

Маршрут характеристики и методика моделирования синтезатора частот

М.М. Гурарий¹, М.М. Жаров¹, Л.П. Ионов², И.И. Мухин², И.М. Тен², С.Л. Ульянов¹

¹Федеральное государственное бюджетное учреждение науки “Институт проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук” (ИППМ РАН), г. Москва, zarov@ippm.ru

²АО «НИИМА-ПРОГРЕСС»

Аннотация — В работе представлен маршрут характеристики и методика моделирования синтезатора частот на основе представления фазовой макромоделли в форме эквивалентной электрической схемы, содержащей независимые и управляемые источники тока или напряжения, резисторы и емкости. Проведенные вычислительные эксперименты и сравнение результатов моделирования с измеренными характеристиками показали высокую вычислительную эффективность предложенного подхода при оценке фазовых шумов синтезатора частот.

Ключевые слова — синтезатор частот; фазовая автоподстройка частоты; фазовый шум; джиттер; шумовой анализ; передаточная функция; эквивалентная схема.

I. ВВЕДЕНИЕ

Синтезаторы частоты – это устройства, обеспечивающие генерацию высокостабильных частот в заданном диапазоне в соответствии с цифровым сигналом управления. В современной связной аппаратуре широко используются синтезаторы на базе схем с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). Наиболее важным параметром ФАПЧ является фазовый шум, характеризующий качество сигнала и существенно влияющей на избирательность приемника. Чем ниже фазовый шум, тем меньше фазовая ошибка при умножении частоты модулирующего сигнала в приемопередающей аппаратуре и тем больше у разработчиков возможности увеличить допуск на линейность усилителя мощности – самого сложного с точки зрения проектирования блока в приемном тракте систем связи.

Исследование характеристик схем ФАПЧ на транзисторном уровне при оценке фазовых шумов с помощью программ схемотехнического моделирования требует высоких вычислительных затрат. Высокая трудоёмкость моделирования стала мотивацией разработки различных подходов на основе построения макромоделей синтезатора.

Большинство из существующих систем моделирования ФАПЧ используют поведенческие макромоделли [1-4], имеющие сравнительно высокие

вычислительные затраты, связанные с малым шагом по времени (не превышающим период управляемого генератора), и с величиной интервала моделирования, которая должна обеспечить получение стационарного решения. Другим ограничением подхода [1-4] является то, что он ориентирован только на шумовой анализ ФАПЧ и не решает таких задач, как переходные процессы в ФАПЧ (в частности оценка времени установления стационарного режима), анализ устойчивости.

В работе [5] предложен другой подход к фазовому макромоделлированию ФАПЧ, основанный на представлении фазовой макромоделли в виде эквивалентной электрической схемы. Такой подход позволяет моделировать различные режимы ФАПЧ, дает возможность учесть нелинейности характеристик блоков и может быть реализован в рамках любой системы схемотехнического моделирования. В [5] излагаются общие принципы разработанного подхода, которые могут использоваться в рамках любой системы моделирования. Внедрение подхода в конкретную систему с учетом особенностей представления исходных данных, задания режимов моделирования и формирования результатов является самостоятельной задачей, необходимой для практического использования предложенного подхода.

Цель данной статьи - предоставить разработчику средства для моделирования полного фазового шума синтезатора частот, что позволит выявить в схеме элементы, обеспечивающие наибольший вклад фазового шума отдельных блоков в полный фазовый шум синтезатора частот. Работа выполнена на основе системы моделирования SPECTRE-RF [6].

II. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА МАКРОМОДЕЛИ СИНТЕЗАТОРА ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ ШУМОВОГО АНАЛИЗА

При малом возмущении схема ФАПЧ, блок-схема которой представлена на рис.1, описывается линеаризованными характеристиками блоков вблизи стационарного режима. Частотно-фазовый детектор (ФД, PD) представляется безынерционным коэффициентом передачи $K^{PD} = \frac{I_{\max}}{2\pi}$, где I_m – максимальный ток ключа. Генератор, управляемый

напряжением (ГУН, VCO), характеризуется коэффициентом чувствительности частоты к входному напряжению K^{VCO} . Фазовая модель ГУН описывается как интегратор с передаточной функцией $\frac{K^{VCO}}{j\omega}$.

