

АЛГОРИТМ ДЛЯ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОГО ПРИЁМНИКА СО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

© Д. В. Гасилин¹, В. Г. Котельников²

¹ АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», 644027, г. Омск, Космический проспект, 24а
² ИЦ «Автоматика», 644046, г. Омск, ул. Учебнаяб 119 б

Приведены результаты научно-исследовательской работы по созданию подсистемы цифровой обработки радиочастотных сигналов. Основной целью работы является реализация принципов сверхширокополосной цифровой обработки для частотно-избирательного приёмника.

Ключевые слова: алгоритм обработки сигналов, СВЧ широкополосный приёмник, дискретное преобразование Фурье

Сведения об авторах: Гасилин Дмитрий Вадимович; Котельников Вадим Григорьевич

ALGORITHM FOR FREQUENCY-SELECTIVE RECEIVER WITH ULTRA-WIDEBAND DIGITAL SIGNAL PROCESSING

D. V. Gasilin¹, V. G. Kotelnikov²

¹ SC "Central Design Bureau of Automatics", 644027, Omsk, Kosmicheskyy avenue, 24a
² IC "Automatica", 644046, Omsk, Uchebnaya street, 119 b

Results of the research on the development of digital RF signal processing subsystem are described herein. The basic purpose of this work is the implementation of principles of ultra-wideband digital signal processing for frequency-selective receiver.

Keywords: algorithm of signal processing, microwave wideband receiver, discrete Fourier transform

Data of authors: Gasilin Dmitriy Vadimovich; Kotelnikov Vadim Grigoryevich

Введение

Основные требования: измерение параметров сигналов – амплитуды, фазы (разности фаз), частот с учётом воздействия нескольких сигналов в широкой полосе приёма (до 1 ГГц).

Для обеспечения этих требований предусмотрен план работ:

– разработка алгоритмов и их математическое моделирование;

– разработка программ, выполняемых в реальном времени на макетной плате цифрового приёмника;

– проведение экспериментальных работ, подтверждающих работоспособность программ.

В данной статье будет рассмотрен общий алгоритм обработки сигналов.

Создание системы цифровой обработки радиочастотных сигналов

Для оценки частоты в полосе 0-1 ГГц входной сигнал пропускается через два квантовых канала, работающих на частоте 250 МГц, причём один из кана-

лов задержан относительно другого на 0,5 нс. Время задержки τ выбрано равным интервалу дискретизации Найквиста для ширины полосы W , то есть $\tau = 1/2W$.

Для упрощения выполнения системы в реальном времени применяется техника сверхразрешения в дискретной Фурье-области. В этом случае алгоритм определения частоты состоит из следующих шагов:

- 1) вычисление БПФ для блока отсчётов;
- 2) нахождение локальных пиков в полученном спектре;
- 3) применение методов сверхразрешения для определения частоты [1].

Рассмотрим процесс дискретизации сигнала $\cos(2\pi F_j t + \varphi)$ с частотой в полосе F_j ($0 \leq F_j \leq 1$ ГГц). Предположим, что частота дискретизации ниже частоты Найквиста, что приводит к периодическому спектру в рассматриваемой полосе частот. В данном прототипе частота дискретизации F_s выбрана равной 250 МГц и отсчёты имеют вид:

$$\cos(2\pi F_j t + \varphi) \Big|_{t=n/F_s} = \cos(2\pi F_j / F_s n + \varphi) = \cos[2\pi f_j n + \varphi], \text{ при } 0 \leq F_j \leq F_s/2, \quad (1)$$

$$\cos(2\pi F_j t + \varphi) \Big|_{t=n/F_s} = \cos [2\pi(F_j/F_s - 1)n + \varphi] = \cos[2\pi(1 - F_j/F_s)n + \varphi] = \cos [2\pi f_j n - \varphi], \text{ при } F_s/2 \leq F_j \leq F_s, \quad (2)$$

$$\cos(2\pi F_j t + \varphi) \Big|_{t=n/F_s} = \cos[2\pi(1 - F_j/F_s)n + \varphi] = \cos [2\pi f_j n + \varphi], \text{ при } F_s \leq F_j \leq (3F_s)/2, \quad (3)$$

$$\cos(2\pi F_j t + \varphi) \Big|_{t=n/F_s} = \cos[2\pi(F_j/F_s - 2)n + \varphi] = \cos[2\pi(2 - F_j/F_s)n - \varphi] = \cos[2\pi f_j n - \varphi], \text{ при } (3F_s)/2 \leq F_j \leq 2F_s \text{ и т.д.} \quad (4)$$

Для каждого диапазона аналоговой частоты соответствующая ей цифровая частота f_j находится между 0 и 0,5. Продолжая выкладки, придём к функции неоднозначности цифровой частоты $g(F)$, изображённой на рис. 1.

