

Цифровая реализация адаптивного алгоритма обнаружения сигналов

06, июнь 2015

Матюнин Д. В.^{1,*}, Логвиненко А. С.¹,
Жураковский В. Н.¹

УДК: 621.396.621

¹Россия, МГТУ им. Н.Э. Баумана

^{*}nineteeneightyfour@mail.ru

Введение

В данной работе производится сравнительный анализ моделей энергетического обнаружителя [2 - 4] с адаптивным порогом [5] выполненных в среде моделирования MatLab и системе HDL-моделирования (HDL – hardware description language – язык описания аппаратуры) Modelsim (на HDL Verilog). Основное отличие реализации энергетического обнаружителя на Verilog от реализации в среде MatLab [2, 4] в оцифровке всех параметров.

Необходимость данной работы обусловлена тем, что реализация алгоритма ЭО наиболее оптимальна (по критерию скорости обработки) в ПЛИС, а для этого необходимо убедиться в точности работы данного алгоритма на HDL Verilog. Целью данной работы является установление зависимости между шириной шины данных, используемой для передачи входного сигнала и точности формирования измерительного stroba.

В начале статьи рассматривается математическая модель алгоритма, дающая читателю чёткое представление о том, как формируется strob обнаружения. Далее идёт согласование полученного stroba обнаружения с сигналом, в результате чего получается измерительный strob. В пунктах 3 и 4 данной статьи рассмотрено влияние изменения разрядности шины данных на точность работы алгоритма, а в заключительном пункте 5 идёт сравнение двух способов вычисления поправочного коэффициента, использующегося для согласования stroba обнаружения и сигнала.

1. Математическая модель алгоритма

В данном пункте рассмотрим математическую модель двухканального энергетического обнаружителя. Общая структурная схема представлена на рис.1:

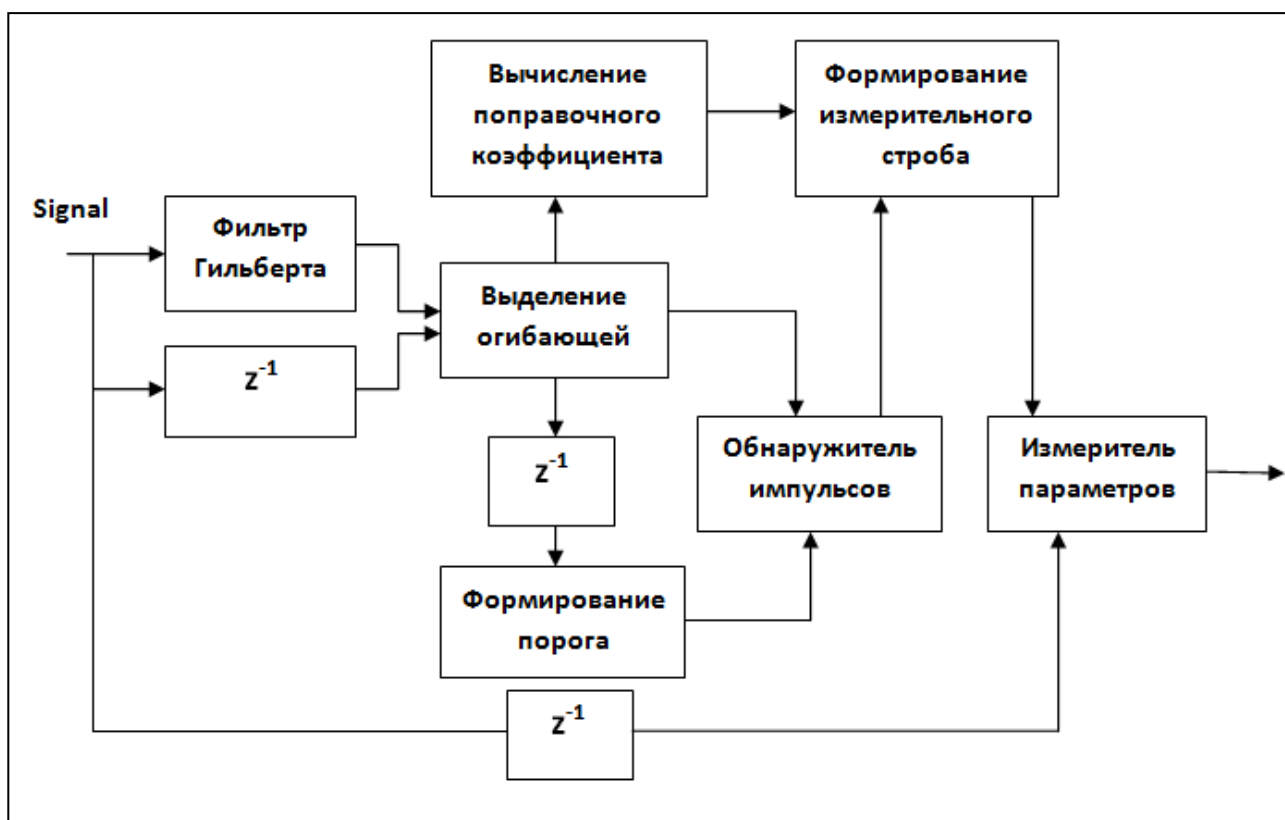


Рис. 1. Структурная схема энергетического обнаружителя с адаптивным порогом

Допустим, на вход системы поступает сигнал вида (рис. 2):

$$S(t) = A(t) * \cos(wt + \varphi)$$

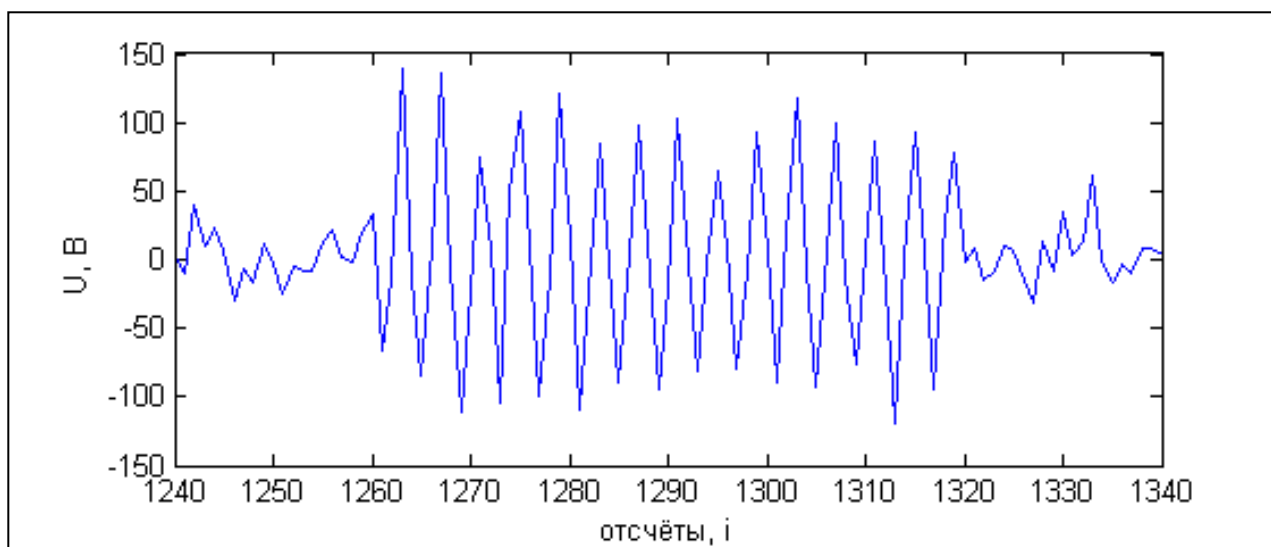


Рис. 2. Входной сигнал $S(t)$

Тогда в первом и втором канале будут сигналы соответственно:

$$S_1(t) = A(t) * \cos (wt + \varphi_1)$$

$$S_2(t) = A(t) * \cos (wt + \varphi_2)$$

После захвата и оцифровки сигналы проходят через фильтр Гильберта, в результате получаем две пары квадратур, вид которых показан на рис. 3. :

$$S_{1c}(t) = A(t) * \cos(wt + \varphi_1); S_{2c}(t) = A(t) * \cos(wt + \varphi_2)$$

$$S_{1s}(t) = A(t) * \sin(wt + \varphi_1); S_{2s}(t) = A(t) * \sin (wt + \varphi_2)$$

