурье (БПФ), применяемых для решения задачи обнаружения, не позволяет получить существенного выигрыша в отношении SNR согласно формулы

$$SNR = 10 \log_{10} \left( \frac{n}{2} \right) \quad (1)$$

где  $n$  – размер выборки (число точек) БПФ.

Для достижения более высоких показателей по дальности обнаружения многие разработчики систем радиомониторинга идут по пути наращивания числа каналов РПРУ, увеличения производительности систем обработки сигнала, повышения направленности приема, автоматизации процессов обнаружения с применением баз данных по типам и видам сигналов радиопередачи.

Повысить возможности существующих систем радиопротиводействия по дальности обнаружения квадрокоптеров возможно за счет совершенствования программных средств обработки сигнала на основе разработки и реализации алгоритмов некогерентного накопления (НКН), учитывающих специфику решаемой задачи.

Особенностью НКН широкополосных, псевдослучайных сигналов с перестройкой по частоте от посылки к посылке по отношению к процедурам межпериодного накопления, применяемых в радиолокации, является векторное суммирование элементов массива, полученного в результате реализации БПФ.

Решение этой задачи позволит компенсировать потери энергии сигнала, возникающие в процессе обработки, тем самым увеличить пороговую чувствительность на 10 – 20 дБ и обеспечить заданную точность измерения частотных параметров сигнала для последующего наведения передатчика помех на обнаруженные источники.

Из [4] известно, что при подаче на амплитудный детектор (АД) смеси полезного сигнала  $u_c$  длительностью  $t_n$  амплитудой  $U_m$  и шума  $u_{ш}$  с нулевым средним значением и дисперсией  $\sigma_{ш}^2$  при условии  $u_{ш}^2 \ll 2u_c u_{ш}$  детектирование производится на участке характеристики детектора близкой к линейной. В этом случае отношение амплитуды сигнала к среднеквадратическому значению шума на выходе АД может быть рассчитано по формуле:

$$\frac{U_{с\text{ Вых}}}{\sqrt{u_{ш}^2}} \approx \frac{U_m^2}{2U_m \sigma_{ш}} = \frac{U_m}{2\sigma_{ш}} \quad (2)$$

Если за время накопления выполняется (2), можно считать, что процесс детектирования будет линейным. В этом случае последетекторное действие НКН заключается в увеличении SNR в  $N$  раз

по мощности, где  $N$  - количество накопленных выборок БПФ. При условии, что  $\sigma_w^2 = N_0 \Delta f_{\text{ПРПУ}}$ , расчет порогового отношения  $SNR$  на выходе конечного устройства может быть проведен с применением формулы [4]

$$q_n \approx \left( \frac{U_{c \text{ Вых}}}{\sqrt{u_{\text{ш}}^2}} \right)_{\min}^2 = \left( \frac{U_m^2}{4\sigma_{\text{ш}}^2} \right)_{\min} \cdot N = 0.5 \left( \frac{E_{c1}}{N_0} \right)_{\min} \cdot N \quad (3)$$

Учитывая, что реализация НКН производится в частотной области, то энергия одиночного импульса  $E_{c1}$  в формуле (3), может быть выражена через размер выборки БПФ с применением формулы

$$E_{c1} = \left( \frac{U_m}{\sqrt{2}} \right)^2 \frac{\Delta t \cdot n}{n_{\phi}} \quad (4)$$

где  $\Delta t$  – шаг дискретизации принятого сигнала;

$n_{\phi}$  – число фильтров БПФ в полосе частот принятого сигнала.

Из (4) следует, что в случае несогласованного приема энергия одиночного импульса, не зависит от размера выборки БПФ, соответственно значение  $SNR$  будет постоянным для любого  $n$ .