следует из известного представления мгновенной частоты как производной от фазы по времени. Коэффициент передачи делителя по частоте и фазе (ДЧ, FD) равен $1/N$, где N - коэффициент деления. Полосовой фильтр (ПФ, LF) с передаточной функцией $K^{LF}(\omega)$.

Шумовая макромодель ФАПЧ представляется в виде линейной системы с обратной связью (рис. 1), переменными состояниями которой являются возмущения напряжения на выходе ФНЧ и фазы на выходах ГУН и ДЧ. На выходе каждого блока его собственные шумы в виде внешнего источника суммируются с шумами в петле обратной связи.

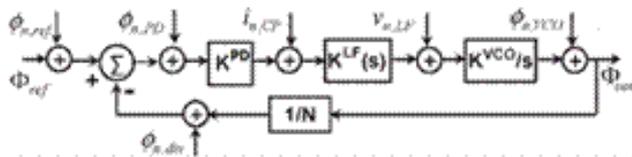


Рис. 1. Фазовая макромодель ФАПЧ с шумовыми воздействиями на выходах блоков

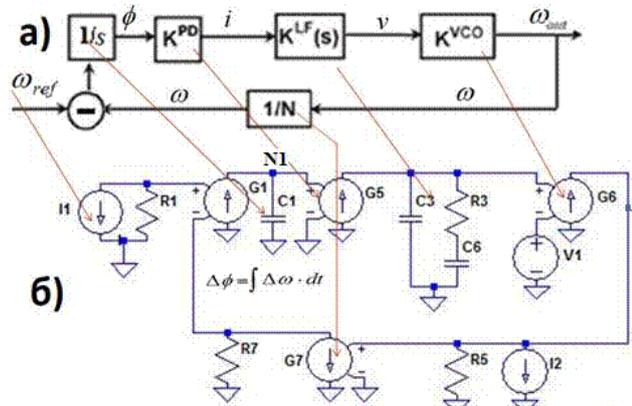


Рис. 2. а) фазовая макромодель ФАПЧ, обеспечивающая режим по постоянному току, б) принципиальная электрическая схема, соответствующая данной макромодели

Для блок-схемы (рис. 1) можно получить эквивалентную электрическую схему, но такая схема не имеет статической рабочей точки (при $s=0$), которая необходима для выполнения стандартного режима шумового анализа. Поэтому было предложено преобразование этой блок-схемы к виду, представленному на рис. 2а. В ней, в отличие от блок-схемы на рис. 1, сигналы на выходах опорного генератора, ГУН и ДЧ, представляют не фазы, а частоты соответствующих сигналов исходной схемы ФАПЧ. На выходе блока $1/s$ (преобразование частоты в фазу) формируется фаза разности опорного сигнала и сигнала обратной связи. 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. 2б представлена разработанная принципиальная электрическая схема, соответствующая макромодели рис. 2а. Схема включает управляемые и независимые источники тока, емкости и сопротивления. Полосовой фильтр представляется в макромодели непосредственно принципиальной схемой.

Для проведения шумового анализа требуется задание шумовых характеристик блоков, что достигается включением в схему (рис. 2б) нулевых источников сигнала с шумовым спектром соответствующего блока. Тогда результатом шумового моделирования будет спектр фазовых искажений на выходе синтезатора. Включение шумовых источников в схему рис. 2б осложняется тем, что напряжения на выходах ГУН и ДЧ равны частоте, а не фазе соответствующего сигнала. В то же время шумовые характеристики генератора опорной частоты, ГУН и ДЧ определяются в виде фазового шума. Фазовая переменная отображается в схеме лишь напряжением в узле N_j .

Поэтому в эквивалентной схеме для шумового анализа ФАПЧ (рис. 3) шумы каждого блока приводятся умножением на соответствующий коэффициент к шумам узла N_j . Выходной фазовый шум определяется шумом в OUT_noise , приведенным к выходу ГУН, т.е. умноженным на коэффициент деления N . Коэффициенты приведения реализуются в эквивалентной схеме линейными управляемыми источниками с соответствующим коэффициентом передачи.