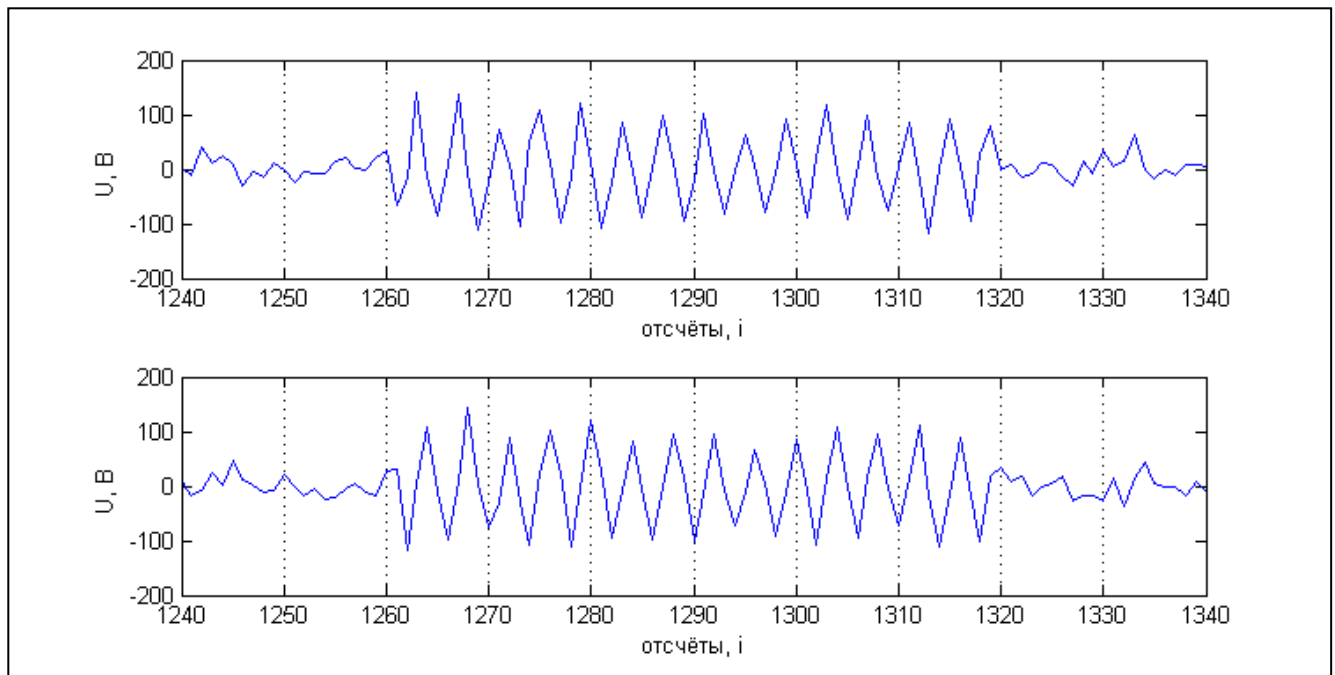


Рис. 3. Две квадратуры сигнала

Далее получим две составляющие сигнала следующим образом:

$$X(t) = S_{1c}(t) * S_{2c}(t) + S_{1s}(t) * S_{2s}(t) = A(t)^2 * \cos (\varphi_2 - \varphi_1)$$

$$Y(t) = S_{1s}(t) * S_{2c}(t) - S_{2s}(t) * S_{1c}(t) = A(t)^2 * \sin (\varphi_2 - \varphi_1)$$

Согласно основному тригонометрическому тождеству:

$$X(t)^2 + Y(t)^2 = A(t)^4 \quad (1)$$

Корень четвёртой степени из этого выражения есть мгновенное значение амплитуды сигнала. Пропуская результат через КИХ фильтр получим огибающую сигнала, вид которой показан на рис. 4. Фильтр описывается уравнением:

$$y[n] = \sum_{k=0}^n x[k] * h[n - k],$$

С импульсной характеристикой вида $h[i] = 1/n, i = 1..n$, где n – количество отсчётов импульсной характеристики.

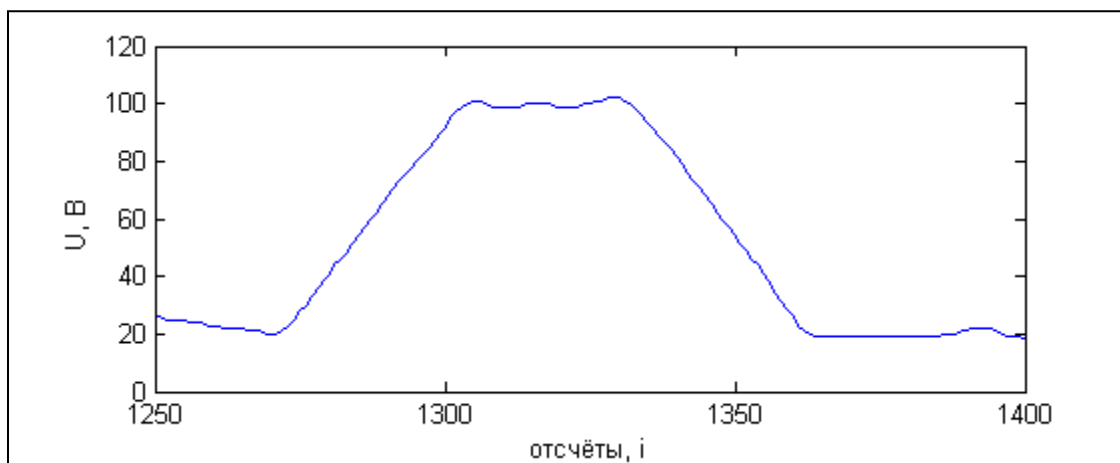


Рис. 4. Огибающая сигнала на выходе фильтра с ИХ $h[n] = \frac{1}{32}$

В данном алгоритме мы можем говорить о возможном наличии сигнала когда мгновенная амплитуда, отфильтрованная последовательно двумя КИХ-фильтрами с ИХ соответственно $h_{32}[n] = 1/32$ и $h_5[n] = 1/5$ превышает некий порог, напрямую зависящий от оценки шумов.

Для оценки шумов и формирования адаптивного порога, показанного на рис. 5, используется КИХ-фильтр с ИХ $h_{128}[n] = 1/128$. Чтобы полезный сигнал не участвовал в оценке шумов, отсчеты для этого фильтра отстают на величину, равную сумме длин фильтров, участвующих в формировании оценки сигнала, т.е. в данном случае задержка Z равна:

$$Z = 32 + 5 = 37 \text{ отсчётов}$$

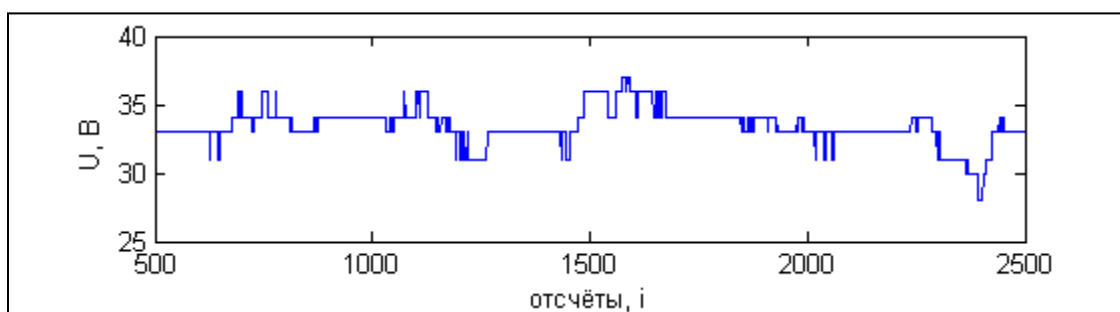


Рис. 5. Адаптивный порог

После сравнения оценки сигнала и порога реализована мажоритарная логика 4 из 5: при превышении порога в буфер длиной в 5 отсчётов записывается “1”, в ином случае “0”. Если в буфере 4 или 5 единиц, тогда формируется передний фронт импульса обнаружения. При обнаружении сигнала порог запоминается и остаётся неизменным и в оценке шумов перестаёт участвовать текущее значение сигнала. Задний фронт сигнала формируется при значениях сигнала меньших порога, или другими словами когда в буфере количество единиц будет меньше четырёх.

2. Формирование измерительного строба

В общем случае сигнал обнаружения не согласован с полезным сигналом, что видно из рис 6.