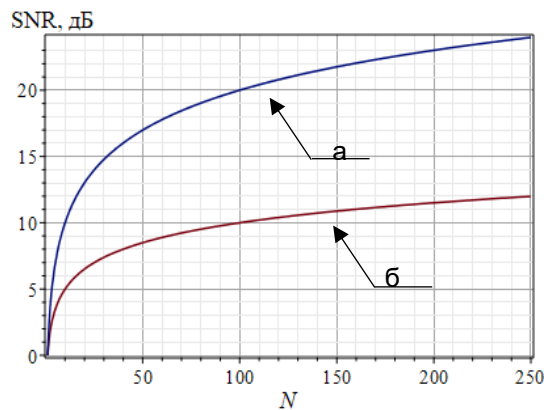
При малой величине  $SNR$  можно принять  $u_w^2 \gg 2U_c u_w$ . В этом случае детектирование является квадратичным [4]. Порогового отношения  $SNR$  на выходе оконечного устройства при квадратичном детектировании рассчитывается применением формулы [4]

$$q_n \approx \left( \frac{U_{c \text{ Вых}} \sqrt{N}}{\sqrt{u_{\text{ш}}^2}} \right)_{\min}^2 = 4 \left( \frac{E_{c1}}{N_0} \right)_{\min}^2 \cdot N \quad (5)$$

На основании результата, полученного при решении (5) можно утверждать, что пороговая энергия и мощность, рассчитанные для одной выборки в процессе НКН убывает обратно пропорционально  $\sqrt{N}$ .

Если считать, что пороговая величина  $SNR$  задана, тогда задача обнаружения сигналов радиуправления, с учетом компенсации потерь на обработку, сводится к определению числа выборок БПФ, позволяющих получить требуемое значение порога обнаружения.

На рисунке 1 представлены зависимости, связывающие  $SNR$  с количеством выборок БПФ при линейном и квадратичном накоплении, полученные в соответствии с (3) и (5).



а – линейное накопление; б – квадратичное накопление  
Рисунок 1 – Зависимость  $SNR$  от числа накопленных выборок БПФ

Анализ зависимостей, представленных на рисунке 1 позволяет утверждать, что для компенсации потерь в 20 дБ необходимо произвести накопление не менее 100 выборок при линейном и около 10000 при квадратичном детектировании.

В свою очередь, зная  $N$ , можно определить размер выборки БПФ для заданной частоты оцифровки сигнала (тактовой частоты аналогово-цифрового преобразования) и известной длительности посылки. Например, в случае обнаружения сигнала длительностью миллисекунда при шаге дискретизации 8 нс, и длине выборки БПФ 16382 отсчета получим  $N = 8$ . Этот результат улучшает  $SNR$  при линейном детектировании на 9 дБ (см. рисунок 1) и на 4,5 дБ при квадратичном. При 512-и точечном БПФ  $N = 244$ , что в свою очередь при реализации НКН улучшает  $SNR$  на 24 дБ и 12 дБ для случаев линейного и квадратичного накопления соответственно.

Таким образом разработка и реализация алгоритмов НК при решении задач обнаружения сигналов радиуправления способствует не только получению существенного выигрыша  $SNR$ , но и значительному улучшению чувствительности приемника по выходу накопителя, а соответственно увеличению дальности обнаружения излучающих объектов.

### Практическая реализация алгоритма обнаружения слабых сигналов БПЛА

1. Приём  $I/Q$  сигнала с *USRP 2953 R*, либо чтение бинарного файла, записанного с помощью *USRP 2953 R*, в котором находится  $I/Q$  сигнал.

Отрывок исходного  $I/Q$  сигнала представлен на рисунке 2.

2. Вычисления энергетического спектра сигнала.

Энергетический спектр характеризует распределение энергии сигнала по частоте. Спектр представлен на рисунке 3.

