



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-4-14-20>

Оригинальная статья / Original paper

УДК 004.383:621.391

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ ШУМОВ НА РЕЗУЛЬТАТЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

А.В. ШАРАМЕТ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

*ОАО "КБ Радар" - управляющая компания холдинга "Системы радиолокации"
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 18 января 2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Достижение более высокого качества обработки сигнала происходит в том числе за счет усложнения алгоритмов его обработки, т. е. увеличения объема вычислений. Данная обработка должна быть осуществлена в реальном масштабе времени. Одним из направлений преодоления данной проблемы является разбиение сложного алгоритма на несколько более простых частей, которые должны быть параллельно выполнены и потом объединены. Для этого используются цифровые вычислительные платформы, которые строятся на основе различных дискретных элементов, таких как программируемые логические интегральные схемы, микроконтроллеры или многоядерные цифровые сигнальные процессоры. По результатам проведенных исследований получено математическое выражение, которое показывает, что конечное отношение сигнал/шум существенно зависит от частоты обработки. Данное отношение также зависит от элементной базы, на основе которой реализованы алгоритмы цифровой обработки. На примере характеристик отдельных микросхем показано, что применение одних типов микросхем в ряде случаев предпочтительней потому, что позволяет реализовать данную обработку в более широком диапазоне тактовых частот.

Ключевые слова: реальный масштаб времени, многопоточность, вычислительная платформа, тактовая частота обработки, отношение сигнал/шум, фазовый шум.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Шарамет А.В. Анализ влияния программно-аппаратных шумов на результаты цифровой обработки сигналов. Доклады БГУИР. 2022; 20(4): 14-20.

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF SOFTWARE AND HARDWARE NOISE ON THE RESULTS OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING

ANDREI V. SHARAMET

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 18 January 2022

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The achievement of a higher quality signal processing occurs, among other things, due to the complication of its processing algorithms, i. e., an increase in the amount of calculations. This processing must be carried out in real time. One of the ways to overcome this problem is to split a complex algorithm into several simpler parts that must be executed in parallel and then combined. For this purpose, digital computing platforms are used, which are built on the basis of various discrete elements, such as programmable logic integrated circuits, microcontrollers or multi-core digital signal processors. Based on the results of the research, a mathematical expression was obtained that shows that the final signal-to-noise ratio significantly depends on the processing frequency. This ratio also depends on the element base on the basis of which digital processing algorithms are implemented. Using the characteristics of individual chips as an example, it is shown that the use of certain chip types is preferable in some cases because it allows the processing to be implemented in a wider clock frequency range.

Keywords: real-time scale, multithreading, computing platform, processing clock frequency, signal-to-noise ratio, phase noise.

Conflict of interests. The author declares no conflict of interests.

For citation. Sharamet A.V. Analysis of the Influence of Software and Hardware Noise on the Results of Digital Signal Processing. Doklady BGUIR. 2022; 20(4): 14-20.

Введение

В процессе реализации сложных алгоритмов цифровой обработки сигнала всегда необходимо принимать стратегическое решение по составу элементной базы, на основе которой данные алгоритмы будут реализованы. В настоящее время наибольшее распространение получили вычислительные платформы, которые построены на основе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), микроконтроллеров (МК) или многоядерных цифровых сигнальных процессоров (ЦСП).

Для достижения высокого качества и скорости обработки разработано большое количество алгоритмов, в основе которых лежит не только оценка параметров сигнала в текущий момент времени, но и обработка с учетом ранее полученной информации (междупериодная и межобзорная). Необходимость реализации данных алгоритмов в реальном масштабе времени вполне закономерно приводит к распараллеливанию алгоритмов цифровой обработки, а также, ввиду различности требуемого объема вычисления, к многоскоростной обработке. Таким образом, синхронное решение задач хранения, обработки и передачи обработанной цифровой копии аналогового сигнала на всех этапах обработки на практике реализовать не всегда представляется возможным. Это вызвано тем, что в процессе синхронизации возникает программно-аппаратный шум, который накапливается от элемента к элементу. Особо остро данная проблема проявляется при проектировании устройств, в составе которых имеются задающие генераторы [1], системы фазовой автоподстройки частоты [2], синтезаторы частот [3] и скоростные интерфейсы. Дополнительным источником возникновения данного шума могут стать алгоритмы, в основе которых лежат передискретизация сигнала и ограниченность разрядной сетки. Все это приводит не только к снижению скорости обмена данными, точности вычислений, но в ряде случаев и к потере целостности данных.

