

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КОНЕЧНОЙ РАЗРЯДНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ НА УРОВЕНЬ ШУМОВ КВАНТОВАНИЯ В ЦИФРОВОМ ПРОГРАММНОМ DDC (SOFTWARE DDC)¹

Павленко Н. П., аспирант

Национальный Технический Университет Украины
«Киевский Политехнический Институт», Киев, Украина
pavlenko.nikolay2000@gmail.com

ANALYSIS OF THE INFLUENCE OF FIXED-POINT COMPUTING ON QUANTIZATION NOISE IN SOFTWARE DDC (SOFTWARE DDC)

Pavlenko N.P., Postgraduate Student

National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine

Вступление

С развитием цифровых технологий все большее внимание уделяется построению радиоприемных трактов по технологии *SDR (Software Defined Radio)*, которая основана на обработке оцифрованного в реальном времени радиосигнала исключительно программными средствами. При этом все большая роль отводится построению систем приема на одной интегральной микросхеме (*System-on-a-Chip, SoC*). Основной элементной базой для *SoC* систем являются программные логические интегральные схемы (ПЛИС). Одним из важных этапов приема радиосигналов является цифровое преобразование частоты вниз с последующей фильтрацией и многократной децимацией. В настоящее время эти функции обычно выполняют специализированные микросхемы *DDC (Digital Down Converter)*. В работе рассматривается типовая структура *DDC*, которая ориентирована под реализацию средствами *FPGA* [1] (рис. 1).

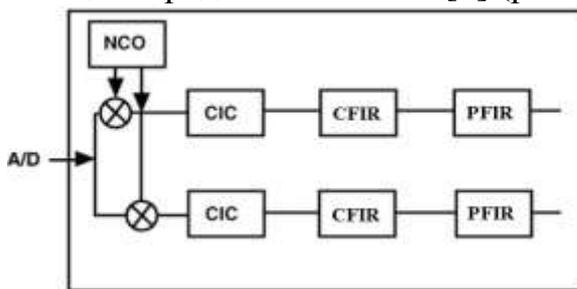


Рис. 1. Типовая структура DDC

Схема содержит каскад интегрально-гребенчатых фильтров (*cascaded integral-comb filters (CIC)*), которые не требуют операций умножения, и в тоже время, позволяют существенно снизить частоту дискретизации, что обеспечивает снижение затрат аппаратных и

вычислительных ресурсов.

Классический *CIC* фильтр представляет собой каскадное соединение интеграторов и гребенчатых фильтров [2]. Количество набора таких элементов определяет порядок *CIC* фильтра. Увеличения порядка фильтра на

¹ <http://radap.kpi.ua/radiotechnique/article/view/836>

единицу позволяет уменьшить уровень бокового лепестка на 11..13 дБ. Поскольку АЧХ *CIC* фильтра неравномерна, то для корректировки ее в полосе пропускания используется *CFIR* фильтр. Функция же формирования характеристики каскада возложена на *PFIR* фильтр.

Так как в *DDC* вся обработка происходит в фиксированном формате вычислений, то перед непосредственной реализацией данной структуры на ПЛИС необходим анализ влияния конечной разрядности вычислений на качество обработки сигнала, что затем может быть использовано для выбора внутренних вычислительных разрядностей *DDC* при сохранении заданного качества обработки сигнала и аппаратных затратах на его реализацию.

В известных работах анализ влияния эффектов квантования сигнала сводится к двум методам: детерминированный и вероятностный [3, 4, 5]. Детерминированный метод дает предельную оценку шума квантования на выходе цифровой системы (ЦС). В соответствии с ним шум на выходе ЦС от *i*-го источника шума $e^{(n)}_i$ можно найти для линейной системы путем свертки мгновенного значения шума $e^{(n)}_i$ с импульсной характеристикой (ИХ) $h^{(n)}_i$, определяемой от точки приложения шума до выхода ЦС [6]:

$$e_{\text{вых}i}(n) = \sum_{m=0}^{\infty} h_i(m) \cdot e_i(n-m)$$

Оценка погрешностей находится из:

$$|e_{\text{вых}i}(n)| \leq \sum_{m=0}^{\infty} |h_i(m)| \cdot |e_i(n-m)|$$

Вероятностный метод основан на оценивании дисперсии шума квантования на выходе устройства. При этом полагается, что отсчеты шума квантования независимы (шум является белым) и их источники не коррелированные между собой и входным сигналом. С учетом этих условий дисперсия шума на выходе фильтра от *i*-го источника шума для линейной дискретной системы определяется выражением [4]:

$$\sigma^2_{e_{\text{вых}i}} = \sigma^2_{ei} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} h^2_i(n) = \sigma^2_{ei} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |H_i(j\omega)|^2 d\omega = \sigma^2_{ei} \cdot L_i$$

σ^2_{ei} — дисперсия шума *i*-го источника; $H_i(j\omega)$ — частотная характеристика от точки приложения от *i*-го источника шума до выхода ЦС.

