

ЦИФРОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРИЕМНИКАХ СВЧ РАДИОСИГНАЛОВ

А.Н. Николаев

DIGITAL TECHNOLOGIES IN WIDEBAND RECEIVERS OF ULTRA-HIGH FREQUENCY RADIO SIGNALS

A.N. Nikolaev

Рассматривается цифровая технология обработки СВЧ радиосигналов на базе алгоритма монобитного быстрого преобразования Фурье. Показана возможность применения алгоритма в цифровых широкополосных приемниках СВЧ радиосигналов для решения задач обнаружения и измерения основных параметров радиосигналов.

Ключевые слова: широкополосный цифровой приемник, монобитное быстрое преобразование Фурье.

The article deals with digital technology of ultra-high frequency radio signals on the basis of monobit fast Fourier transform algorithm. The possibility of the use of an algorithm in digital wideband receivers of ultra-high frequency radio signals to solve the problem of detection and measurement of basic parameters of radio signals is shown in the article.

Keywords: wideband digital receiver, monobit fast Fourier transform.

Введение

Широкополосные приемники СВЧ радиосигналов находят применение в системах радиотехнической разведки (РТР) и радиомониторинга (РМ). В задачи таких приемников входит обнаружение и измерение основных параметров радиосигналов, таких как несущая частота и направление прихода (или пеленг на источник радиоизлучения). В силу специфичности решаемых задач к приемникам систем РТР и РМ предъявляются жесткие требования по ширине частотного диапазона (диапазон обрабатываемых частот может достигать десятков гигагерц), скорости обработки информации (измерение основных параметров радиосигналов должно выполняться за время, сопоставимое с длительностью радиоимпульса), массе, габаритам и энергопотреблению (современные системы РТР и РМ могут устанавливаться на малогабаритные подвижные объекты).

Традиционно в системах РТР и РМ применяются аналоговые приемники с мгновенным измерением частоты (МИЧ) либо многоканальные приемники [1,2]. МИЧ приемники позволяют измерить несущую частоту СВЧ радиосигнала за короткое время (порядка десятков наносекунд), однако не могут проводить достоверные измерения в условиях перекрывающихся во времени радиосигналов. Многоканальные приемники лишены этого

недостатка, но аналоговые схемы переноса спектра и фильтрации достаточно громоздки и не удовлетворяют современным требованиям по массогабаритным показателям.

Переход к цифровой обработке радиосигналов в приемниках РТР и РМ ранее сдерживался отсутствием аналого-цифровых преобразователей (АЦП), позволяющих проводить оцифровку радиосигнала в широком частотном диапазоне. Появление на рынке высокоскоростных компараторов со схемой выборки-хранения [3], работающих с частотой дискретизации до 40 ГГц и выше, позволило построить полностью цифровой приемник с однобитным аналого-цифровым преобразованием входного радиосигнала в широком частотном диапазоне (до 10–20 ГГц). Такой приемник получил название монобитного [4] и способен решать большинство задач систем РТР и РМ.

Информация по цифровым широкополосным монобитным приемникам в открытых источниках [4] ограничивается описанием их применения для оценки несущей частоты радиосигналов. В настоящей статье приведено краткое описание структуры монобитного приемника, алгоритма монобитного быстрого преобразования Фурье [4], положенного в основу такого приемника, а также показана возможность применения монобитного приемника для обнаружения, измерения несущей

Николаев Андрей Николаевич – старший преподаватель кафедры инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет; Andrew.N@rambler.ru

Andrey Nikolaevich Nikolaev – senior lecturer of Information Communication Technologies Department of South Ural State University; Andrew.N@rambler.ru