Постановка задачи

Несмотря на существенные различия в принципах разработки программного обеспечения при реализации цифровых алгоритмов на базе ПЛИС, МК и ЦСП, они обладают общими свойствами:

- наличие возможности разделения потока информации для параллельной его обработки;
- наличие проблемы обеспечения синхронности при объединении отдельных потоков информации;
- непрерывно изменяющийся во времени аналоговый сигнал представляется в виде фиксированного количества разрядов, что в большей степени присуще ПЛИС, а в ряде случаев и отдельным алгоритмам на базе МК и ЦСП;
- значения отсчетов определены только в дискретный момент времени, которые имеют случайную составляющую.

Своевременность вычислений обеспечивается с помощью синхронных импульсов (СИ). При этом результаты промежуточных вычислений хранятся в регистрах, которые запоминают их на определенное время. Для ПЛИС таким элементом являются регистры, для МК – потоки, для ЦСП – ядра.

На основе разработанного программного кода синтезатор создает проект в ПЛИС, физически соединяя дискретные элементы. Алгоритм обработки реализуется по общей схеме, которая включает в себя работающие синхронно и, как правило, от одного источника входной и выходной регистры, а также набор дискретных логических элементов. На основе дискретных элементов логики несинхронно реализуется алгоритм обработки (рис. 1, а). При увеличении скорости обработки или сложности проекта целостность данных внутри ПЛИС будет нарушена. Одним из основных подходов для решения данной проблемы является снижение тактовой частоты, что не всегда допустимо по условиям технического задания. Другим подходом является разбиение сложной конструкции программы на несколько простых с добавлением в состав каждой части синхронных регистров (количество которых ограничено). При таком подходе увеличивается тактовая частота, но вырастет задержка выполнения.

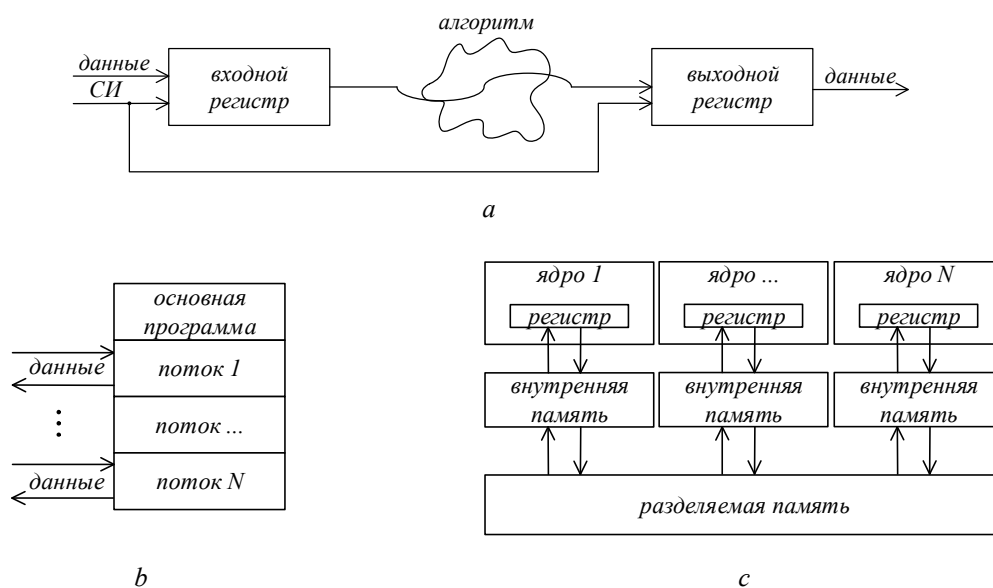


Рис. 1. Принципы организации параллельной обработки информации на базе: *a* – ПЛИС; *b* – МК; *c* – ЦСП
Fig. 1. Principles of organization of parallel processing of information based on: *a* – FPGA; *b* – CPU; *c* – DSP