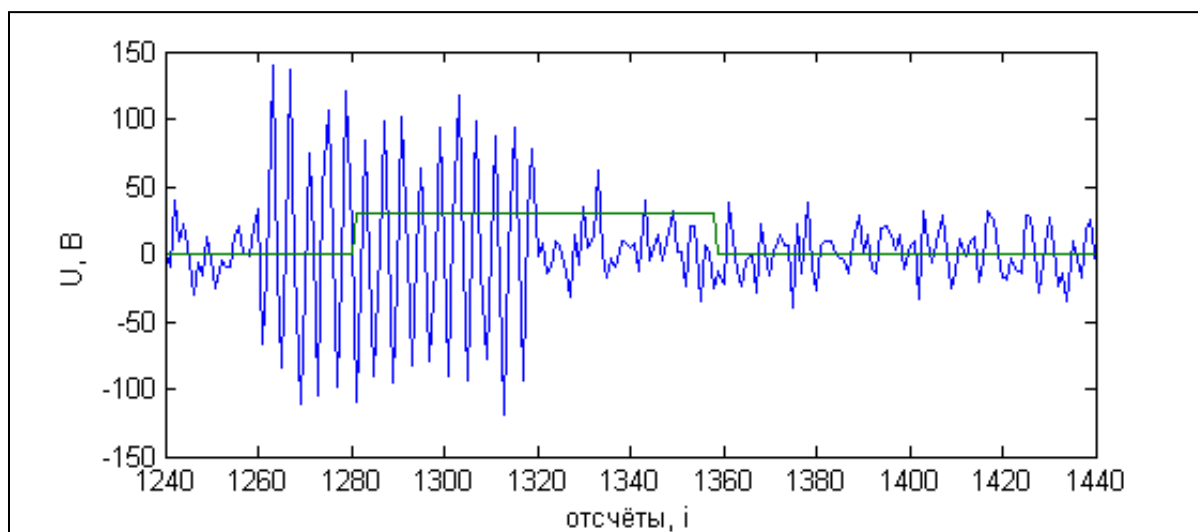


Рис. 6. Рассогласование сигнала обнаружения и полезного сигнала

Для формирования измерительного строба необходимо согласовать сигнал обнаружения и полезный сигнал, а также учесть явление Гиббса, представленное на рис. 7 (искажение сигнала по краям импульса из-за обрезания ИХ фильтра Гильберта).

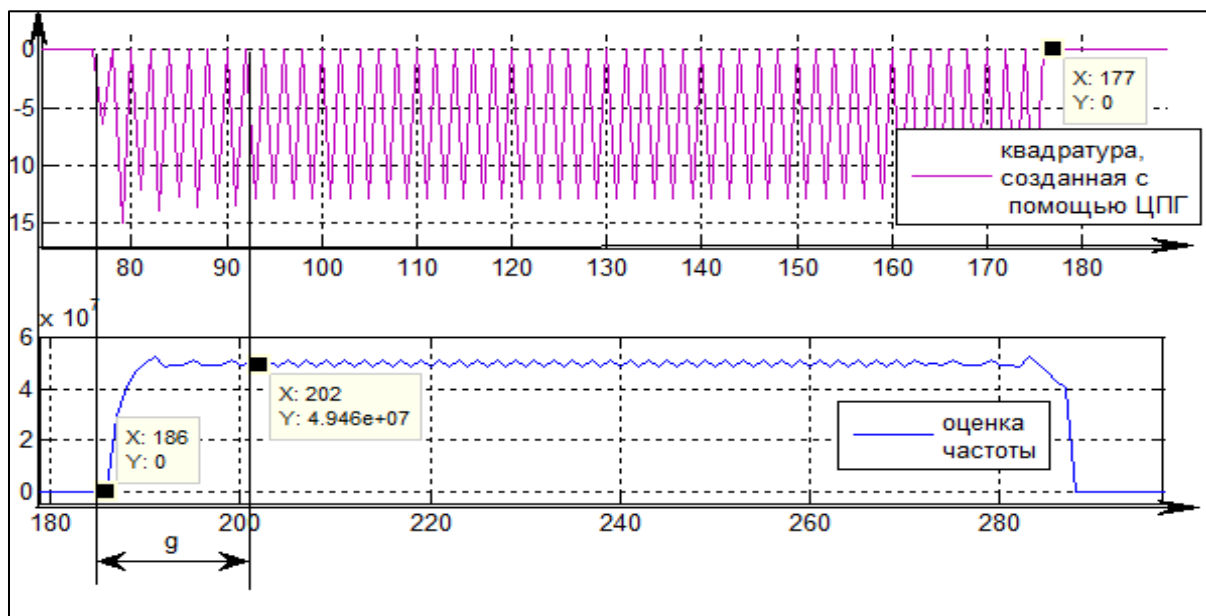


Рис. 7. Влияние явления Гиббса при оценке частоты (см. “Повышение точности измерения параметров сигналов в цифровом тракте” Инженерный вестник, 2014 г. №10, 642-647)

Учитывая то, что при пороге отличным от нуля происходит запаздывание обнаружения сигнала необходимо ввести поправочное число:

$$n = (A_{por} - A_{noi}) * N_{ких} / A_{env}, \quad (2)$$

где A_{por} – порог в момент обнаружения, A_{noi} – уровень шумов в момент перед появлением сигнала, $N_{ких}$ – количество отсчётов фильтра, формирующего огибающую (В нашем случае $N_{ких} = N_{32} + N_5 = 37$), A_{env} – амплитуда огибающей (сигнала).

Физический смысл этой формулы следующий: какое количество отсчётов сигнала с амплитудой “ A_{env} ” необходимо занести в фильтр длиной “ $N_{ких}$ ” чтобы превысить порог с уровнем “ A_{por} ”, учитывая то, что начальный уровень (до появления сигнала) огибающей “ A_{noi} ”.

Для того чтобы определить амплитуду огибающей нужно определить момент времени в котором она максимальна, для этого необходимо взять производную от огибающей (рис. 8). Вычисление производной производим следующим образом: вычисляем разность соседних отсчетов и сглаживаем затем ее КИХ фильтром порядка $N_{пр}$, после этого находим точку второго пересечения производной с порогом близким к нулю (с большего в меньшее), и в этот момент назначаем амплитуде значение огибающей задержанное на величину $N_{пр}$.

Также стоит заметить что в Verilog-модели в КИХ фильтрах реализован алгоритм конвейерной обработки, которая вносит дополнительные задержки, но обеспечивает необходимую скорость обработки сигнала в реальном времени. Эти задержки также учтены при формировании измерительного строба (рис. 9).

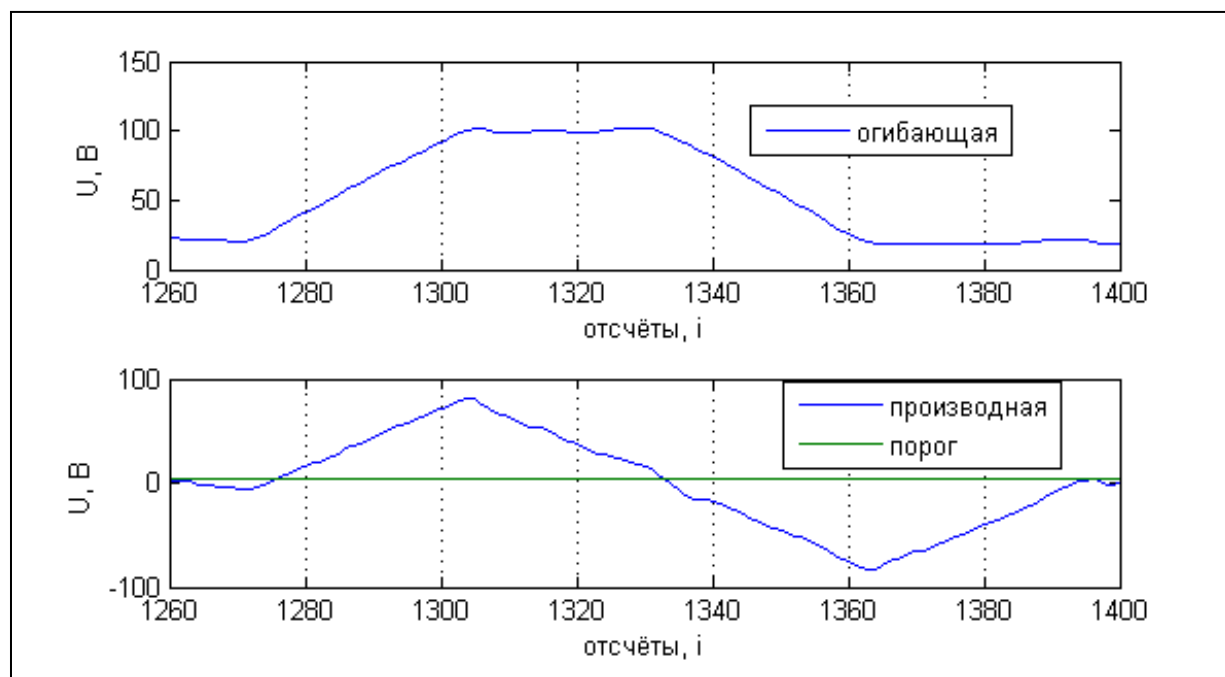


Рис. 8. Определение амплитуды сигнала.