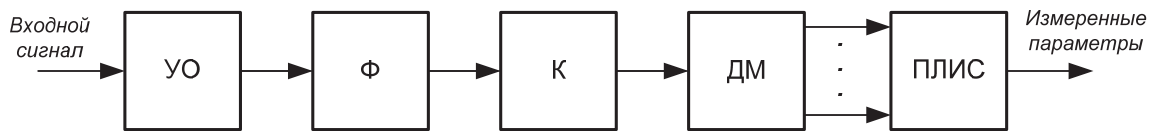


Рис. 1. Структура цифрового монобитного широкополосного приемника

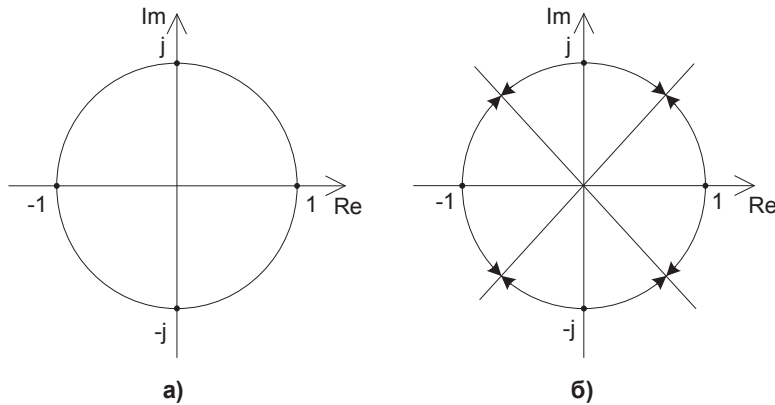


Рис. 2. Первый вариант представления значений ядра функции

частоты радиосигналов и измерения разности фаз сигнала между элементами антенной решетки для определения пеленга на источник радиоизлучения. Проведена оценка потерь в отношении сигнал-шум, вызванных монобитным квантованием.

Цифровой широкополосный монобитный приемник

Структура цифрового монобитного широкополосного приемника приведена на рис. 1.

Входной сигнал подвергается ограничению по амплитуде при помощи усилителя ограничителя (УО). Рабочий диапазон частот определяется фильтром (Ф). Аналого-цифровое преобразование выполняется при помощи высокоскоростного компаратора (К). Поток отсчетов цифрового сигнала имеет достаточно высокую интенсивность (десятки гигабит/с), поэтому для согласования с пропускной способностью портов ПЛИС он делится на несколько потоков при помощи демультиплексора (ДМ). Основная обработка сигнала выполняется в ПЛИС на основе монобитного быстрого преобразования Фурье [4].

Алгоритм монобитного быстрого преобразования Фурье

Идея монобитного быстрого преобразования Фурье заключается в упрощении БПФ путем устранения операции умножения. Простой способ устранения операции умножения заключается в использовании одного бита АЦП. Дискретное N -точечное преобразование Фурье можно записать в

$$\text{виде } X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi kn/N},$$

где $x(n)$ входной сигнал, $e^{-j2\pi kn/N}$ – ядро функции.

Если отчеты входной последовательности $x(n) = \pm 1$, то умножение на ядро функции не требуется. Таким образом, для БПФ требуются только операции сложения и вычитания, что упрощает его реализацию. Однако даже в этом случае для отсчетов ядра требуется память и сложная схема адресации. Поэтому следующий шаг в упрощения БПФ заключается в уменьшении числа бит ядра функции. В [4] предлагается представление реальной и мнимой части ядра одним битом. Математически это можно записать следующим образом:

$$e^{-j2\pi kn/N} \Rightarrow +1, -1, +j, -j.$$

Графически все значения ядра функции распределены равномерно на единичной окружности на комплексной плоскости как показано на рис. 2, а. На рис. 2, б показан способ округлений значений ядра до одного бита на действительной и мнимой осях. Все значения ядра функции в диапазоне $7\pi/4 < \theta \leq \pi/4$ округляются до 1; $\pi/4 < \theta \leq 3\pi/4$ округляются до j ; $3\pi/4 < \theta \leq 5\pi/4$ округляются до -1 ; $5\pi/4 < \theta \leq 7\pi/4$ округляются до $-j$.

Второй вариант представления ядра функции, предложенный в [4], показан на рис. 3, а. Здесь точки, расположенные на окружности, имеют множитель $1/\sqrt{2}$, поэтому для реализации БПФ с таким набором значений ядра функции необходима операция умножения. Это противоречит концепции монобитного БПФ. Для устранения операции умножения данные точки были перенесены с окружности в вершины квадрата с равными сторонами и их значения стали равными $1+j$, $1-j$, $-1-j$ и $-1+j$. Способ округления значений ядра функции показан на рис. 3, б. Значения ядра в диапазоне $0 < \theta \leq \pi/2$ округляются до $1+j$; $\pi/2 < \theta \leq \pi$

округляются до $-1 + j$; $\pi < \theta \leq 3\pi/2$ округляются до $-1 - j$; $3\pi/2 < \theta \leq 2\pi$ округляются до $1 - j$.

Сравнение первого и второго варианта представления значений ядра функции при помощи синтеза и моделирования в САПР QuartusII показало, что требуемые для реализации БПФ ресурсы ПЛИС в первом случае на 20 % меньше, чем во втором.