Дискретные версии набора данных в предположении наличия J источников в полосе ПЧ и в отсутствие шума можно представить в виде:

$$x(n) = \sum_{j=1}^J \{A_j / 2 \cdot e^{i2\pi f_j n} + A_j / 2 \cdot e^{-i2\pi f_j n}\}, \quad (5)$$

$$y(n) = \sum_{j=1}^J \{A_j / 2 \cdot e^{i2\pi F_j \tau} e^{i2\pi f_j n} + A_j / 2 \cdot e^{-i2\pi F_j \tau} e^{-i2\pi f_j n}\}, \quad (6)$$

где F_j, f_j – истинная и искажённая наложением спектров (алиасинг) частоты i -го сигнала, соответственно; A_j – амплитуда сигнала.

Первым шагом алгоритма является вычисление БПФ для наборов данных X и Y . Дискретное преобразование Фурье (ДПФ) можно эффективно использовать в качестве узкого полосового фильтра. Также, используя только положительные частоты, неявно аппроксимируется комплексный сигнал. Соответствующие N -точечные ДПФ для наборов данных X и Y обозначим $X(k)$ и $Y(k)$. Они могут быть представлены следующим образом:

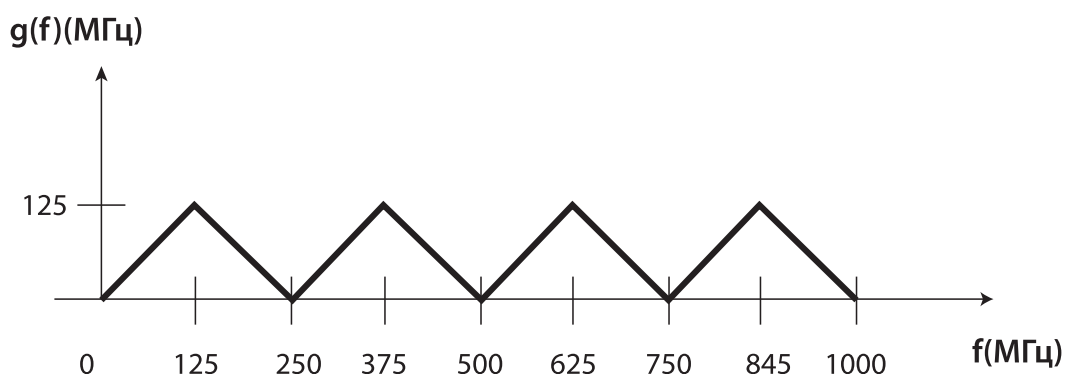


Рис. 1

Функция неоднозначности цифровой частоты от частоты в полосе ПЧ

$$X(k) = \sum_{j=1}^J \{A_j/2 \cdot \text{sinc}_{N_j}(f_j - k/N) + A_j/2 \cdot \text{sinc}_{N_j}(f_j + k/N)\}, \quad (7)$$

$$Y(k) = \sum_{j=1}^J \{A_j/2 e^{i2\pi F_j \tau} \text{sinc}_{N_j}(f_j - k/N) + A_j/2 e^{-i2\pi F_j \tau} \text{sinc}_{N_j}(f_j + k/N)\}, \quad (8)$$

где N_j – количество отчётов, на которых j -й сигнал имеет ненулевую амплитуду, $k = 0, 1, \dots, N-1$, $\text{sinc}_N(f) = e^{-i\pi(N-1)f} \sin(N\pi f) / \sin(\pi f)$.

Второй шаг алгоритма – поиск локальных максимумов в ДПФ – области. Результатом поиска будет набор $2L+1$ -векторов:

$$\bar{X}(k_0) = [X(k_0 - L) \dots X(k_0) \dots X(k_0 + L)]^T, \quad (9)$$

$$\bar{Y}(k_0) = [Y(k_0 - L) \dots Y(k_0) \dots Y(k_0 + L)]^T. \quad (10)$$

В формулах (9) и (10) предполагается, что локальный максимум расположен в точке k_0 .

Третий шаг – собственно нахождение частоты в полосе ПЧ. Для этого решается уравнение $\bar{Y} = \mu \bar{X}$.

