

УДК 621.396.24

## РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНО ЭФФЕКТИВНОГО АЛГОРИТМА СОВМЕСТНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ И ОЦЕНИВАНИЯ ИХ ПАРАМЕТРОВ В УСЛОВИЯХ ШИРОКОПОЛОСНОГО ИОНОСФЕРНОГО КАНАЛА

*Лобов Е.М., к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнические системы», МТУСИ*

*Липаткин В.И., к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнические системы», МТУСИ*

*Лобова Е.О., к.т.н., доцент кафедры «Радиотехнические системы», МТУСИ*

*Чиров Д.С., д.т.н., заведующий кафедрой «Радиотехнические системы», МТУСИ, d.s.chirov@mtuci.ru*

## THE RESULTS OF THE DEVELOPMENT OF A COMPUTATIONALLY EFFICIENT ALGORITHM FOR THE JOINT DETECTION OF SIGNALS AND ESTIMATION OF THEIR PARAMETERS IN A BROADBAND IONOSPHERIC CHANNEL

*Lobov E.M., Lipatkin V.I., Lobova E.O., Chirov D.S.*

*The article presents a computationally efficient algorithm for the joint detection of signals and estimation of their parameters in a broadband ionospheric channel. It is shown that the developed algorithm reduces the required number of operations per second by 105 times compared to the classical device in the form of a set of correlators. Signals for which the value of the real-time coefficient does not exceed one can be processed in real time (signal duration up to 2 seconds).*

**Key words:** broadband signal, decameter communication channel, ionosphere, frequency dispersion, joint estimation of signal parameters, optimal filter.

**Ключевые слова:** широкополосный сигнал, декаметровый канал связи, ионосфера, частотная дисперсия, совместное оценивание параметров сигнала, оптимальный фильтр.

### Введение

В настоящее время декаметровый диапазон активно используется для осуществления связи в удалённых и труднодоступных регионах мира, в том числе в Арктике и Антарктике [1-3]. Актуальность применения декаметровой радиосвязи в данных районах связана с тем, что такие системы могут предложить надёжные и дешёвые решения с минимальной инфраструктурой, хорошо себя зарекомендовавшие на протяжении десятилетий.

Развитие систем связи декаметрового диапазона в настоящее время в Мире направлено на расширение используемой полосы частот с целью увеличения скорости передачи информации или использования частотного ресурса на вторичной основе [4, 5]. Как правило, такие системы работают в полосе частот, не превышающей 100 кГц, в которой искажения используемых сигналов, связанные с частотной дисперсией коэффициента диэлектрической проницаемости плазмы ионосферы Земли, не оказывают существенного влияния на качество связи. Указанные дисперсионные искажения с учетом нестационарности ионосферы Земли являются существенным препятствием для расширения спектра используемых сигналов свыше 100 кГц и приводят также к снижению количественных показателей качества обнаружения и различения сигналов, а также к снижению показателей точности сопутствующего оценивания параметров этих сигналов.

Обычно оценивание параметров сигнала происходит одновременно с его обнаружением по известной части радиограммы или зондирующего (обучающего) синхро-

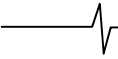
*Представлен вычислительно эффективный алгоритм совместного обнаружения сигналов и оценивания их параметров в условиях широкополосного ионосферного канала. Показано, что разработанный алгоритм снижает требуемое количество операций в секунду в 105 раз по сравнению с классическим устройством в виде набора корреляторов. Сигналы, для которых значение коэффициента реального времени не превышает единицы, могут быть обработаны в масштабе реального времени (длительность сигнала до 2 с).*

импульса. В едином алгоритме может оцениваться множество параметров принимаемого сигнала: задержка сигнала, сдвиг частоты сигнала, амплитуда и начальная фаза сигнала. Повышение показателей качества обнаружения сигнала и оценивания его параметров может быть достигнуто путем дополнительного оценивания степени дисперсионных искажений сигнала с последующей их компенсацией, что требует модификации известных алгоритмов и составляет актуальную задачу.

Исследованию дисперсионных искажений широкополосных сигналов в ионосфере Земли в различных гео- и гелиофизических условиях посвящено множество работ. Можно выделить следующие научные школы, занимающиеся непосредственно компенсацией дисперсионных искажений широкополосных сигналов в ионосферном канале в задачах связи и зондирования: Поволжский государственный технологический университет [6-8], Московский технический университет связи и информатики [10-12] и работы сотрудников корпорации MITRE [13-15].

Однако данные исследования имеют ряд ограничений:

– при исследовании совместного оценивания параметров сигналов не учитывались возможные дисперсионные искажения сигналов, влияние этих искажений и процедуры их оценивания на точность оценивания других параметров;



– при исследовании задачи обнаружения сигналов не учитывалось влияние дисперсионных искажений и процедуры их оценивания на качество обнаружения сигналов.

Коллективом авторов статьи ведутся многолетние исследования в данной области [15-18]. По результатам исследований разработаны: алгоритм оптимального совместного оценивания четырех параметров широкополосного сигнала: частотного сдвига, задержки, начальной фазы и параметра дисперсионных искажений (в качестве которого выступает наклон дисперсионной характеристики канала (ДХ)) [17]; алгоритм одно-временного оптимального обнаружения сигнала и совместного оптимального оценивания четырех параметров сигнала [18]. В данной статье представлены результаты разработки вычислительно эффективного алгоритма и устройство совместного обнаружения сигналов и оценивания их параметров на основе графического процессора в условиях широкополосного ионосферного канала.