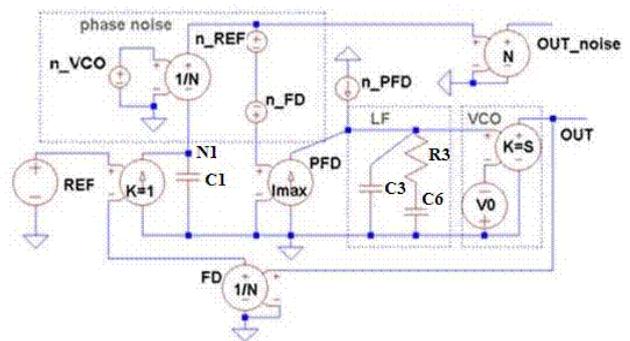


Рис. 3. Эквивалентная схема синтезатора частот с учетом шумовых источников основных блоков: n_VCO – фазовый шум блока ГУН; n_REF – фазовый шум блока генератора опорной частоты; n_FD – фазовый шум блока делителя в цепи обратной связи; n_PFD – электрический шум частотно- фазового детектора

Коэффициенты передаточных функций основных блоков представлены на рис. 2.

А. Блок опорного сигнала:

- I_1 – источник тока, значение которого (А) равно круговой частоте опорного сигнала (МГц).

- $R1=1\Omega$ – вспомогательное сопротивление для формирования значения опорной частоты в виде управляющего напряжения.

B. Блок интегрирования (1/s):

- G1 - источник тока, управляемый напряжением, с коэффициентом передачи $g_m=1$.
- C1=1e-6 – емкость интегрирования тока со значением, обеспечивающим требуемое масштабирование (A->МГц).

C. Блок ЧФД+ТК:

- G5 - источник тока, управляемый напряжением с коэффициентом передачи $g_m=I_m/2\pi$ (I_m –ток ключа).

D. Блок ПФ:

- C3, R3, C6 – компоненты фильтра.

E. Блок ГУН:

- V1 – источник напряжения для задания рабочей точки ГУН по входу;
- G6 - источник тока, управляемый напряжением с коэфф. передачи (g_m), равным чувствительности круговой частоты ГУН к управляющему напряжению (K^{VCO}).
- I2 – источник тока, значение которого (A) равно круговой частоте в рабочей точке ГУН (F^{VCO} – в МГц);

- R4=1 Ω – вспомогательное сопротивление для формирования выходной частоты в виде напряжения;

F. Блок ДЧ:

- G4 - источник тока, управляемый напряжением с коэфф. передачи $g_m=1/N$;

$R3=1\Omega$ – вспомогательное сопротивление для формирования выходной частоты делителя в виде напряжения.

III. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ОСНОВНЫХ БЛОКОВ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ

A. Параметры линеаризованной модели

- величина управляющего напряжения ГУН для фиксированной частоты (V_{tune});
- коэффициент чувствительности частоты к управляющему напряжению ГУН (K^{VCO}) и источник тока (I_1), значение которого равно круговой частоте в рабочей точке ГУН;
- величина максимального тока токового ключа (I_{max});
- величина коэффициента деления в петле обратной связи (N).

B. Расчет параметров передаточной функции ГУН

ГУН характеризуется коэффициентом чувствительности частоты к входному напряжению

$$K^{VCO} = \frac{dF^{VCO}}{dv} . \text{ Фазовая модель (ГУН, VCO)}$$

описывается как интегратор с передаточной функцией $\frac{K^{VCO}}{j\omega}$. Это следует из известного представления мгновенной частоты как производной от фазы по времени. Для расчета параметра K^{VCO} строится зависимость $F_{\text{АОФ}} = f(V_{tune})$. Расчеты выполняются с помощью системы моделирования SPECTRE-RF в режиме PSS. Такая зависимость представлена на рис. 4.

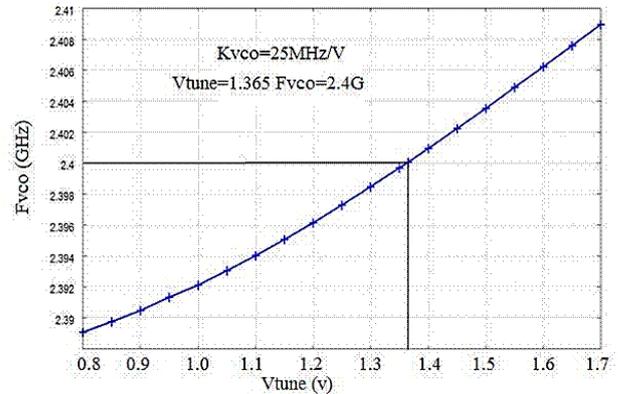


Рис. 4. Зависимость частоты ГУН от управляющего напряжения Vtune

Для выбранной центральной частоты чувствительность определяется как производная $\frac{dF}{dV_{tune}}$. В данном случае на частоте 2400М, коэффициент чувствительности будет равен 25MHz/V. Вторым параметром ГУН является величина тока, пропорциональная величине его частоты. На эквивалентной схеме этот параметр представлен источником тока (I_1)