Однако, дисперсия шумов квантования не является адекватной оценкой качества обработки для многокаскадных и многоскоростных систем, к которым относятся и рассматриваемый программный *DDC*. В таких системах происходит последовательное изменение как полосы, так и характер спектра всех компонентов помехи, включая и шумы квантования. В связи с указанным обстоятельством в данной работе предлагается иной подход, основанный на вычислении спектральной плотности мощности (СПМ)

шумов квантування по виходу пристрою з урахуванням фільтруючого діяння всіх його каскадів і багаторазової децимації.

Оценка сигнала и шумов квантования в SDDC на основе анализа их СПМ

В данном разделе работы рассматриваются исходные математические соотношения, которые позволяют вычислить СПМ сигнала и шумов квантования на выходе SDDC. На основании анализа СПМ делается выбор разрядностей SDDC.

Критерием выбора разрядностей SDDC является относительный уровень СПМ шумов квантования на выходе ЦС. Поскольку разрядность АЦП фиксирована, то выбор разрядностей вычислений в SDDC должен быть таким, чтоб суммарный шум квантования в SDDC не превышал бы шум квантования АЦП на выходе ЦС.

На рис. 2 представлена структурная схема исследуемого SDDC. С целью экономии аппаратных ресурсов кристалла ПЛИС функции CFIR и PFIR были объединены в один FIR фильтр. В общем случае два фильтра CFIR и PFIR реализуют отдельно, когда они имеют разную скорость обработки (разные частоты дискретизации), такая структура закладывается для перестраиваемых систем. В данной работе рассматриваем SDDC с одним FIR фильтром.

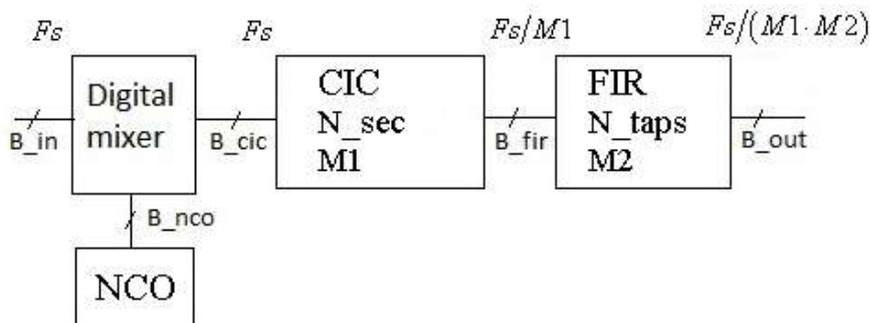


Рис. 2. Структурная схема SDDC

Оценка шума на выходе устройства обычно находится по эквивалентной шумовой схеме (ЭШС) ЦС, которая содержит эквивалентные источники шума, включаемые в точки структурной схемы ЦС, где происходит квантование [2]. Применительно к анализируемому устройству такая эквивалентная схема представлена на рис. 3.

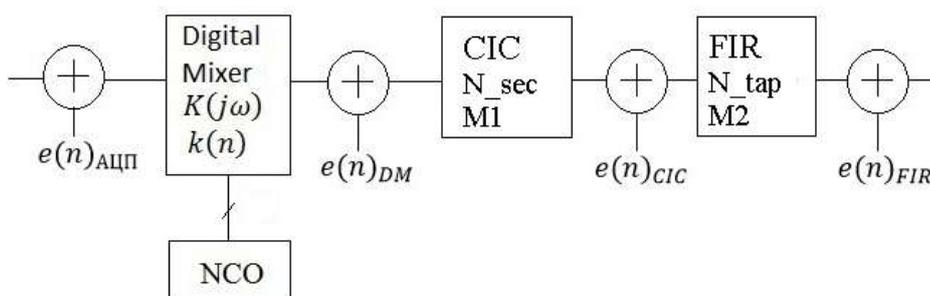


Рис. 3. ЭШС SDDC

- В ЭШС в результате квантования присутствуют следующие шумы:
- шум квантования входа (шум АЦП) ;
 - шум *Digital Mixer* $e^{(n)}_{DM}$ – квантование сигнала по выходу цифрового смесителя (*Digital Mixer*);
 - шум квантования сигнала по выходу *CIC* фильтра $e^{(n)}_{CIC}$;
 - шум квантования сигнала по выходу *FIR* фильтра $e^{(n)}_{FIR}$.

Рассматриваемая структура *SDDC* (рис. 3) представляет собой многокаскадную децимирующую цифровую систему (МДЦС) [3], которая состоит из 3-х подсистем (рис. 4), каждая из которых работает на своей тактовой частоте. Разбиение на подсистемы весьма условное, источники шумов вынесены за пределы подсистем.

