

## ОБНАРУЖЕНИЕ УЗКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

## Введение

Рассмотрим следующую задачу. Пусть имеется некоторый узкополосный сигнал с шириной полосы  $\Delta f_{05}$ , наблюдаемый на фоне нормального белого шума. Центральная частота сигнала  $f_x$  заключена в пределах от  $f_1$  до  $f_2$ , причем значение частоты априорно неизвестно, также нет никаких априорных данных о возможном распределении вероятностей величины  $f_x$ . Полосу частот  $f_1 \dots f_2$  в дальнейшем будем называть полосой поиска. Требуется определить факт наличия сигнала, оценить его центральную частоту и энергию. Подобная задача характерна для радиомониторинга, радиолокации движущихся целей, радиосвязи с подвижными объектами, а также для радиоастрономии.

Многоканальные фильтровые или корреляционные приемники [1 – 5] могут применяться для решения этой задачи, но с расширением полосы наблюдаемых частот возрастает число необходимых каналов приемника. Необходимое число каналов оценивалось в [4] исходя из величины допустимых потерь вероятности правильного обнаружения. При реализации корреляционного приемника в цифровой форме и использовании параллельного вычислительного устройства, проблема реализации большого числа каналов ослабляется. Однако при жестких требованиях к вероятности правильного обнаружения и темпу выдачи результатов, даже параллельная реализация на базе наиболее мощных доступных универсальных (ЦП) либо графических (ГП) процессоров может оказаться недостаточно производительной [6]. При необходимости реализации портативной и экономичной системы, подобное решение также может оказаться недоступным.

## Постановка задачи

Рассмотрим альтернативный вариант решения данной задачи, для чего примем следующее упрощающее предположение. Пусть полезный сигнал, занимающий полосу частот  $\Delta f_{05} \ll f_x$ , может быть с удовлетворительной точностью представлен в виде

$$x(t) = A(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_x \cdot t). \quad (1)$$

Иными словами, сигнал представляется в виде амплитудно-модулированного комплексного гармонического колебания.

Колебание на входе системы состоит из сигнала и шума:  $s(t) = x(t) + n(t)$ . В обычном корреляционном приемнике оценка энергии получается в виде

$$Z' = \int_0^T x_0(t) s(t) dt \approx \int_0^T x^2(t) dt.$$

Для многоканального корреляционного приемника, это значение вычисляется для каждого из значений центральной частоты сигнала:  $Z'_i = \int_0^T x_{0i}(t) \cdot s(t) dt$ .

С учетом ранее сказанного, можно записать

$$Z_i = \int_0^T A(t) \cdot \exp(-j2\pi \cdot f_i \cdot t) \cdot s(t) dt \quad (2)$$

для канала номер  $i$ .

Преобразование Фурье для периодических сигналов:

$$X(\omega) = F(x(t)) = \int_0^T x(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (3)$$

Сопоставив выражения (2) и (3), можно сделать вывод: для обнаружения сигнала вида (1) с априорно неизвестной частотой  $f_x$  можно использовать процедуру преобразования Фурье. Преобразованию подвергается сигнал  $u(t) = A(t) \cdot s(t)$ , а результат преобразования имеет смысл совокупности откликов всех каналов корреляционного приемника. В дальнейшем, оценка энергии сигнала может быть представлена в виде

$$Z' = \max \{Z_i\},$$

а номер канала, в котором оценка энергии максимальна, дает информацию о центральной частоте обрабатываемого сигнала  $f'$ . При использовании процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ) этот подход может обеспечить более высокое быстродействие по сравнению с многоканальным коррелятором.

