

ТЕХНИЧЕСКИЕ НАУКИ

Плаксииенко Владимир Сергеевич

д-р техн. наук, профессор

Плаксииенко Нина Евгеньевна

канд. техн. наук, доцент

Хадыка Иван Владимирович

аспирант

Инженерно-технологическая академия

ФГОУ ВПО «Южный федеральный университет»

г. Таганрог, Ростовская область

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ФОРМИРОВАТЕЛЯ КВАДРАТУРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

Аннотация: в статье рассмотрены особенности построения радиоприемника с цифровой обработкой сигналов, модулированных по частоте. Авторами выполнено моделирование работы цифрового формирователя квадратурных составляющих.

Ключевые слова: радиоприемник, моделирование, квадратурные составляющие.

Особенностью цифровой обработки сигналов в радиоприемных устройствах является обязательная дискретизация аналогового сигнала во времени, квантование полученных значений и преобразование дискретных выборок в числа при помощи аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Преобразованию может подвергаться как сигнал целиком, так и его отдельные параметры, (амплитуда, фаза и т. д.), необходимые для выделения заложенной в сигнале информации. Далее все операции производятся над полученными в результате преобразования числами. Обычно в цифровую форму преобразуются квадратурные составляющие принятого сигнала, а не сам сигнал. В результате исключают из рассмотрения несущую частоту и оперируют с низкочастотными отображениями

спектра обрабатываемого колебания, что позволяет снизить требования к быстродействию АЦП и используемой цифровой элементной базы. Модель цифровой части радиоприёмника изображена на рис. 1.

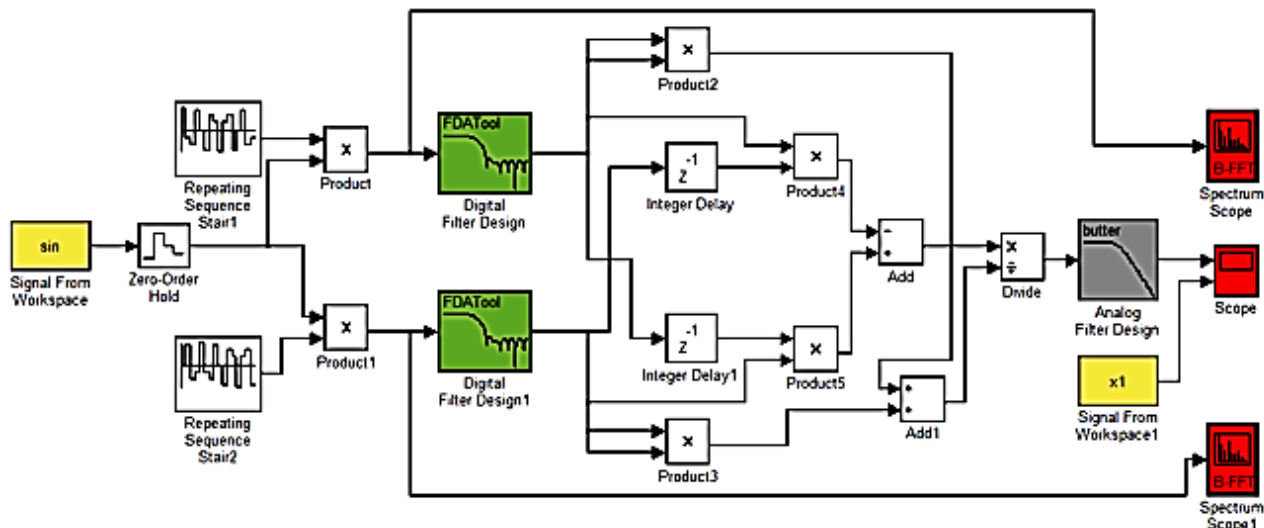


Рис. 1. Модель цифровой части приёмного тракта

Выполним моделирование цифрового формирователя квадратурных составляющих. Моделирование произведём в графической среде Simulink. Цифровой формирователь квадратурных составляющих содержит два перемножителя – Product, Product1; два генератора опорных последовательностей – Repeating Sequence Stair1, Repeating Sequence Stair2; и два идентичных цифровых фильтра. В модели имеются также два анализатора спектра Spectrum Scope и Spectrum Scope1, отображающие амплитудные спектры квадратурных составляющих до цифровых фильтров. Сигналы квадратурных составляющих после цифровых фильтров подаются на цифровой частотный детектор.