Ключевым моментом является тот факт, что обобщённые собственные значения пары матриц $\{X, Y\} \mu_j = e^{-ik_j 2\pi F_j \tau}$, где k_j – наклон функции неоднозначности равный либо +1 либо -1.

Аргумент найденных собственных значений $\arg(\mu_j) = -k_j 2\pi F_j \tau$ как функция частоты в полосе ПЧ изображён на рис. 2.

Таким образом, частота в полосе ПЧ может быть найдена по формуле:

$$F_j = \text{larg}(\mu_j) / F_j^a, \quad (11)$$

где F_j^a – частота, известная с точностью до половины частот дискретизации и определяемая по номеру гармоники в ДПФ [2, 3].

Заключение

Применение алгоритма цифровой обработки радиочастотных сигналов в СВЧ широкополосном приёмнике позволило достигнуть качественно новых свойств:

- высокой частотной избирательности, чувствительности;
- повышения помехозащищённости в плотной радиолокационной обстановке;
- ряда технологических преимуществ.

В ходе практической реализации проекта были получены результаты, представленные на рис. 3 (подаются два непрерывных сигнала через сумматор с ослаблением 6 дБ. сигналы заметно отличаются по частоте):

Измерения при импульсном сигнале представлены на рис. 4 (алгоритм не оптимизирован для импульсных сигналов, используется алгоритм для непрерывных сигналов).

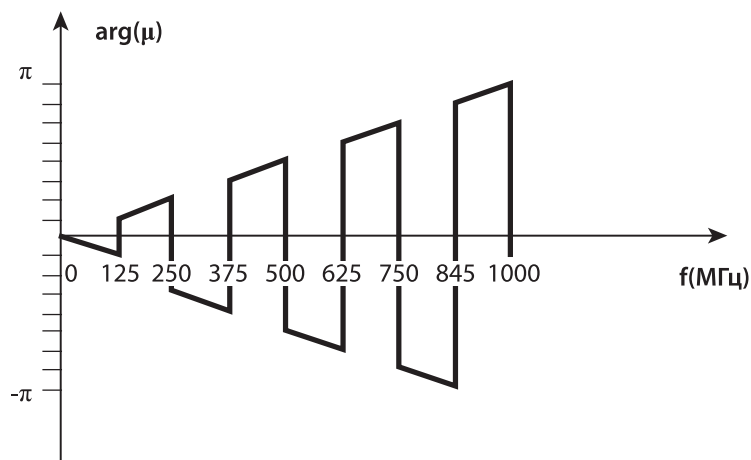


Рис. 2

Зависимость фазы собственных значений от частоты в полосе ПЧ

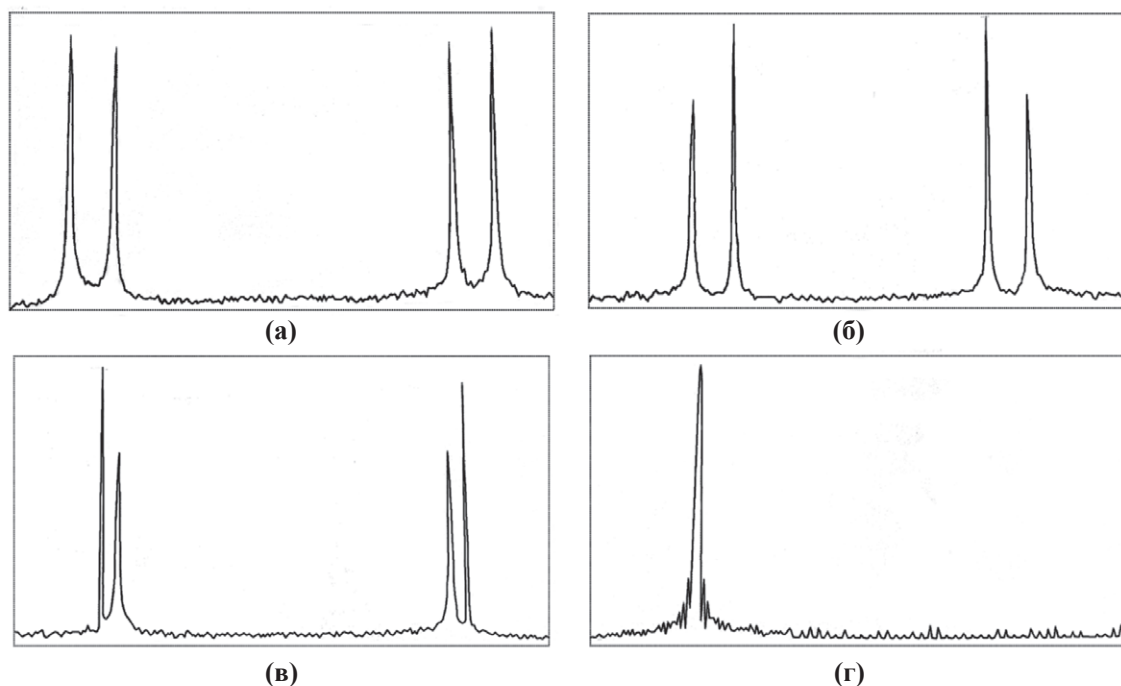


Рис. 3

Два непрерывных сигнала, пропущенных через сумматор с ослаблением 6 дБ: а) частоты 91,150 МГц и 100,000 МГц; б) два непрерывных сигнала, пропущенных через сумматор с ослаблением 6 дБ, частоты 21,35 МГц и 30,00 МГц; в) частоты близкие – 18,10 МГц и 21,05 МГц; г) частоты очень близкие – 18,10 МГц и 18,30 МГц; сигналы неразрешимы по Релею, измерены 18,19 МГц

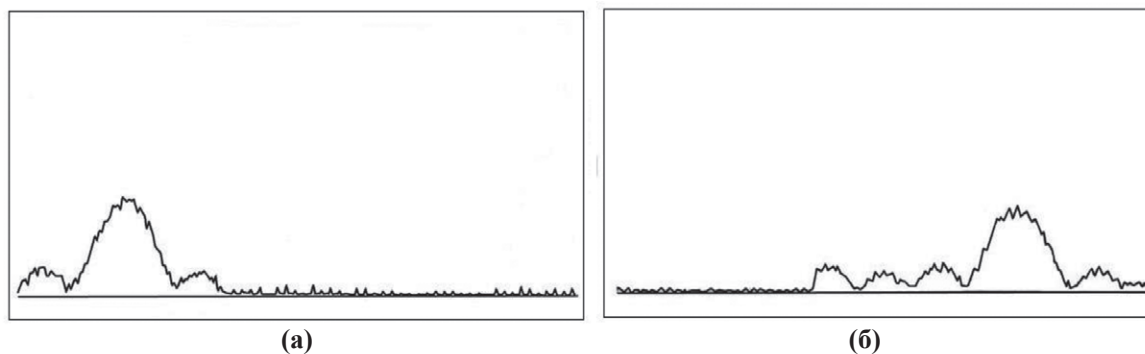


Рис. 4

Измерения при импульсном сигнале:

а) Импульсный сигнал: частота 133,85 МГц, длительность 1,0 мкс, период повторения импульса 5 мкс, измерены 133,85 МГц; б) импульсный сигнал: частота 133,85 МГц, длительность 100 нс, период повторения импульса 5 мкс измерены 133,56 МГц

При измерениях в частотном диапазоне не отмечено изменения ошибки измерения частоты для всех семи зон Найквиста. Ошибка измерения частоты при измерении косвенным методом составляет 0,01 МГц, фазы 0,01 град.

Проведённая экспериментальная проверка подтвердила работоспособность созданных алгоритмов и программного

обеспечения и показала возможность получения высоких характеристик точности при измерении частот, разностей фаз для импульсных и непрерывных сигналов в сочетании со сверхширокополосностью и возможностью обработки нескольких сигналов. Приёмник предполагает работу в пределах полосы частот не более 1 ГГц.

Литература

1. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов / Р. Лайонс. – М.: «Бином», 2006. – 652 с.
2. Никольский Б. А. Основы радиотехнических систем / Б. А. Никольский – Самара: «СГАУ», 2013. – 469 с.
3. Meyer-Baese U. Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays. 3rd ed. Signals and communication technology. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007, 774 p.

References

1. Layons R. Tsifrovaya obrabotka signalov [Digital signal processing]. Moscow, Binom Publ., 2006, 652 p..
2. Nikolskiy B. A. Osnovy radiotekhnicheskikh sistem [Fundamentals of radio engineering systems]. Samara, «SGAU» Publ., 2013, 469 p..
3. Meyer-Baese U. Digital Signal Processing with Field Programmable Gate Arrays. 3rd ed. Signals and communication technology. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2007, 774 p.