При увеличении сложности алгоритма, реализуемого на базе МК, часто возникает задача, для решения которой необходимо одновременно выполнять несколько действий, некоторые из которых не связаны друг с другом, а другие, наоборот, являются частями одного алгоритма. Тогда возникает необходимость в использовании операционной системы, на базе которой можно реализовать многопоточное приложение (рис. 1, *b*). При этом необходимо учитывать, что даже при использовании операционной системы с вытеснением (выделяемое время на выполнение каждой задачи распределено равномерно) часто дополнительно используются приоритеты и таймеры. Кроме того, обмен с внешними потребителями информации может выполняться как по синхронным, так и асинхронным запросам. Все это приводит к тому, что время, затраченное на выполнение алгоритма в разные моменты времени, может существенно отличаться.

В случае использования ЦСП в составе вычислительной платформы алгоритмы реализуются на базе нескольких ядер (рис. 1, *c*), которые объединены единым разделяемым адресным пространством. Каждое ядро фактически представляет собой МК. Разделяемая память используется для обмена данными между ядрами после их обработки или передачи внешним потребителям с использованием высокоскоростных аппаратных схем.

Независимо от выбора элементной базы, которая является основой любой вычислительной платформы, необходимо определить потенциально достижимое отношение сигнал/шум и максимально возможную частоту обработки, которые могут быть достигнуты.

Решение задачи

Представление непрерывного сигнала в виде дискретного набора его значений в определенные моменты времени, которые не могут быть стабильными [4], приводит к возникновению фазовой модуляции сигнала. В общем виде фазовый шум ω_{Δ} оказывает более существенное влияние на параметры системы, чем амплитудная нестабильность x_{Δ} . При этом его величина существенно меньше ширины спектра сигнала $\Delta\omega$ и его несущей частоты ω_0 , т. е. выполняется условие $\omega_{\Delta} = \Delta\omega = \omega_0$. В общем виде фаза сигнала может быть описана в виде [3]: $\varphi_{\Delta}(t) = x_{\Delta} \sin(\omega_{\Delta} t)$. (1)

Тогда гармонический сигнал, подлежащий оцифровке с учетом программно-аппаратных шумов, может быть представлен в виде

$$x(t) = x_0 \cos(\omega_0 t + x_{\Delta} \sin(\omega_{\Delta} t)) = x_0 \cos(\omega_0 t) \cos(x_{\Delta} \sin(\omega_{\Delta} t)) - x_0 \sin(\omega_0 t) \sin(x_{\Delta} \sin(\omega_{\Delta} t)). \quad (2)$$

Ввиду того, что выражение (1) очень мало с учетом того, что $\cos(x_{\Delta} \sin(\omega_{\Delta} t)) \gg 1$ и $\sin(x_{\Delta} \sin(\omega_{\Delta} t)) \gg x_{\Delta} \sin(\omega_{\Delta} t)$, выражение (2) можно привести к виду

$$x(t) = x_0 \cos(\omega_0 t) - x_0 \sin(\omega_0 t) x_{\Delta} \sin(\omega_{\Delta} t) = x_0 \cos(\omega_0 t) - \frac{x_0 x_{\Delta}}{2} \cos(\omega_0 t - \omega_{\Delta} t) + \frac{x_0 x_{\Delta}}{2} \cos(\omega_0 t + \omega_{\Delta} t). \quad (3)$$