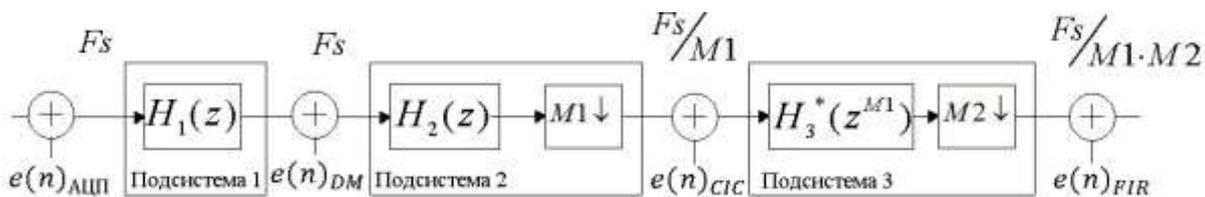


Рис.4. МДЦС *SDDC*

$H_1(z)$ — передаточная характеристика 1-й подсистемы, передаточная характеристика цифрового смесителя (*Digital mixer*); $H_2(z)$ — передаточная характеристика 2-й подсистемы, передаточная характеристика *CIC* фильтра; $H_3^*(z^{M1})$ — эквивалентная передаточная характеристика (ЭПХ) 3-й подсистемы, эквивалентная передаточная характеристика *FIR* фильтра, пересчитанная к входной частоте дискретизации.

Рассмотрим подробнее 1-ю подсистему МДЦС, которая представляет собой *Digital Mixer (DM)*. На рис. 5 изображены обозначения для СПМ, которые присущи на входе/выходе 1-й подсистемы.

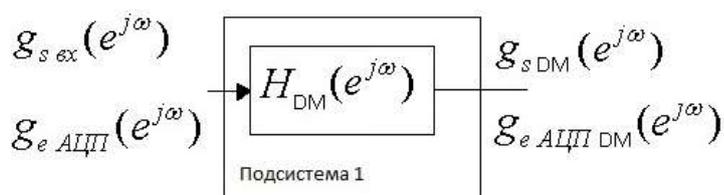


Рис. 5. Первая подсистема

$g_{s_{ex}}(e^{j\omega})$ — СПМ сигнала на входе ЦС (1); $g_{e_{AЦП}}(e^{j\omega})$ — СПМ шума АЦП на входе ЦС (2); $g_{s_{DM}}(e^{j\omega})$ — СПМ сигнала на выходе *DM*;

$g_{e_{AЦП DM}}(e^{j\omega})$ — СПМ шума АЦП на выходе *DM*.

$$g_{s_{ex}}(e^{j\omega}) = \frac{2 \cdot \sigma_s^2}{F_s} \quad (1)$$

σ_s^2 — дисперсия входного сигнала, предполагается, что сигнал носит случайный характер с равномерно распределенной СПМ по входу *SDDC* в полосе частот $F_s/2$;

$$g_{e_{AЦП}}(e^{j\omega}) = \frac{2 \cdot \sigma_{e_{AЦП}}^2}{F_s} \quad (2)$$

$\sigma_{e_{AЦП}}^2 = \frac{\Delta_{AЦП}^2}{12}$ — дисперсія шуму АЦП на вході *SDDC*; $\Delta_{AЦП}$ — шаг квантування АЦП. И так, на вході ЦС ми маємо СПМ сигналу і СПМ шуму АЦП. Поскольку процеси не коррелированні між собою, то проходження цих сигналів через ЦС розглядаються незалежно друг від друга. По виходу блоку *Digital Mixer (DM)* визначимо вираження для СПМ в полосі частот $\left[0; \frac{\pi}{T_s}\right]$: (где T_s — період дискретизації по входу 1-й підсистеми)

$$g_{s_{DM}}(e^{j\omega}) = g_{s_{ex}}(e^{j\omega}) \cdot |H_{DM}(e^{j\omega})|^2$$

$$g_{e_{AЦП DM}}(e^{j\omega}) = g_{e_{AЦП}}(e^{j\omega}) \cdot |H_{DM}(e^{j\omega})|^2$$

$|H_{DM}(e^{j\omega})|$ — модуль передаточної функції DM блоку.

Розглянемо 2-ю підсистему (рис. 6). $g_{e_{DM}}(e^{j\omega})$ — СПМ шуму квантування виходу DM (3); $g_{e_{DM CIC}}(e^{j\omega})$ — СПМ шуму квантування DM на виході CIC фільтра; $g'_{e_{DM CIC}}(e^{j\omega \cdot M1})$ — СПМ шуму квантування DM на виході дециматора 2-й підсистеми; $g_{s_{CIC}}(e^{j\omega})$ — СПМ сигналу на виході CIC фільтра; $g'_{s_{CIC}}(e^{j\omega \cdot M1})$ — СПМ сигналу на виході дециматора 2-й підсистеми; $g_{e_{AЦП CIC}}(e^{j\omega})$ — СПМ шуму АЦП на виході CIC фільтра; $g'_{e_{AЦП CIC}}(e^{j\omega \cdot M1})$ — СПМ шуму АЦП на виході дециматора 2-й підсистеми; $H_{CIC}(e^{j\omega})$ — комплексна передаточної функція CIC фільтра.