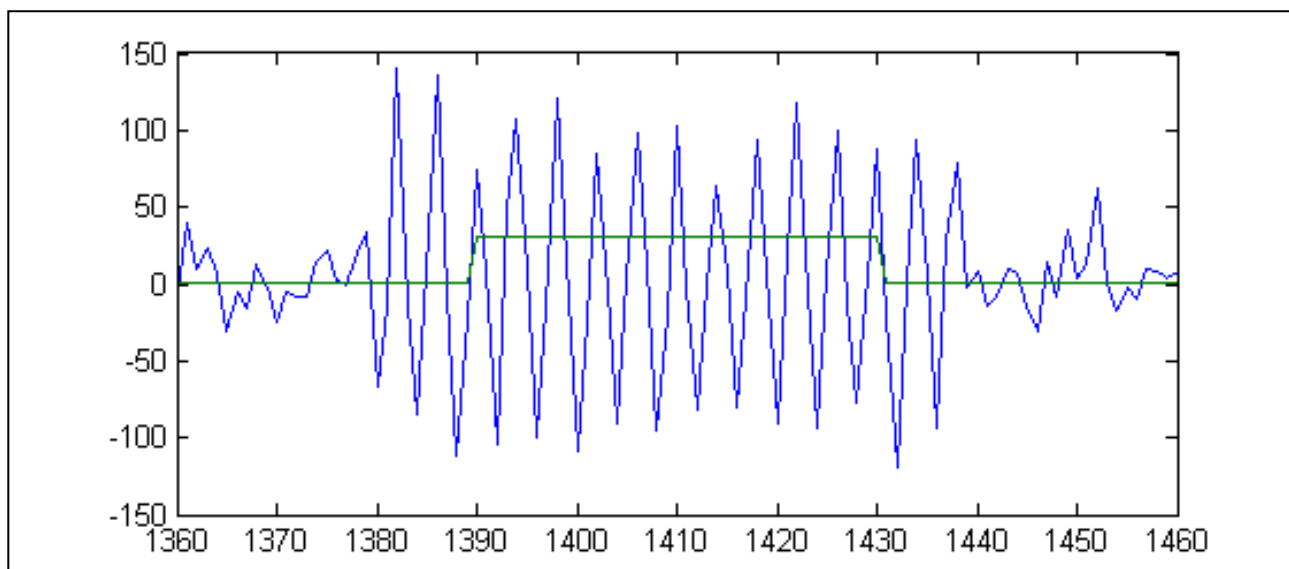


Рис. 9. Задержанный сигнал и измерительный строб на выходе Verilog-модели

3. Сравнение результатов MatLab и Verilog моделей

Как уже говорилось до этого, основное отличие моделей в оцифровке параметров, подробнее цифровая реализация алгоритмов обнаружения сигнала рассмотрена в статье [6]. В результате цифрования сигнала появляется шум квантования (идёт сравнение исходного сигнала с 6ти-битным сигналом, вид сигнала показан на рис. 10, шум квантования представлен на рис. 11). На данных временных диаграммах оцифрованный сигнал приведён в масштабе с исходным неоцифрованным сигналом модели MatLab для ясности временных диаграмм. Длина сигнала 60 отсчётов, ОСШ = 5 (11дБ).

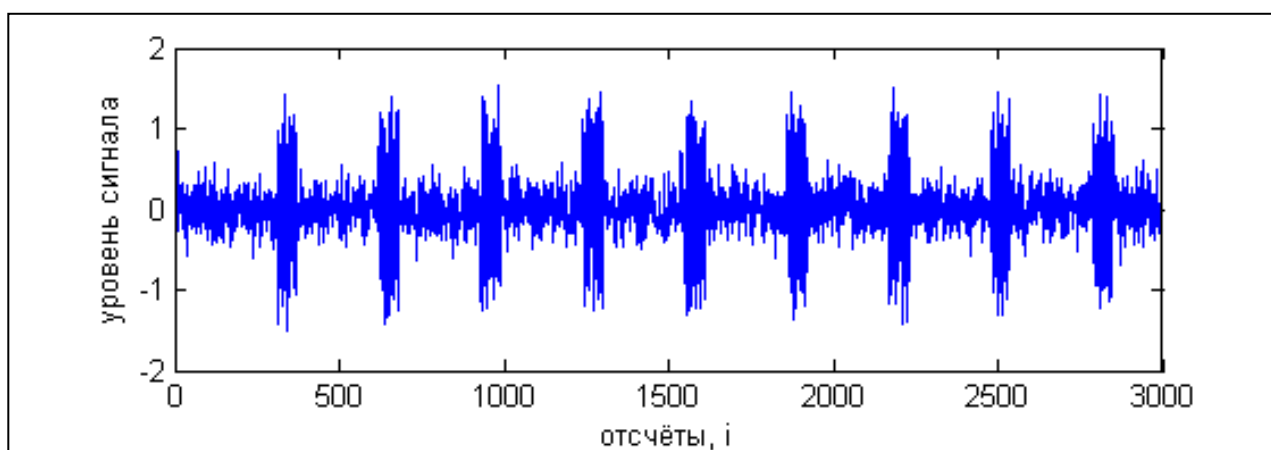


Рис. 10. Исходный сигнал

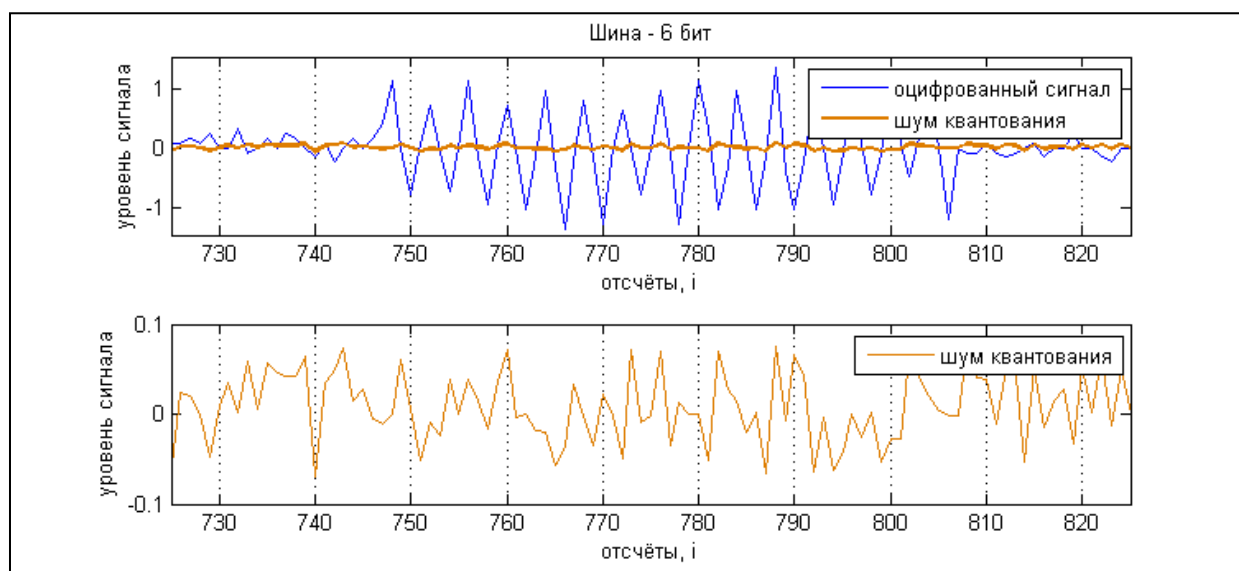


Рис. 11. Шум квантования

Наиболее заметно влияние оцифровки сигнала на огибающих сигнала для обнаружения (фильтрованных последовательно 2 раза: КИХ-фильтром на 32 отсчёта и КИХ-фильтром на 5 отсчётов), показанных на рис. 12:

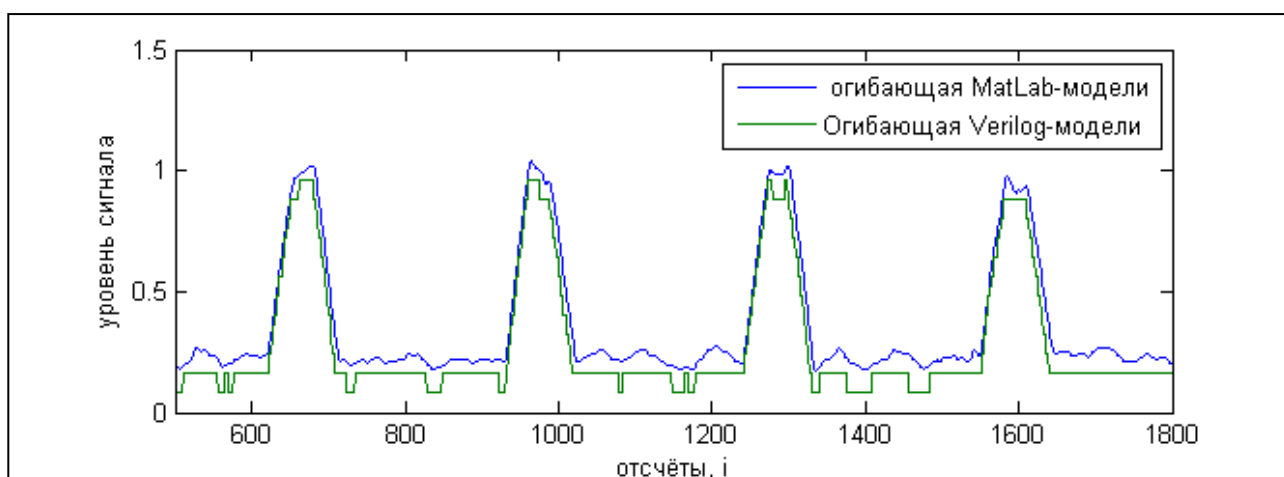


Рис. 12. Огибающие на выходе 2х моделей

В первую очередь нас интересует различие в измерительных импульсах по оси абсцисс (уровни корректированных импульсах обнаружения по оси ординат разнятся лишь для наглядности, на самом деле у них всего 2 состояния: 1 – измерение параметров, 0 – ожидание), представленных на рис. 13.

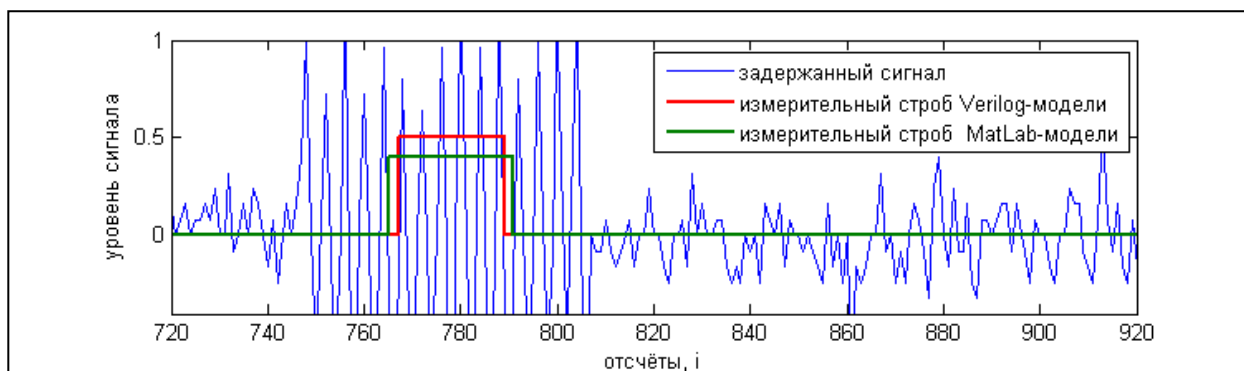


Рис. 13. Просмотр соответствия измерительных стробов Verilog и MatLab моделей

Построим график зависимости коэффициента рассогласования “К” измерительных стробов моделей от величины шины данных (рис. 14):

$$K = 100\% * \Delta / t_{\text{изм}} ,$$

где Δ - рассогласование, $t_{\text{изм}}$ – количество отсчётов измерительного строба MatLab модели. Стоит заметить, что согласованность измерительного строба MatLab модели и идеального измерительного строба (начинающегося через N_{gibbs} отсчётов после начала сигнала и заканчивающегося за N_{gibbs} отсчётов до конца сигнала) составляет 89.5%.

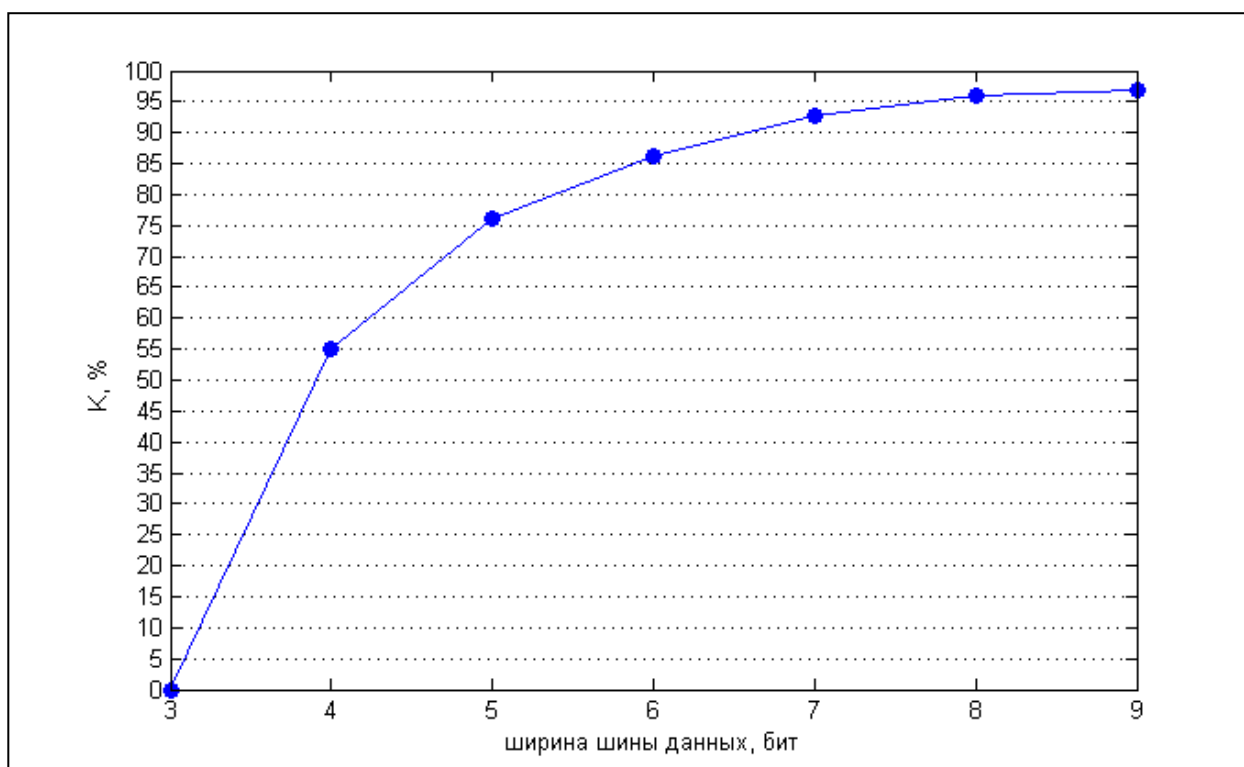


Рис. 14. Влияние увеличения шины данных на согласованность измерительного строба Verilog-модели и MatLab-модели.

4. Влияние разрядности шины данных на точность формирования измерительного строба

При реализации данной системы в реальном устройстве необходимо использовать оцифрованный сигнал, а для этого необходимо определиться с размером шины данных. Если взять слишком большую шину данных под исходный сигнал, то нам попросту может нехватить ресурсов ПЛИС для реализации данного алгоритма, ведь в его процессе мы находим оценку огибающей сигнала в виде A^4 (формула (1)), которая требует шину данных в 4 раза большую, чем для исходного сигнала. Если же взять слишком малую шину данных, то в результате оцифровки мы потеряем младшие разряды сигнала, в результате чего измерительный строб может сформироваться не корректно. Исследуем зависимость точности формирования измерительного строба от размера шины данных.

