

УДК 621.391

*С.Н. Кириллов, А.С. Слесарев*

## **БЫСТРЫЙ АЛГОРИТМ ПОИСКА И ОБНАРУЖЕНИЯ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ, АДАПТИВНЫЙ К ДЕЙСТВИЮ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ**

*Разработан адаптивный к действию узкополосных помех (УП) быстрый алгоритм поиска и обнаружения широкополосного бинарного фазоманипулированного (ФМн-2) сигнала спутниковой системы передачи информации (ССПИ), обладающий на 20...25 дБ более высокой помехоустойчивостью по сравнению с известным быстрым алгоритмом на основе вейвлет-пакетного разложения (ВПР) и быстрого преобразования Фурье (БПФ) при отношении сигнал-шум до -10 дБ. Показано, что данный алгоритм требует на 15...50 % меньше вычислительных операций по сравнению с использованием оптимального по критерию минимума среднеквадратической ошибки (СКО) фильтра.*

***Ключевые слова:** быстрое преобразование Фурье, вейвлет-пакетное разложение, поиск и обнаружение, взаимная корреляционная функция, цифровой оптимальный фильтр, узкополосная помеха.*

**Введение.** Поиск и обнаружение сигнала является одним из основных этапов вхождения в связь ССПИ. Характеристики устройства поиска и обнаружения оказывают значительное влияние на время вхождения в связь, представляющее собой важнейший показатель качества ССПИ.

В перспективных ССПИ, использующих широкополосные ФМн-сигналы, все более широкое применение находят алгоритмы поиска и обнаружения на основе БПФ. При этом осуществляется расчет взаимных корреляционных функций (ВКФ) принятого ФМн-сигнала с набором опорных сигналов, после чего производится обнаружение и оценка параметров – доплеровского сдвига частоты и псевдозадержки [1].

При разработке перспективных ССПИ большое внимание уделяется борьбе с мощными УП, что объясняется высокой распространенностью данного вида мешающих воздействий. Непреднамеренные мощные УП могут возникать от близкорасположенных станций, сигналы которых попадают в приемный тракт по основному или боковым лепесткам диаграммы направленности приемной антенны. Преднамеренные УП получили широкое распространение ввиду простоты формирования и малого объема априорной информации о подавляемой ССПИ.

В устройствах поиска и обнаружения на основе БПФ наиболее часто применяются методы борьбы с УП, предполагающие

использование адаптивных режекторного или оптимального по критерию минимума СКО линейного фильтра [2, 3]. Недостатком данного подхода является увеличение требуемого количества вычислительных операций.

В [4] предложен быстрый алгоритм поиска и обнаружения ФМн-2 сигнала ССПИ на основе одноуровневого ВПР в базисе Хаара и БПФ, позволяющий снизить количество вычислительных операций, а значит, и временные затраты почти в 2 раза. Однако при этом не используется никаких мер по борьбе с помехами, кроме выбора соответствующей ветви ВПР. Повышение вероятности правильного обнаружения и оценки параметров сигнала с помощью предложенного в [4] быстрого алгоритма возможно путем введения дополнительного фильтра. Однако, как было показано выше, это приведет к повышению объема вычислительных затрат.

Цель работы – разработка адаптивного к действию УП быстрого алгоритма поиска и обнаружения спутникового ФМн-2 сигнала на основе одноуровневого ВПР в базисе Хаара и БПФ, требующего меньшего количества вычислительных операций, чем алгоритмы с использованием фильтрации.