C. Определение параметров передаточной функции фазового детектора

Модель ФД представляется безынерционным коэффициентом передачи $K^{PD} = \frac{dF^{PD}}{d\phi}$ (для ФАПЧ с подкачкой заряда $K^{PD} = \frac{I_{max}}{2\pi}$, где I_{max} – максимальный ток ключа).

Фазовый детектор является одним из основных источников фазового шума синтезатора. Исследование его характеристик дает ответ на вопрос применения линейной фазовой макромодели (наличие или отсутствие мертвой зоны), наличие разбаланса токов в токовом ключе, наличие сдвига фаз между частотами опорного сигнала и сигнала в петле обратной связи при $I_{cp} = 0$ (значение тока нулевой гармоники).

В [5] отмечалось, что одним из условий применения линейной фазовой модели является отсутствие «мертвой зоны». Поэтому требуется проверка этого условия. На рис. 5 показана зависимость $I_{cp} = f(delay)$ в окрестности задержки равной нулю. Наличие линейной зависимости в требуемой области свидетельствует об отсутствии «мертвой зоны», что позволяет применить фазовую макромодель для решения поставленной задачи. Для определения параметра передаточной функции (I_{max}) выполняется расчет установившегося периодического режима (PSS) при задании для одного из входных сигналов задержки равной около 1/4 периода.

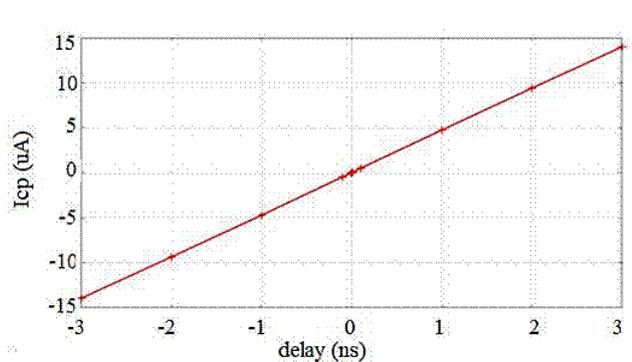


Рис. 5. Зависимость $I_{cp} = f(delay)$ для фазового детектора

IV. ФОРМИРОВАНИЕ ИСТОЧНИКОВ ШУМА ОСНОВНЫХ БЛОКОВ СИНТЕЗАТОРА

A. Формирование спектра фазового шума генератора управляемого напряжением

Табличная модель вычисляется при полученных выше параметрах частоты ГУНа (2400M), управляющем напряжении (1.365v) и для заданного частотного диапазона в режиме PSS+PNOISE с использованием программы анализа SPECTRE-RF. Из меню (верхняя строка рис. 6) выбирается команда 'Analyses' и устанавливаются параметры для выполнения PSS (начальная частота, количество гармоник, выходные узлы). Эти параметры представлены в правой части рис. 6. Для выполнения Pnoise устанавливаются (в логарифмическом масштабе) количество частотных точек на декаду, частотный диапазон и выходные узлы. Эта информация представлена на второй строчке рис. 6. Для расчета установившегося режима (PSS) задаются: начальная частота генерации (2400M) и величина управляющего напряжения (V_{une}). Для получения табличной модели $PSD = f(\omega)$ задаются: частотный диапазон для частоты отстройки и выходные узлы схемы (net7, net8). Полученная зависимость $PSD = f(\omega)$ в диапазоне частот (частота отстройки) от 10Hz до 1 MHz при управляющем напряжении 1.365v приведена на рис. 7.

Табличная зависимость сохраняется в файле n_VCO.