Введём понятие “измерительного” времени t_{meas} – это время, начинающееся через N_{gibbs} отсчётов после начала сигнала и заканчивающееся в момент времени, когда до конца сигнала осталось N_{gibbs} отсчётов, где N_{gibbs} – число отсчётов необходимых для борьбы с явлением Гиббса (для правильного измерения параметров сигнала). Тогда t_{wrong} – это рассогласование между “измерительным” временем (идеальным для измерения параметров сигнала) и полученного из Verilog-модели измерительного строба. В качестве критерия оценки будем использовать коэффициент K , который показывает насколько точно был сформирован измерительный строб (рис. 15):

$$K = 100\% * (t_{meas} - t_{wrong})/t_{meas}$$

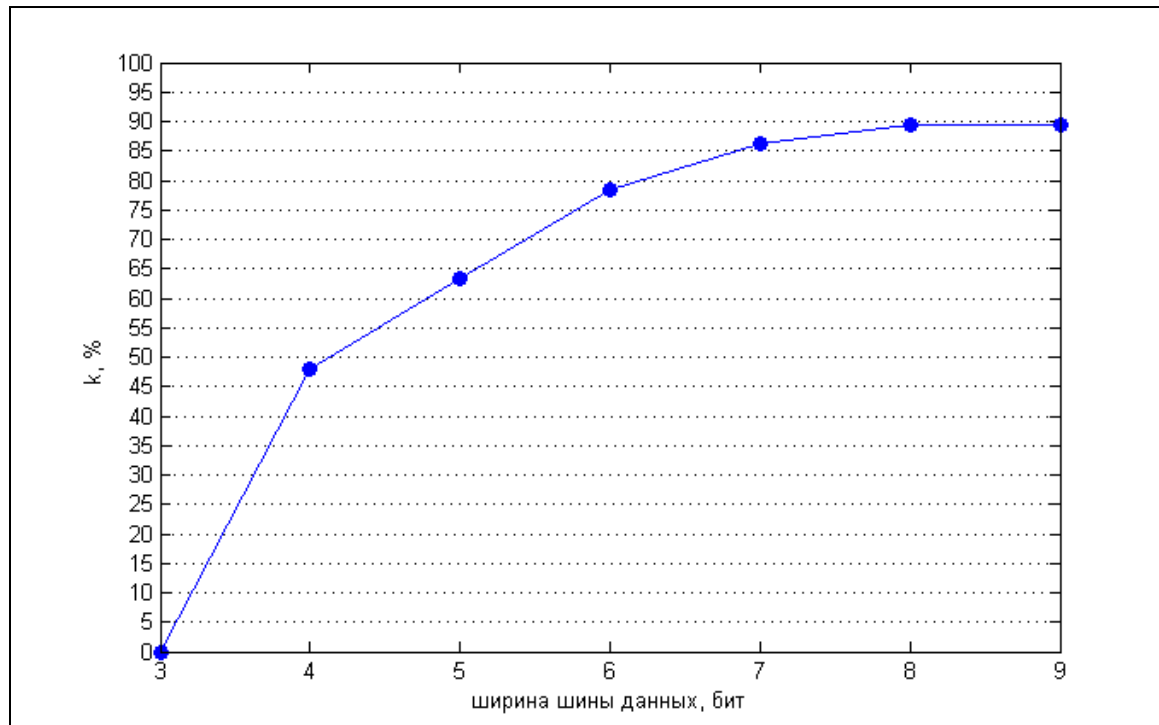


Рис. 15. Влияние увеличения шины данных на согласованность измерительного строба и идеального времени для измерения параметров

Рассмотрим подробней временные диаграммы сигналов (рисунки 16 – 21):