Обнаружение и измерение основных параметров СВЧ радиосигналов

Обнаружение радиосигналов

Обнаружитель сигналов на основе быстрого преобразования Фурье можно рассматривать как многоканальную систему, в которой число каналов определяется числом точек преобразования. Первый канал такой системы позволяет обнаруживать постоянную составляющую входного сигнала, остальные каналы – сигналы на несущих частотах, равных или близких к центральной частоте отдельного бина БПФ.

В случае применения монобитного БПФ сигнал на входе алгоритма представляется последовательностью знаков его отсчетов. Введем функцию $\text{sign}(x) = x/|x|$,

описывающую сигнал на входе монобитного БПФ.

Тогда для первого бина БПФ или, что то же

самое, для первого канала обнаружителя можно записать:

$$X(0) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{sign}(n) e^{-j\pi \cdot 0 \cdot n / N} = \sum_{n=0}^{N-1} \text{sign}(n).$$

Последнее выражение описывает статистику классического знакового обнаружителя [5]. Остальные каналы обнаружителя или бины БПФ можно рассматривать также как формирователи статистик знаковых обнаружителей с предварительным переносом сигнала в каждом канале на нулевую частоту (за счет умножения на комплексную экспоненту).

Общая функциональная схема обнаружителя на основе монобитного БПФ приведена на рис. 4. После вычисления БПФ для каждого из отсчетов спектра вычисляется амплитуда (блоки А). Полученные значения сравниваются с порогом при помощи компараторов (К). Выходом обнаружителя является объединение по логической операции ИЛИ выходов всех компараторов.

Важным свойством обнаружителя на основе монобитного БПФ является его инвариантность к виду и параметрам распределения шума. Это вытекает из свойств знакового обнаружителя. Поэтому обнаружитель, построенный на основе монобитного БПФ, можно отнести к классу обнаружителей с постоянным уровнем ложных тревог [5].

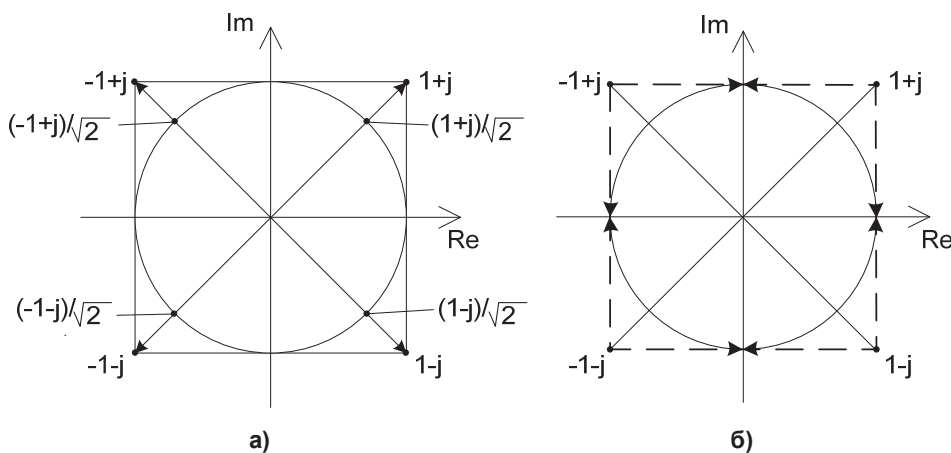


Рис. 3. Второй вариант представления значений ядра функции

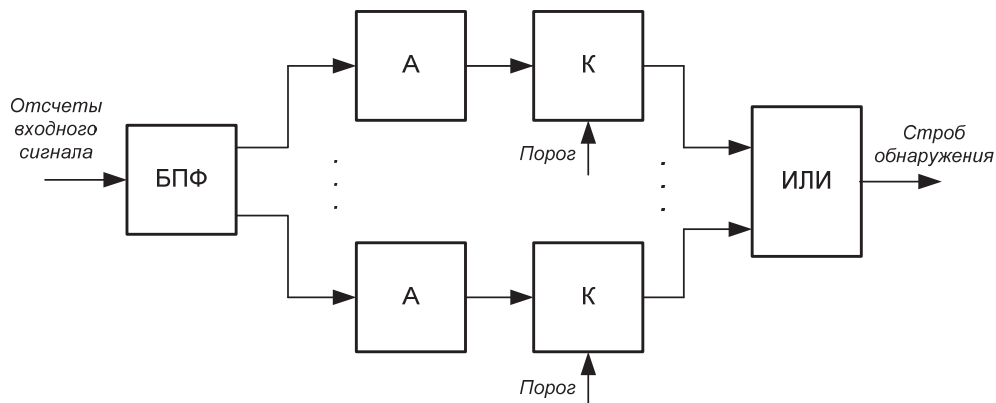


Рис. 4. Функциональная схема обнаружителя

Сравнение характеристик обнаружителя на основе монобитного БПФ с обнаружителем на основе БПФ без квантования отсчетов сигнала и поворачивающих множителей показало, что проигрыш в отношении сигнал-шум предлагаемого обнаружителя составляет порядка 8–10 дБ.