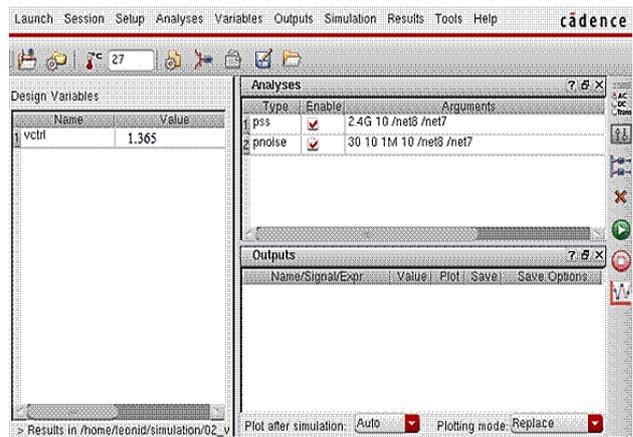


Рис. 6. Задание на для расчета установившегося режима (PSS) и зависимости PNOISE от частоты с помощью программы SPECTRE-RF

Табличная зависимость сохраняется в файле NOISE_VCO.

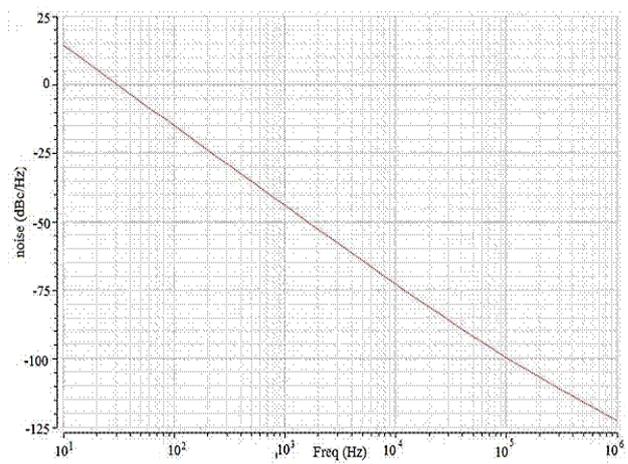


Рис. 7. Зависимость PNOISE от частоты отстройки для генератора управляемого напряжением

B. Формирование спектра электрического шума фазового детектора

Табличная модель электрического шума вычисляется при полученных выше параметрах: частоты сравнения (частота опорного сигнала и частота F^{VCO}/N), разности фаз для заданного частотного диапазона в режиме PSS+PNOISE с использованием SPECTRE-RF. Для вычисления установившегося периодического режима используется команда PSS с заданной частотой сравнения (см. рис. 8.). Для спектра электрического шума задается вид анализа PNOISE с указанием диапазона частот и выходного узла. Полученная зависимость электрического шума от частоты отстройки в диапазоне частот от 10Hz до 1 MHz приведена на рис. 9. Табличная зависимость сохраняется в файле n_PFD.

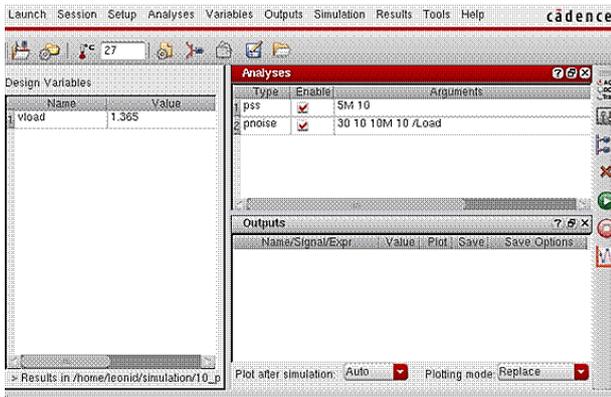


Рис. 8. Задание на выполнение зависимости электрического шума от частоты отстройки для фазового детектора с помощью программы SPECTRE-RF

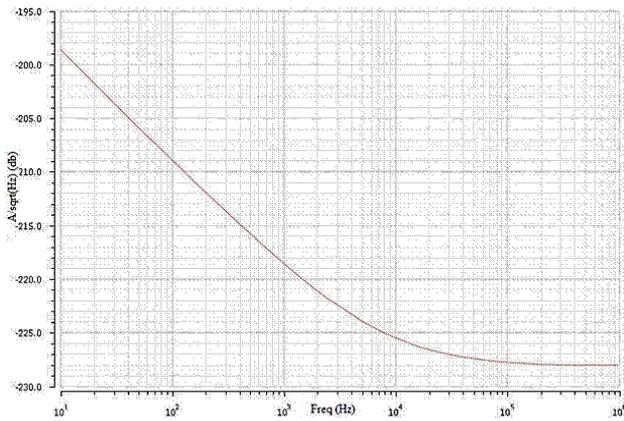


Рис. 9. Зависимость электрического шума от частоты отстройки для фазового детектора