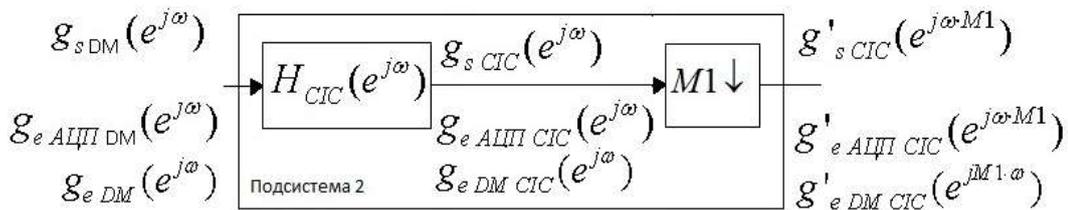


Рис. 6. Вторая подсистема

$$g_{e_{DM}}(e^{j\omega}) = \frac{2 \cdot \sigma_{e_{DM}}^2}{F_s} \quad (3)$$

$\sigma_{e_{DM}}^2 = \frac{\Delta_{DM}^2}{12}$ — дисперсія шуму квантування виходу DM; Δ_{DM} — шаг квантування виходу DM. По виходу CIC фільтра визначимо вираження

для СПМ в полосе частот $\left[0; \frac{\pi}{T_s}\right]$:

$$g_{s\text{CIC}}(e^{j\omega}) = g_{s\text{DM}}(e^{j\omega}) \cdot |H_{\text{CIC}}(e^{j\omega})|^2$$

$$g_{e\text{АЦПCIC}}(e^{j\omega}) = g_{e\text{АЦПDM}}(e^{j\omega}) \cdot |H_{\text{CIC}}(e^{j\omega})|^2$$

$$g_{e\text{DMCIC}}(e^{j\omega}) = g_{e\text{DM}}(e^{j\omega}) \cdot |H_{\text{CIC}}(e^{j\omega})|^2$$

Для нахождения СПМ сигнала по выходу дециматора поступают следующим образом. СПМ сигнала перед дециматором условно разбивается на $M1$ составляющих, то есть на $M1$ полос, каждая из которых занимает полосу частоты $\frac{\pi}{M1 \cdot T_s}$, l -я полоса СПМ определяется выражением (4), а

СПМ в полосе частот $\left[0; \frac{\pi}{T_s}\right]$ будет определяться как сумма таких полосок (5).

$$g_{s\text{CIC}_l}(e^{j\omega}) = \begin{cases} g_{s\text{CIC}}(e^{j\omega}), & \omega \in \left[l \frac{\pi}{M1}, (l+1) \frac{\pi}{M1}\right] \\ 0 & \text{при других } \omega \end{cases} \quad (4)$$

$$g_{s\text{CIC}}(e^{j\omega}) = \sum_{l=0}^{M1-1} g_{s\text{CIC}_l}(e^{j\omega}) \quad (5)$$

После дециматора в основную полосу частот $\left[0; \frac{\pi}{M1 \cdot T_s}\right]$ попадают прямые спектры четных составляющих ($l=0, 2, \dots$) и инверсные спектры нечетных составляющих ($l=1, 3, \dots$) входного сигнала $g_{s\text{CIC}_l}(e^{j\omega})$. Записав сумму этих составляющих получим выражение для СПМ сигнала в полосе частот $\left[0; \frac{\pi}{M1 \cdot T_s}\right]$ по выходу дециматора 2-й подсистемы:

$$g'_{s\text{CIC}}(e^{j\omega \cdot M1}) = \sum_{l=0}^{M1-1} g_{s\text{CIC}_l} \left(e^{j\omega + j(-1)^l \cdot \frac{2\pi}{M1} \left[\frac{l+1}{2} \right]} \right)$$

$[a]$ — означает целую часть числа a .

Аналогичным образом определяются выражения для СПМ шума квантования АЦП (6) и шума квантования DM на выходе дециматора (7):

$$g'_{e\text{АЦП CIC}}(e^{j\omega \cdot M1}) = \sum_{l=0}^{M1-1} g_{e\text{АЦП CIC}_l} \left(e^{j\omega + j(-1)^l \cdot \frac{2\pi}{M1} \left[\frac{l+1}{2} \right]} \right) \quad (6)$$

$$g'_{e\text{DM CIC}}(e^{j\omega \cdot M1}) = \sum_{l=0}^{M1-1} g_{e\text{DM CIC}_l} \left(e^{j\omega + j(-1)^l \cdot \frac{2\pi}{M1} \left[\frac{l+1}{2} \right]} \right) \quad (7)$$

На наступному етапі розглянемо 3-ю підсистему, яка складається з FIR фільтра і дециматора M2 (рис.7). Вхідна частота дискретизації для 3-ї підсистеми $F_s/M1$.

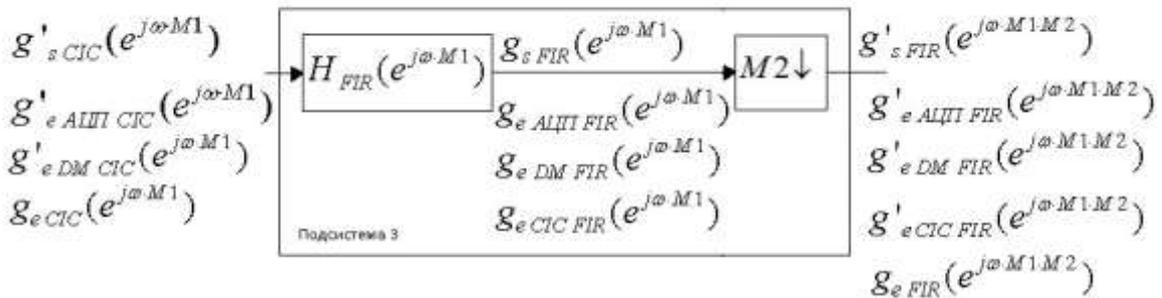


Рис. 7. Третья подсистема

$g'_{s\text{FIR}}(e^{j\omega \cdot M1})$ — СПМ сигнала на выходе FIR фильтра;
 $g'_{s\text{FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2})$ — СПМ сигнала на выходе дециматора 3-й подсистемы;
 $g'_{e\text{АЦП FIR}}(e^{j\omega \cdot M1})$ — СПМ шума АЦП на выходе FIR фильтра;
 $g'_{e\text{АЦП FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2})$ — СПМ шума АЦП на выходе дециматора 3-й подсистемы;
 $g'_{e\text{DM FIR}}(e^{j\omega \cdot M1})$ — СПМ шума квантования выхода DM на выходе FIR фильтра;
 $g'_{e\text{DM FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2})$ — СПМ шума квантования выхода DM на выходе дециматора 3-й подсистемы;
 $g'_{e\text{CIC}}(e^{j\omega \cdot M1})$ — СПМ шума квантования выхода CIC фильтра (8);
 $g'_{e\text{CIC FIR}}(e^{j\omega \cdot M1})$ — СПМ шума квантования выхода CIC на выходе FIR фильтра;
 $g'_{e\text{CIC FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2})$ — СПМ квантования выхода CIC на выходе дециматора 3-й подсистемы;
 $g'_{e\text{FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2})$ — СПМ квантования выхода FIR фильтра на выходе 3-й подсистемы;
 $H_{\text{FIR}}(e^{j\omega \cdot M1})$ — комплексная передаточная функция FIR фильтра.

$$g'_{e\text{CIC}}(e^{j\omega \cdot M1}) = \frac{2 \cdot M1 \cdot \sigma_{e\text{CIC}}^2}{F_s} \quad (8)$$

$\sigma_{e\text{CIC}}^2 = \frac{\Delta_{\text{CIC}}^2}{12}$ — дисперсия шума квантования выхода CIC; Δ_{CIC} — шаг

квантования выхода *CIC*.

По выходе *FIR* фильтра определим выражения для СПМ в полосе час-

тот $\left[0; \frac{\pi}{T_s \cdot M1}\right]$:

$$g_{s\text{ FIR}}(e^{j\omega \cdot M1}) = g'_{s\text{ CIC}}(e^{j\omega \cdot M1}) \cdot |H_{\text{FIR}}(e^{j\omega \cdot M1})|^2$$

$$g_{e\text{ АЦП FIR}}(e^{j\omega \cdot M1}) = g'_{e\text{ АЦП CIC}}(e^{j\omega \cdot M1}) \cdot |H_{\text{FIR}}(e^{j\omega \cdot M1})|^2$$

$$g_{e\text{ DM FIR}}(e^{j\omega \cdot M1}) = g'_{e\text{ DM CIC}}(e^{j\omega \cdot M1}) \cdot |H_{\text{FIR}}(e^{j\omega \cdot M1})|^2$$

$$g_{e\text{ CIC FIR}}(e^{j\omega \cdot M1}) = g_{e\text{ CIC}}(e^{j\omega \cdot M1}) \cdot |H_{\text{FIR}}(e^{j\omega \cdot M1})|^2$$

Выражения для СПМ сигнала и шумов квантования по выходе 3-й подсистемы с учетом децимации находятся аналогичным образом, как и для 2-й подсистемы.

На выходе ЦС получаем выражения для СПМ сигнала и шумов квантования в полосе частот $\left[0; \frac{\pi}{M1 \cdot M2 \cdot T_s}\right]$.

$$g'_{s\text{ FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2}) = \sum_{k=0}^{M2-1} g_{s\text{ FIR}_k} \left(e^{j\omega \cdot M1 + j(-1)^k \cdot \frac{2\pi}{M1 \cdot M2} \cdot \left[\frac{k+1}{2}\right]} \right)$$

$$g'_{e\text{ АЦП FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2}) = \sum_{k=0}^{M2-1} g_{e\text{ АЦП FIR}_k} \left(e^{j\omega \cdot M1 + j(-1)^k \cdot \frac{2\pi}{M1 \cdot M2} \cdot \left[\frac{k+1}{2}\right]} \right)$$

$$g'_{e\text{ DM FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2}) = \sum_{k=0}^{M2-1} g_{e\text{ DM FIR}_k} \left(e^{j\omega \cdot M1 + j(-1)^k \cdot \frac{2\pi}{M1 \cdot M2} \cdot \left[\frac{k+1}{2}\right]} \right)$$

$$g'_{e\text{ CIC FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2}) = \sum_{k=0}^{M2-1} g_{e\text{ CIC FIR}_k} \left(e^{j\omega \cdot M1 + j(-1)^k \cdot \frac{2\pi}{M1 \cdot M2} \cdot \left[\frac{k+1}{2}\right]} \right)$$

$$g_{e\text{ FIR}}(e^{j\omega \cdot M1 \cdot M2}) = \frac{2 \cdot M1 \cdot M2 \cdot \sigma_{e\text{ FIR}}^2}{F_s}$$

$\sigma_{e\text{ FIR}}^2 = \frac{\Delta_{\text{FIR}}^2}{12}$ — дисперсия шума квантования выхода *FIR* фильтра;

Δ_{FIR} — шаг квантования выхода *FIR* фильтра.

Пример расчета и построения СПМ сигнала и шумов квантования в среде *Matlab* для тестового *QPSK* сигнала

В среде *Matlab* разработана модель, которая позволяет рассчитать СПМ шумов квантования в заданной полосе частот в зависимости от внутренних разрядностей структуры *SDDC* на основе формул из раздела 2 данной работы.

Рассмотрим пример анализа *DDC* структуры для приема сигнала с *QPSK* модуляцией. Параметры *QPSK* сигнала:

- символьная скорость — 1 Мсим/с;
- частота дискретизации входного сигнала — 64 МГц. Структурная схема *SDDC* для обработки данного сигнала изображена на рис. 8.

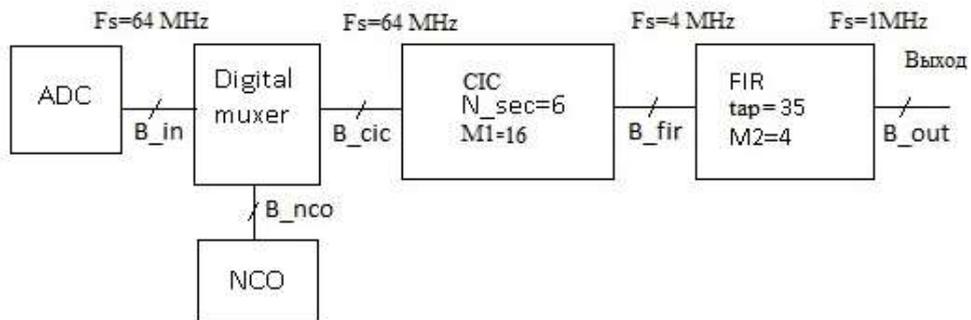


Рис. 8. Структурная схема *SDDC* для приема *QPSK* сигнала

Заданными являются параметры:

- разрядность входа (14-ти разрядное АЦП): $B_{in}=14$;
- количество секций *CIC* фильтра: $N_{sec}=6$;
- коэффициент децимации *CIC* фильтра: $M1=16$;
- порядок *FIR* фильтра: $N=35$;
- коэффициент децимации *FIR* фильтра: $M2=4$.

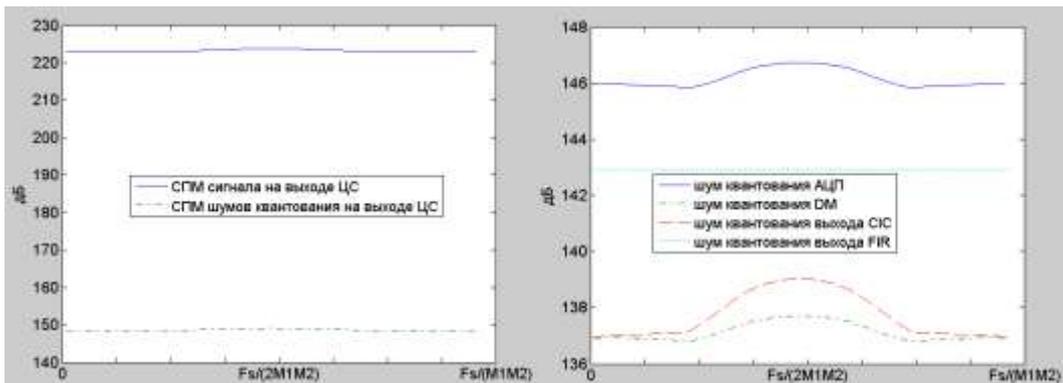


Рис. 9 а) СПМ сигнала и шумов квантования на выходе *SDDC*;
б) СПМ шумов квантования на выходе *SDDC*

Разница между уровнем СПМ сигнала и шумами квантования на вы-

ходе *SDDC*, построенных в полосе частот $\left[0; \frac{\pi}{M1 \cdot M2 \cdot T_s}\right]$ (рис. 9а), соста-

вляєт около 75 дБ. На рис. 9 б) изображены СПМ шумов квантования в отдельности, данный рисунок показывает вклад от каждого шумового источника. Шум квантования АЦП имеет наибольший уровень. С рис. 10 можно сделать вывод о правильном выборе разрядностей *SDDC*, поскольку СПМ шумов квантования в *SDDC* не превышает СПМ шума АЦП.