**Обоснование быстрого алгоритма поиска и обнаружения.** Известный алгоритм поиска и обнаружения широкополосного ФМн-2 сигнала ССПИ на основе БПФ состоит в расчете взаимных корреляционных функций входной

последовательности  $\mathbf{x}(k)$ ,  $k = \overline{0, N-1}$ , представляющей собой оцифрованную аддитивную смесь сигнала  $\mathbf{s}(k)$ , шума  $\mathbf{n}(k)$  и помехи  $\mathbf{v}(k)$ , с комплексными опорными сигналами  $\mathbf{r}_m(k)$ ,  $k = \overline{0, N-1}$ ,  $m = \overline{0, N_r-1}$ , где  $N_r$  - количество опорных сигналов. Величина  $N_r$  определяется диапазоном значений доплеровского сдвига частоты сигнала и периодом модулирующей псевдослучайной последовательности (ПСП) [1]. Вычисление  $m$ -й ВКФ производится с помощью теоремы о свертке в соответствии с выражением

$$\mathbf{R}_m(n) = \text{IFFT}[\text{FFT}[\mathbf{x}(k)] \cdot \text{FFT}^*[\mathbf{r}_m(k)]], \quad (1)$$

$$n = \overline{0, N-1},$$

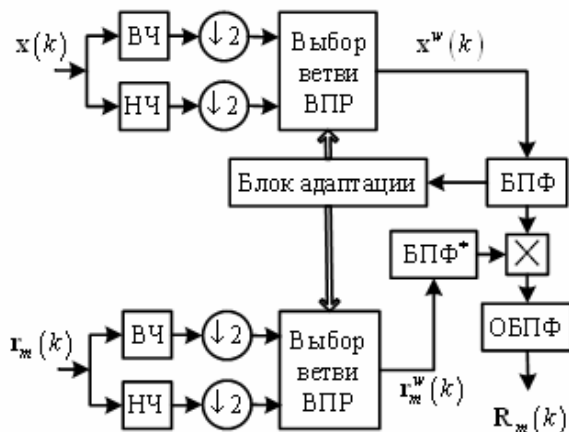
где  $\text{FFT}$  - оператор БПФ;  $\text{IFFT}$  - оператор обратного БПФ;  $*$  - оператор комплексного сопряжения. Далее осуществляется расчет модуля комплексных отсчетов полученной ВКФ и пороговая обработка. При превышении порога обнаружения производится оценка доплеровского сдвига частоты сигнала по номеру  $m$  опорного сигнала и псевдозадержки – по номеру максимального по модулю отсчета ВКФ [1].

С целью снижения объема вычислительных затрат можно производить хранение комплексно сопряженных отсчетов БПФ всех опорных сигналов в памяти приемника. В этом случае суммарное количество операций комплексного сложения и умножения, требуемых для реализации  $N_r$  вычислений в соответствии с формулой (1), определяется выражением

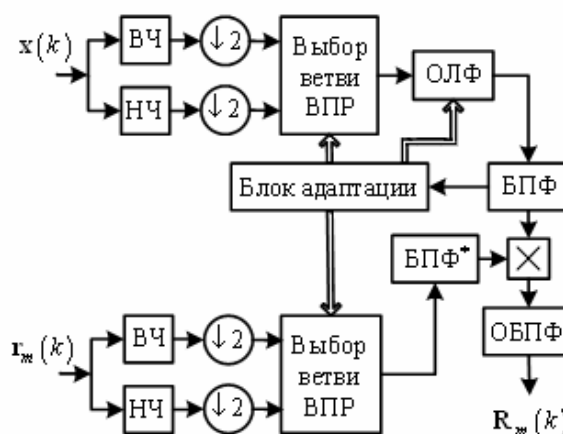
$$N_{оп1} = (N_r + 1)(3N/2)\log_2 N + N_r N. \quad (2)$$

Структурная схема предложенного в [4] быстрого алгоритма вычисления ВКФ на основе одноуровневого ВПР и БПФ для устройства поиска и обнаружения представлена на рисунке 1,а. Здесь использованы следующие обозначения: ВЧ и НЧ - соответственно высокочастотный и низкочастотный фильтры ВПР в базисе Хаара;  $\downarrow 2$  - прореживание с коэффициентом 2; БПФ\* - БПФ с последующим применением операции комплексного сопряжения к спектральным отсчетам.