### Основные теоретические положения алгоритма

Equation Chapter (Next) Section 1Комплексная огибающая сигнала на входе устройства совместного обнаружения и оценивания параметров может быть представлена в виде смеси комплексной огибающей полезного сигнала, искаженного частотной дисперсией ионосферного канала, и комплексной огибающей белого гауссовского шума [19]:

$$\dot{y}_i(\varphi, \tau = l \cdot \Delta t, f_d, s) = e^{-j\varphi} e^{j2\pi f_d(i-l)\Delta t} \dot{x}_{i-l}(s) + \dot{n}_i, \quad i = 0 \div N_p - 1 \quad (1)$$

где  $\dot{x}(s) = \dot{x} * \dot{h}(s)$  – комплексная огибающая полезного сигнала, искаженного ионосферным каналом,  $\dot{h}(s)$  – комплексная огибающая импульсной характеристик и (ИХ) ионосферного канала,  $\dot{x}_i$  – комплексная огибающая полезного неискаженного сигнала,  $f_d$  – сдвиг частоты,  $\tau$  – задержка,  $s$  – наклон дисперсионной характеристики – параметр, характеризующий дисперсионные искажения,  $\varphi$  – неизвестный фазовый сдвиг,  $\dot{n}(t)$  – комплексная огибающая белого гауссовского шума с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_u^2$ ,  $N_p$  – количество отсчетов.

Решающая статистика может быть найдена в виде:

$$\dot{\lambda}_i(\hat{\varphi}, \hat{\tau}, \hat{f}_d, \hat{s}) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \dot{y}_n(\varphi, \tau = l \cdot \Delta t, f_d, s) \dot{g}_{i-n}^*(f_d, s), \quad (2)$$

где

$$\dot{g}_{N_p-1-i}(f_d, s) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \dot{x}_n e^{j2\pi f_d n \Delta t} \dot{h}_{i-n}^*(s) \quad (3)$$

Из выражения (2) видно, что количество согласованных фильтров для получения полного набора решающих статистик  $\dot{\lambda}_i(\hat{\varphi}, \hat{\tau}, \hat{f}_d, \hat{s})$  определяется количеством возможных доплеровских сдвигов частоты  $f_d$  и наклонов дисперсионной характеристики  $s$ . Тогда:

$$N_{mf} = N_{f_d} N_s, \quad (4)$$

где  $N_{mf}$  – количество согласованных фильтров,  $N_{f_d}$  – количество возможных доплеровских сдвигов частоты  $f_d$  и  $N_s$  – количество возможных наклонов дисперсионной характеристики  $s$ . Большое количество СФ накладывает высокие требования к вычислительной платформе. Учет доплеровского сдвига частоты  $f_d$  для его дальнейшей оценки можно проводить после согласованной фильтрации, тогда выражение (2) можно представить в виде:

$$\dot{\lambda}_i(\hat{\varphi}, \hat{\tau}, \hat{f}_d, \hat{s}) = e^{j2\pi f_d i \Delta t} \sum_{n=0}^{N_p-1} \dot{y}_n(\varphi, \tau = l \cdot \Delta t, f_d, s) \dot{g}_{i-n}(s), \quad (5)$$

где

$$\dot{g}_{N_p-1-i}(s) = \sum_{n=0}^{N_p-1} \dot{x}_n \dot{h}_{i-n}^*(s) \quad (6)$$

Вышеуказанное преобразование уменьшает требуемое количество СФ до  $N_{mf} = N_s$ , что позволяет существенно снизить вычислительные затраты. Однако, в условиях ионосферного канала из-за наличия доплеровского сдвига частоты за время наблюдения комплексной огибающей на входе СФ происходит уход фазы, что приводит к потерям в ОСШ на выходе СФ. Чтобы минимизировать данные потери, будем проводить свертку не с опорным сигналом длительностью  $N_p$ , а с сигналами:

$$\dot{x}_{m,n} = \dot{x}_{n+m \cdot N_{pp}}, \quad n = 0 \div N_{pp} - 1, m = 0 \div M - 1, \quad (7)$$

где  $N_{pp} = \frac{N_p}{M}$ ,  $M$  – количество разбиений исходной последовательности.

В данном случае согласованную фильтрацию можно выполнить с помощью СФ с серией последовательностей, который представляет собой набор согласованных фильтров с последовательностями  $\dot{x}_{m,n}$ . Сигнал на выходе каждого согласованного фильтра можно записать в виде:

$$\dot{\lambda}_{m,n}(s) = \sum_{l=0}^{N_{pp}-1} \dot{y}_{m,l} \dot{g}_{m,n-l}^*(s), \quad n = 0 \div N_{pp} - 1, m = 0 \div M - 1. \quad (8)$$

где  $\dot{g}_{M-1-m, N_{pp}-1-n}(s) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \dot{x}_{k+mN_{pp}} \dot{h}_{n-(k+mN_{pp})}^*(s)$  – комплексная огибающая импульсной характеристики фильтра, согласованного с  $m$ -й последовательностью. Далее выполняется учет доплеровского сдвига частоты  $f_d$ :

$$\dot{\lambda}_{m,n}(f_d, s) = \dot{\lambda}_{m,n}(s) \cdot e^{j2\pi f_d(n+mN_{pp})\Delta t}. \quad (9)$$

Результирующий отклик согласованного фильтра может быть получен в виде:

$$\dot{\lambda}_n(f_d, s) = \sum_{m=0}^{M-1} \dot{\lambda}_{m,n}(f_d, s). \quad (10)$$

Согласованную фильтрацию предлагается выполнять с помощью алгоритма быстрой свертки «Overlap and Save» [20]. Согласованный фильтр с серией последовательностей и учетом доплеровских сдвигов частоты показан на рис. 1.