### Основные положения работы

Для преобразования Фурье ряд частот является эквидистантным в пределах  $f \in [0 \dots f_s]$ , и шаг сетки составляет  $\varepsilon = f_s / N$ , где  $N$  – число точек в реализации, используемой для анализа. В [5] максимальный шаг сетки по неизвестному параметру, при условии сохранения вероятности правильного обнаружения, оценен как  $\varepsilon_{\max} \approx 0.8\xi$ . Применительно к текущей задаче это означает, что  $\varepsilon \leq 0.8 \cdot \Delta f_{05}$ . Таким образом,

$$\frac{f_s}{N} \leq 0.8 \cdot \Delta f_{05}. \quad (4)$$

Если при этом ставится и задача однозначного измерения центральной частоты сигнала, то добавляется второе ограничение:  $f_s \geq 2 \cdot \max(f_x)$  (теорема Котельникова). Из выражения (4) можно получить:

$$N \geq f_s / (0.8 \cdot \Delta f_{05}). \quad (5)$$

Таким образом, с уменьшением относительной полосы сигнала увеличивается необходимое для анализа число отсчетов.

Центральные частоты полос БПФ равномерно распределены в пределах  $[0 \dots f_s]$ , а центральная частота сигнала – в пределах  $[f_1 \dots f_2]$ . Если условие теоремы Котельникова выполняется, то для комплексного сигнала вида (1) эквивалентное число каналов составляет

$$N_k = \lceil N(f_2 - f_1) / f_s \rceil. \quad (6)$$

Для многоканального корреляционного приемника число каналов оценивается как  $N_k = \lceil (f_2 - f_1) / \varepsilon \rceil$  [5]. Для принятого шага сетки [5] получаем

$$N_k = \lceil (f_2 - f_1) / (0.8 \cdot \Delta f_{05}) \rceil. \quad (7)$$

При этом для реализации из  $N$  точек число операций оценивается как  $O(N_k \cdot N)$ , а для метода, основанного на БПФ, – как  $O(N \cdot \log(N))$  при условии (5).

Для корреляционного приемника необходимое число каналов возрастает с расширением полосы поиска, при условии поддержания постоянной вероятности правильного обнаружения [5]. В то же время для приемника на базе процедуры быстрого преобразования Фурье размерность преобразования определяется относительной полосой частот сигнала и частотой дискретизации, и не зависит от полосы поиска. В предельном случае, когда полоса поиска занимает весь интервал частот  $[0 \dots f_s]$ , число каналов для корреляционного приемника и для приемника на базе БПФ получается одинаковым.

Введем следующее обозначение. Пусть  $\gamma = (f_2 - f_1) / f_s$  – относительная полоса поиска сигнала (в дальнейшем – полоса поиска). Тогда можно записать:

$$N_k = \lceil N \cdot \gamma \rceil, \quad (8)$$

причем  $N$  в этом выражении выбирается исходя из (5).

В дальнейшем рассматриваем две схемы: многоканальный корреляционный приемник (КПР, кривая 1 на последующих графиках) и приемник на основе процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФП, кривая 2 на последующих графиках). Структурные схемы этих приемников приведены на рис. 1.

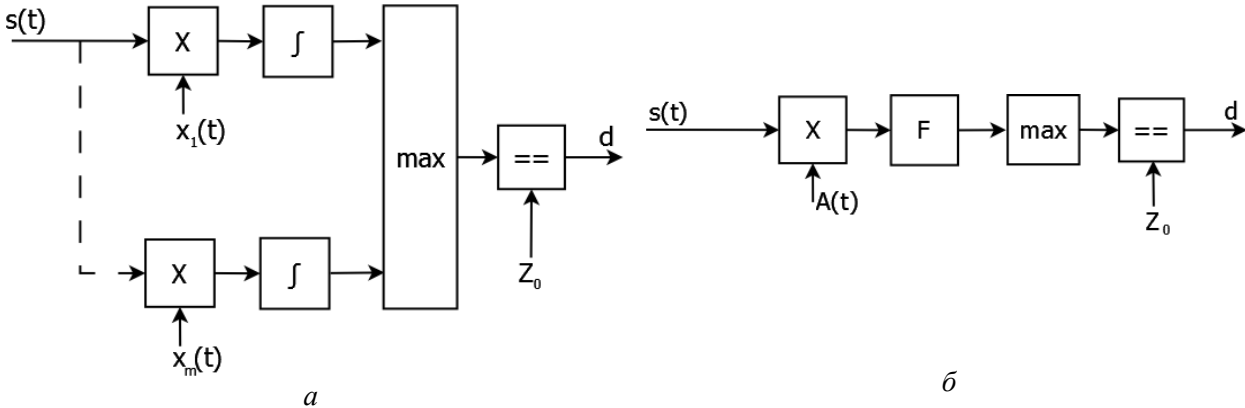


Рис. 1. Структурные схемы приемников: *a* – КПР, *б* – БПФП

Порог обнаружения для рассматриваемых в работе схем определялся методом имитационного моделирования, при этом использовался критерий Неймана – Пирсона с заданным значением вероятности ложной тревоги [1]. Результаты приведены для  $f_s/\Delta f_{05}=1024$ .