Анализ выражения (3) показывает, что амплитуда боковых составляющих (второй и третий член выражения) зависит от величины фазового шума и амплитуды гармонического сигнала [5]. Отношение мощности одной из боковых составляющих к мощности сигнала на несущей частоте составляет

$$s(f) = \frac{|x_{+v}|^2}{|x_0|^2} = \frac{x_{\Delta}^2}{4}. \quad (4)$$

В соответствии с выражением (3) гармонический сигнал после его дискретизации представляет собой сумму постоянной составляющей на частоте ω_0 и симметрично расположенных относительно него боковых составляющих (смещенных на величину фазового шума ω_{Δ}), при этом мощность боковых составляющих меньше на $10 \log_{10} U_{\Delta}^2/4$ постоянной.

Анализ графика (рис. 2) показывает, что фазовый шум с учетом его случайности приводит к появлению дополнительных боковых составляющих и, как следствие, к расширению спектра сигнала, что может быть использовано в качестве основы для оценки потенциально достижимого отношения сигнал/шум в условиях наличия фазового шума.

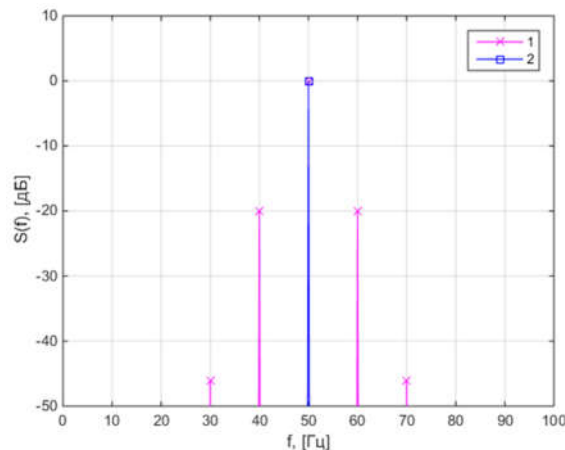


Рис. 2. Спектр сигнала в результате воздействия фазового шума: 1 – модулированный; 2 – немодулированный
Fig. 2. Signal spectrum as a result of exposure to phase noise: 1 – modulated; 2 – unmodulated

Примем, что на вход аналого-цифрового преобразователя поступило гармоническое колебание вида $x(t) = x_0 \sin(2\pi f_0 t)$. Для данного сигнала видно, что величина ошибки квантования dx зависит от амплитуды фазового шума dt . Анализ данного рисунка показывает, что величина ошибки квантования зависит от формы сигнала и, соответственно, она максимальна в те моменты времени, когда производная в этот момент максимальна:

$$\frac{dx}{dt} = x'(t). \quad (5)$$

Из данного выражения следует, что dx – это и есть непосредственно величина фазового шума, которая может быть представлена в следующем виде:

$$x_{noise}(t) = x'(t)dt = x_0 2\pi f_0 dt \cos(2\pi f_0 t). \quad (6)$$

Тогда отношение мощности сигнала к мощности фазового шума с учетом принятого допущения и выражения (6) в дискретные моменты времени Δt имеет вид

$$SNR_{noise} = 20 \lg \left[\frac{x_0^2 / 2}{(x_0 2\pi f_0 \Delta t)^2 / 2} \right] = 20 \lg \left[\frac{1}{(2\pi f_0 \Delta t)^2} \right] = -20 \lg (2\pi f_0 \Delta t)^2. \quad (7)$$

Анализ выражения (7) показывает, что с ростом частоты входного сигнала величина SNR_{noise} уменьшается.

В процессе формирования цифровой копии аналогового сигнала (рис. 1, *b*) максимально возможная амплитуда входного напряжения, которая не приводит к переполнению, определяется выражением

$$x_0 = \frac{q 2^n}{2}, \quad (8)$$

где q – цена младшего разряда; n – количество разрядов.