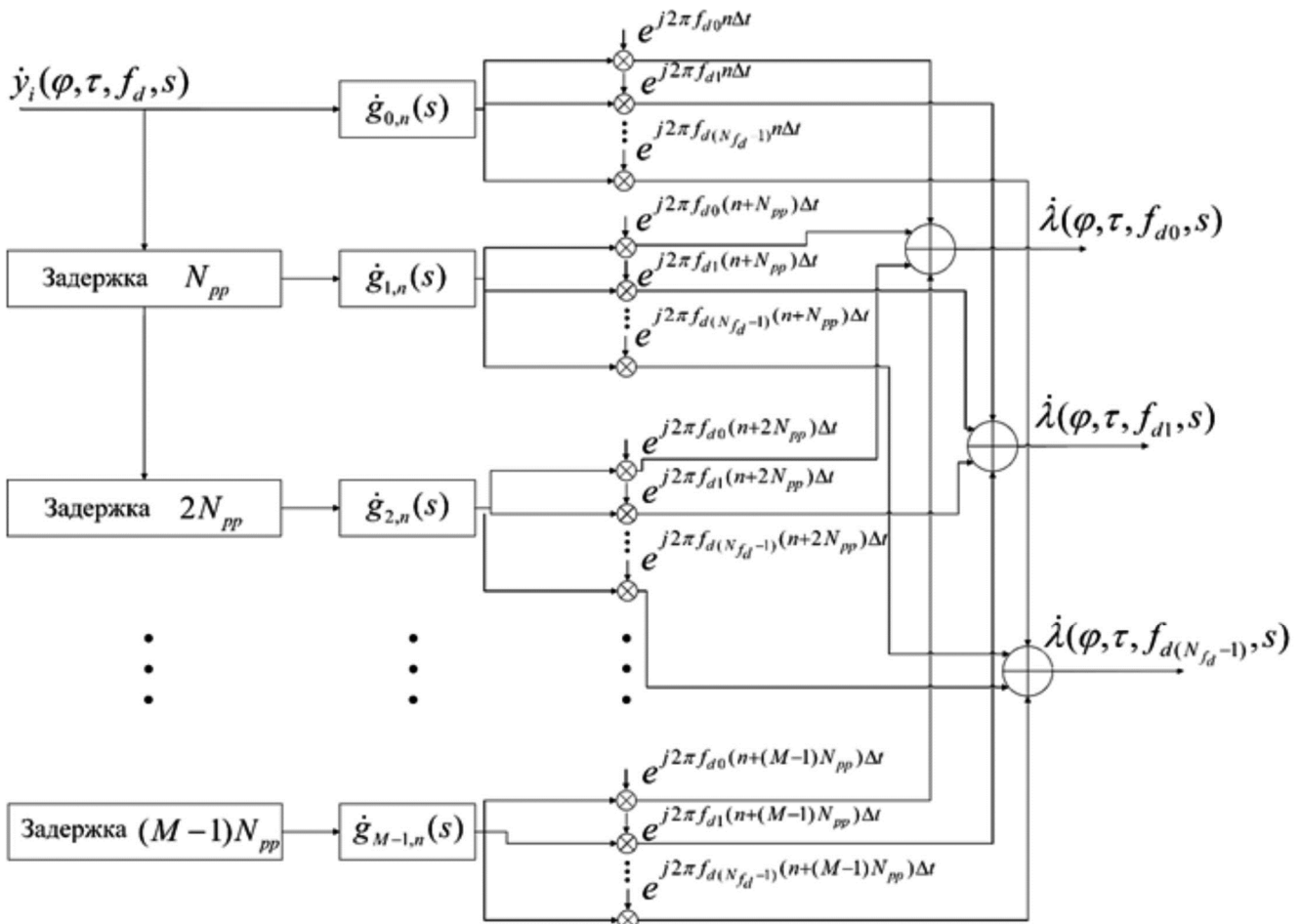


Рис. 1. Согласованный фильтр с серией последовательностей

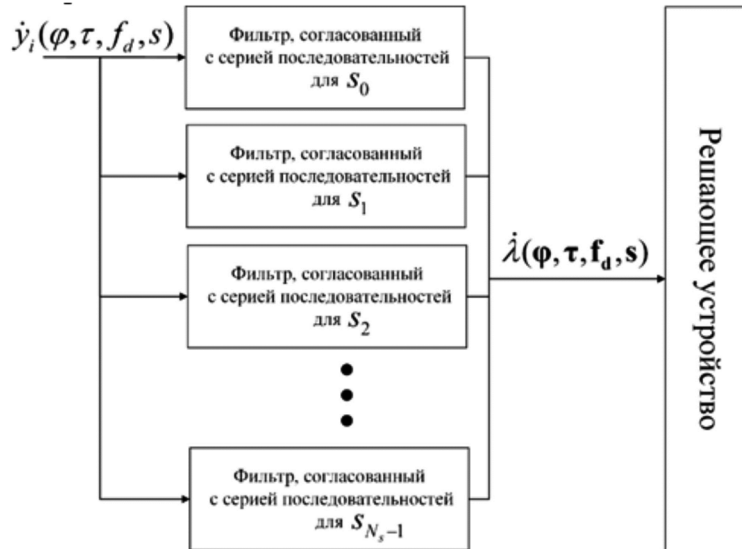


Рис. 2. Схема устройства совместного обнаружения и оценки параметров сигнала

Интервал допустимых значений доплеровского сдвига частоты составляет  $\left[-\frac{f_s}{2N_{pp}}, \frac{f_s}{2N_{pp}}\right]$ , где  $f_s$  – частота дискретизации сигнала. В пределах данного интервала значение оцененного доплеровского сдвига частоты может быть произвольным. Существенным недостатком данной реализации заключается в требовании к количеству оперативной памяти для хранения массивов с комплексными гармоническими множителями. Полная

схема устройства совместного обнаружения и оценки параметров сигнала приведена на рис.2.

Данная схема представляет собой набор фильтров, согласованных с серией последовательностей, для всевозможных значений наклона ДХ и решающее устройство, которое выполняет определение оцененных значений путем нахождения максимальной решающей статистики для комбинации всех исследуемых в работе параметров.

Умножение на комплексные экспоненты и последую-

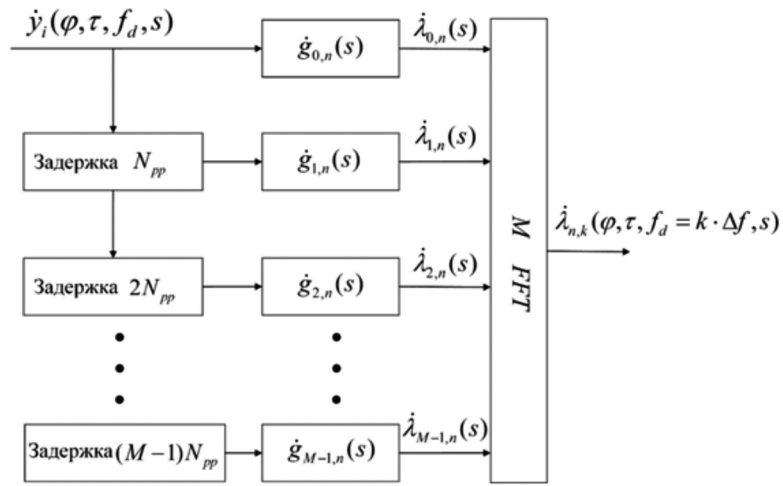


Рис. 3. Согласованный фильтр с серией последовательностей с переборами по доплеровским сдвигам частоты через БПФ

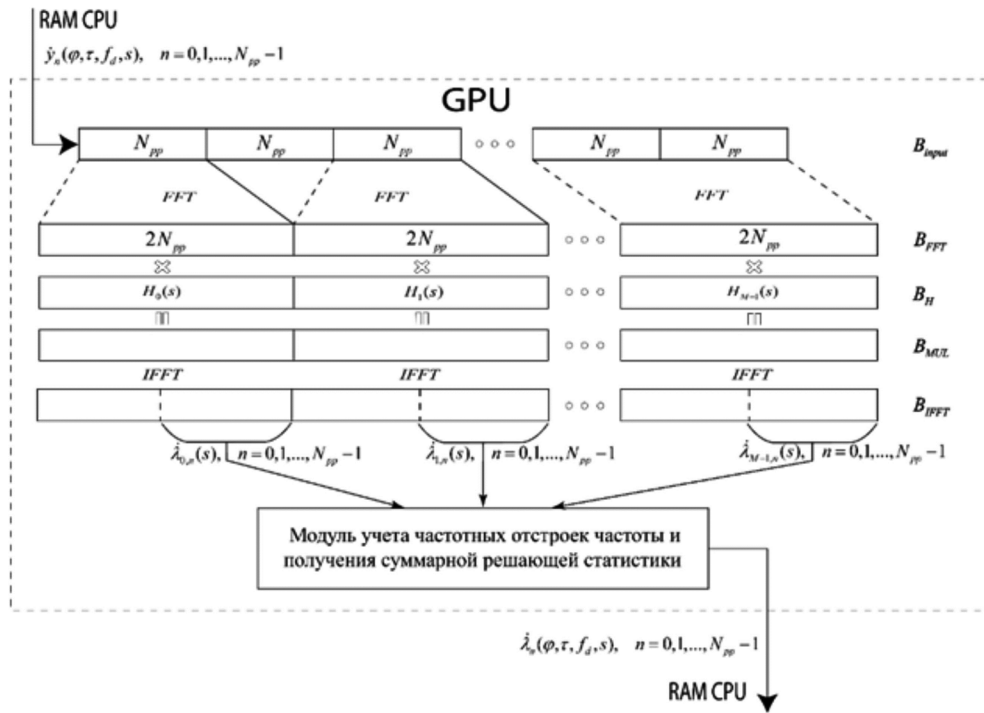


Рис. 4. Схема СФ с серией последовательностей

щие суммирование для дальнейшей оценки доплеровского сдвига частоты можно выполнить с помощью БПФ.

Пусть  $f_d = k \frac{f_s}{N}$ , тогда выражение (10) можно представить в виде:

$$\dot{\lambda}_{n,k}(f_d = k \cdot \Delta f, s) = \sum_{m=0}^{M-1} \dot{\lambda}_{m,n}(s) \cdot e^{j2\pi km}, \quad (11)$$

где

$$\dot{\lambda}_{m,n}(s) = \sum_{l=0}^{N_{pp}-1} \dot{y}_{m,l} \dot{g}_{m,n-l}^*(s), \quad (12)$$

$$n = 0 \div N_{pp} - 1, m = 0 \div M - 1.$$

Отсюда, выражение (11) может быть вычислено с помощью алгоритмов БПФ от  $\dot{\lambda}_{m,n}(s)$  для каждого  $k$ . Диапазон поиска доплеровских сдвигов частоты в данном случае равен  $\left[ -\frac{f_s}{2N_{pp}} : \frac{f_s}{2N_{pp}} \right]$ . Данный алгоритм, в

отличие от алгоритма с умножениями на комплексные экспоненты, позволяет выполнять оценку доплеровского сдвига частоты только для  $f_d = k \cdot \Delta f$ , где  $k = \left[ -\frac{N_{pp}}{2} : \frac{N_{pp}}{2} \right]$ . Схема СФ с серией последовательностей с переборами по доплеровским сдвигам частоты через БПФ представлена на рис. 3.

#### Особенности реализации алгоритма на графическом процессоре

Согласованный фильтр с серией последовательностей на графическом процессоре (GPU) реализуется с помощью алгоритма быстрой свертки «Overlap and Save» [20] и библиотеки параллельного вычисления БПФ и ОБПФ на GPU – cFFT, реализованной на OpenCL. Схема СФ с серией последовательностей на GPU изображена на рис. 4. Загрузка входных данных в GPU выполняется блоками по  $N_{pp}$  отсчетов. Загрузка

выполняется в циклический буфер  $B_{input}$ , размером  $N_{pp}(M+1)$ . После загрузки очередного блока отсчетов, буфер  $B_{input}$  подается на вычисление БПФ размером  $2N_{pp}$  с перекрытием в  $N_{pp}$  отсчетов. Результаты БПФ записываются в буфер  $B_{FFT}$ , размером  $2N_{pp}M$ . Отсчеты после БПФ перемножаются с отсчетами частотных характеристик  $H_i(s)$ ,  $i = 0, 1, \dots, M-1$ . Результат перемножения записывается в буфер  $B_{MUL}$  и подается на вычисление ОБПФ, размером  $2N_{pp}$ . Отсчеты после ОБПФ помещаются в буфер  $B_{IFFT}$ . Вторая половина из каждых  $2N_{pp}$  отсчетов является откликом фильтра  $\dot{\lambda}_{m,n}(s)$ , согласованного с  $m$ -й последовательностью.

Полученные отклики передаются в модуль учета доплеровских сдвигов частоты и получения суммарной решающей статистики. Данный модуль выполнен в двух вариантах. Первый вариант заключается в прямом перемножении на комплексные экспоненты с последующим суммированием откликов фильтров. Выполнение операций умножения на комплексные экспоненты выполняется путем вычислений разных отсчетов решающей статистики с помощью разных рабочих элементов (WI – work item) GPU. Совокупность рабочих элементов  $w_{i,j}$  графического процессора представляется в виде матрицы  $W$ , размерностью  $R_1 \times R_2$  (см. рис. 27). Где  $R_1$  и  $R_2$  – количество рабочих элементов в 1-м и 2-м измерении соответственно. Эти значения определяются реализацией GPU и должны учитываться при распараллеливании алгоритма на GPU.

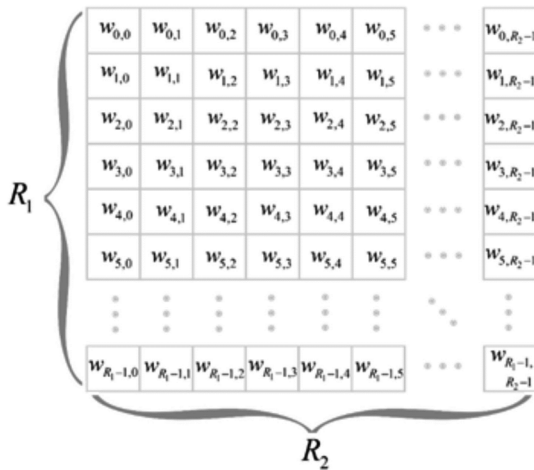


Рис. 5. Совокупность рабочих элементов GPU

В рамках имеющегося количества рабочих элементов, предлагается распараллелить вычисление всех отсчетов решающей статистики для всех возможных значений доплеровских сдвигов частоты  $f_d$ . Требуемое количество рабочих элементов для вычисления отсчетов решающей статистики  $\dot{\lambda}_n(f_d, s)$  для одного значения доплеровского сдвига частоты равняется  $N_{pp}$ . Максимальное количество рабочих элементов, приходящееся на вычисление отсчетов решающей статистики

$\dot{\lambda}_n(f_d, s)$  для одного значения доплеровского сдвига частоты, можно рассчитать как:

$$N_{\max\_items\_exp} = \left\lceil \frac{R_1 R_2}{N_{f_d}} \right\rceil. \quad (13)$$

Тогда реальное количество рабочих элементов определяется как:

$$N_{items\_exp} = \min(N_{\max\_items\_exp}, N_{pp}). \quad (14)$$

В случае, когда требуемое количество рабочих элементов превышает максимальное – некоторые рабочие элементы будут рассчитывать несколько отсчетов решающей статистики  $\dot{\lambda}_n(f_d, s)$ .

При выполнении вычислений на GPU рабочие элементы объединяются в рабочие группы (work group – WG). Наилучшая производительность достигается при установке размера рабочей группы  $N_{size\_work\_group}$  в максимальный, который определяется конкретной реализацией GPU. Например, для графических процессоров Nvidia максимальный размер рабочей группы  $N_{size\_work\_group} = 1024$ , а для графических процессоров AMD максимальный размер рабочей группы  $N_{size\_work\_group} = 256$ . Количество рабочих групп для вычисления отсчетов решающей статистики  $\dot{\lambda}_n(f_d, s)$  для одного значения доплеровского сдвига частоты определяется выражением:

$$N_{work\_group} = \left\lceil \frac{N_{items\_exp}}{N_{size\_work\_group}} \right\rceil. \quad (15)$$

Распределение вычислений между рабочими элементами и рабочими группами GPU показано на рис. 6. Данный рисунок показывает, что расчет значений решающей статистики  $\dot{\lambda}_n(\varphi, \tau f_d, s)$  разбивается на  $N_{f_d}$  групп по  $N_{work\_group} \times N_{size\_work\_group}$  рабочих элементов. Каждая их данных групп выполняет расчет отсчетов решающей статистики  $\dot{\lambda}_n(\varphi, \tau f_d, s)$  для одного из возможных значений доплеровского сдвига частоты  $f_d$ . Тем самым повышается производительность алгоритма за счет выполнения параллельных вычислений.

Второй вариант построения модуля учета доплеровских сдвигов частоты и получения суммарной решающей статистики выполнен с помощью БПФ через библиотеку cFFT. Согласно выражению (11), взятие БПФ необходимо выполнять от  $n$ -х отсчетов всех откликов  $\dot{\lambda}_{m,n}(s)$ . Библиотека cFFT позволяет выполнить все необходимые БПФ используя буфер  $B_{IFFT}$  без дополнительных операций с памятью (см. рисунок 7). Библиотека cFFT позволяет выполнить БПФ от всех  $n$ -х отсчетов для всех  $\dot{\lambda}_{m,n}(s)$ ,  $n = 0 \div N_{pp} - 1, m = 0 \div M - 1$  без дополнительных копирований данных. Количество данных операций БПФ равно  $M$ . Результат БПФ записывается в буфер  $B_{mf}$  таким образом, что решающие статистики  $\dot{\lambda}_n(f_d, s)$  для разных значений доплеровского сдвига частоты находятся в памяти последовательно.

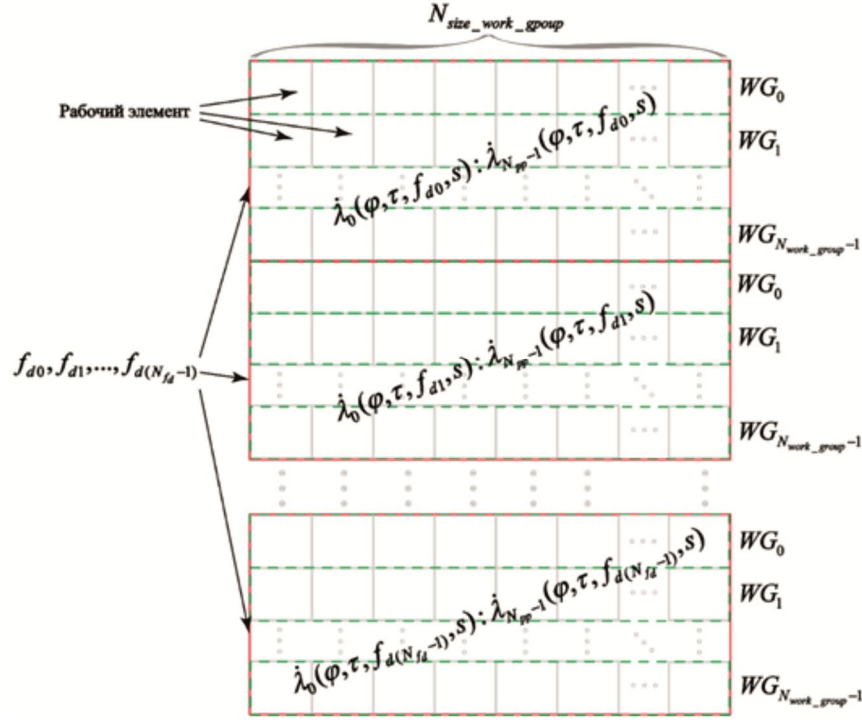


Рис. 6. Распределение вычислений между рабочими элементами GPU

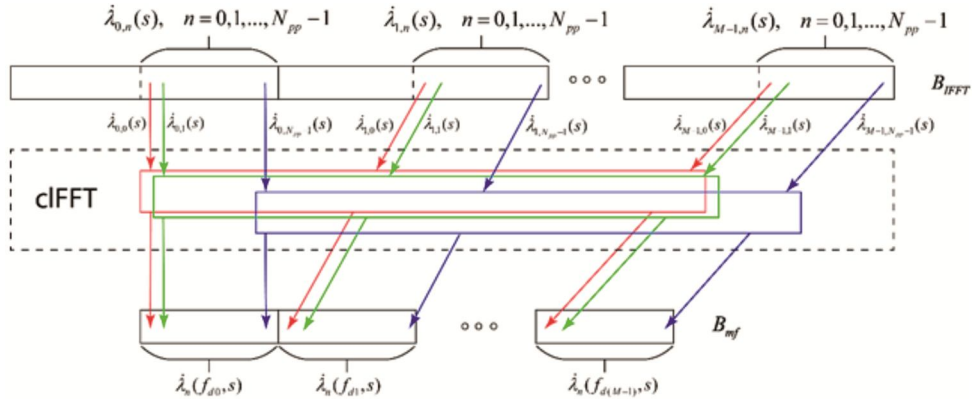


Рис. 7. Схема модуля учета доплеровских сдвигов частоты и получения суммарной решающей статистики, реализованного через БПФ

### Оценка вычислительной сложности разработанного алгоритма

На вычислительную сложность влияет количество возможных значений  $f_d$  и  $s$ , которые определяются как  $N_s$  и  $N_{f_d}$  соответственно. Вычислительную сложность приведем в количестве комплексных умножений и сложений, приходящихся на один входной отсчет. Количество комплексных умножений и сложений, требуемое для выполнения быстрой свертки во всех одиночных СФ, определяется как:

$$N_{cm\_fast\_mf} = \left( 2M \left( \frac{2N_{pp}}{2} (\log_2(2N_{pp}) - 2) \right) + 2MN_{pp} \right) \frac{1}{N_{pp}} = \quad (16)$$

$$= 2M(\log_2(2N_{pp}) - 1);$$

$$N_{cs\_fast\_mf} = \left( 2M(2N_{pp} \log_2(2N_{pp})) \right) \frac{1}{N_{pp}} = 4M \log_2(2N_{pp}). \quad (17)$$

Количество комплексных умножений, требуемое модулю учета доплеровских сдвигов частоты и получения суммарной решающей статистики, реализованного через прямое умножение на комплексные экспоненты, определяется как:

$$N_{cm\_direct\_f} = MN_{f_d} N_{pp} \frac{1}{N_{pp}} = MN_{f_d}; \quad (18)$$

$$N_{cs\_direct\_f} = (M-1)N_{f_d} N_{pp} \frac{1}{N_{pp}} = (M-1)N_{f_d}. \quad (19)$$

А алгоритму с БПФ требуется количество комплексных умножений и сложений:

$$N_{cm\_fft\_f} = N_{pp} \left( \frac{N_{f_d}}{2} (\log_2(N_{f_d}) - 2) \right) \frac{1}{N_{pp}} = \frac{N_{f_d}}{2} (\log_2(N_{f_d}) - 2); \quad (20)$$

$$N_{cs\_fft\_f} = N_{pp} (N_{f_d} \log_2(N_{f_d})) \frac{1}{N_{pp}} = N_{f_d} \log_2(N_{f_d}). \quad (21)$$

Необходимо отметить, что в алгоритме с БПФ, количество доплеровских сдвигов частоты  $N_{fd} \geq M$  и является степенью числа 2.

Вычислительная сложность СФ с серией последовательностей для алгоритма без БПФ:

$$N_{cm\_serial\_mf} = N_{cm\_fast\_mf} + N_{cm\_direct\_f} = 2M(\log_2(2N_{pp}) - 1) + MN_{fd}; \quad (22)$$

$$N_{cs\_serial\_mf} = N_{cs\_fast\_mf} = 4M \log_2(2N_{pp}). \quad (23)$$

Вычислительная сложность СФ с серией последовательностей для алгоритма с БПФ:

$$N_{cm\_serial\_mf\_fft} = N_{cm\_fast\_mf} + N_{cm\_fft\_f} = 2M(\log_2(2N_{pp}) - 1) + \frac{N_{fd}}{2}(\log_2(N_{fd}) - 2); \quad (24)$$

$$N_{cs\_serial\_mf\_fft} = N_{cs\_fast\_mf} + N_{cs\_fft\_f} = 4M \log_2(2N_{pp}) + N_{fd} \log_2(N_{fd}). \quad (25)$$

С учетом оценки наклона дисперсионной характеристики  $s$  ионосферного канала, общая вычислительная сложность устройства совместного обнаружения и оценки параметров сигнала для двух реализаций алгоритма определяется как:

$$N_{cm} = N_{cm\_serial\_mf} N_s = (2M(\log_2(2N_{pp}) - 1) + MN_{fd}) N_s; \quad (26)$$

$$N_{cs} = N_{cs\_serial\_mf} N_s = (4M \log_2(2N_{pp})) N_s; \quad (27)$$

$$N_{cm\_fft} = N_{cm\_serial\_mf\_fft} N_s = \left( 2M(\log_2(2N_{pp}) - 1) + \frac{N_{fd}}{2}(\log_2(N_{fd}) - 2) \right) N_s; \quad (28)$$

$$N_{cs\_fft} = N_{cs\_serial\_mf\_fft} N_s = (4M \log_2(2N_{pp}) + N_{fd} \log_2(N_{fd})) N_s. \quad (29)$$

Таким образом, вычислительная сложность предложенного алгоритма зависит от количества разбиений исходной последовательности  $M$ , длительности одной части исходной последовательности  $N_{pp}$ , количества возможных значений доплеровских сдвигов по частоте  $N_{fd}$  и наклонов дисперсионной характеристики ионосферного канала  $N_s$ .

С целью определения возможности работы разработанного устройства совместного обнаружения и оценивания параметров сигналов в реальном масштабе времени было измерено время обработки последовательностей прямоугольных импульсов различной длительности от 80 мс до 5 с в полосе 400 кГц. Диапазон поиска по наклону ДХ был выбран от 0 до 100 мкс/МГц ( $N_s = 11$ ) с шагом 10 мкс/МГц (максимальная погрешность при больших ОСШ 5 мкс/МГц), обеспечивая потери, не превышающие 0,1 дБ. Диапазон поиска по частотному сдвигу был выбран от -6 до 6 Гц, а погрешность варьировалась от 1,5 Гц до 0,025 Гц ( $N_f \in 4:256$ ) в зависимости от длительности, обеспечивая потери, не превышающие 0,25 дБ. Количество значений задержек составляло  $N_\tau = 16384$  с погрешностью 1,25 мкс. На рис. 8 приведена зависимость коэффициента реального времени от длительности обрабатываемого сигнала.

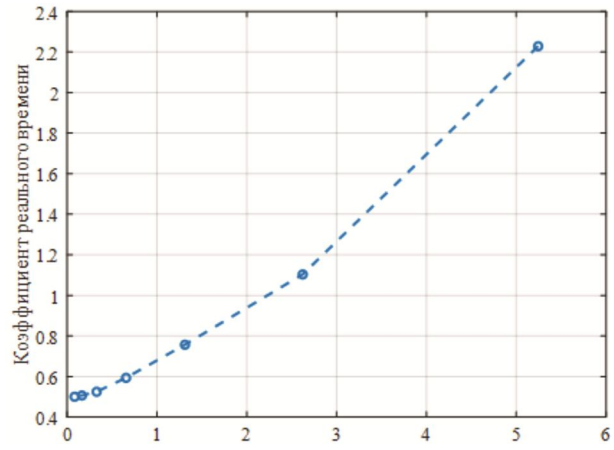


Рис. 8. Зависимость коэффициента реального времени от длительности обрабатываемого сигнала

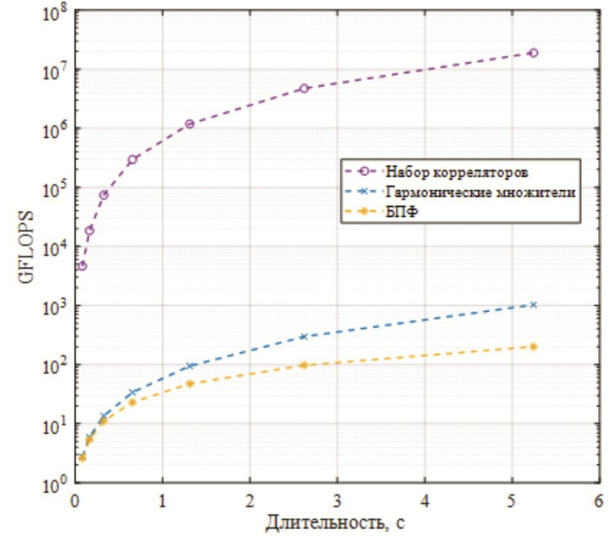


Рис. 9. Зависимость количества операций с плавающей точкой, выполняемых в секунду, от длительности обрабатываемого сигнала

Коэффициент реального времени определяется следующим выражением:

$$K_{rt} = \frac{T_p}{T_s}, \quad (30)$$

где  $T_p$  – время обработки,  $T_s$  – длительность обрабатываемого сигнала. Сигналы, для которых значение коэффициента реального времени не превышает единицы, могут быть обработаны в масштабе реального времени. Из рис. 8 видно, что в масштабе реального времени могут быть обработаны сигналы с длительностью до 2 с. При классическом решении задачи совместного обнаружения и оценивания параметров сигналов с длительностью 2 с и шириной полосы частот 400 кГц в реальном масштабе времени необходимо  $N_s \cdot N_f \cdot N_\tau = 11 \cdot 128 \cdot 16384 = 23068672$  корреляторов, которые заменяются разработанным устройством. Отметим, что производительность графических процессоров обычно измеряют в количестве операций с плавающей точкой в секунду (FLOPS). На рис. 9 приведена зависимость количества операций с плавающей точкой, выполняемых в секунду (FLOPS) от длительности обрабатываемого сигнала. При длительности 2 с разработанное устройство снижает требуемое количество операций в секунду

в  $10^5$  раз по сравнению с набором корреляторов. Устройство реализовано на графическом процессоре RTX 3060 с производительностью 12.7 TFLOPS, поэтому реализация данного устройства через набор корреляторов не представляется возможным, так как для обработки сигналов длительностью более 0,5 с требуется более 100 TFLOPS.

## Заключение

Разработаны вычислительно эффективный алгоритм и устройство совместного обнаружения сигналов и оценивания их параметров в условиях широкополосного ионосферного канала. Разработанный алгоритм обнаружения реализован на графическом процессоре. В результате моделирования показано, что разработанные алгоритм и устройство снижают требуемое количество операций в секунду в  $10^5$  раз по сравнению с классическим устройством в виде набора корреляторов. В качестве дальнейшего направления исследований планируется проведение натурного эксперимента.

*Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-29-00802, <https://rscf.ru/project/23-29-00802>.*

## Литература

1. D. Yaosheng, «A Simulation Method of HF Multi-hop Radio for Ocean Communication by RBF», 2018 International Computers, Signals and Systems Conference (ICOMSSC), Dalian, China, 2018, pp. 823-825, doi: 10.1109/ICOMSSC45026.2018.8942023.
2. Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жуков Г.А., Угрик Л.Н. Новое направление создания помехоустойчивых радио-линий декаметрового диапазона волн. Техника средств связи. 2021. № 1 (153). С. 2-26.
3. Чиров Д.С., Лобова Е.О. Компенсатор дисперсионных искажений широкополосных сигналов декаметрового диапазона, построенный на базе банка цифровых фильтров. Теория и эксперимент. Т-Комм: Телекоммуникации и транспорт. 2020 Том 14 №4. С. 57-65.
4. Солозобов С.А., Шевченко В.В., Щукин А.Н. Децентрализованное использование частотного ресурса декаметрового диапазона волн в сложной помеховой обстановке. Техника средств связи. 2020 № 1 (149). С. 28-36.
5. D.S. Chirov, «Method of back-oblique sounding of the ionosphere in HF-range for operational compensation of measurement errors of early-warning radars», 2018 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/SOSG.2018.8350646.
6. D.V. Ivanov, V.A. Ivanov, V.V. Ovchinnikov and M.I. Ryabova, «Method of Training Mode of Adaptive System for Frequency Dispersion Correction in Wideband Ionospheric HF Communication Channels», 2019 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, Russia, 2019, pp. 1-4, doi: 10.1109/WECONF.2019.8840628.
7. M.I. Ryabova, D.V. Ivanov, A.A. Chernov and V.V. Ovchinnikov, «Experimental Study of Phase-Frequency Responses of HF Radio Channels with the Use of SDR Ionosonde», 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166094.
8. D.V. Ivanov, V.A. Ivanov, M.I. Ryabova and V.V. Ovchinnikov, «Adaptive SDR-Equalizer for Frequency Dispersion Correction in Single-Mode Wideband HF Radio Channels», 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-5, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166085.
9. S.S. Adjemov, E.M. Lobov, N.A. Kandaurov and E.O. Lobova, «Methods and algorithms of broadband HF signals dispersion distortion compensation», 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Russia, 2019, pp. 1-9, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814074.
10. E.M. Lobov, E.O. Lobova and A.A. Kurochkin, «Computationally simplified realization of the compensator of dispersion distortions on the basis of the filter bank», 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Minsk, Belarus, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8457058.
11. Лобов Е.М. Оптимальный следящий компенсатор дисперсионных искажений широкополосных сигналов / Е.М. Лобов, Е.О. Лобова, Н.А. Кандауров. Электросвязь. 2018. № 5. С. 34-38.
12. Perry B.D. A new wideband HF technique for MHz-Bandwidth spread spectrum radio communications / B.D. Perry. IEEE Communications Magazine. 1983. Vol. 21, № 6. P. 28-36. doi: 10.1109/MCOM.1983.1091437
13. Dhar, S. Equalized Megahertz-Bandwidth HF Channels for Spread Spectrum Communications / S. Dhar, B.D. Perry. IEEE Military Communications Conference. 1982. P. 29.5-1-29.5-5. doi: 10.1109/MILCOM.1982.4805973
14. Low, J. A Direct Sequence Spread-Spectrum Modem for Wideband HF Channels / J. Low, S.M. Waldstein. IEEE Military Communications Conference. 1982. P. 29.6-1-29.6-6.
15. V.I. Lipatkin and E.O. Lobova, «Broadband Noise-like Signal Parameters Joint Estimation Quality with Dispersion Distortions in the Ionospheric Channel», 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), Svetlogorsk, Russia, 2020, pp. 1-6, doi: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166082.
16. V.I. Lipatkin, E.M. Lobov, E.O. Lobova and N.A. Kandaurov, «Cramer-Rao Bounds for Wideband Signal Parameters Joint Estimation in Ionospheric Frequency Dispersion Distortion Conditions», 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416074.
17. Аджемов С.С., Лобов Е.М., Кандауров Н.А., Лобова Е.О., Липаткин В.И. Алгоритмы оценки и компенсации дисперсионных искажений широкополосных сигналов ионосферных радиолний связи. Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2021. Т. 13. № 5. С. 57-74. doi: 10.36724/2409-5419-2021-13-5-57-74.
18. Липаткин, В.И. Алгоритм обнаружения широкополосного сигнала в условиях его дисперсионных искажений при одновременной оценке множества параметров / В.И. Липаткин, Е.О. Лобова. Электросвязь. 2022. № 7. С. 23-29.
19. Lipatkin V.I., Lobov E.M., Kandaurov N.A. Computationally Efficient Implementation of Joint Detection and Parameters Estimation of Signals with Dispersive Distortions on a GPU. Sensors. 2022. № 9: 3105. 15 p.
20. Malvar H.S. Signal Processing with Lapped Transform. Norwood: Artech House Publishers, 1992. 380 p.