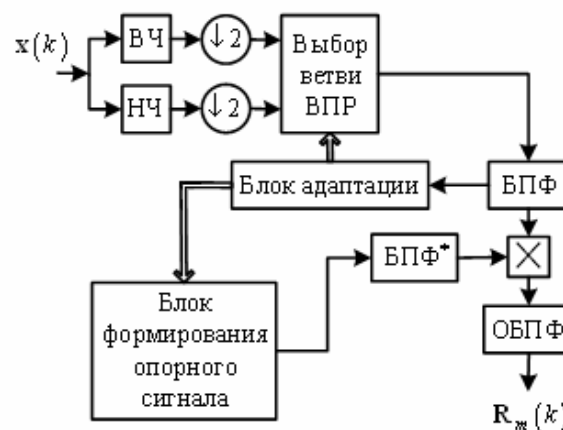
Работа алгоритма, структурная схема которого представлена на рисунке 1,а, происходит следующим образом. Сначала производится анализ помеховой обстановки, в ходе которого в блоке адаптации осуществляется оценка суммарной мощности шума и помехи поочередно в каждой из двух ветвей



а



б



в

Рисунок 1 – Структурная схема алгоритмов вычисления ВКФ с использованием ВПР (а), ВПР и адаптивной фильтрации (б), ВПР и адаптивного формирования опорного сигнала (в)

одноуровневого ВПР в базисе Хаара. Оценка мощности выполняется на основе анализа отсчетов БПФ коэффициентов ВПР входной

последовательности. Периодичность проведения такого анализа зависит от предполагаемой скорости изменения помеховой обстановки, вычислительных возможностей приемника и ряда других факторов. Далее в течение всего временного интервала до следующего анализа помеховой обстановки расчет коэффициентов ВПР производится только для той ветви, в которой оценка суммарной мощности шума и помехи минимальна. Частота дискретизации выбирается в 4 раза выше промежуточной частоты сигнала с целью сохранения постоянства энергии дискретного сигнала при изменении начальной фазы. Поэтому мощность сигнала разделяется примерно поровну между высокочастотной и низкочастотной ветвями одноуровневого ВПР в базисе Хаара, вследствие чего использование ветви с минимальной мощностью аддитивной смеси шума и помехи обеспечивает максимальное значение отношения сигнал-шум+помеха.

В качестве опорного сигнала используются коэффициенты  $r_m^w(k)$ ,  $k = \overline{0, N/2 - 1}$  одноуровневого ВПР в базисе Хаара  $m$ -го комплексного опорного сигнала  $r_m(k)$ ,  $k = \overline{0, N - 1}$ , действительная и мнимая части которого представляют собой соответственно синфазную и квадратурную составляющие [4]. Расчет  $m$ -й ВКФ  $R_m(n)$  производится в соответствии с выражением

$$R_m(n) = IFFT[FFT[x^w(k)] \cdot FFT^*[r_m^w(k)]] \quad (3)$$

где  $x^w(k)$  - коэффициенты выбранной ветви ВПР входной последовательности.

Суммарное количество операций комплексного сложения и умножения, требуемых для реализации  $N_r$  вычислений в соответствии с выражением (3), определяется следующим образом:

$$N_{он2} = (N_r + 1)(3N/4) \log_2(N/2) + N_r N/2 + N \quad (4)$$

На рисунке 1,б представлена структурная схема быстрого алгоритма вычисления ВКФ с использованием оптимального по критерию минимума СКО линейного фильтра, обозначенного как ОЛФ. В отличие от структурной схемы, изображенной на рисунке 1,а, сигнал с выхода выбранной в результате анализа помеховой обстановки ветви ВПР подается на ОЛФ, коэффициенты которого вычисляются в блоке адаптации с использованием оценки корреляционной матрицы помехи [5].