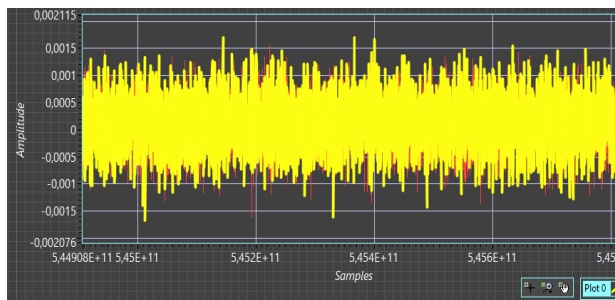


Рисунок 2 – Исходный  $I/Q$  сигнал

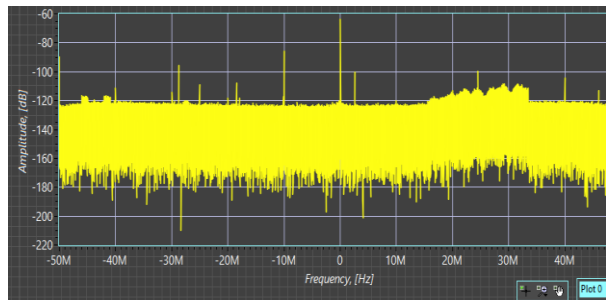


Рисунок 3 – Энергетический спектр  $I/Q$  сигнала

3. Разбиваем исходный  $I/Q$  сигнал на фреймы по 512 отсчетов.

Так как далее мы будем использовать быстрое преобразование Фурье (БПФ), то длина входных фреймов перед БПФ должна быть кратной двойке, т.е. допустимо провести БПФ с массивом из 2048, 4096, 8192 и т.д. точек сигнала, но не с массивом из 1000, 5000, 10000 и т.д. точек.

Мы используем подход отбрасывания части отсчетов данных так, чтобы длина оставшейся последовательности была равной степени двойки. В данном случае мы теряем часть отсчетов, но это не критично. В случае, если дополнять последовательность нулями, время работы алгоритма существенно увеличивается, что уже является критичной проблемой.

4. Избавление от постоянной составляющей

При спектральном анализе любое постоянное смещение проявляется в частотной области как энергия, сосредоточенная вблизи нулевой частоты, в отсчете спектра  $X(0)$ . Для  $N$ -точечного БПФ значение  $X(0)$  пропорционально  $N$  и становится недопустимо большим при большом размере БПФ. При построении графика спектра программа масштабирует все отсчеты по большому значению  $X(0)$ , в результате остальные отсчеты, которые нас интересуют больше, оказываются плохо различимыми [5].

Если обработка выполняется не в реальном масштабе времени, и отсчеты сигнала поступают блоками (последовательностями фиксированной длины) по  $N$  отсчетов, то устранить или ослабить постоянную составляющую можно следующим образом:

- вычисляем среднее значение  $N$  отсчетов;
- вычитаем это среднее значение из каждого отсчета входного блока;
- получаем новую последовательность, постоянная составляющая которой мала.

5. Вычисление амплитудного спектра

Далее вычисляем амплитудный спектр сигнала – зависимость амплитуд гармоник сигнала от частоты. Вычисление амплитудного спектра производится путем взятия модуля отсчетов БПФ.

Для спектрального анализа сигналов используется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ или *FFT – Fast Fourier Transform*).

На рисунке 4 представлен амплитудный спектр сигнала.

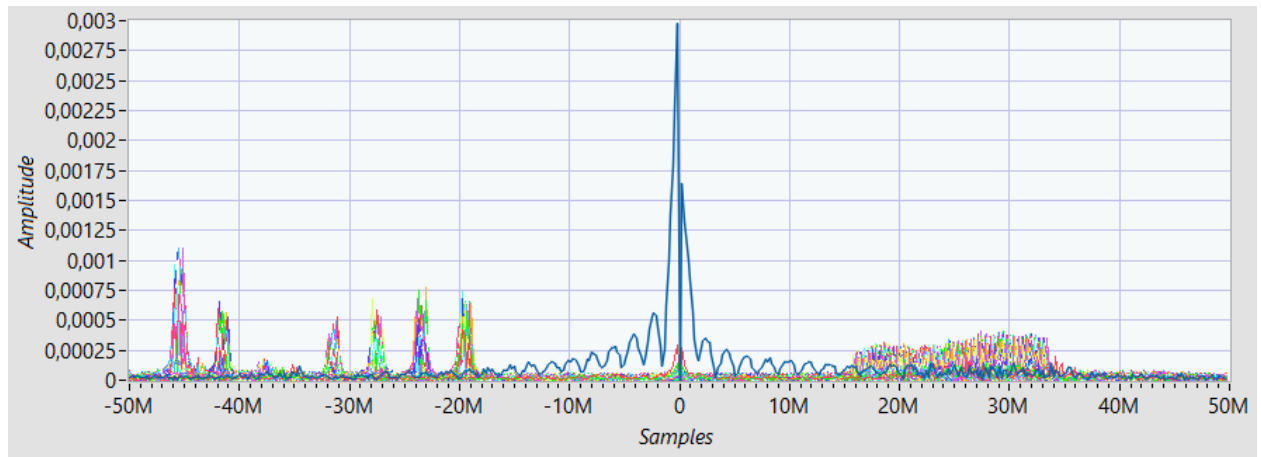


Рисунок 4 – Амплитудный спектр сигнала

#### 6. Некогерентное накопление спектров

Некогерентное накопление (НКН) спектров – это векторное суммирование элементов массива, полученного в результате реализации БПФ.

Данные, которые нам нужны перед выполнением НКН:

- амплитудный спектр, который представлен двумерным массивом;
- время накопления (*accum\_time*), которое мы задаем самостоятельно;
- частота дискретизации сигнала (*Fs*);
- количество выборок БПФ (*number\_of\_samples* = 512).

1) Вычисляем число спектров первичного накопления, будем принимать это значение за переменную *lk*:

$$lk = \text{floor}\left(\frac{\text{accum\_time}}{\frac{\text{number\_of\_samples}}{Fs}}\right) = \text{floor}\left(\frac{\text{accum\_time} * Fs}{\text{number\_of\_samples}}\right) \quad (6)$$

2) Вычисляем общее число накопления для всего двумерного массива, будем принимать это значение за переменную *xk*:

$$xk = \frac{\text{number\_of\_rows}}{lk} \quad (7)$$

где *number\_of\_rows* – количество строк входного двумерного массива, полученного в результате реализации БПФ.

3) Создаём цикл от 1 до рассчитанного общего числа накоплений всего двумерного массива (*xk*) – прогоняем двумерный массив блоками, количество спектров которых равняется *lk*.

Внутри цикла суммируем отдельно *lk* спектров, затем отдельно следующие *lk* спектров и т.д. Так повторяется, пока не просуммируются все блоки, т.е. *xk* раз. После проделанных действий получаем двумерный массив, размер которого *xk* строк длиной *number\_of\_samples* (512).

На рисунке 5 представлен некогерентно накопленный амплитудный спектр.