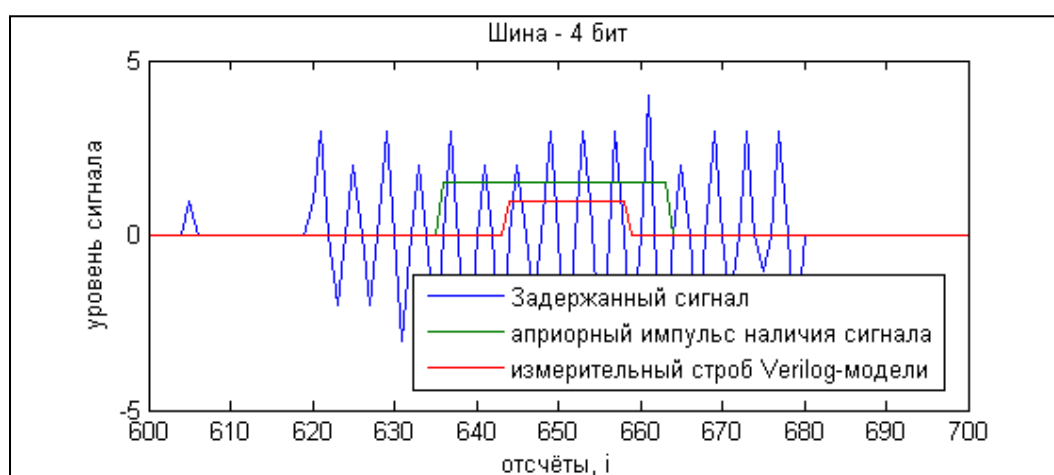


Рис. 16. Измерительный строб на 4х-битном сигнале

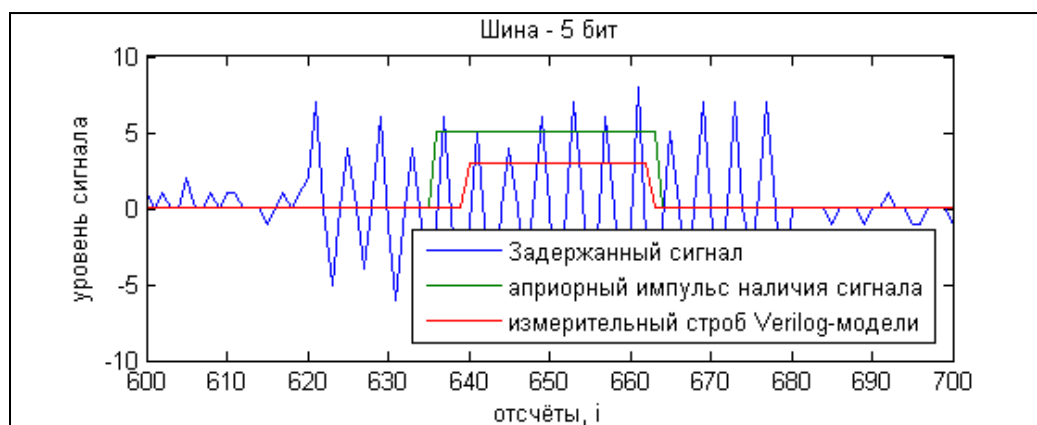


Рис. 17. Измерительный строб на 5и-битном сигнале

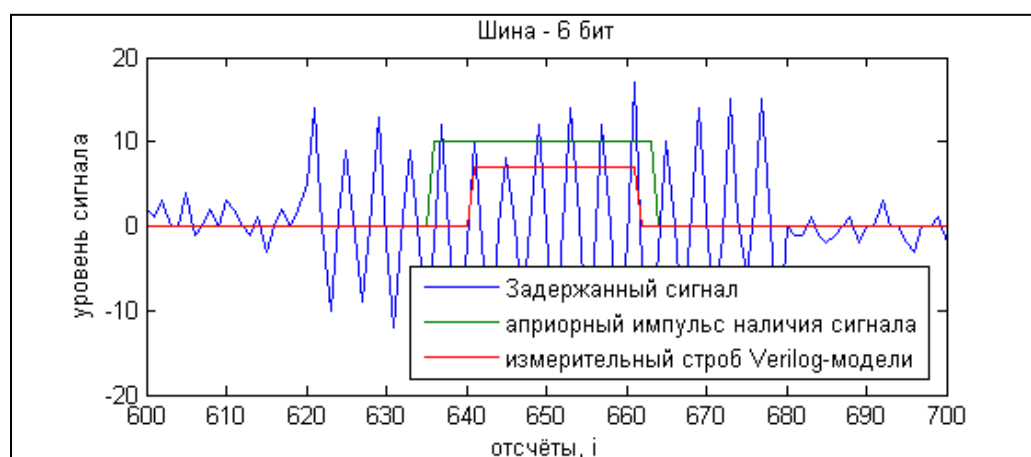


Рис. 18. Измерительный строб на би-битном сигнале

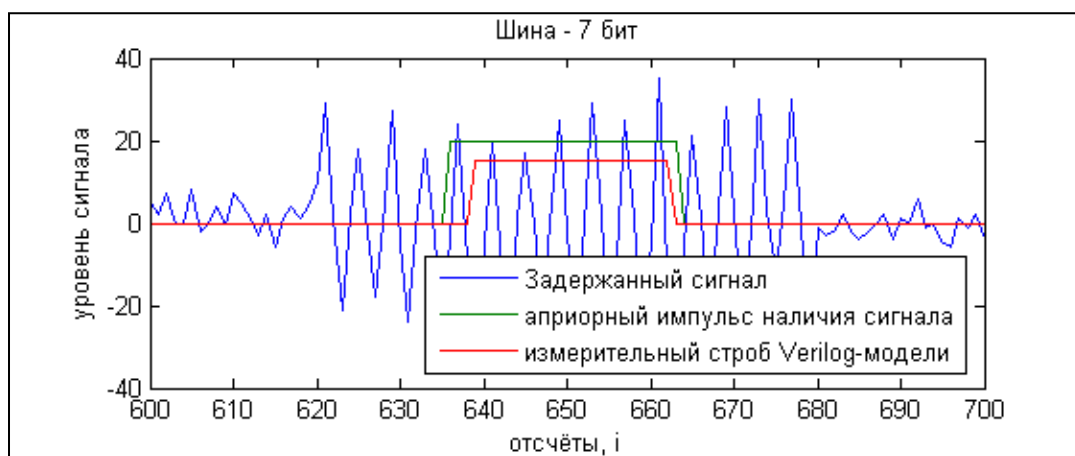


Рис. 19. Измерительный строб на 7и-битном сигнале

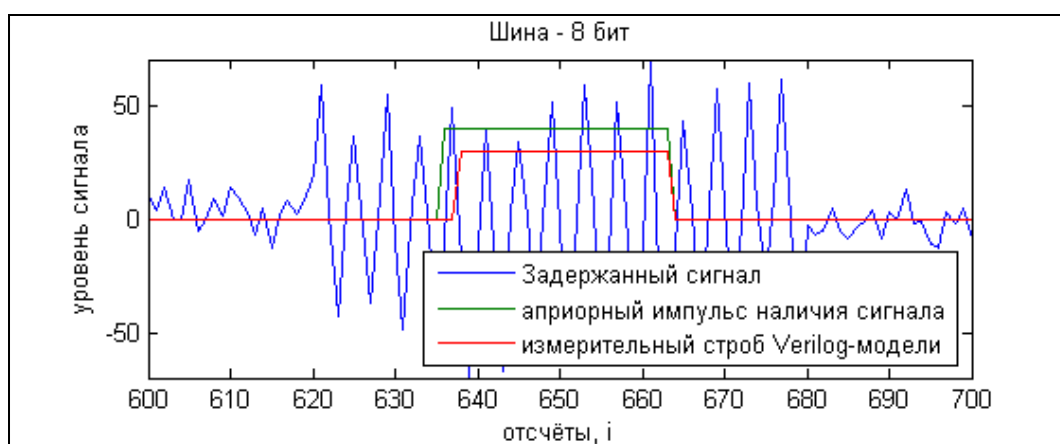


Рис. 20. Измерительный строб на 8и-битном сигнале

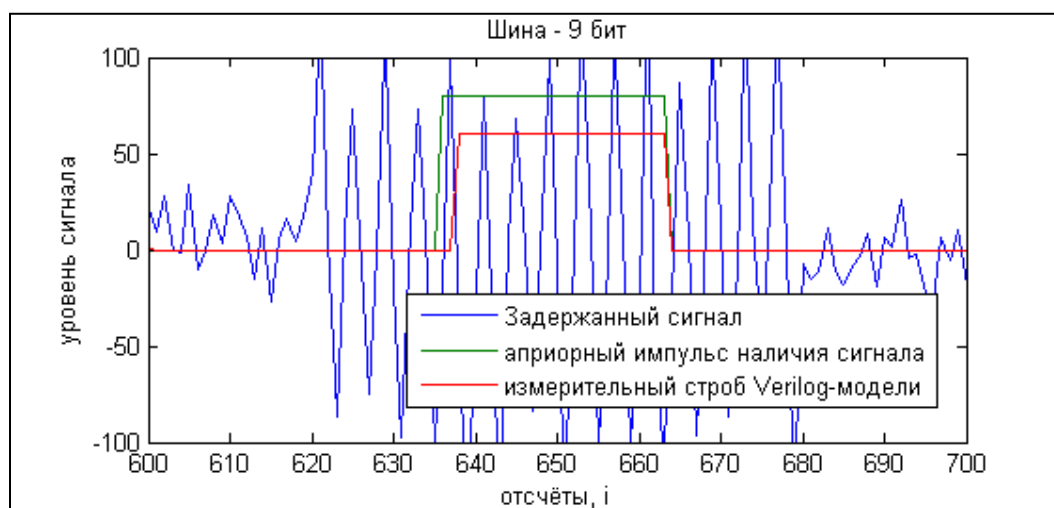


Рис. 21. Измерительный строб на 9и-битном сигнале

Видна явная зависимость большего соответствия измерительного stroba Verilog-модели и идеального измерительного stroba при увеличении разрядности шины. При

малой разрядности шины трудно с большой точностью определить корректировочный коэффициент “ n ”, в связи с чем измерительный строб формируется с меньшей точностью по сравнению с высокоразрядной шиной (рис. 22).