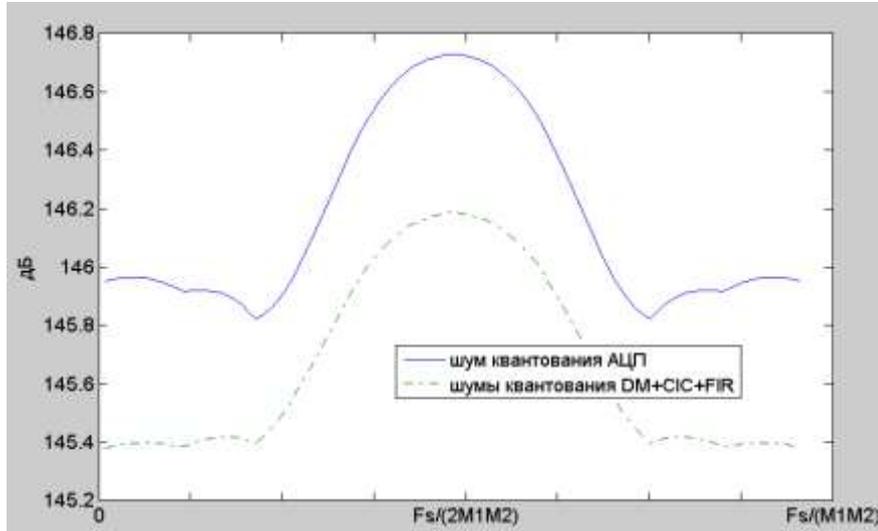


Рис. 10 Сравнение СПМ шума АЦП и шумов квантования выходов *DM*, *CIC*, *FIR* на выходе *SDDC*

Выводы

Предложен подход, основанный на вычислении спектральной плотности мощности (СПМ) шумов квантования по выходу устройства с учетом фильтрующего действия всех его каскадов и многократной децимации. Данный метод анализа позволяет оценить вклад от каждого источника шума квантования в отдельности. По зависимостям же СПМ шума квантования в полосе пропускания цифровой системы можно проанализировать искажения, которые имеют место при наложении спектров за счет децимации. Результатом данного анализа должен стать выбор всех внутренних разрядностей для структуры каскада фильтров.

Перечень ссылок

1. Pavlenko M. Optimization of Digital Down Converter (DDC) Parameters for implementation on FPGA // Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science ; proc. of the Int. Conf. TCSET'2014 ; Lviv-Slavske. – 2014. – pp. 89-91.
2. CIC фильтры Хогенауэра и их характеристики [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.dsplib.ru/content/cic/cic.html>.
3. Гольденберг Л. М. Цифровая обработка сигналов: Справочник/ Л. М. Гольденберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. – М. : Радио и связь, 1985. – 312 с.
4. Глинченко А. С. Цифровая обработка сигналов. Версия 1.0 [Электронный ресурс] : курс лекций / А. С. Глинченко. – Красноярск : ИПК СФУ, 2008. – 242 с. – Режим доступа: http://files.lib.sfu-kras.ru/ebibl/umkd/50/u_lectures.pdf
5. Chan S. K. Theory of Roundoff Noise in Cascade Realizations of Finite Impulse Response Digital Filters / S. K. Chan, L. R. Rabiner // The Bell System Technical Journal. –

1973. –Vol.52, No. 3. – pp.329-345.

6. Ifeachor E. Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition) / E. Ifeachor, B. Jervis. – Prentice-Hall, 2002. – 933 p.

References

1. Pavlenko M. (2014) Optimization of Digital Down Converter (DDC) Parameters for implementation on FPGA. *Modern problems of radio engineering, telecommunications, and computer science*, Proc of the Int. Conf. TCSET'2014, Lviv-Slavske, pp. 89-91.

2. CIC fil'try Khogenauera i ikh kharakteristiki [CIC hogenauer filters and their characteristics]. Available at: <http://www.dsplib.ru/content/cic/cic.html>

3. Gol'denberg L. M., Matyushkin B. D. and Polyak M. N. (1985) Tsifrovaya obrabotka signalov: Spravochnik [Digital Signal Processing: A Handbook]. Moskow, Radio i svyaz' Publ., 312 p.

4. Glinchenko A. S. (2008) Tsifrovaya obrabotka signalov. Versiya 1.0 [Digital signal processing. Version 1.0]. Krasnoyarsk, IPK SFU Publ. 242 p. Available at: http://files.lib.sfu-kras.ru/ebibl/umkd/50/u_lectures.pdf.