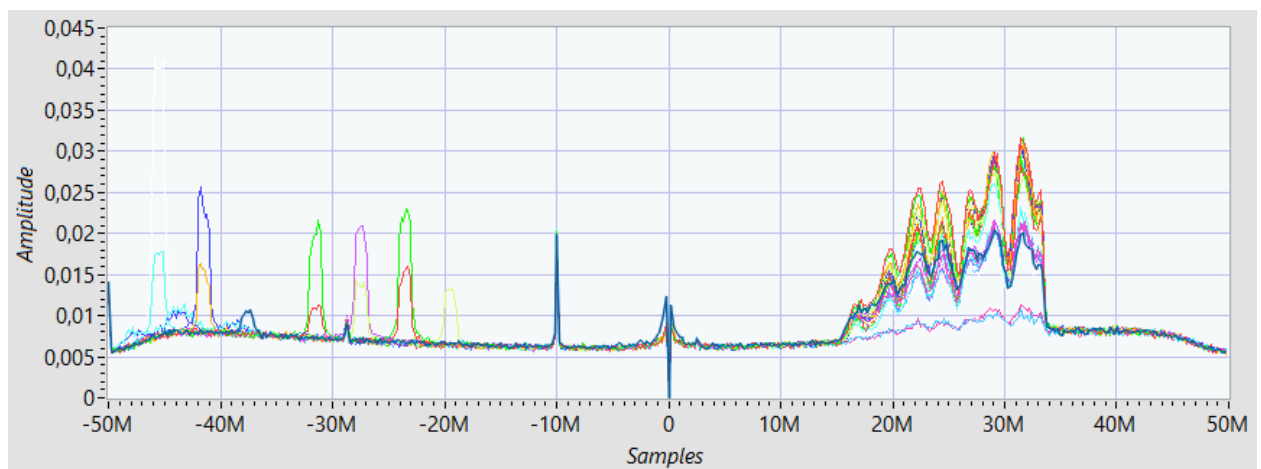


Рисунок 5 – Некогерентно накопленный амплитудный спектр сигнала

#### 7. Фильтрация и расчёт порога

### 7.1. Фильтрация

После накопления спектров делаем фильтрацию накопленного результата с помощью фильтра Савицкого-Голея (*Savitzky-Golay*). Данный фильтр является одним из наиболее распространенных методов фильтрации сигналов в цифровой обработке сигналов.

Фильтруем некогерентно накопленный сигнал с параметрами фильтра: 3 порядок, количество точек – 27. Результат фильтрации представлен на рисунке 6. Дадим локальное название данной переменной *sig\_after\_savitzky*.

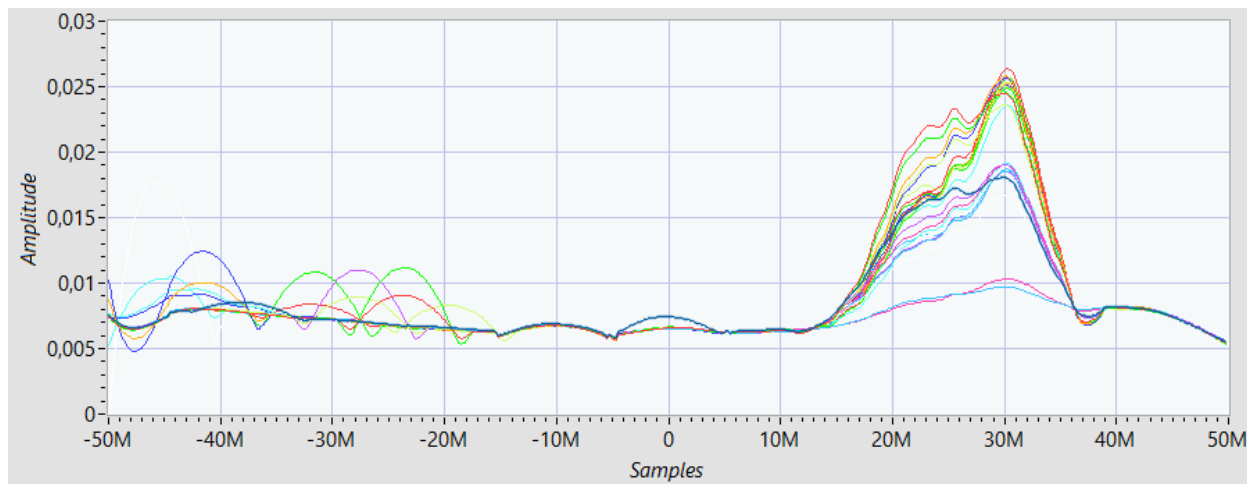


Рисунок 6 – Результат фильтрации фильтром Савицкого-Голея

### 7.2 Расчёт порога

Для расчёта порога сглаживаем некогерентно накопленный сигнал фильтром нижних частот Чебышева с параметрами: 3 порядок, нижняя частота среза – 100 мГц. Результат фильтрации представлен на рисунке 7.

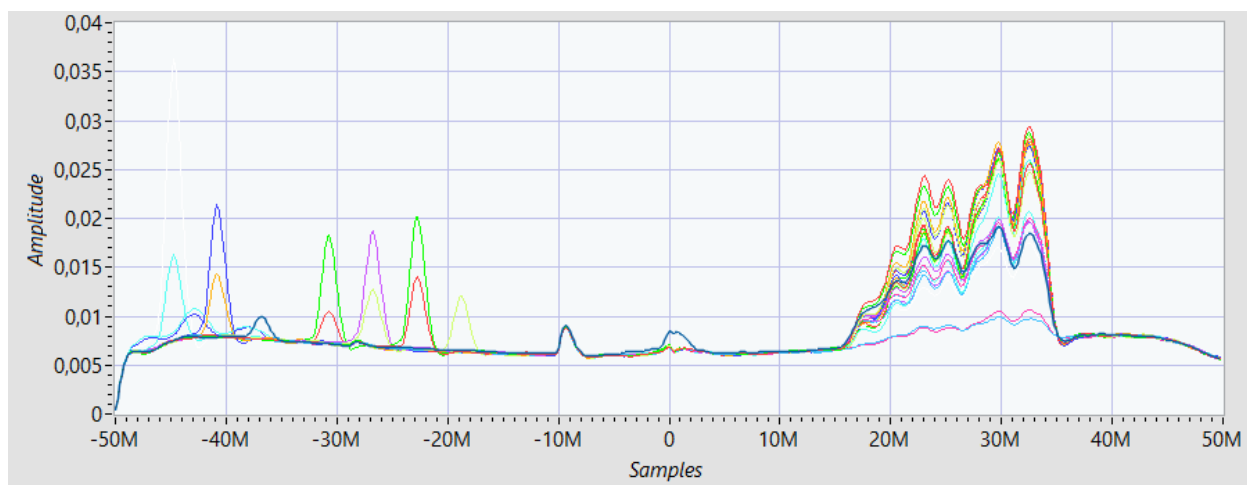


Рисунок 7 – Результат фильтрации фильтром нижних частот Чебышева

Так как результатом фильтрации всё так же является двумерный массив, то для расчёта порога проделываем следующие действия (формула 8):

- 1) Поиск максимальных значений из каждой строки, длина которых 512 отсчетов. Получаем одномерный массив, длина которого равно количеству строк двумерного массива ( $x_k$ ).
- 2) Поиск минимального значения из этого одномерного массива.
- 3) Регулируем порог, домножая его на 1,4. Получаем конечный порог ( $a_m$ ).

$$a_m = \min(\max(\text{sig\_after\_savitzky})) * 1.4 \quad (8)$$

### 8. Сравнение и зануление ненужных значений.

Сравниваем результат фильтрации фильтром Савицкого-Голея с рассчитанным порогом ( $a_m$ ). Если значение сигнала меньше порога, то зануляем это значение, иначе оставляем значение таким же.

$$signal = \begin{cases} 0, & sig\_after\_savitzky \leq a\_m \\ sig\_after\_savitzky, & sig\_after\_savitzky > a\_m \end{cases} \quad (9)$$

9. Суммируем с накоплением (функция *cumsum*) полученный результат (*signal*) и переводим в логарифмический масштаб. Получаем результат работы алгоритма (*result*), который приведен на рисунке 8.