Формирование спектра фазового шума делителя синтезатора частот

В работе [7], учитывая особенности устройств с импульсными сигналами предлагается вычислять фазовый шум через jitter. В данной работе для вычисления jitter используется метрика,

$$J_{ee}(i) = \sqrt{\text{var}(\delta t_i)}$$

которая характеризует задержку сигнала на величину δt_i . Программа SPECTRE-RF такую возможность предоставляет. Из меню (верхняя строка рис. 10) выбирается команда 'Analyses' и устанавливаются параметры для выполнения PSS (частота на выходе делителя - 5М и количество гармоник - 10). Эти параметры представлены в правой части рис. 10 (верхняя строка). Для выполнения Pnoise устанавливаются (в логарифмическом масштабе) количество частотных точек на декаду, частотный диапазон и выходные узлы схемы делителя. Эта информация представлена на второй строке рис. 10.

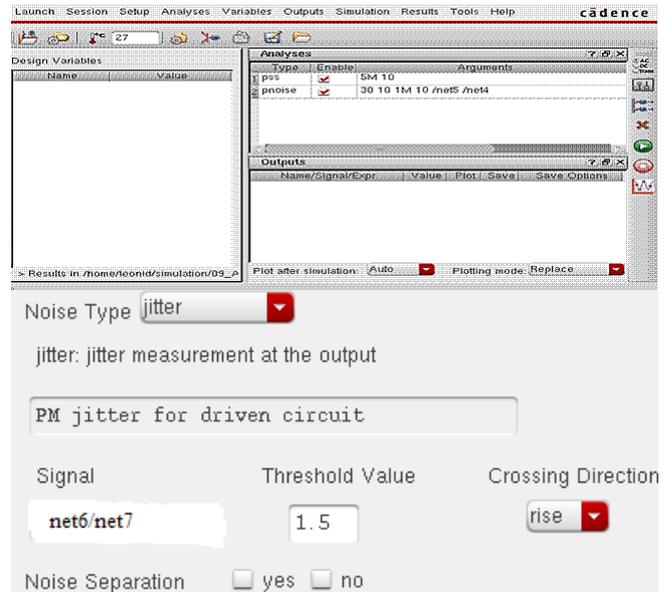


Рис.10. Задание на расчет установившегося режима (PSS) и зависимости фазового шума от частоты отстройки с помощью PNOISE для делителя частот

Для расчета фазового шума через jitter задаются параметры (рис. 10): величина порогового напряжения (threshold=1.5v) и, если оценка ведется по переднему фронту, то (crossing direction=rise) и выходные узлы – net6/net7.

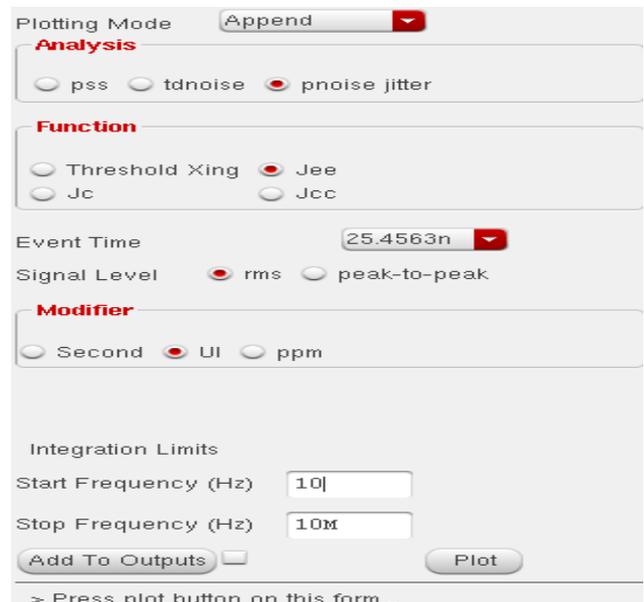


Рис.11. В таблице заданы параметры для вычисления jitter делителя частоты

Для визуализации результатов моделирования необходимо установить параметры на рис. 11. Необходимые установки отмечены красным цветом. Задается метрика для вычисления фазового шума через jitter (Jee) и в заданном частотном диапазоне вычисляется в безразмерных единицах $\text{rms}(UI)/\sqrt{\text{Hz}}$. Фазовый шум (в rad) может быть

получен умножением $\text{rms}(UI)/\sqrt{\text{Hz}}$ на 2π . Табличная зависимость сохраняется в файле n_FD.