На рис. 2 приведена зависимость порога обнаружения для КПР от полосы поиска, нормированная к величине порога для одноканального корреляционного приемника. С увеличением полосы поиска растет число параллельных каналов корреляционного приемника (8), что приводит к увеличению порогового значения [5]. Поскольку размер выборки для БПФП (5) не зависит от полосы поиска, то порог обнаружения остается постоянным, и на графике не приведен.

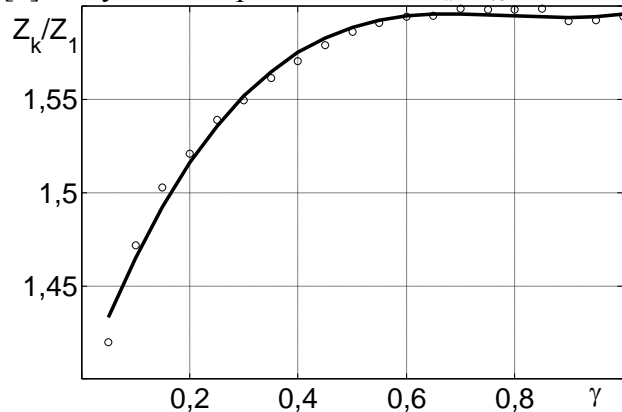


Рис. 2. Зависимость порога от полосы поиска

На рис. 3 приведены характеристики обнаружения для обеих рассматриваемых схем. При этом вероятность ложной тревоги равна  $10^{-3}$ . Характеристики отличаются незначительно: пороговое отношение сигнал/шум при вероятности правильного обнаружения 0,9 отличается на 0,2 дБ, а средняя разность вероятности правильного обнаружения не превышает 0.012.

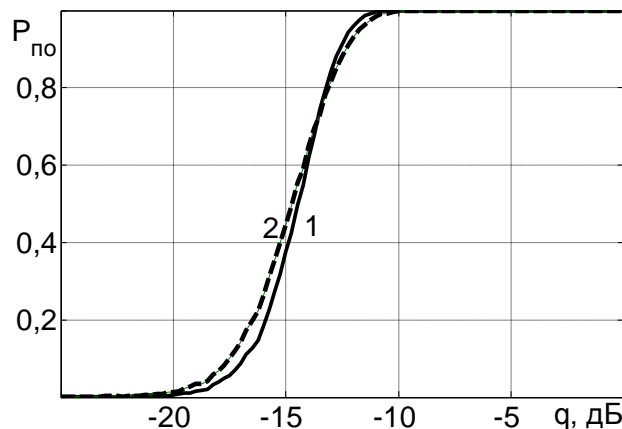


Рис. 3. Характеристики обнаружения для случая  $\gamma=0.2, P_{лт}=10^{-3}$

На рис. 4 приведены зависимости вероятности правильного обнаружения от полосы поиска для отношения сигнал/шум -15 дБ (*a*) и -10 дБ (*б*).

Вероятность правильного обнаружения при прочих равных условиях не зависит от полосы поиска для обеих схем приемника. При изменении полосы поиска оценки энергии изменяются менее чем на 1%.

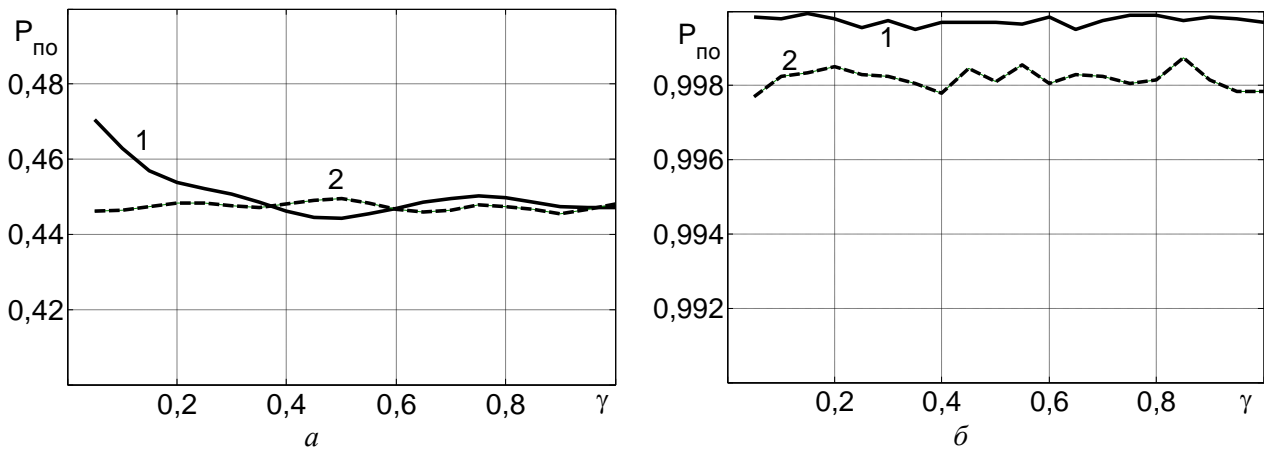


Рис. 4. Зависимость характеристик обнаружения от полосы поиска

Рассмотрим вопрос о точности оценок параметров сигнала в рассматриваемых схемах. Для этого введем следующее обозначение:

$$\sigma_f = \frac{\sigma(f - f')}{\varepsilon} \quad (9)$$

– нормированное среднеквадратическое отклонение оценки центральной частоты сигнала от истинного значения.

На рис. 5 приведена зависимость величины (9) от соотношения сигнал/шум для обеих рассматриваемых схем. Схема 1 обеспечивает меньшую величину погрешности при малых отношениях сигнал/шум, однако с ростом соотношения сигнал/шум различие уменьшается. Преимущество схемы 1 проявляется в той части диапазона соотношений сигнал/шум, в которой уверенное обнаружение сигнала невозможно. При отношениях сигнал/шум  $-10$  дБ и более оба метода фактически эквивалентны.

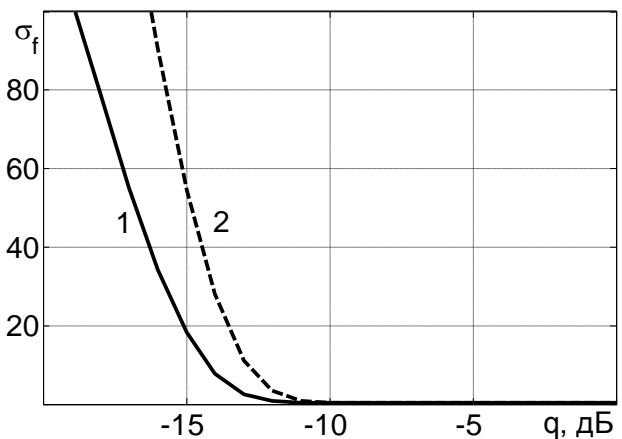


Рис. 5. Зависимость величины (9) от соотношения сигнал/шум для обеих рассматриваемых схем

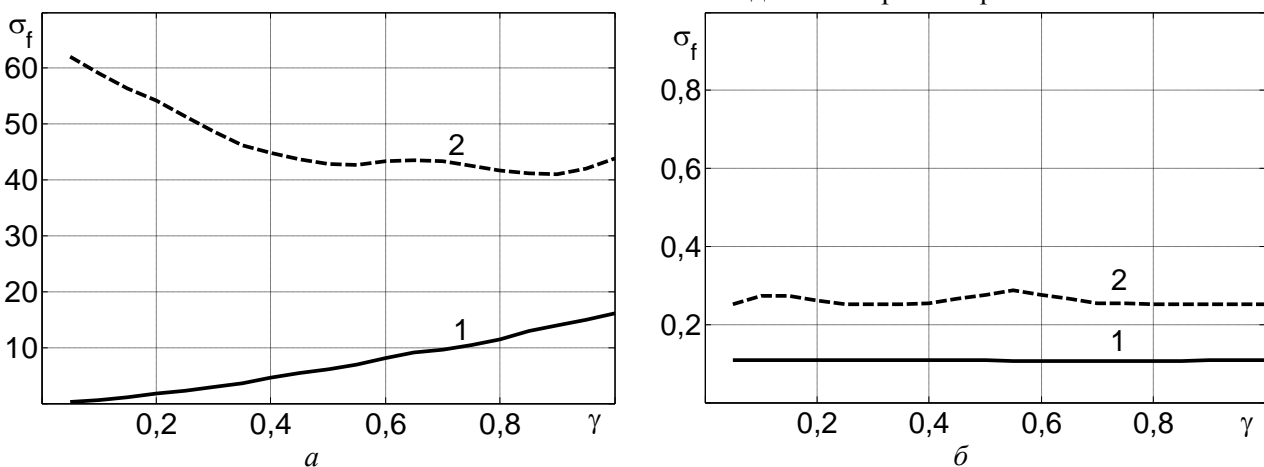


Рис. 6. Зависимость погрешности оценивания частоты от полосы поиска для обоих методов ( $a$  – ОСШ  $-15$  дБ,  $b$  – ОСШ  $-10$  дБ)

Величина (9) для случая большого соотношения сигнал/шум (рис. 6, б) практически не зависит от полосы поиска для обоих методов. В то же время при малых соотношениях сигнал/шум (рис. 6, а) величина погрешности изменяется в зависимости от полосы поиска.

Рассмотрим вопрос об аппаратной реализации обеих схем приемника. Многоканальный корреляционный приемник (КПР) может быть эффективно реализован на базе многоядерных центральных процессоров, программируемых логических матриц или графических процессоров [6]. Структурная схема приведена на рис. 7.

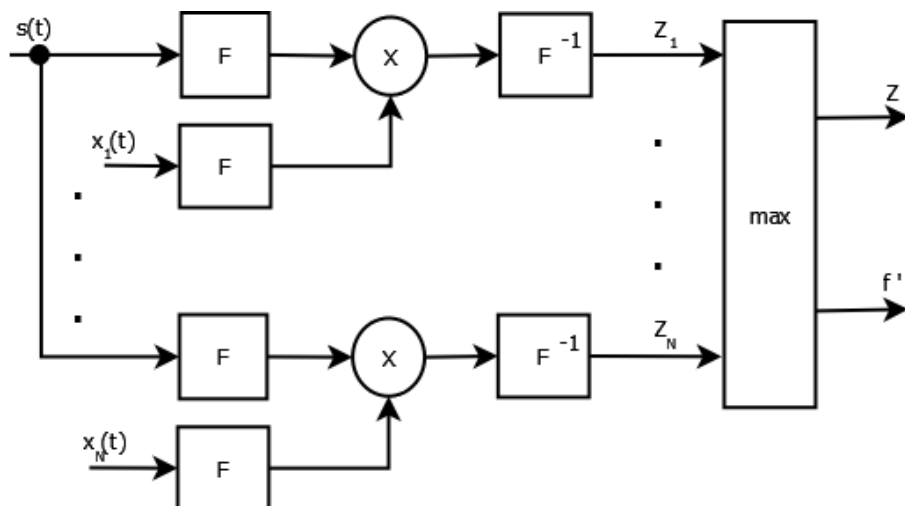


Рис. 7. Структурная схема возможной реализации многоканального корреляционного приемника

В данной схеме корреляционные интегралы определяются с помощью преобразования Фурье. При этом можно обратить внимание на то, что в каждом канале рассчитывается преобразование Фурье исходного сигнала  $s(t)$ , а также на то, что опорные сигналы не изменяются до тех пор, пока остается постоянным число каналов и полоса поиска. Таким образом, в данную схему можно внести следующие модификации:

1. Преобразование Фурье для входного сигнала проводится один раз, после чего результат используется во всех каналах.
2. Преобразования Фурье от опорных сигналов также рассчитываются только один раз, после чего результаты сохраняются в памяти и используются во всех каналах.