5. Chan S. K. and Rabiner L. R. (1973) Theory of Roundoff Noise in Cascade Realizations of Finite Impulse Response Digital Filters. *The Bell System Technical Journal*, Vol.52, No. 3, pp.329-345.

6. Ifeachor E. and Jervis B. (2002) Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition), Prentice-Hall, 933 p.

Павленко М. П. Аналіз впливу кінцевої розрядності обчислень на рівень шумів квантування в цифровому програмному DDC (Software SDDC). В даній роботі запропоновано метод аналізу впливу шумів квантування на обробку сигналу в цифровому DDC, який ґрунтується на обчисленні спектральної щільності потужності (СЩП) шумів квантування на виході пристрою з урахуванням фільтруючої дії всіх його каскадів і багаторазової децимації. У роботі були отримані математичні вирази для знаходження СЩП сигналу і шумів квантування на виході кожної з підсистем цифрового DDC. Дані вирази дають можливість вибрати внутрішні розрядності обчислень в SDDC таким чином, щоб сумарний шум квантування в цьому пристрої не перевищував би шум квантування АЦП на виході ЦС. У середовищі Matlab наведено приклад аналізу DDC для прийому QPSK сигналу.

Ключеві слова: SDR, ПЛІС, SDDC, СЩП, шуми квантування.

Павленко Н. П. Анализ влияния конечной разрядности вычислений на уровень шумов квантования в цифровом программном DDC (Software DDC). В данной работе предложен метод анализа влияния шумов квантования на обработку сигнала в цифровом DDC, который основанный на вычислении спектральной плотности мощности (СПМ) шумов квантования по выходу устройства с учетом фильтрующего действия всех его каскадов и многократной децимации. В работе были получены математические выражения для нахождения СПМ сигнала и шумов квантования на выходе каждой из подсистем цифрового DDC. Данные выражения дают возможность выбрать внутренние разрядности вычислений в SDDC таким образом, чтобы суммарный шум квантования в данном устройстве не превышал бы шум квантования АЦП на выходе ЦС. В среде Matlab приведен пример анализа DDC для приема QPSK сигнала.

Ключевые слова: SDR, ПЛІС, SDDC, СПМ, шуми квантования.

Pavlenko N. P. Analysis of the influence of fixed-point computing on quantization noise in software DDC (Software DDC).

Introduction. With the development of digital technology more attention is paid to making radio-receiving tracks based on SDR technology (Software Defined Radio), which is based on the processing of digitalized radio-frequency signals exclusively by means of software in real time. Moreover the construction of data-acquisition systems on one integral chip (SoC) is widely used right now. The main fundamental basis of SoC systems is the Field-Programmable Gate Array (FPGA). One important step of receiving of radio-frequency signals is a digital down conversion, followed by filtration and repeated decimation. Since processing in DDC is made in a fixed calculation format, than before the immediate implementation of this structure on FPGA, it is necessary to analyze the effect of fixed calculation bits on the quality of signal processing. Later it can be used to choose DDC internal calculation bits without sacrificing the set quality of signal processing and hardware resources on its implementation. In the well-known papers, analysis of the effect of signal quantization is reduced to two methods: deterministic and probability methods. Deterministic method gives the top-of-the-line evaluation of quantizing noise at the output of digital system. Probability method is based on evaluation of quantizing noise dispersion at the output of the device.

Evaluation of the signal and the quantization noise in the SDDC based on their PSD. In this section, mathematical expressions were obtained for the construction of PSD signal and the quantizing noise at the output of each of the subsystems of the digital DDC. Criterion for selecting SDDC bit is the relative level of PSD quantizing noise at the output of the digital system. Since the ADC is fixed, the choice of bit computing in SDDC should be such that the total quantizing noise in SDDC would not exceed the ADC quantizing noise at the output of the digital system.

Example calculation and construction of PSD signal and quantization noise in Matlab for reception QPSK-signal. In this part of the article an example of the analysis of DDC structure for receiving QPSK- signal was considered. Mathematical Matlab's model has been developed which allows to calculate the PSD of the signal and the quantization noise depending on the internal structure of the SDDC bit based on the formulas of section 2 this paper. These expressions make it possible to construct a PSD noise separately from each SDDC source output, and separately estimate the contribution of each source of quantizing noise to the total noise at the output of the digital system. From these results a decision on the choice of a particular quantization step that depends on the selected calculating bit at each stage of processing was made.

Conclusions. Quantizing noise dispersion is not an adequate quality evaluation of processing in multi-stage and multi-rate systems, which include software DDC under review. In such systems the sequential changes of the line, as well as the nature of the spectrum of interfering components, including quantization noise, happen. Therefore in this paper I propose a different approach based on the calculation of the power spectral density (PSD) of the quantizing noise at the output of the device, taking into account the filtering effect of all of its stages and repeated decimation.

Keywords: SDR, FPGA, SDDC, PSD, quantization noise.