V. РАСЧЕТ ПОЛНОГО ФАЗОВОГО ШУМА СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ, ПРЕДСТАВЛЕННОГО МАКРОМОДЕЛЮ

На рис. 12 представлена исходная информация для выполнения шумового моделирования: частота опорного сигнала (F_{ref}), частота ГУН (F_{vco}), максимальный ток токового ключа (I_{cp}), коэффициент чувствительности ГУН (K_{vco}), коэффициент деления в цепи обратной связи (N), коэффициент деления опорной частоты (R). Эта информация в виде параметров передаточных функций помещена в левой части рисунка. Задание на выполнение шумового анализа (noise) в правой части рисунка. Для выполнения шумового анализа указываются диапазон частот и количество точек на декаду (для логарифмического масштаба). Табличные модели шумовых источников размещаются в файлах n_VCO, n_REF, n_FD, n_PFD. Источник шума n_REF (рис. 3) представляется реально двумя составляющими – усилитель-ограничитель (при синусоидальной форме сигнала опорной частоты) сигнала опорной частоты (n_BUF) и делитель опорной частоты (n_REF).

Полный фазовый шум синтезатора вычисляется программой SPECTRE-RF с помощью стандартного вида анализа noise. На рис. 14 даны зависимости фазового шума от частоты отстройки, полученные моделированием (кривая голубого цвета), и кривая (красного цвета), полученная из эксперимента. Из приведенных зависимостей следует, что максимальное отклонение не превосходит 2%.

Полученные результаты свидетельствуют об адекватности модели, представленной эквивалентной схемой, реальной модели синтезатора частот. Вычислительные затраты на моделирование фазового шума составляют не более (2-5) минут. Моделирование же фазового шума с полной моделью на транзисторном уровне могут составлять десятки часов.

Вклад фазового шума каждого из блоков синтезатора частот в его полный шум представлен на рис. 13. Наибольший вклад в полный фазовый шум дают 3 блока. 41.98% составляет фазовый шум от блока усилителя - ограничителя сигнала опорной частоты (n_Buf). 31% составляет фазовый шум от сопротивления петлевого фильтра. 23.31% составляет шум фазового детектора (n_PFD). Остальные блоки вносят незначительный вклад в полный фазовый шум синтезатора частот. В дальнейшем можно обратиться к принципиальным схемам и выявить элементы (транзистор, резистор, емкость), обеспечивающие наибольший вклад в фазовый шум данного блока.

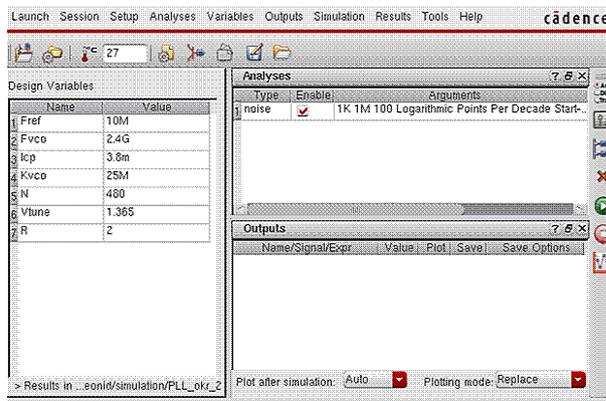


Рис. 12. Задание на расчет фазового шума синтезатора частот

Device	Param	Noise Contribution	% Of Total
/n_Buf	ext_file_noise	7.90474e-07	41.98
/Rfilt	rn	5.83731e-07	31.00
/n_PFD	ext_file_noise	4.38952e-07	23.31
/n_REF_div	ext_file_noise	4.14639e-08	2.20
/n_presc_drv	ext_file_noise	2.67261e-08	1.42
/n_kmpov_drv	ext_file_noise	8.50654e-10	0.05

