



# ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАКРОМОДЕЛЕЙ ДЛЯ АНАЛИЗА СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ С ДРОБНЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ДЕЛЕНИЯ

## PLL SIMULATION USING PHASE MACROMODELS IN THE FORM OF EQUIVALENT ELECTRICAL CIRCUIT

УДК 621.38+621.373.1

ГУРАРИЙ МАРК МОИСЕЕВИЧ<sup>1</sup>

*gourary@yandex.ru*

ЖАРОВ МИХАИЛ МИХАЙЛОВИЧ<sup>1</sup>

ИОНОВ ЛЕОНID ПЛАТОНОВИЧ<sup>2</sup>

*Начальник отдела разработки*

*аналого-цифровых микросхем*

МУХИН ИГОРЬ ИГОРЕВИЧ<sup>2</sup>

*К. т. н., начальник отделения СВЧ –  
заместитель генерального конструктора*

РУСАКОВ СЕРГЕЙ ГРИГОРЬЕВИЧ<sup>1</sup>

УЛЬЯНОВ СЕРГЕЙ ЛЕОНИДОВИЧ<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Институт проблем проектирования  
в микроэлектронике РАН (ИППМ РАН)  
124365, г. Москва, г. Зеленоград, ул. Советская, 3

<sup>2</sup> АО «НИИМА «Прогресс»  
125183, г. Москва, проезд Черепановых, 54

GOURARY MARK M.<sup>1</sup>

*gourary@yandex.ru*

ZHAROV MIKHAIL M.<sup>1</sup>

IONOV LEONID P.<sup>2</sup>

MUKHIN IGOR I.<sup>2</sup>

*Ph.D*

RUSAKOV SERGHEY G.<sup>1</sup>

ULYANOV SERGHEY L.<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Institute of Design Problems

in Microelectronics RAS (IPPM RAS)

3 Sovetskaya St., Zelenograd, Moscow, 124365

<sup>2</sup> JSC “PROGRESS MRI”

54 Cherepanovikh Lane, Moscow 125183, Russia

В работе рассмотрен метод анализа синтезатора частот с дробным коэффициентом деления на основе представления фазовой макромодели схемы ФАПЧ в форме эквивалентной электрической схемы. Предложен способ получения усредненного спектра шума квантования сигма-дельта модулятора, независимого от количества тактов моделирования. Приводятся результаты вычислительных экспериментов.

**Ключевые слова:** аналоговые схемы; сигма-дельта модулятор; синтезатор частот; фазовая автоподстройка частоты; фазовый шум; шумовой анализ; эквивалентная схема.

The paper considers an approach to analyzing fractional-N frequency synthesizer using the PLL phase macromodel in the form of equivalent electrical circuit. A method of averaging spectrum of quantization noise has been proposed. The averaged spectrum is independent of the number of simulation steps. Simulation results of PLL circuits have been presented.

**Keywords:** analog circuits; sigma-delta modulator; frequency synthesizer; phase locked loop; phase noise; noise analysis; equivalent circuit.

### ВВЕДЕНИЕ

Синтезаторы частоты — это устройства, обеспечивающие генерацию различных частот в заданном диапазоне в соответствии с цифровым сигналом управления. В современной связной аппаратуре наиболее распространены синтезаторы на базе схем с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). Наиболее важный параметр ФАПЧ — фазовый шум, характеризующий качество сигнала, что существенно влияет на избирательность приемника. Фазовый шум ФАПЧ-синтезаторов возрастает с увеличением коэффициента деления частоты (N) в цепи обратной связи. Поэтому частота сравнения на входе частотно-фазового детектора (ЧФД) должна быть как можно выше. Но при целочисленном N частота сравнения не может быть больше шага перестройки частоты, т. е. соотношение рабочей частоты и шага перестройки фиксировано и, как правило, достаточно велико. Преодоление этих трудностей

возможно с помощью так называемых дробных-N синтезаторов (синтезаторов с дробным значением коэффициента деления N). Помимо снижения фазового шума, дробные синтезаторы позволяют увеличить скорость настройки и ширину полосы цепи обратной связи, сохранив малое время захвата новой частоты.

Дробный делитель обеспечивается сигма-дельта модулятором [1], который переключает коэффициент деления между целыми значениями так, чтобы на некотором интервале средний коэффициент  $N_{frac}$  был дробным. Поэтому мгновенное значение частоты в дробном синтезаторе практически всегда отклоняется от среднего значения, в результате чего на выходе ФАПЧ возникает фазовая ошибка (дрожание). Значительный уровень фазового дрожания — основной недостаток дробных синтезаторов.

Для того чтобы обеспечить оптимальное согласование всех факторов, влияющих на искажение выходного сигнала,

необходимы соответствующие средства моделирования ФАПЧ. Результатом моделирования должен быть полный спектр фазовых искажений, формирующих джиттер [2] на выходе дробного синтезатора как за счет шумов электронных компонентов в блоках ФАПЧ, так и за счет фазового дрожания сигма-дельта модулятора.