ОЛФ в структурной схеме на рисунке 1,б может быть реализован как во временной, так и

в частотной области. В современных и перспективных ССПИ осуществляется обработка входных последовательностей длиной от нескольких тысяч до нескольких десятков тысяч отсчетов. Как известно [6], с точки зрения минимизации вычислительных затрат фильтрацию таких длинных последовательностей целесообразно проводить в частотной области.

Суммарное количество операций комплексного умножения и сложения при реализации алгоритма, структурная схема которого представлена на рисунке 1,б, в случае использования фильтрации в частотной области определяется выражением

$$N_{он3} = (N_r + 3)(3N/4) \log_2(N/2) + (N_r + 1)N/2 + N \quad (5)$$

Цифровой фильтр, оптимальный по критерию максимума отношения сигнал-шум (ЦОФ), обеспечивает повышение вероятности правильного обнаружения сигнала с известной задержкой в условиях действия УП без дополнительных вычислительных затрат, поскольку нейтрализация воздействия помехи достигается путем соответствующего изменения опорного сигнала. Однако отсутствие априорной информации о задержке сигнала приводит к многоканальной структуре устройства поиска и обнаружения на основе ЦОФ [7]. Программная реализация многоканального алгоритма требует значительного увеличения количества вычислительных операций по сравнению с одноканальным. Поэтому непосредственное применение ЦОФ для быстрого поиска и обнаружения сигнала ССПИ затруднено.

На рисунке 2 представлена структурная схема ЦОФ, предназначенного для обнаружения сигнала со случайной начальной фазой на фоне гауссовской помехи [7].

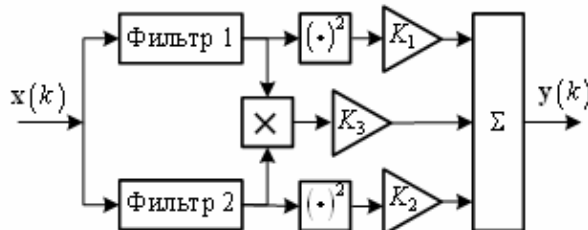


Рисунок 2 – Структурная схема ЦОФ

Здесь использованы следующие обозначения:  $K_1, K_2, K_3$  - коэффициенты усиления;  $(\bullet)^2$  - блок возведения в квадрат;  $\Sigma$  - сумматор. Импульсные характеристики фильтра 1 и фильтра 2 рассчитываются в соответствии со следующими выражениями [5]:

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_1 &= \mathbf{R}_{nv}^{-1} \mathbf{s}_c, \\ \mathbf{h}_2 &= \mathbf{R}_{nv}^{-1} \mathbf{s}_s, \end{aligned} \quad (6)$$

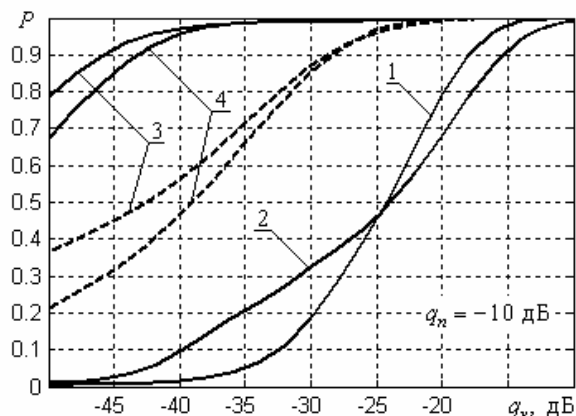
где  $\mathbf{R}_{nv}$  - корреляционная матрица аддитивной смеси шума и УП;  $\mathbf{s}_c$ ,  $\mathbf{s}_s$  - записанные в обратном порядке вектор-столбцы отсчетов соответственно синфазной и квадратурной составляющих ФМн-2 сигнала ССПИ с нулевыми значениями доплеровского сдвига частоты и псевдозадержки.