Исходя из этого, среднеквадратичное значение входного сигнала

$$\sigma_x = \frac{x_0}{\sqrt{2}} = \frac{q 2^n}{2\sqrt{2}}. \quad (9)$$

Ввиду того, что ошибки квантования имеют пилообразный закон распределения (рис. 1, *b*), среднее значение шума составляет

$$\sigma_{quant}(t) = \frac{q}{2\sqrt{3}}. \quad (10)$$

Тогда отношение мощности входного сигнала к мощности ошибки квантования в соответствии с выражениями (9), (10) имеет вид

$$SNR_{quant} = 20 \lg \left[\frac{q 2^n / 2\sqrt{2}}{q / 2\sqrt{3}} \right] = 20 \lg 2^n + 20 \lg \sqrt{3/2} = 6,02 n + 1,76. \quad (11)$$

Анализ выражения (11) показывает, что с ростом количества разрядов АЦП величина SNR_{quant} увеличивается.

Суммарное значение SNR_{Σ} определяется ошибками квантования и величиной фазового шума:

$$SNR_{\Sigma} = SNR_{quant} + SNR_{noise}. \quad (12)$$

При объединении отдельных цифровых элементов каждый последующий элемент за счет конечности времени распространения сигнала вносит свой вклад в результирующий SNR_{Σ} вычислительной платформы, т. е. происходит накопление фазового шума. Справедливости ради необходимо отметить, что в ряде случаев накопление происходит с отрицательным знаком, т. е. фактически происходит вычитание. При разработке систем целесообразно ориентироваться на наихудший случай. Данный эффект зависит от многих

факторов, в том числе и от характеристик конкретных элементов, которые используются в основе вычислительной платформы. В табл. 1 представлены типичные значения величины амплитуды фазового шума микросхем различного типа и назначения [6].

Таблица 1. Значение фазового шума микросхем
Table 1. The value of the phase noise of the microchips

Тип микросхемы Chip type	Величина джиттера, ps Jitter value, ps
FPGA (для встроенных элементов DLL и PLL)	33 ... 50
74LS00	4,94
74НСТ00	2,20
74АСТ00 (CMOS)	0,99
МС100ЕL16 (PECL)	0,70
AD9510	0,22
NBSG16 (ECL)	0,20

С практической точки зрения интерес представляет анализ совместного влияния ошибок квантования и фазового шума, которые в соответствии с выражением (12) для различного типа микросхем представлены на рис. 3.

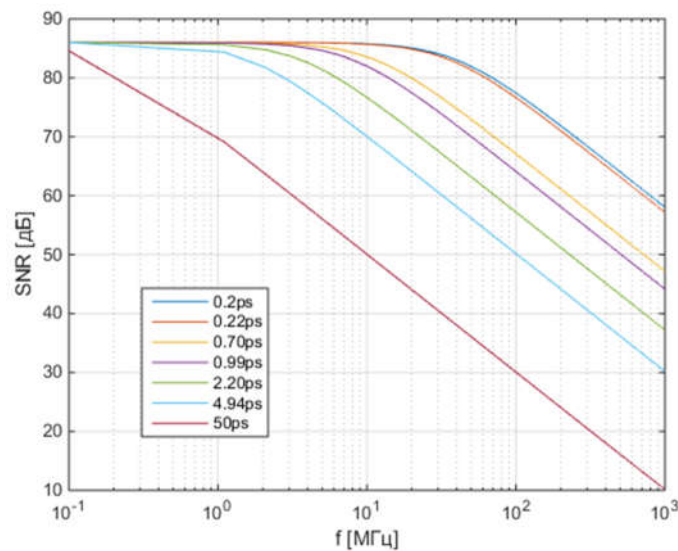


Рис. 3. Результирующее значение SNR_{Σ} (действительных 14 разрядов)

Fig. 3. The resulting value SNR_{Σ} (valid 14 digits)

Анализ рис. 3 показывает, что в процессе цифровой обработки сигнала на малых тактовых частотах доминируют ошибки квантования SNR_{quant} , которые ограничивают динамический диапазон элемента, а при реализации алгоритмов на большой тактовой частоте доминируют ошибки, вызванные фазовыми шумами SNR_{noise} .