Измерение несущей частоты радиосигналов

Измерение несущей частоты одного радиосигнала может быть сведено к поиску максимума в амплитудном спектре на выходе монобитного БПФ. Функциональная схема такого измерителя приведена на рис. 5.

Определение максимального значения в блоке max выполняется на основе алгоритма пирамидальной сортировки [6]. Дерево сортировки приведено на рис. 6.

В узлах дерева находятся компараторы, формирующие на выходе номер входа с максимальным значением и значение, соответствующее этому входу. Реализация такого алгоритма эффективна с использованием параллельных вычислений.

Точность измерения несущей частоты определяется частотой дискретизации и числом точек БПФ. Расчеты показали, что при частоте дискретизации входного радиосигнала 10 ГГц и числе 1024-точечном БПФ точность измерения составляет порядка 10 МГц при отношении сигнал-шум, превышающем 0 дБ. При меньшем отношении сигнал-шум возникают аномальные ошибки измерения частоты.

Измерение разности фаз

Существует ряд методов пеленгования источ-

ников радиосигнала, основанных на измерении разности фаз принимаемого радиосигнала между элементами антенной решетки. В качестве примера можно привести корреляционный интерферометрический пеленгатор [1].

Для измерения разности фаз может быть использован алгоритм на основе монобитного БПФ. Функциональная схема алгоритма приведена на рис. 7.

Оцифрованный радиосигнал с выходов элементов антенной решетки поступает на вычислитель монобитного БПФ. После вычисления БПФ рассчитывается текущая фаза сигнала для отсчета спектра, соответствующего гармонике с максимальной амплитудой:

$$\varphi_i(\max) = \arctg(Q/I),$$

где I и Q – соответственно синфазная и квадратурная составляющие отсчета спектра на выходе БПФ. После этого вычисляется разность фаз:

$$\Delta\varphi_{\text{изм}} = \varphi_1 - \varphi_2.$$

Расчеты показали, что таким способом можно достичь точности измерения разности фаз порядка 5–8 градусов.

Заключение

Рассмотренная в статье цифровая технология обработки СВЧ радиосигналов на основе алгоритма монобитного БПФ обладает некоторыми недостатками, связанными с монобитным квантованием радиосигнала. Первый заключается в увеличении требуемого отношения сигнал-шум (на 8–10 дБ) по сравнению с многозарядным БПФ при обнаружении радиосигналов. Второй связан с малым мгно-