Путем моделирования работы ЦОФ в условиях действия УП в виде узкополосного гауссовского шума с различными формами спектральной плотности мощности установлено, что значение коэффициента усиления  $K_3$  примерно на 2 порядка меньше величин коэффициентов  $K_1$  и  $K_2$ . При этом отказ от использования канала ЦОФ, включающего в себя перемножитель сигналов с выходов фильтров 1 и 2, а также коэффициент усиления  $K_3$ , приводит к относительно малой ошибке, которая оказывает достаточно слабое влияние на выходной сигнал  $y(k)$ .

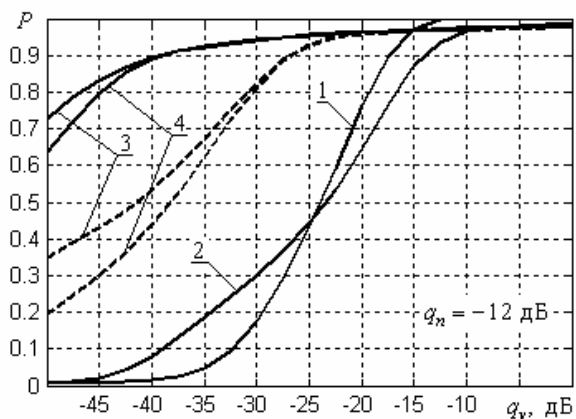
Исходя из вышеизложенного, предложен быстрый алгоритм поиска и обнаружения ФМн-2 сигнала ССПИ, использующий опорные сигналы, синфазная и квадратурная составляющие которого рассчитываются согласно выражению (6). При этом ВКФ вычисляются в соответствии со структурной схемой, представленной на рисунке 1,в.

Суммарное количество операций комплексного умножения и сложения, требуемых для реализации представленного на рисунке 1,в алгоритма, определяется выражением (4). Таким образом, объем вычислительных затрат на программную реализацию вычислений, соответствующих предложенному алгоритму, меньше, чем при использовании структурной схемы, изображенной на рисунке 1,б.

**Исследование быстрых алгоритмов поиска и обнаружения.** На рисунке 3 представлены полученные путем моделирования зависимости вероятности  $P$  правильного обнаружения и оценки параметров сигнала ССПИ от отношения сигнал-помеха  $q_v$  для двух значений отношения сигнал-шум  $q_n$ . При этом использован ФМн-2 сигнал с расширением спектра с помощью ПСП длиной 1023 элемента, используемый в наземном комплексе управления космическими аппаратами «Kazsat». Промежуточная частота сигнала равна 1 МГц, частота дискретизации – 4,096 МГц, количество



а



б

**Рисунок 3 – Зависимости вероятности правильного обнаружения сигнала от отношения сигнал-помеха**

отсчетов входной реализации  $N = 4096$ . В качестве УП использован узкополосный гауссовский шум с гауссовской формой огибающей СПМ, эффективной шириной спектра 25 кГц и равномерно распределенными в диапазоне ширины спектра сигнала значениями центральной частоты. Для каждого значения центральной частоты УП произведено усреднение по 100 реализациям УП. Порог обнаружения выбран из условия обеспечения вероятности ложной тревоги не более  $10^{-3}$ .

На рисунке 3 использованы следующие обозначения зависимостей: 1 – известный алгоритм вычисления ВКФ на основе БПФ; 2 – предложенный в [4] алгоритм с использованием ВПР, структурная схема которого представлена на рисунке 1,а; 3 – алгоритм расчета ВКФ с использованием ВПР и ОЛФ, структурная схема которого изображена на рисунке 1,б; 4 – предложенный алгоритм (рисунок 1,в). Исследования показали, что измерение центральной частоты УП в блоке адаптации по отсчетам БПФ входной реализации производится с достаточно высокой точностью,

однако оценка ширины спектра и особенно формы СПМ УП может потребовать большого объема вычислительных затрат. Поэтому на рисунке 3 для алгоритмов 3 и 4 сплошными линиями отображены зависимости, полученные при условии точной оценки СПМ УП, а пунктирными – для прямоугольной аппроксимации СПМ УП в блоке адаптации. В последнем случае проведено усреднение по значениям ширины аппроксимированного спектра в пределах  $40 \pm 10$  кГц. Данный диапазон значений соответствует реальным возможностям оценки ширины спектра по небольшому количеству входных реализаций при заданных величинах отношений сигнал-шум и сигнал-помеха.