Рис. 13. Вклад отдельных блоков в полный фазовый шум синтезатора частот

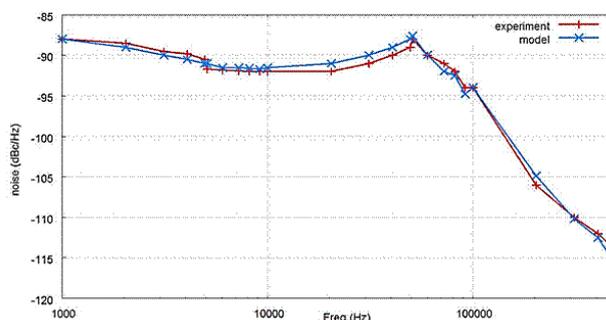


Рис. 14. Зависимости полного фазового шума от частоты отстройки, полученные моделированием и экспериментальным путем

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложен маршрут характеристики синтезатора частот. Для предложенной ранее макромоделли синтезатора частот [5] разработаны основные шаги определения параметров основных блоков синтезатора и сопутствующих им шумов. Практически обоснована применимость линейной фазовой макромоделли, требующая отсутствия «мертвой зоны» (сохранение линейности в начале координат). Подтверждением тому является зависимость, приведенная на рис. 5. Результаты сравнения, полученные с помощью моделирования и результатов эксперимента, свидетельствуют об адекватности используемой и реальной модели синтезатора. Разработчику предоставляется возможность оценить вклад фазового шума каждого из блоков в полный фазовый шум синтезатора частот. Предлагаемый подход существенно сокращает вычислительные затраты при

оценке фазового шума синтезатора частот (несколько десятков секунд).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Kundert K., Predicting the Phase Noise in PLL-based frequency synthesizers, www.designers-guide.org/Analysis
- [2] Demir A. et al, Behavioral simulation techniques for phase/delay-locked systems. Proc. CICC, 1994
- [3] Kundert K., Modeling Jitter in PLL-based Frequency Synthesizers, www.designers-guide.org/Analysis
- [4] Banerjee D., PLL Performance, Simulation and Design, Fourth Edition, 2006
- [5] Гурарий 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, номер: S4(74), С. 351-356.
- [6] Virtuoso® Spectre® Circuit Simulator Components and Device Models Manual
- [7] Kundert K. Predicting the Phase Noise of PLL-Based Frequency Synthesizers // www.designers-guide.org

The Characterization Flow and Simulation Method of Frequency Synthesizer

M.M. Gourary¹, M.M. Zharov¹, L.P. Ionov², I.I. Muhin², I.M. Ten², S.L. Ulyanov¹

¹Federal State-Funded Institution of Science Institute for Design Problems in Microelectronics of Russian Academy of Sciences (IPPM RAS), zarov@ippm.ru

² AO «NIIMA-PROGRESS»

Abstract — This paper presents the characterization flow and simulation method of frequency synthesizer based on the representation of phase macromodel in the form of equivalent electrical circuit that contains independent and controlled current and voltage sources, resistors and capacitors. Numerical experiments demonstrate high efficiency of the proposed approach in evaluating phase noise of frequency synthesizer.

Keywords — frequency synthesizer, phase-lock-loop frequency control, phase noise, jitter, noise analysis, transfer function, equivalent circuit.

REFERENCES

- [1] Kundert K., Predicting the Phase Noise in PLL-based frequency synthesizers, www.designers-guide.org/Analysis
- [2] Demir A et al, Behavioral simulation techniques for phase/delay-locked systems. Proc. CICC, 1994
- [3] K. Kundert K Modeling Jitter in PLL-based Frequency Synthesizers, www.designers-guide.org/Analysis
- [4] Banerjee D. PLL Performance, Simulation and Design, Fourth Edition, 2006
- [5] Gourary M.M., Ionov L.P., Muhin I.I., Rusakov S.G., Ulyanov S.L., Zharov M.M. Modelipovanie karakteristik PLL na osnove predstavlenija fazovoy macromodeli v vide ekvivalentnoy elektricheskoy sxemi // Nanoindustriya, 2017, no.:S4(74), p 351-356.
- [6] Virtuoso® Spectre® Circuit Simulator Components and Device Models Manual
- [7] Kundert K. Predicting the Phase Noise of PLL-Based Frequency Synthesizers // www.designers-guide.org