Данная работа представляет средства получения полных фазовых искажений синтезатора частоты на базе разработанного авторами метода анализа ФАПЧ, основанного на представлении фазовой макромодели в виде эквивалентной электрической схемы [3]. Каждый блок в макромодели представляется в виде управляемого источника тока или напряжения, передаточная характеристика которого определяется моделированием полной принципиальной схемы соответствующего блока ФАПЧ с помощью системы SPECTRE RF [4]. Для проведения шумового анализа ФАПЧ предварительно проводится шумовой анализ блоков, результаты которого записываются в стандартный шумовой файл SPECTRE RF. К макромодели добавляются источники тока или напряжения, шумовые характеристики которых задаются полученными файлами. После этого шум на выходе ФАПЧ определяется проведением шумового анализа макромодели в статической рабочей точке.

Статья содержит следующие разделы.

В разделе 2 приводится стандартный вид линейной фазовой макромодели. Показано преобразование к модифицированному виду, имеющему стационарное решение, что позволяет применять стандартные виды малосигнального и шумового анализа к результирующей эквивалентной схеме. Приводятся общее представление эквивалентной схемы и ее описание. В разделе 3 описываются схема ФАПЧ с дробным делителем и ее характеристики. Особенности спектра шума квантования дробного делителя частоты обсуждаются в разделе 4. Раздел 5 посвящен учету дополнительных эффектов при моделировании спектра шума квантования. Алгоритм моделирования полного шума синтезатора приведен в разделе 6, где представлены также результаты расчета шума на выходе ФАПЧ.

### ШУМОВОЙ АНАЛИЗ СХЕМ ФАПЧ С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАКРОМОДЕЛЕЙ.

Блок-схема ФАПЧ (рис. 1) содержит частотно-фазовый детектор (ЧФД, PD), полосовой фильтр (ПФ, LF), генератор, управляемый напряжением (ГУН, VCO), и делитель частоты (ДЧ, FD). Здесь в скобках приведены как русские, так и английские аббревиатуры для соответствующих блоков.

В современных ФАПЧ схема ФД объединяет частотно-фазовый детектор (ЧФД) и токовый ключ (ТК), которые целесообразно рассматривать как один блок (ЧФД + ТК).

Так как исследование характеристик схем ФАПЧ на основе непосредственного применения методов схемотехнического моделирования на транзисторном уровне [5] требует высоких вычислительных затрат, были разработаны различные подходы

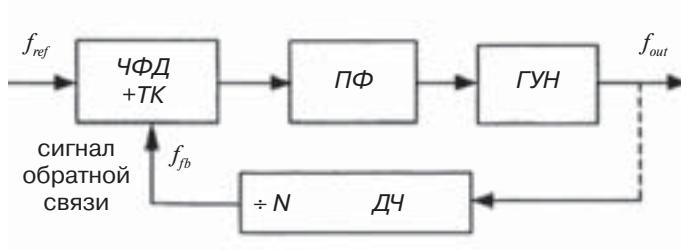


Рис. 1. Блок-схема ФАПЧ с токовым ключом

на основе построения макромоделей отдельных блоков. В частности, в работе [3] предложен подход к макромоделированию схем ФАПЧ, включая шумовой анализ, на основе представления фазовой макромодели в виде эквивалентной электрической схемы. Показано, что такой подход:

- значительно уменьшает время моделирования,
- позволяет моделировать различные режимы ФАПЧ,
- дает возможность учесть нелинейности характеристик блоков,
- может быть реализован в рамках различных систем схемотехнического моделирования,
- обеспечивает разработчика привычными средствами для проведения анализа схемы при задании параметров, просмотре результатов и т.д.

При малом возмущении схема ФАПЧ описывается линеаризованными характеристиками блоков вблизи стационарного режима. ФД представляется безынерционным коэффициентом передачи  $K^{PD} = I_{max}/2\pi$ , где  $I_{max}$  — максимальный ток ключа. ГУН характеризуется коэффициентом чувствительности частоты к входному напряжению  $K^{VCO}$ , а его фазовая модель описывается как интегратор с передаточной функцией  $K^{VCO}/j\omega$ . Это следует из известного представления мгновенной частоты как производной от фазы по времени. Коэффициент передачи ДЧ по частоте и фазе равен  $1/N$ , где  $N$  — коэффициент деления. В целом, макромодель ФАПЧ при шумовом воздействии представляется [6] в виде линейной системы с обратной связью (рис. 2), переменными состояниями которой являются возмущения напряжения на выходе ФНЧ и фазы на выходах ГУН и ДЧ. Передаточные функции на рис. 2 включают лапласовскую переменную  $s$ . Обозначения  $ref$  и  $div$  относятся к фазам опорного сигнала и сигнала на выходе делителя частоты, соответственно.

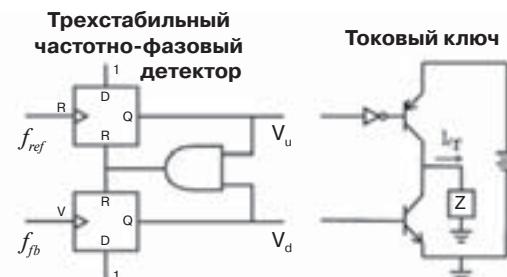
Из линейной макромодели (рис. 2) легко получить передаточные функции от шумовых входов (показаны вертикальными стрелками) на выходе каждого блока к выходу ФАПЧ [5]:

$$\begin{aligned} G^{VCO}(s) &= \frac{s}{s + K(s)}, \quad G^{FD}(s) = \frac{-K(s)}{s + K(s)}, \\ G^{PD}(s) &= \frac{K^{VCO} K^{LF}(s)}{s + K(s)}, \quad G^{LF}(s) = \frac{K^{VCO}}{s + K(s)}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $K(s) = K^{PD} K^{VCO} K^{LF}(s)/N$ , а для фильтра второго порядка с емкостью  $C_0$  и параллельной цепочкой  $rC$

$$K^{LF}(s) = \frac{1}{sC_f} \frac{1+s\tau}{1+s\tau_{seq}}, \quad \tau = rC, \quad \tau_{seq} = rC_{seq}, \quad C_f = C + C_0, \quad C_{seq} = \frac{CC_0}{C_f}. \quad (2)$$

Сигналы, обозначенные стрелками (рис. 2), определяются шумами соответствующего блока, которые определяются путем шумового моделирования этого блока. Для блок-схемы (рис. 2) можно получить эквивалентную электрическую схему, но такая схема не имеет статической рабочей точки (при  $s = 0$ ), которая необходима для выполнения стандартного режима шумового



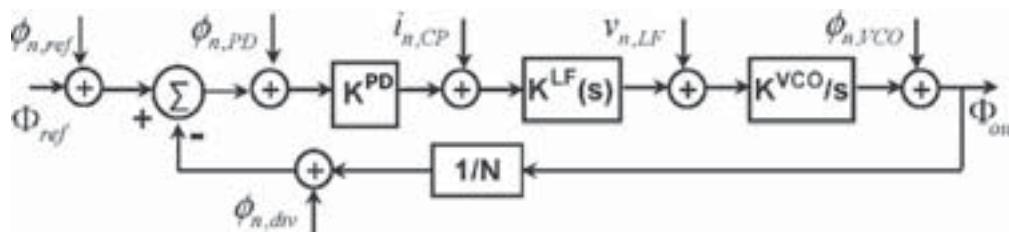


Рис. 2. Линейная макромодель ФАПЧ с шумовыми воздействиями на выходах блоков

анализа. Поэтому было предложено преобразование блок-схемы (рис. 2) к виду эквивалентной блок-схемы, представленной на рис. 3а. В этой блок-схеме, в отличие от рис. 2, сигналы на выходах ГУН и ДЧ, а также опорный сигнал представляют не фазами, а частотами соответствующих сигналов исходной схемы ФАПЧ, а выход блока 1/s (преобразование частоты в фазу) представляет фазу разности опорного сигнала (*ref*) и сигнала обратной связи (*fb*). Данная блок-схема имеет статическую рабочую точку, несмотря на блок 1/s, так как при *s* = 0 входной сигнал этого блока также нулевой. На рис. 3б представлена разработанная принципиальная электрическая схема, соответствующая макромодели рис. 3а. Схема включает управляемые и независимые источники тока, емкости и сопротивления. Полосовой фильтр включается в макромодель непосредственно в виде своей принципиальной схемы.

Замена фазовых переменных в макромодели рис. 2 на частотные переменные в макромодели рис. 3а затрудняет проведение шумового анализа ФАПЧ, так как результатом шумового анализа отдельных блоков является фазовый (а не частотный) шум. Единственным узлом макромодели рис. 3 с фазовой переменной является вход ЧФД, поэтому было предложено все фазовые шумы блоков подключить к этому узлу с соответствующим коэффициентом приведения. В частности, фазовый шум ГУН подключается через коэффициент передачи  $1/N$ , а шумовой выход ФАПЧ берется с этого узла с обратным коэффициентом (*N*). Часть макромодели с источниками фазовых шумов и шумовым выходом ФАПЧ показана на рис. 4а, а полная эквивалентная схема — на рис. 4б.

В эквивалентной схеме шумы блоков задаются шумами источников напряжения (*n\_FD*, *n\_REF*, *n\_VCO*) или тока (*n\_PFD*).

### СХЕМЫ ФАПЧ С ДРОБНЫМ ДЕЛИТЕЛЕМ ЧАСТОТЫ

Как было отмечено выше, целью использования дробного делителя частоты является снижение шага перестройки частоты синтезатора. У ФАПЧ синтезатора с целочисленным ДЧ шаг перестройки частоты совпадает с частотой сравнения  $f_{comp}$  и для высокого частотного разрешения требуется существенное увеличение коэффициента деления *N* в петле ФАПЧ. При этом выходной шум возрастает на  $(10-20) \log(N)$  дБ, что является существенным недостатком при решении современных практических задач. Эти проблемы снимаются синтезаторами частоты с дробным коэффициентом деления  $N_{frac} = N_{int} + \Delta N_{frac}$ , где  $N_{int}$ ,  $\Delta N_{frac}$  представляют соответственно целую и дробную часть дробного коэффициента деления  $N_{frac}$ .

Дробный делитель обеспечивается сигма-дельта модулятором (СДМ), который псевдослучайно переключает коэффициент деления между целыми значениями так, чтобы средний коэффициент  $N_{frac}$  был равен заданному рациональному числу

$$\Delta N_{frac} = \frac{\sum_{i=1}^L \Delta N_i}{L}, \quad N_{frac} = N_{int} + \Delta N_{frac}, \quad (3)$$

где  $\Delta N_i$  — выход СДМ на *i*-м шаге, *L* — длина последовательности переключений на выходе делителя.

Дробная часть коэффициента деления задается в СДМ в виде

$$\Delta N_{frac} = \frac{FRAC}{MOD}, \quad (4)$$

где FRAC — целочисленный вход СДМ, MOD — модуль, используемый в арифметике СДМ.

Обычно в дробных ФАПЧ используются многокаскадные СДМ типа MASH (Multi-Stage Noise Shaping). Количество каскадов определяет порядок СДМ [7].

На рис. 5 представлена блок-схема ФАПЧ с дробным делителем частоты, управляемым  $\Sigma\Delta$  модулятором.

Мгновенное значение частоты всегда отклоняется от среднего, в результате чего на выходе ФАПЧ возникает фазовая ошибка

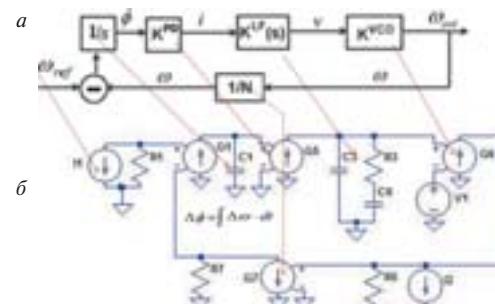


Рис. 3. а) модифицированная линейная макромодель ФАПЧ, обеспечивающая режим по постоянному току; б) принципиальная электрическая схема, соответствующая данной макромодели

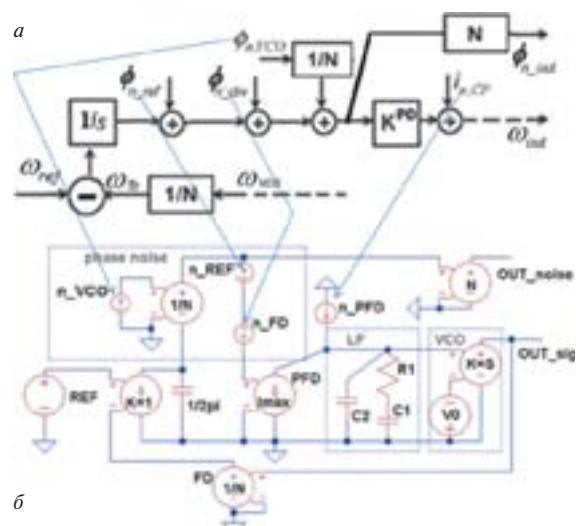


Рис. 4. а) блок-схема ФАПЧ с источниками шумов блоков; б) ее эквивалентная схема

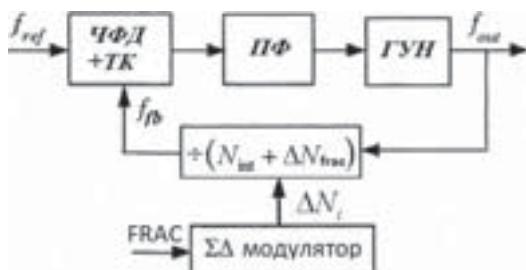


Рис. 5. Блок-схема ФАПЧ с дробным делителем частоты

(дрожание), которая может рассматриваться как шум квантования. Величина фазовой ошибки определяется следующим образом:

$$T_i = T_{VCO} \cdot N_i \quad (5)$$

— период сигнала на  $i$ -м такте на выходе ДЧ,

$$T_{frac} = T_{VCO} \cdot N_{frac} \quad (6)$$

— среднее значение периода сигнала на выходе ДЧ,

$$\Delta\varphi_i = 2\pi(T_{frac} - T_i)/T_{frac} \quad (7)$$

— отклонение фазы сигнала на выходе ДЧ от среднего значения.

Тогда, подставив (5, 6) в (7) с учетом (4), получим выражение для фазового отклонения на  $i$ -м такте на выходе ДЧ:

$$\Delta\varphi_i = (\Delta N_i - \Delta N_{frac}) \cdot 2\pi/N_{frac} \quad (8)$$

Для преобразования последовательности фазовых отклонений (8) в частотный спектр шума квантования можно использовать операцию вычисления периодограммы [8], которая в языке МАТЛАБ имеет вид

$$[Pxx, f] = periodogram(x, window, nfft, fcomp), \quad (9)$$

где  $Pxx$  — массив значений спектральной плотности мощности (СПМ) в частотных точках массива  $f$ ,  $x$  — массив значений фазовых отклонений  $\Delta\varphi_i$ ,  $window$  — оконная функция, обеспечивающая сглаживание результатов,  $nfft$  — количество частотных точек.

### СПЕКТР ШУМА КВАНТОВАНИЯ СИГМА-ДЕЛЬТА МОДУЛЯТОРА И ЕГО ОСОБЕННОСТИ

При низком порядке СДМ и/или малых значениях числителя и знаменателя (FRAC, MOD) дробной части коэффициента деления спектр шума квантования имеет линейный вид, вызванный периодичностью переключений на выходе СДМ. Это видно из результатов, представленных на рис. 6. Результаты получены для ФАПЧ с частотой сравнения  $f_{comp} = 5$  МГц, целая часть коэффициента деления  $N_{int} = 480$ , дробная часть коэффициента деления определяется величинами: FRAC = 2, MOD = 5, т. е.  $\Delta N_{frac} = 2/5 = 0.4$ . Для каждого варианта ДСМ показаны его выходные значения на небольшом интервале во временной области и соответствующий спектр шума квантования, полученный с помощью (8). Описание результатов рис. 6а–г представлено в табл. 1.

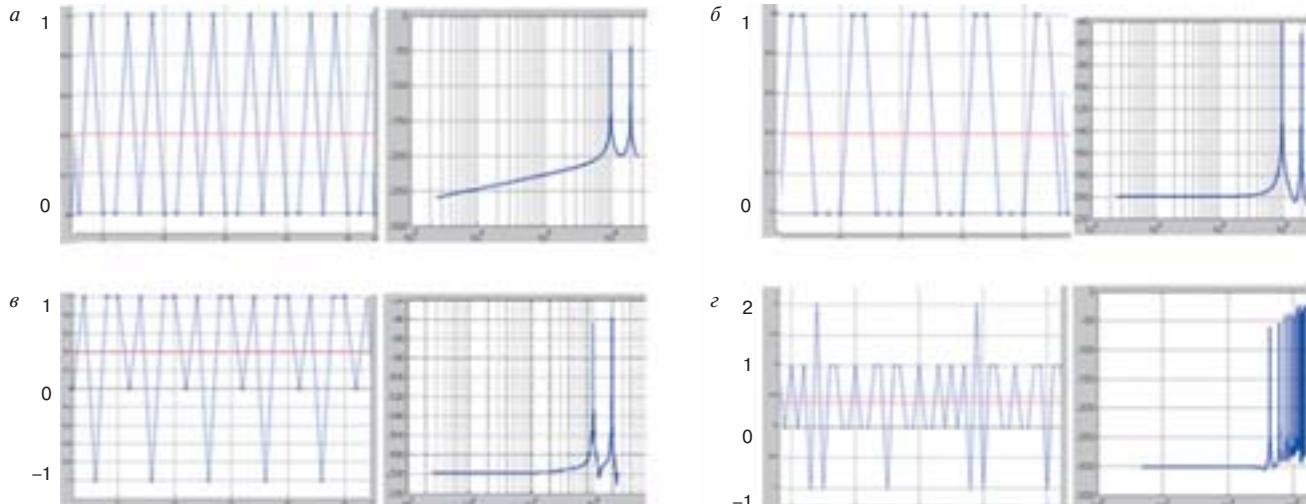


Рис. 6. Результаты потактового моделирования различных вариантов СДМ во временной области и результирующих спектров шума квантования. Красная линия показывает значение дроби 2/5

Таблица 1. Характеристика результатов моделирования СДМ (рис. 6а–г)

№	Порядок	min/max	$f_{noise}$	$l$	Последовательность одного периода
а	1	0/1	1 МГц	5	... 0 0 1 0 1 ...
б	2	0/1	1 МГц	5	... 0 1 1 0 0 ...
в	3	-1/1	1 МГц	5	... 0 1 -1 1 1 ...
г	2'	-1/2	0,2 МГц	25	... 0 1 -1 2 -1 1 1 0 0 1 0 0 1 1 -1 1 1 0 0 1 0 0 1 0 1 ...

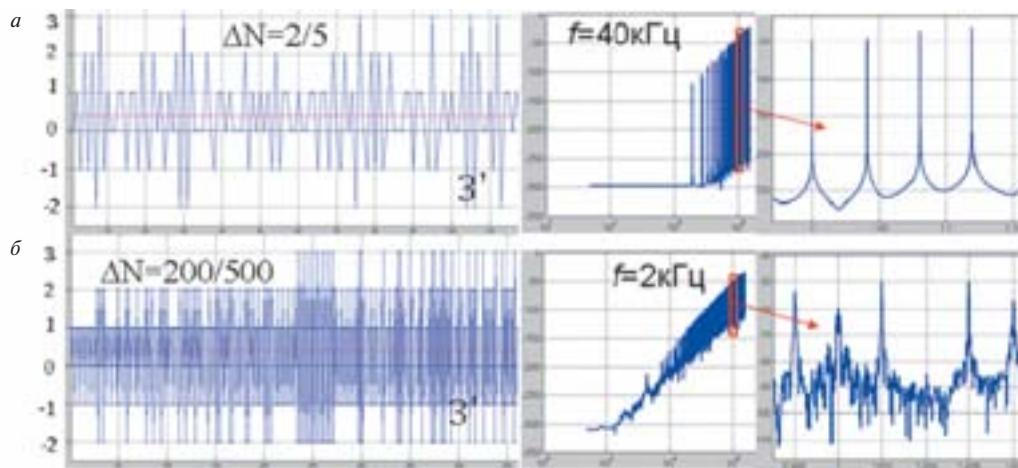


Рис. 7. Результаты потактового моделирования СДМ порядка 3' во временной области и результирующих спектров шума квантования. Отдельно показан узкий участок спектра вблизи 1 МГц

В графах таблицы указаны соответственно:

- номер рисунка (а—г);
- порядок СДМ;
- диапазон значений  $\Delta N_i$  на выходе СДМ;
- длина последовательности  $\Delta N_i$  на одном периоде;
- значения  $\Delta N_i$  на одном периоде.

Из рис. 6 и табл. 1 видно, что малые значения порядка или числителя/знаменателя дроби приводят к линейному спектру шума квантования, что не обеспечивает удовлетворительные характеристики ФАПЧ.

На рис. 7 показаны результаты моделирования СДМ порядка 3 с методом Сонга и Парка [7] (на рисунке порядок обозначен как 3'). Отдельно показан узкий участок спектра вблизи 1 МГц. Приведенены результаты для двух представлений значения 0,4 для дробной части: а) FRAC = 2, MOD = 5 и б) FRAC = 200, MOD = 500. В этих случаях затруднена явная оценка периодической последовательности по представлению во временной области. Однако показанные справа графики спектров на узком участке спектра вблизи 1 МГц явно демонстрируют периодический характер последовательностей с частотами  $f = 40$  кГц (для рис. 7а) и  $f = 2$  кГц (для рис. 7б).

Таким образом, видимая на графике шумового спектра фигура в виде размытой полосы представляет собой совокупность отдельных спектральных линий. При этом высота этих линий (ширина спектральной полосы) зависит от количества тактов в процессе временного моделирования СДМ. Этот эффект можно видеть на рис. 8, где показаны результаты моделирования простейшего СДМ первого порядка при различной длине последовательности тактов — 20000 и 200000 шагов, соответственно.

Из рис. 8 видно, что при увеличении количества шагов в 10 раз амплитуда первой гармоники снижается на 10 дБ (т. е. в 10 раз). При этом ширина полосы, занимаемой этой гармоникой, увеличивается также в 10 раз, и полная мощность полосы, занимаемой гармоникой, не меняется.

Следовательно, верхняя огибающая полосы спектра не может быть однозначной характеристикой шума квантования, и следует найти более объективную оценку.



Рис. 8. Результаты потактового моделирования СДМ первого порядка. Показаны участки спектра вблизи первой гармоники 1 МГц при различном количестве шагов

#### УЧЕТ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ЭФФЕКТОВ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ШУМА КВАНТОВАНИЯ

Для того чтобы получить спектр шума квантования в виде однозначной линии (а не широкой полосы), дающей объективную оценку уровня шума, не зависящую (или достаточно слабо зависящую) от количества шагов моделирования СДМ, предлагается после определения СПМ (9) применить к результату алгоритм усреднения, основанный на следующих принципах:

- пользователем задается плотность точек усреднения (количество точек/декаду),
- строится кривая с использованием следующего критерия: интегральный шум между точками усреднения должен быть одинаков для исходного и сглаженного спектров.

Построение кривой производится на основе следующих формул.

Для оценки интегрального шума используется метод трапеций

$$S_{i+1} - S_i = 0.5 \cdot (s_{i+1} + s_i) \cdot (f_i - f_{i-1}), \quad (10)$$

где  $s_i$ ,  $S_i$  — шум квантования и интегральный шум в частотной точке  $f_i$ .

Из (10) получаем окончательную формулу для интегрального шума

$$S_k = \sum_{i=1}^k 0.5 \cdot (s_{i+1} + s_i) \cdot (f_i - f_{i-1}) \quad (11)$$

Для оценки шума в точках усреднения также воспользуемся формулой (10), записав ее относительно точек усреднения  $f_m$  и получив из нее значение  $s_m$ .

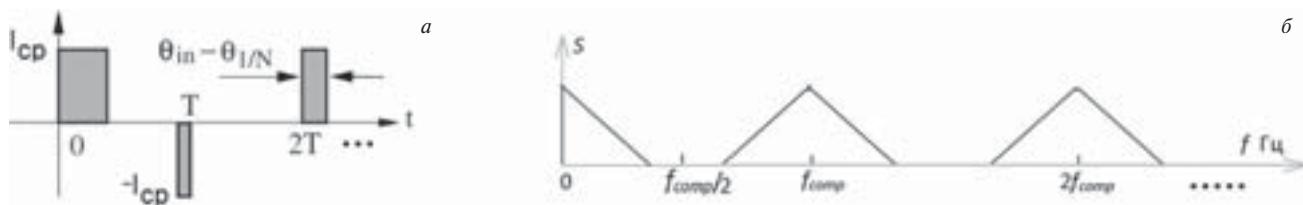


Рис. 9. Широтно-модулированные импульсы тока на выходе токового ключа (а); соответствующий им спектр треугольного модулирующего сигнала (б)

$$s_{m+1} = 2 \cdot (S_{m+1} - S_m) / (f_m - f_{m-1}) - s_m \quad (12)$$

Другой фактор, который нужно учесть в алгоритме оценки спектра, — это эффект трансляции спектра в боковые полосы гармоник частоты сравнения на выходе токового ключа в частотно-фазовом детекторе [9]. Этот эффект проиллюстрирован на рис. 9, где показаны широтно-модулированные импульсы тока и пример соответствующего им спектра треугольного модулирующего сигнала.

То есть, если фазовый шум на входе ЧФД определяется СПМ  $S(f)$  в диапазоне  $0 < f < f_{\text{comp}}/2$ , то в диапазонах боковых полос гармоник частоты сравнения СПМ вычисляется как

$$S\left(f + n \frac{f_{\text{comp}}}{2}\right) = \begin{cases} S(f) & \text{при } n = 2k \\ S\left(\frac{f_{\text{comp}}}{2} - f\right) & \text{при } n = 2k + 1 \end{cases} \quad (13)$$

Для удобства вычислений целесообразно рассматривать эффект (13) на выходе делителя частоты, а не токового ключа.

Используя выражения (11–13) совместно с (1, 2), можно получить для СДМ рис. 6б спектры шума на выходе делителя и на выходе ФАПЧ в виде, представленном на рис. 10а, б.

Шум, показанный на рис. 10, получен моделированием СДМ на основе 2000 тактов. Зависимость максимального значения шума на выходе делителя частоты от количества тактов представлена в табл. 2.

Приведенные результаты подтверждают независимость усредненного шума от количества тактов при моделировании.

## АЛГОРИТМ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПОЛНОГО ШУМА И ПРИМЕР РАСЧЕТА

В целом алгоритм расчета полного шума можно задать следующими шагами:

1. Пошаговое моделирование СДМ.
2. Преобразование отклонений коэффициента деления  $\Delta N_i$  к отклонениям фазы  $\Delta\phi_i$  (8).
3. Получение СПМ применением (9).
4. Учет трансляции спектра в боковые полосы гармоник  $f_{\text{comp}}$  в токовом ключе (13).
5. Усреднение спектра (11, 12).
6. Формирование шумового файла СДМ.
7. Полученный шумовой файл подключается к источнику напряжения. Источник включается в эквивалентную схему рис. 4б последовательно с источником напряжения, представляющим результатирующий шум электронных компонентов на выходе делителя частоты (рис. 11).
8. После формирования шумовых файлов остальных блоков проводится шумовое моделирование эквивалентной схемы в SPECTRE RF для определения шума на выходе ФАПЧ.

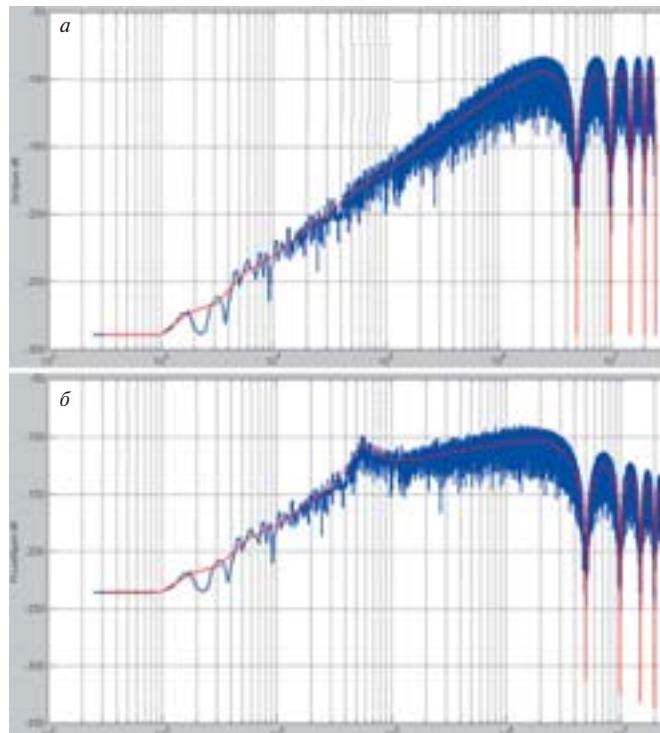


Рис. 10. Спектр шума на выходе делителя частоты (а) и на выходе ФАПЧ (б). Синий цвет — исходный шум, красный цвет — усредненный шум

Таблица 2. Зависимость максимального значения шума на выходе делителя частоты от количества тактов

Количество тактов	Исходный шум в точке максимума	Усредненный шум в точке максимума
2000	-86,9 дБ	-93,7 дБ
20 000	-83,0 дБ	-93,6 дБ
200 000	-73,2 дБ	-93,6 дБ

Пример результатов моделирования полного шума на выходе ФАПЧ, полученный на основе эквивалентной схемы, представлен

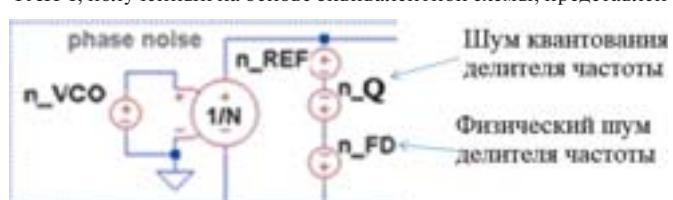


Рис. 11. Включение в эквивалентную схему источника напряжения с файлом шума квантования делителя частоты

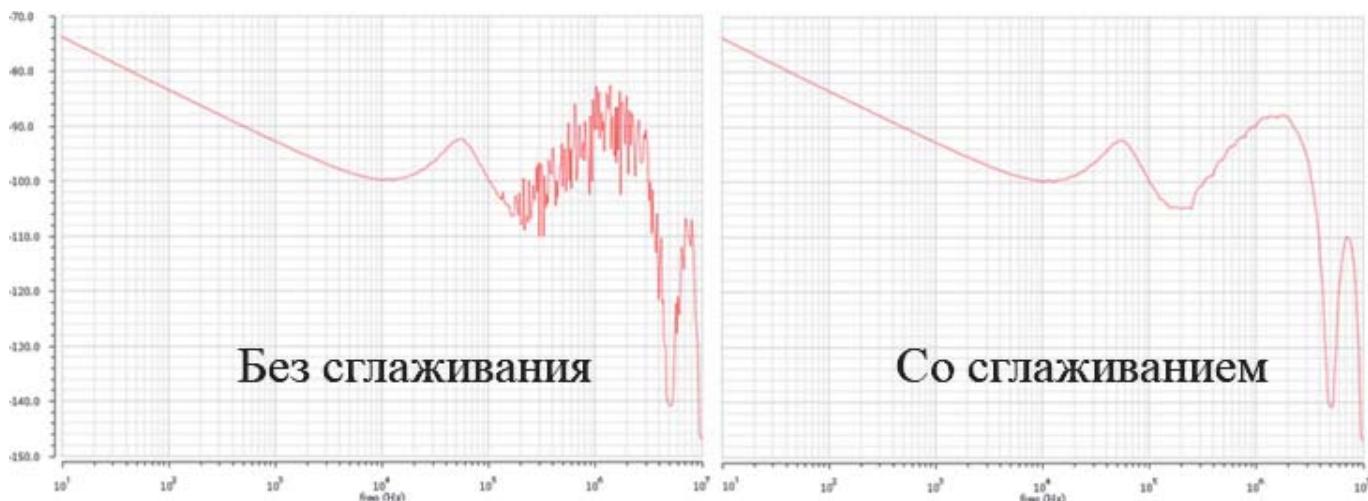


Рис. 12. Пример результатов моделирования полного шума на выходе ФАПЧ

на рис. 12. Он получен для ФАПЧ с параметрами:  $f_{ref} = 5$  МГц,  $I_{cp} = 3,8$  мА,  $f_{VCO} = 2400$  МГц,  $K_{VCO} = 21$  МГц/В.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе новыми являются следующие положения и результаты:

- метод использования электрических макромоделей ФАПЧ для анализа шумовых характеристик синтезатора частот с дробным коэффициентом деления;

- алгоритмы и программы расчета спектра шума квантования на выходе делителя частоты, включающие потактовое моделирование  $\Sigma\Delta$  модулятора, получение спектра шума квантования, сглаживание и усреднение спектра, трансляцию спектра в полосы гармоник частоты сравнения.

Тестовые эксперименты подтвердили применимость предложенного подхода к моделированию фазового шума ФАПЧ с дробным коэффициентом деления.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Черных А. В. Цифровой сигма-дельта модулятор // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем — 2008. Сборник научных трудов / Под общ. ред. А.Л. Стемпковского. — М.: ИППМ РАН, 2008. — С. 366–369.
2. Gourary M. M., Rusakov S. G., Ulyanov S. L., Zharov M. M., Mulvaney B. J. *Approximation Approach for Timing Jitter Characterization in Circuit Simulators* // Proc. of DATE 2003 Conf., Munich, — pp. 156–161.
3. Гураиль М. М., Жаров М. М., Ионов Л. П., Мухин И. И., Русаков С. Г., Ульянов С. Л. *Моделирование характеристик ФАПЧ на основе представления фазовой макромодели в виде эквивалентной электрической схемы* // Наноиндустрия, 2017, № 74. — С. 351–356.
4. Cadence Virtuoso Spectre Simulator Datasheet, [http://www.cadence.com/rf/Resources/datasheets/virt\\_uoso\\_mmsim.pdf#page=4](http://www.cadence.com/rf/Resources/datasheets/virt_uoso_mmsim.pdf#page=4), 2014.
5. Русаков С. Г. *Моделирование нелинейных радиочастотных схем в системах автоматизации схемотехнического проектирования* // Автоматизация проектирования РАН. — 1997. — Вып. 2. — С. 2–8.
6. Kundert K. *Predicting the Phase Noise in PLL-based Frequency Synthesizers*, [www.designers-guide.org/Analysis](http://www.designers-guide.org/Analysis).
7. Keliu Shu, Edgar Sánchez-Sinencio. *CMOS PLL Synthesizers: Analysis and Design*. — 2005.
8. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов, СПб.: Питер, 2003, 607 с.
9. Vanassche P., Gielen G. and Sansen W. *Symbolic Modeling of Periodically Time-varying Systems Using Harmonic Transfer Matrices* // IEEE Trans. on Computer-Aided Design, Vol. 21, № 9, 2002, pp. 1011–1024.

**ТЕХНОСФЕРА**  
РЕКЛАМНО-ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ЦЕНТР

ЭЛЕКТРОНИКА  
НАУКА  
ТЕХНОЛОГИЯ  
БИЗНЕС

НАНОИНДУСТРИЯ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

ФОТОНИКА

ПЕРВАЯ  
МИЛЛИЯ

Аналитика  
НАУКА | ПРОЕКТИРОВАНИЕ | ПРОИЗВОДСТВО

СТАНКОИНСТРУМЕНТ  
НАУКА | ПРОЕКТИРОВАНИЕ | ПРОИЗВОДСТВО