Как следует из анализа изображенных на рисунке 3,а зависимостей, при отношении сигнал-шум  $q_n = -10$  дБ и вероятности правильного обнаружения и оценки параметров сигнала  $P \geq 0,9$  предложенный алгоритм поиска и обнаружения обеспечивает повышение помехоустойчивости в случае точной оценки СПМ УП на 20...25 дБ, а в случае прямоугольной аппроксимации – на 8...10 дБ по отношению к алгоритмам на основе БПФ и на основе ВПР и БПФ. При достаточно низких значениях отношения сигнал-помеха ( $q_v \leq -40$  дБ) предложенный алгоритм обладает на 1...3 дБ меньшей помехоустойчивостью, чем алгоритм, использующий ВПР и ОЛФ (зависимость 3), однако при этом требует на 50...15 % меньшего объема вычислительных затрат в диапазоне значений количества опорных сигналов  $N_r$  от 1 до 10.

В случае отношения сигнал-шум  $q_n = -12$  дБ (рисунок 3,б) и значениях отношения сигнал-помеха  $q_v > -15$  дБ все алгоритмы, использующие одноуровневое ВПР в базисе Хаара, обеспечивают на 1...2 % меньшую вероятность правильного обнаружения и оценки параметров сигнала по сравнению с алгоритмом на основе БПФ (зависимость 1). Однако при  $q_v < -15$  дБ предложенный алгоритм 4, также

как и алгоритм 3, использующий ОЛФ, обладают более высокой устойчивостью к действию УП. При этом предложенный алгоритм поиска и обнаружения обеспечивает  $P \geq 0,9$  при отношении сигнал-помеха до -38 дБ, когда известные алгоритмы 1 и 2 практически неработоспособны.

**Заключение.** Таким образом, предложен адаптивный к действию УП быстрый алгоритм поиска и обнаружения широкополосного ФМн-2 сигнала ССПИ, обладающий на 20...25 дБ более высокой помехоустойчивостью по сравнению с предложенным в [4] быстрым алгоритмом на основе ВПР и БПФ при отношении сигнал-шум до -10 дБ. Показано, что предложенный алгоритм требует на 15...50 % меньше вычислительных операций по сравнению с алгоритмом, в котором для борьбы с УП используется оптимальный линейный фильтр.

#### **Библиографический список**

1. Lin David M., Tsui James B.Y. Acquisition schemes for software GPS receiver. – Режим доступа: [http://www.ion.org/Search/view\\_abstract.cfm?jp=r&idno=2961](http://www.ion.org/Search/view_abstract.cfm?jp=r&idno=2961).
2. Шилов А.И., Бакитько Р.В., Польщиков В.П., Хацкелевич Я.Д. Предварительная обработка шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех // Радиотехника. - № 7, 2005. - С.31-35.
3. Rifkin R., Vaccaro J.J. Comparison of narrowband adaptive filter technologies for GPS // MITRE Technical Report. March 2000. – Режим доступа: <http://www.dtic.mil/cgi-bin/GetTRDoc?AD=ADA458023&Location=U2&doc=GetTRDoc.pdf>.
4. Круглов А.В., Кириллов С.Н., Бахурин С.А., Слесарев А.С., Ватутин В.М. Быстрые алгоритмы обработки фазоманипулированных сигналов в системах передачи информации радиолиний управления и телеметрии космических аппаратов // Электромагнитные волны и электронные системы. - № 10, 2005. - С. 57-64.
5. Шахтарин Б.И. Случайные процессы в радиотехнике. Ч. 1. Линейные системы. – М.: Радио и связь, 2002. – 568 с.
6. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления сверток. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
7. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.