Найдём значение частоты генераторов опорных последовательностей f_1 :

$$f_1 = |f_{\Pi} - kf_d|,$$

где f_{Π} – промежуточная частота, Гц;

f_d – частота дискретизации, Гц;

k – номер ближайшей к f_{Π} гармоники частоты дискретизации.

Под квадратурными составляющими $V_c(t)$ и $V_s(t)$ узкополосного колебания $u(t)$ понимают огибающие его синусового и косинусового компонентов

$$u(t) = U(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi(t)] = V_c(t) \cos 2\pi f_0 t - V_s(t) \sin 2\pi f_0 t,$$

где $U(t)$ – модуль комплексной огибающей сигнала $u(t)$;

f_0 – центральная частота в спектре колебания $u(t)$;

$\varphi(t)$ – мгновенная фаза комплексной огибающей $\dot{U}(t)$;

$$V_c(t) = U(t) \cos \varphi(t);$$

$$V_s(t) = U(t) \sin \varphi(t).$$

Из двух последних равенств видно, что составляющие $V_c(t)$ и $V_s(t)$ совпадают с действительной и мнимой частями соответственно комплексной огибающей $\dot{U}(t)$:

$$\dot{U}(t) = U(t)e^{j\varphi(t)} = U(t) \cos \varphi(t) + jU(t) \sin \varphi(t) = V_c(t) + jV_s(t).$$

Так как комплексная огибающая $\dot{U}(t)$ узкополосного колебания $u(t)$ содержит в себе всю обусловленную модуляцией информацию, то цифровую обработку колебания $u(t)$ можно производить, располагая лишь квадратурными составляющими $V_c(t)$ и $V_s(t)$, исключив тем самым из рассмотрения центральную частоту.

Для представления узкополосного колебания $u(t)$ парами отсчетов квадратурных составляющих необходимо брать отсчеты двух колебаний: исходного сигнала $u(t)$ и сопряженного ему по Гильберту сигнала $\hat{u}(t)$. При этом частота дискретизации f_d должна превышать ширину спектра ΔF сигнала $u(t)$ и быть кратной центральной частоте f_0 в спектре сигнала $u(t)$. Отсчеты опорных последовательностей будут определяться как:

$$u_c(n) = \cos 2\pi n f_1 \frac{1}{f_d}, \quad u_s(n) = \sin 2\pi n f_1 \frac{1}{f_d}.$$

Подставив значения f_1 и f_d , получим:

$$u_c(n) = \cos 2\pi n \cdot 500 \frac{1}{1600} = \cos \frac{5}{8}\pi n, \quad u_s(n) = \sin \frac{5}{8}\pi n.$$

Так как опорные последовательности являются периодическими, то в данном случае следует задать отсчеты при n от 0 до 15 и повторять эту последовательность отсчетов во времени. Расчет значений отсчетов опорных последова-

тельностью удобно произвести в программе MathCad. Зададим рассчитанные значения отсчетов опорных последовательностей в генераторы Repeating Sequence Stair1, Repeating Sequence Stair2. Так же необходимо задать длительность следования одного отсчета, равную величине, обратной частоте дискретизации.

Цифровые фильтры, включенные в обоих квадратурных каналах после перемножителей, должны быть фильтрами нижних частот, так как необходимо в обоих квадратурных каналах выделить отображения спектра сигнала, примыкающие к нулевой частоте и подавить остальные составляющие. Полоса пропускания каждого фильтра должна быть равна, как минимум, половине ширины полосы частот принимаемого сигнала. Для расчета и создания моделей цифровых фильтров, воспользуемся средой FDATool. Диалоговое окно для задания параметров цифрового фильтра изображено на рис. 2. На вкладке Response Type (тип синтезируемой АЧХ) задаём тип Lowpass (фильтр нижних частот). Задаём тип фильтра – FIR (фильтр с конечной импульсной характеристикой). На вкладке Design Method (метод синтеза) задаём Window (метод окон – синтез с использованием весовых функций).

Относительно высокое значение частоты дискретизации в сравнении с полосой частот обрабатываемого сигнала позволяет снизить требования к прямоугольности АЧХ цифровых фильтров в квадратурных каналах, поэтому можно использовать достаточно простые в реализации нерекурсивные цифровые фильтры, которые имеют линейную ФЧХ в полосе пропускания, в отличие от рекурсивных фильтров. Линейность ФЧХ цифровых фильтров обеспечит неискаженное прохождение полезных составляющих сигнала.

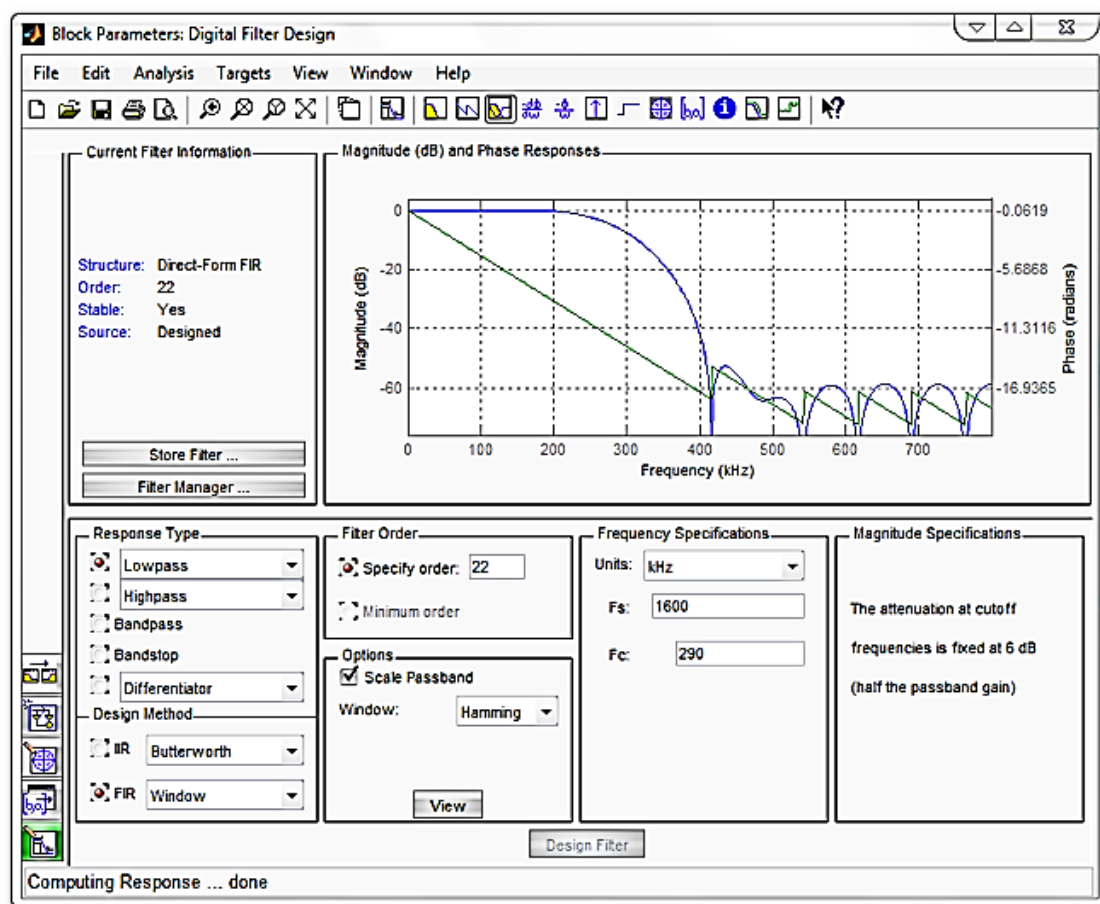


Рис. 2. Командное окно среды FDATool

Далее задаём значения частоты дискретизации (F_s) равное 1600 кГц и частоты среза (F_c) равное 290 кГц. Порядок фильтра зададим равным 22. Во вкладке Window задаём вид окна – окно Хэмминга (Hamming). На рис. 2 изображены АЧХ и ФЧХ полученного фильтра. Как видно, ФЧХ остаётся линейной в полосе пропускания, а АЧХ такова, что фильтр обеспечивает подавление вне полосы пропускания около 60 дБ.