$$result = 20 * \log_{10}(cumsum(signal)) \quad (10)$$

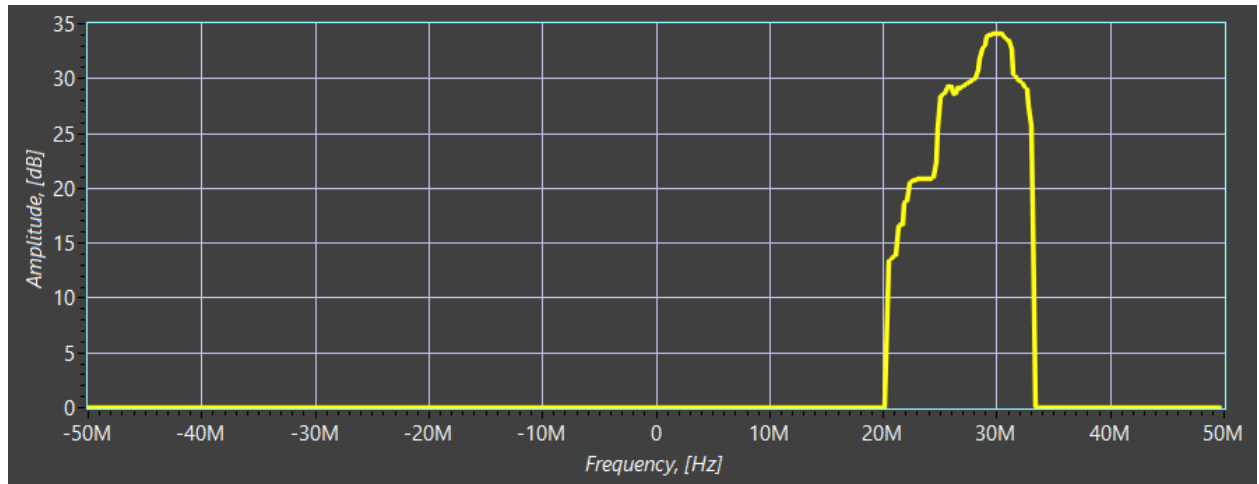


Рисунок 8 – Результат работы алгоритма

Исходя из графика, который показывает результат решения задачи обнаружения с применением некогерентного накопления, мы явно видим сигнал БПЛА, ширина которого около 17 МГц.

Таким образом, полученный результат (рисунок 8) позволяет утверждать, что реализация алгоритмов НКН при решении задач поиска и обнаружения сигналов БПЛА способствует увеличению *SNR* до 20-25 дБ, что в свою очередь значительно улучшает пороговую чувствительность РПРУ, тем самым, повышает возможности существующих систем радиоразведки по дальности обнаружения. Работоспособность алгоритма показана путём *LabVIEW* – моделирования.

**Список использованных источников:**

1. Соловьев В. А. Проблемы обнаружения беспилотных летательных аппаратов оптикоэлектронными устройствами / В. А. Соловьев // Электронный математический и медикобиологический журнал. – Т. 10, 2011. – Вып. 3. – С. 1–13.
2. National Instruments - Device Specification USRP 2953R, с. 2-4
3. Макушин, М. Системы обнаружения радиоуправляемых БПЛА / М. Макушин // Электроника: НТБ. – 2017. №6 [Электронный ресурс] – Режим доступа: [www.electronics.ru](http://www.electronics.ru). – Дата доступа 03.06.2019.
4. Финкельштейн, М.И. Основы радиолокации / М.И. Финкельштейн Учебник для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.: ил.
5. Ричард Лайонс, Цифровая обработка сигналов: Второе издание, 2006 г. - 656 с.: ил.



UDC

## **HARDWARE AND SOFTWARE COMPLEX FOR DETECTING WEAK SIGNALS OF A QUADROPTER BASED ON SDR DATA TRANSMISSION CHANNEL AGAINST THE BACKGROUND OF UNINTENDED INTERFERENCE**

*Stetsko V.Y.*

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Republic of Belarus*

*Vashkevich M.I. – PhD in Technology*

**Annotation.** The paper considers a method for detecting signals of unmanned aerial vehicles (UAVs) – quadcopters using incoherent accumulation. The method of detecting UAVs in urban conditions (in conditions of unintended interference) is also considered. The result of these methods is the successful detection (isolation) of the UAV video signal. The methods were tested in real time (live) and on test signals that were recorded using Software-Defined Radio from National Instruments USRP 2953 R.

**Keywords.** Incoherent accumulation, UAV, USRP, LabVIEW.