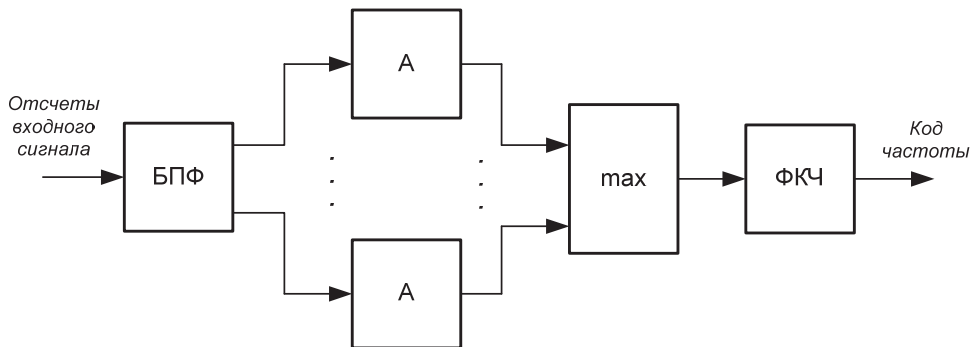


Рис. 5. Функциональная схема измерителя частоты

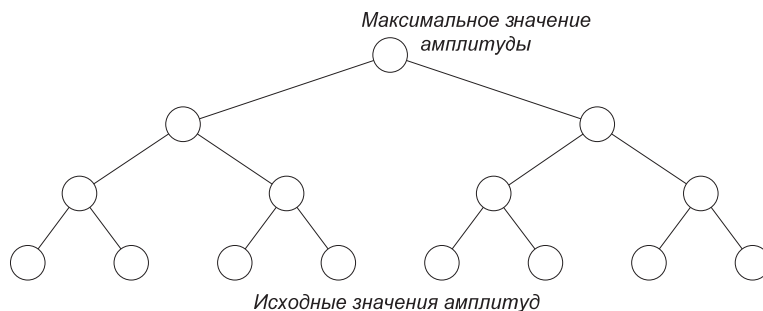


Рис. 6. Дерево сортировки

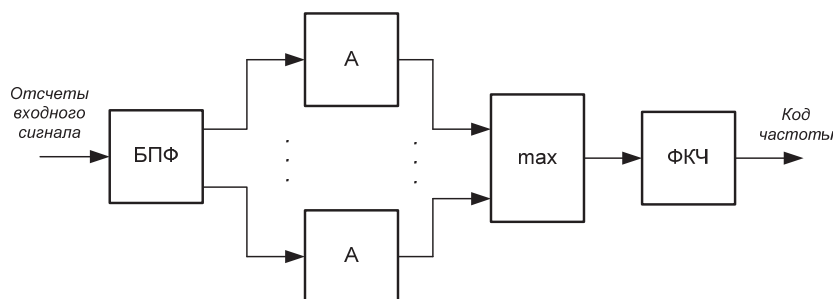


Рис. 5. Функциональная схема измерителя частоты

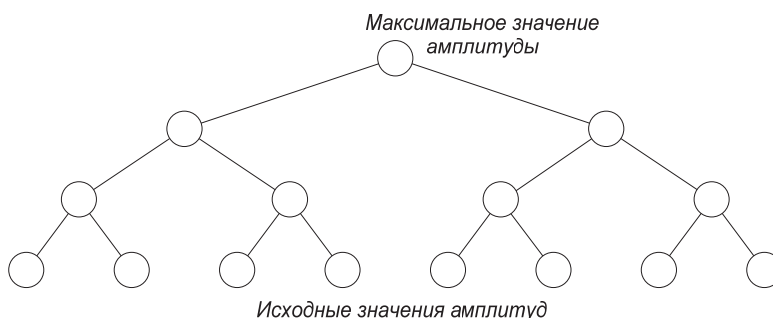


Рис. 6. Дерево сортировки

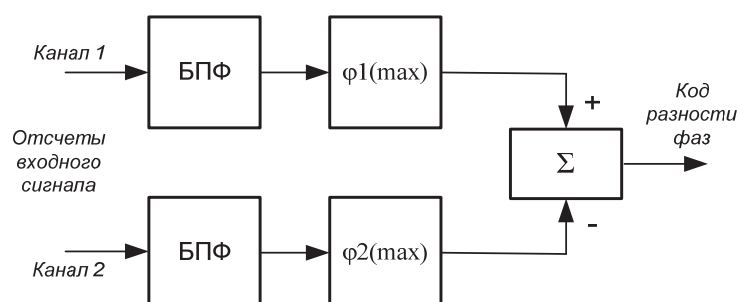


Рис. 7. Функциональная схема измерителя разности фаз

венным динамическим диапазоном (порядка 5–6 дБ), не позволяющим одновременное измерение несущих частот двух и более перекрывающихся во времени радиосигналов.

Однако наряду с этим такая технология имеет ряд преимуществ перед традиционными аналоговыми технологиями. Во-первых, возможность обнаружения и измерения параметров радиосигналов на основе алгоритма монобитного БПФ, как это показано выше, говорит о многофункциональности цифрового приемника. Во-вторых, малые габариты и энергопотребление, повторяемость при серийном производстве, присущие практически всем цифровым устройствам. И, в-третьих, высокая скорость обработки отсчетов радиосигналов в реальном времени позволяет получить рабочий частотный диапазон в единицы и даже десятки гигагерц.

Литература

1. Рембовский, А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский,

А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 492 с.

2. Вакин, С.А. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С.А. Вакин, Л.Н. Шустов. – М.: Советское радио, 1968. – 448 с.

3. *New Comparator Product Line Targets Medical, Industrial & ATE* / Hittite Microwave Corporation, 2010. – <http://www.hittite.com/literature/february-10.html>

4. Tsui, J.B.Y. *Digital Techniques for Wideband Receivers* / J.B.Y. Tsui. – 2nd ed. – SciTech Publishing Inc, 2004. – 571 p.

5. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – М.: Радио и связь, 1989. – 625 с.

6. Кнут, Д.Э. Искусство программирования. Т. 3: Сортировка и поиск / Д.Э. Кнут. – М.: Мир, 1978. – 355 с.

Поступила в редакцию 15 сентября 2012 г.