Для проведения моделирования работы построенной схемы сформируем ЧМ-сигнал в Matlab на промежуточной частоте. Для его задания используем стандартную функцию Matlab `fmod(x, F0, Fs, Δf)`, в скобках записываются: x – вектор модулирующего сигнала; F_0 – несущая частота, Гц; F_s – частота дискретизации, Гц; Δf – девиация частоты, Гц. В качестве модулирующего сигнала используем чистый тон частотой в 1 кГц. Далее в блоке Signal From Workspace (рис. 2) вводим имя, под которым сформирован ЧМ-сигнал (sin) и указываем шаг

дискретизации ($1/24\text{e6}$), а в блоке Signal From Workspace1 вводим имя модулирующего сигнала (x1) и указываем такой же шаг дискретизации. Полученные в результате моделирования спектры квадратурных составляющих до фильтрации изображены на рис. 3.

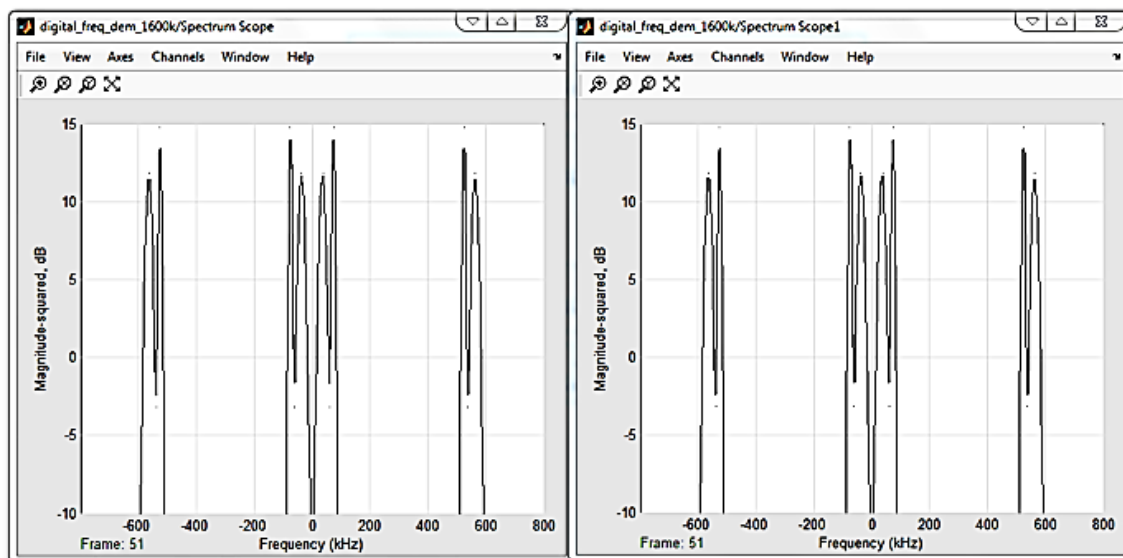


Рис. 3. Спектральный состав квадратурных составляющих до фильтрации

Цифровые значения отсчетов квадратурных составляющих поступают затем в цифровой частотный демодулятор.

Список литературы

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.
2. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов / Н.Н. Фомин, Н.Н. Буга, В.С. Плаксиенко [и др.]. – М.: Радио и связь, 2003. – 520 с.
3. Плаксиенко В.С. Цифровая обработка в радиоприемных устройствах: Учебное пособие / В.С. Плаксиенко, Н.Е. Плаксиенко. – Кисловодск: Изд-во КГТИ, 2006. – 80 с.