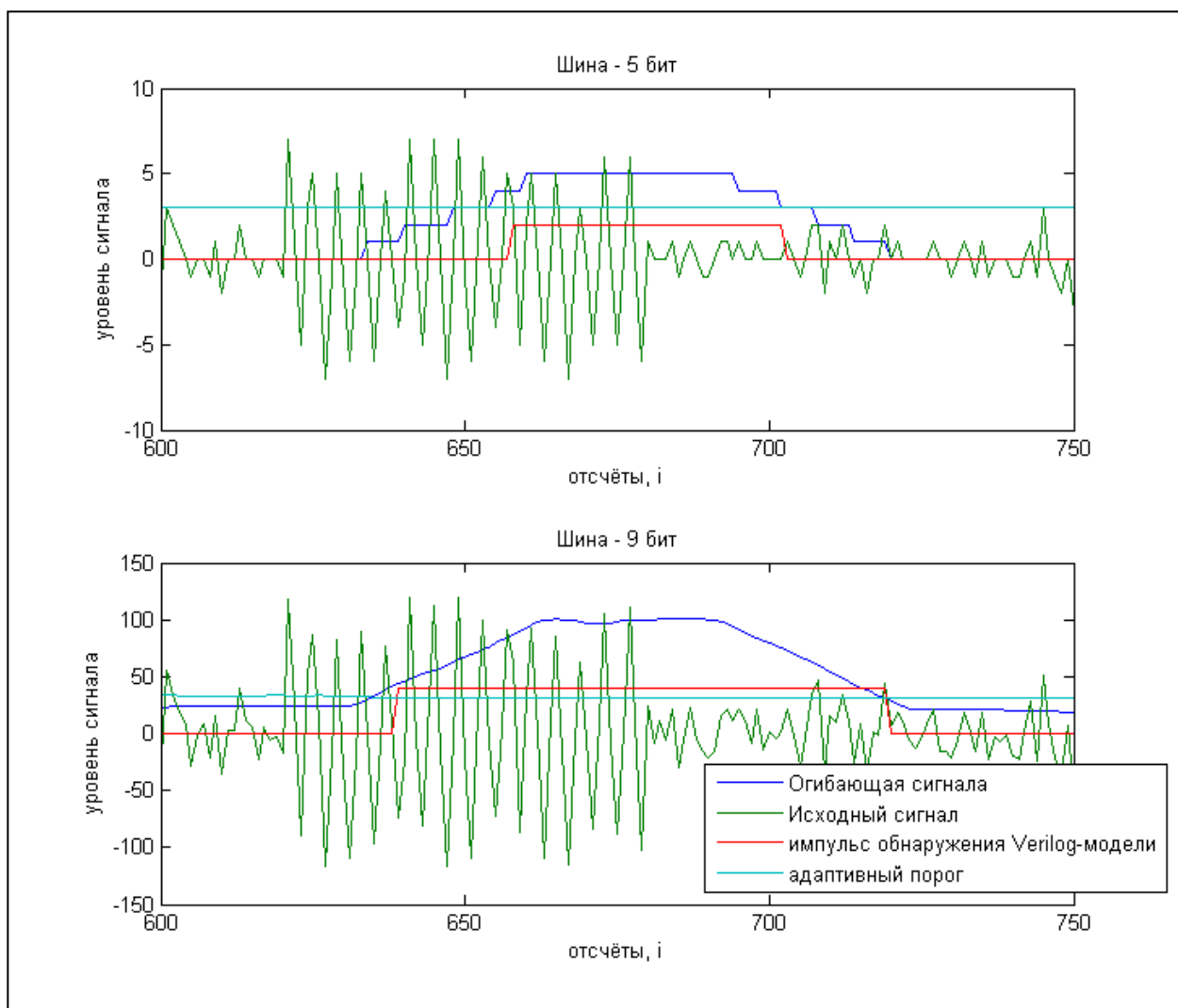


Рис. 22. Сравнение параметров сигналов при разных размерах шин данных

Стоит заметить, что задержка начала роста огибающей сигнала относительно начала сигнала обусловлена задержкой конвейерной обработки, реализованной в КИХ фильтрах для большей скорости работы системы в реальном времени. Эта задержка учтена при формировании измерительного строба, в результате чего устранено её паразитное действие.

5. Сравнение формул вычисления поправочного коэффициента “ n ”

В статье “Повышение точности измерения параметров сигналов в цифровом тракте” (Инженерный вестник, 2014 г. №10, с.646.) используется следующая формула для вычисления поправочного коэффициента n :

$$n = A_{por} * N_{ких} / A_{env} \quad (3)$$

В данной модели используется формула (2):

$$n = (A_{por} - A_{noi}) * N_{ких} / A_{env}$$

Добавление вычитаемого “ A_{noi} ” обусловлено тем, что перед при появлении сигнала огибающая начинает расти не с нуля, а с некоторого уровня, заданного шумом. Стоит заметить что формула (2) также не до конца точна, так как если отфильтрованная 2 раза огибающая будет расти сравнительно медленно, то отсчёты в фильтрах обновятся и отсчёты шума будут выкинуты, в результате чего влияние шума на поправочный коэффициент уменьшится. При обнаружении через N_{long} и N_{short} отсчётов (в нашем случае это 32 и 5 соответственно) формула (3) становится полностью верной, а (2) – неверной, поэтому формулу (3) следует использовать при малом ОСШ, а (2) при достаточно большом. На рис. 23 мы видим графики зависимости точности формирования измерительных стробов для обеих формул при ОСШ = 5 (11 дБ).

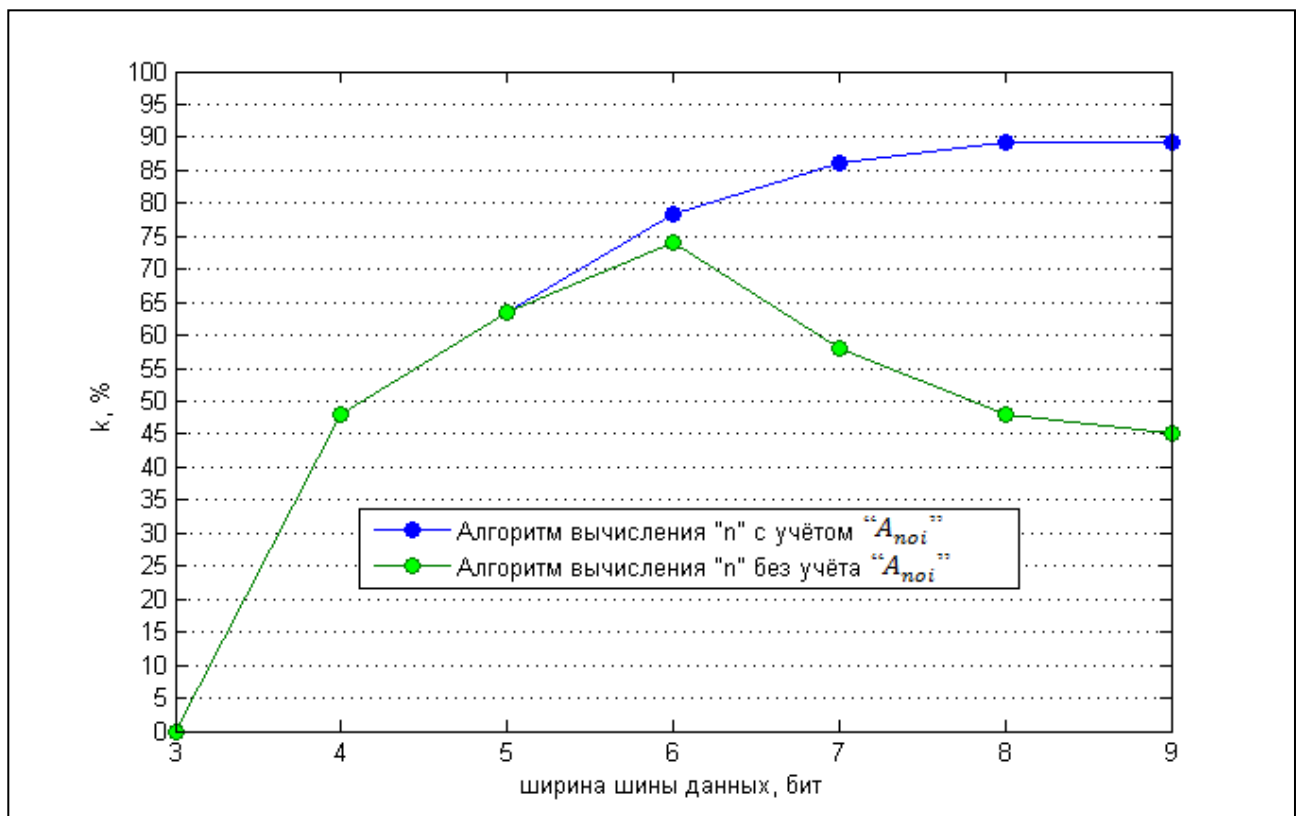


Рис. 23. Сравнение алгоритмов вычисления поправочного коэффициента “n”

Заключение

В рамках данной темы был подробно рассмотрен и реализован алгоритм адаптивного энергетического обнаружителя, получены зависимости точности формирования измерительного строба от ширины шины данных, используемой для передачи обрабатываемого сигнала. Также было проведено сравнение между двумя

формулами формирования поправочного коэффициента, используемого при формировании измерительного строба.

Таким образом в статье отражена важность учёта конечной разрядности шин данных в тракте цифровой обработки сигналов при проектировании цифрового устройства. Также можно сделать вывод, что рассмотренный в данной статье энергетический обнаружитель с адаптивным порогом полностью синтезируем и может быть реализован в реальном устройстве без потери функциональных качеств с высокой точностью.

Список литературы

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 3-х кн. Кн. 2. Изд. 2-е, перераб. и дополнен. М.: Сов. Радио. 1975. 392 с.
2. Логвиненко А.С., Жураковский В.Н. Повышение точности измерения параметров сигналов в цифровом тракте // Инженерный вестник: электронный научно-технический журнал МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2014. № 10. С. 641-651. Режим доступа: <http://engbul.bmstu.ru/doc/740571.html> (Дата обращения 16.05.2015).
3. Еременков А.И. Разработка программного обеспечения для модуля цифрового приема // Молодежный научно-технический вестник. Электронный журнал МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2015. № 1. 6 с. Режим доступа: <http://sntbul.bmstu.ru/doc/754122.html> (Дата обращения 16.05.2015).
4. Логвиненко А.С. Цифровой обнаружитель с адаптивным порогом // Молодежный научно-технический вестник. Электронный журнал МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2015. № 1. 6 с. Режим доступа: <http://sntbul.bmstu.ru/doc/736868.html> (Дата обращения 20.05.2015).
5. Жураковский В.Н., Мусьяков М.П., Шанаев О.К. Синтез адаптивных алгоритмов распознавания при коротких обучающих выборках // Радиотехника. 1989. № 2.
6. Еременков А.И., Жураковский В.Н., Силин С.И. Аналого-цифровой модуль приёма и передачи данных. Разработка алгоритмов и программного обеспечения // Инженерный вестник: электронный научно-технический журнал МГТУ им. Н.Э. Баумана. 2014. № 10. С. 652-665. Режим доступа: <http://engbul.bmstu.ru/doc/740640.html> (Дата обращения 20.05.2015).