

УДК 621.396.6

*А. С. Кузменков<sup>1</sup>, А. Е. Поляков<sup>2</sup>, Л. В. Стрыгин<sup>2</sup>*<sup>1</sup>Национальный исследовательский университет «МЭИ»<sup>2</sup>Московский физико-технический институт (государственный университет)

## Обзорный анализ современных архитектур синтезаторов частот с ФАПЧ

В настоящее время издано большое число научных трудов, профильных монографий, учебных пособий по частотному синтезу. Известны глубокие работы крупных специалистов и ученых [1–5]. Однако обзор трудов показывает, что анализ и сравнение сравнительно новых архитектур синтезаторов частот (СЧ) на основе ФАПЧ на сегодняшний день оставляет большой простор для исследователя. Следует заметить, что разработка и проектирование СЧ является актуальной темой, поскольку практические задачи с применением современных генераторов СВЧ-диапазона требуют постоянного улучшения технических характеристик, расширения функциональных возможностей, снижения габаритов, энергопотребления и конечной стоимости.

В статье приводится краткий вводный материал по СЧ, основные технические ограничения традиционных реализаций синтезаторов, а также анализ и сравнение современных архитектур СЧ, приведенных в открытой отечественной и зарубежной печати.

**Ключевые слова:** синтезатор частот, архитектура, фазовый шум, время перестройки по частоте.

### 1. Введение

Исторически СЧ представляли два отдельных класса устройств: аналоговые и цифровые (на основе прямого цифрового синтеза). Появление в прошлом веке импульсного (цифрового) частотно-фазового детектора (ЧФД или PFD — Phase Frequency Detector) не позволяет отнести СЧ на основе ФАПЧ с таким детектором к определенной группе, так как структура синтезатора стала гибридной. В настоящее время среди ЧФД преобладают детекторы со встроенным генератором подкачки заряда (ГПЗ или CP — Charge Pump). ГПЗ формирует импульсы тока, которые интегрируются петлевым фильтром (ПИФ или LF — Loop Filter).

В настоящее время распространена классификация СЧ, в которой их принято разделять на три категории: аналоговые, цифровые и реализованные с ФАПЧ. Известна литература с подробной систематизацией по областям применения, этапам развития СЧ [6].

Основные характеристики и технические параметры современных СЧ широко освещены в литературе [6, 7]. Были описаны СЧ, реализующие строго аналоговые или цифровые методы формирования частотной сетки. Аналоговые СЧ прямого синтеза представляют собой качественное с точки зрения фазового шума, но проблемное в частотном плане устройство, основной недостаток которого — большое количество комбинационных составляющих, генерируемых в смесительных каскадах [7]. В связи с тем, что реализация высокого частотного разрешения в большом частотном диапазоне таким способом представляет очень громоздкое решение, сопряженное с высокой стоимостью, такие структуры используются только для специфических задач. Для сравнительно низкочастотных СЧ, способных формировать качественный сигнал на частотах до 1000 МГц, проще и экономичнее сегодня использовать прямой метод синтеза, реализованный в цифровом вычислительном синтезаторе (ЦВС или DDS — Direct Digital Synthesizer). Один из лучших DDS на сегодняшний день работает с частотой тактирования до 3500 МГц и обеспечивает спектральную плотность мощности (СПМ) фазового шума (ФШ) в одной боковой полосе  $-139 \dots -140$  дБн/Гц на 1 ГГц при отстройке 10 кГц (далее везде, где пойдет речь о ФШ, будем подразумевать СПМ ФШ в одной боковой полосе). Технические характеристики такого решения: ФШ, свободный от паразитных составляющих динамический диапазон (SFDR — Spurious Free Dynamic

Range) — сравнимы с характеристикам СЧ на основе ФАПЧ аналогичного частотного диапазона, но по таким показателям, как время перестройки частоты и частотное разрешение, DDS лидирует. Достижение максимально возможных характеристик на высоких частотах при умеренной цене элементной базы реализуется с применением СЧ с ФАПЧ, которые представляют косвенный метод синтеза. Структуры простых целочисленных (Integer-N) и дробно-переменных (Fractional-N) СЧ с ФАПЧ широко описаны как в тематической литературе, так и в файлах документации на микросхемы СЧ от ведущих мировых производителей: Analog Devices, Hittite, National Semiconductor и т.д., поэтому лишь кратко напомним идею, заложенную в этих синтезаторах.

## 2. Целочисленные СЧ

У целочисленного синтезатора (Integer-N), реализованного с ФАПЧ, шаг частотной перестройки совпадает с частотой сравнения ЧФД, которая формируется делителем генератора опорной частоты (ГОЧ или REF — Reference Frequency). Обеспечение высокого частотного разрешения, например 100 Гц, в таких СЧ потребует существенного увеличения величины цифрового делителя частоты  $N$  в петле ФАПЧ. При этом условии ФШ возрастает на величину от  $10 \log(N)$  до  $20 \log(N)$  дБ, а также увеличивается время захвата частоты, что делает такой способ достижения малого шага перестройки малополезным для практического использования. Таким образом, типичные Integer-N СЧ не позволяют обеспечить повышенных требований к высокому частотному разрешению, быстрой перестройке частот и низким ФШ по сравнению с аналоговыми синтезаторами, что делает такую архитектуру малоприменимой для использования в широком круге современных практических задач. