

*Хомич Е.В., Гасилин Д.В., Котельников В.Г.  
АО «ЦКБА»*

## **Осуществление фильтрации в реальном времени методами высокого разрешения для реализации приемника СВЧ-диапазона**

*Представлены результаты реализации быстрого преобразования Фурье (БПФ) с высокой пропускной способностью с помощью алгоритма, осуществляющего фильтрацию в реальном времени методом высокого разрешения ESPRIT.*

**Ключевые слова:** быстрое преобразование Фурье, фильтрация, ESPRIT, автокорреляция, кросскорреляция, приемник СВЧ-диапазона.

Осуществление предварительной фильтрации в реальном времени в силу высоких требований по скорости обработки накладывает ограничения на динамический диапазон и точность последующего измерения параметров, так как все вычисления приходится выполнять как арифметические операции с фиксированной точкой. Напротив, оценивание параметров сигналов может потребовать дополнительных операций фильтрации (например, методы высокого разрешения, такие как ESPRIT, MUSIC). Данные методы необходимо выполнять в режиме вычислений с плавающей точкой. Хотя реализация таких вычислений на данных с аналого-цифрового преобразователя требует слишком больших ресурсов для реализации на ПЛИС, предварительная фильтрация с последующей децимацией позволяет использовать дорогостоящие операции с плавающей точкой для намного меньшего объема данных.

В случае, когда необходимо одновременно обрабатывать более широкую полосу, возможно применение методов субдискретизации. Так как входной каскад АЦП представляет собой устройство выборки-хранения и является широкополосным, то при соответствующем выборе входного аналогового фильтра сигнал на выходе будет представлять собой свертку из нескольких зон Найквиста. Для различения сигналов принадлежащих разным зонам необходимо использовать дополнительные каналы оцифровки, входным сигналом для которых является исходный, задержанный на величину, соответствующую принимаемой полосе частот [1]. Минимально возможная конфигурация для такой подсистемы оцифровки приведена на рис. 1.

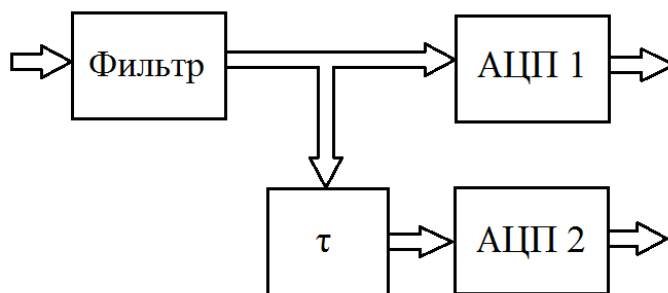


Рис. 1. Подсистема оцифровки для приемника с субдискретизацией

Величина задержки должна удовлетворять критерию  $\leq \frac{1}{2W}$ , где  $W$  – ширина входной полосы частот. Дискретные отсчеты вещественного сигнала, соответствующие прямому и задержанному каналам могут быть записаны в виде

$$\begin{aligned} x(n) &= \sum_{i=1}^J \left( \frac{A_i}{2} e^{j2\pi f_i n} + \frac{A_i}{2} e^{-j2\pi f_i n} \right), \\ y(n) &= \sum_{i=1}^J \left( \frac{A_i}{2} e^{j2\pi F_i \tau} e^{j2\pi f_i n} + \frac{A_i}{2} e^{-j2\pi F_i \tau} e^{-j2\pi f_i n} \right) \end{aligned} \quad (1)$$

где  $F_i, f_i$  – истинная и искаженная алиасингом частоты  $i$ -го сигнала соответственно;  $A_i$  – его амплитуда. Соответствующие отсчеты  $i$ -го точечного дискретного преобразования Фурье имеют вид

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{i=1}^J \left( \frac{A_i}{2} \text{sinc}_{N_i} \left( f_i - \frac{k}{N} \right) + \frac{A_i}{2} \text{sinc}_{N_i} \left( f_i + \frac{k}{N} \right) \right) \\ Y(k) &= \sum_{i=1}^J \left( \frac{A_i}{2} e^{j2\pi F_i \tau} \text{sinc}_{N_i} \left( f_i - \frac{k}{N} \right) + \frac{A_i}{2} e^{-j2\pi F_i \tau} \text{sinc}_{N_i} \left( f_i + \frac{k}{N} \right) \right) \end{aligned} \quad (2)$$

где  $N_i$  – количество отсчетов, на которых  $i$ -й сигнал имеет ненулевую амплитуду, а  $\text{sinc}_N(f_i) = e^{j\pi(N-1) \frac{f \sin(N\pi f)}{\sin(N\pi f)}}$ . Операция предварительной фильтрации, представляющая собой выбор отсчетов вокруг пиков в спектре, позволяет осуществить частичную селекцию сигналов и значительно уменьшить требования по пропускной способности последующих подсистем обработки.

Следует отметить, что из-за эффектов субдискретизации сигналы, имеющие различные частоты  $F_i$ , могут попасть в один спектральный максимум. Поэтому для решения задачи определения частот источников сигналов в условиях возможного наложения, а также их количества, необходимо использовать методы высокого разрешения, такие как ESPRIT и MUSIC [2].

Перепишем уравнения (1), (2) в векторно-матричной форме:

$$Y = \mu X = \sum_{i=1}^{J'} A'_i \{ e^{-j2\pi 2_i \tau} - \mu \} d(f_i), \quad (3)$$

$$\text{где } d(f_i) = \left[ \left[ \text{sinc}_{N_i} \left( f_i - \frac{k_0 - L'}{N} \right) \right] \dots \left[ \text{sinc}_{N_i} \left( f_i - \frac{k_0}{N} \right) \right] \dots \left[ \text{sinc}_{N_i} \left( f_i - \frac{k_0 + L'}{N} \right) \right] \right]^T$$

Нетрудно видеть, что при подстановке  $\mu = e^{-j2\pi 2_i \tau}$  ранг системы уменьшается с  $J$  до  $J-1$ , так как обнуляется  $i$ -ый член суммы. Поэтому решением системы (3) являются  $J'$  наибольших по амплитуде обобщенных собственных значений прямоугольной пары матриц  $\{Y, X\}$ . На рис. 2 представлен результат моделирования алгоритма в среде математического моделирования для диапазона частот 0-1 ГГц при дискретизации с частотой 250 МГц [3].

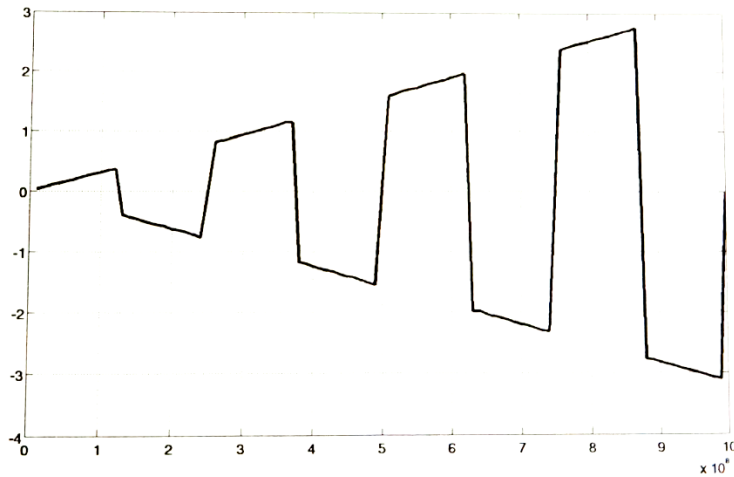


Рис. 2. Зависимость фазы собственного числа от частоты сигнала

Вследствие того, что в модели оцифровывается чисто вещественный сигнал, только половина значений фазы собственных чисел являются допустимыми. Для получения оценки частоты сигнала был использован метод PRO-ESPRIT, оперирующий с матрицами автокорреляции и кросскорреляции спектральных отсчетов [4].

$$R_{XX} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M X_i(k_0)X_i(k_0) = \frac{1}{M} XX, \quad (4)$$

$$R_{YX} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M Y_i(k_0)X_i(k_0) = \frac{1}{M} YX,$$

В начале вычисляются собственные значения  $\lambda_i$  матрицы  $R_{XX}$  :  $R_{XX}u_i = \lambda_i u_i$ .

Так как наименьшее по модулю собственное число  $\lambda_{min}$  асимптотически равно мощности шума, то можно построить подпространство сигналов, используя  $J'$  наибольших собственных значений:

$$\Sigma_S = \text{diag} \left\{ (\lambda_1 - \lambda_{min})^{\frac{1}{2}}, (\lambda_2 - \lambda_{min})^{\frac{1}{2}}, \dots, (\lambda_{J'} - \lambda_{min})^{\frac{1}{2}} \right\} \quad (5)$$

$$U_S = [u_1 : u_2 : \dots : u_{J'}]$$

Матрица оценок вычисляется следующим образом:

$$\Psi = \Sigma_S^{-1} U_S R_{YX} U_S \Sigma_S^{-1} \quad (6)$$

Собственные значения матрицы  $\Psi$  являются искомыми обобщенными собственными значениями прямоугольной пары матриц  $\{Y, X\}$ , при этом количество вычислений значительно меньше, так как порядок матриц подпространства сигналов равен количеству спектральных отсчетов вокруг пика мощности и может быть уменьшен вплоть до 2 [5].

#### Выводы

Для реализации быстрого преобразования Фурье с высокой пропускной способностью был реализован алгоритм, осуществляющий фильтрацию в реальном времени методом высокого разрешения ESPRIT. Операция предварительной фильтрации позволяет осуществить частичную селекцию сигналов и значительно уменьшить требования по пропускной способности последующих подсистем обработки. Для диапазона частот 0-1 ГГц при дискретизации с частотой 250 МГц алгоритм промоделирован в среде математического моделирования.

Библиографический список

1. Опенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера. Изд. 3-е., 2012. – 1048с.
2. Abhijit S. Kulkarni, Vijesh P., Hemant V. Paranjape, and K. Maheswara Reddy. Approaches towards Implementation of Multi-bit Digital Receiver using Fast Fourier Transform. Defence Science Journal, Vol. 63, No 2, March 2013, pp.198-203.
3. Tsui, J.B.Y. Digital Techniques for Wideband Receivers J.B.Y. Tsui. – 2<sup>nd</sup> ed. – SciTech Publishing Inc, 2004. – 571 p.
4. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. М.: ООО «Бином-Пресс». Изд. 2-е, 2007. – 656 с.
5. Акиншин Н.С., Быстров Р.П., Румянцев В.Л., Соколов А.В. Миллиметровая радиотехника, серия: Радиолокация, 2010. – 528с.