В таком случае для подготовки схемы к работе нужно провести  $N_k$  преобразований Фурье, после чего для каждого сеанса обнаружения потребуется только одно преобразование Фурье и  $N_k$  обратных преобразований Фурье. По сравнению с данной схемой, БПФП (рис. 1, б) требует для каждого сеанса обнаружения только одно  $N$ -точечное БПФ. Кроме того, схема БПФП не требует проведения операций перемножения в каналах приемника.

Результаты оценивания производительности приведены на рис. 8. При этом корреляционный приемник представлен двумя вариантами реализации – на базе ЦП Intel Core2 Q9400 (кривая 1) и на базе ГП NVIDIA GeForce GTS450 (кривая 2) [5]. Вариант 2 обеспечивает более высокую производительность, однако схема БПФП, реализованная на ЦП (кривая 3) оказывается существенно более эффективной с точки зрения расходования вычислительных ресурсов.

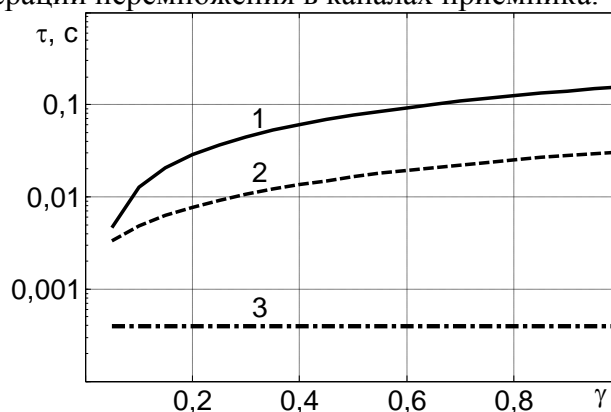


Рис. 8. Вычислительная эффективность (1 – КПР, ЦП; 2 – КПР, ГП; 3 – БПФП, ЦП)

Вариант реализации БПФП на базе ГП не приведен на графике, поскольку выигрыш от большей пиковой производительности ГП в данной задаче полностью компенсируется затратами времени на пересылку данных между ЦП и ГП.

### **Выводы**

Для узкополосных сигналов, которые могут быть представлены в виде амплитудно-модулированного гармонического колебания, рассмотренный метод обработки на основе преобразования Фурье позволяет получить характеристики, идентичные характеристикам многоканального корреляционного приемника. При этом вычислительная эффективность предложенного метода существенно выше, что позволяет обеспечить обработку в реальном времени при ограниченных вычислительных ресурсах.

*Автор благодарит канд. физ.-мат. наук В.А. Петрова за конструктивное обсуждение материала, представленного в статье.*

*Данная работа проводилась в рамках программы NVIDIA Academic Partnership, и автор выражает признательность корпорации NVIDIA и лично Антону Джораеву за предоставленное оборудование (видеокарты GeForce GTS450).*

**Список литературы:** 1. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М. : Сов. радио, 1966. – 678с. 2. Тихонов, В.И., Харисов, В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем : учеб. пособие для вузов. – М. : Радио и связь, 2004. – 608 с. 3. Фалькович С.Е. Оценка параметров сигнала. – М. : Сов. радио, 1970. – 336с. 4. Литвин-Попович, А.И. Обнаружение сигналов в условиях априорной параметрической неопределенности / А.И. Литвин-Попович // Радиотехника. – 2012. – Вып. 168. – С.16-21. 5. Литвин-Попович, А.И. Обнаружение и измерение параметров сигналов в параллельных системах обработки / А.И. Литвин-Попович // Радиотехника. – 2012. – Вып.170. – С. 125-131. 6. Литвин-Попович, А.И. Обработка радиолокационных сигналов в параллельных вычислительных системах / А.И. Литвин-Попович // Радиотехника. – 2011. – Вып. 166. – С. 165-172.

*Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 07.03.2013*