Заключение

Поведенный анализ показывает, что воздействие программно-аппаратных шумов способно оказывать существенное влияние на результирующее значение отношения сигнал/шум. По результатам проведенного анализа можно сделать следующие выводы:

- при увеличении частоты обработки ПЛИС результирующее отношение сигнал/шум начинает резко уменьшаться, что говорит о необходимости использования нескольких ПЛИС при необходимости реализации сложных алгоритмов в широком диапазоне тактовых частот. Пренебрежение данным требованием может привести к локальному резко изменяющемуся коэффициенту передачи, что в замкнутых системах (например, адаптивных) приводит к потере устойчивости системы в целом;

– микросхемы, разработанные по технологии PECL (ECL) и CMOS, обладают наилучшими характеристиками, что предопределяет их использование для применения в наиболее ответственных узлах (например, ФАПЧ);

– получено математически обоснованное выражение, которое показывает, что величина отношения сигнал/шум, полученная по результатам цифровой обработки, определяется не только количеством разрядов, участвовавших в вычислениях, но и существенно зависит от выбранной элементной базой вычислительной платформы и тактовой частоты.

Список литературы

1. Drakhlis B. *Calculate Oscillator Jitter by Using Phase Noise Analysis*. Microwaves & RF; Jan/Feb 2001.
2. Kundert K. *Modeling and Simulation of Jitter in Phase-Locked Loops*. Boston: Springer; 1997.
3. Лайонс Р. *Цифровая обработка сигналов*. Москва: ООО Бинум-прес; 2013.
4. Srinivasan, Venkatesh *Timing Jitter in Symmetric Load Ring Oscillators and the Estimation of Aperture Uncertainty in A-D Converters*. Master's Thesis, University of Tennessee; 2002.
5. Venkatesh S., Syed K. Islam, Gary T. Hendrickson A. *Method for the Estimation of Aperture Uncertainty in A-D Converters*. in Proc. *2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 2002*: III-125–III-128.
6. Brannon B., Barlow A. *Aperture. Uncertainty and ADC System Performance (AN-501)*. *Analog Devices*; 2006.

References

1. Drakhlis B. *Calculate Oscillator Jitter by Using Phase Noise Analysis*. Microwaves & RF; Jan/Feb 2001.
2. Kundert K. *Modeling and Simulation of Jitter in Phase-Locked Loops*. Boston: Springer; 1997.
3. Laions R. [*Cifrovaya obrabotka signalov*]. Moskov: ООО Binom-pres; 2013. (in Russ.)
4. Venkatesh S. *Timing Jitter in Symmetric Load Ring Oscillators and the Estimation of Aperture Uncertainty in A-D Converters*. Master's Thesis, University of Tennessee; 2002.
5. Venkatesh S., Syed K. Islam, Gary T. Hendrickson A. *Method for the Estimation of Aperture Uncertainty in A-D Converters*. in Proc. *2002 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, May 2002*: III-125–III-128.
6. Brannon B., Barlow A. *Aperture. Uncertainty and ADC System Performance (AN-501)*. *Analog Devices*; 2006.

Сведения об авторах

Шарамет А.В., к.т.н, доцент, докторант кафедры электронных вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, начальник тематического отдела ОАО "КБ Радар" – управляющая компания холдинга "Системы радиолокации".

Information about the authors

Sharamet A.V., Cand. Of Sci., Associate Professor, Doctoral Student at the Department of Electronic Computing of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Head of the Thematic Department of JSC "KB Radar" – Managing Company of "Radar Systems" Holding.

Адрес для корреспонденции

220062, Республика Беларусь,
г. Минск, пр-т Независимости, 117а,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-29-633-68-84;
e-mail: a.sharamet@kbradar.by
Шарамет Андрей Владимирович

Address for correspondence

220062, Republic of Belarus,
Minsk, Independence Ave., 117a,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-29-633-68-84;
e-mail: a.sharamet@kbradar.by
Sharamet Andrei Vladimirovich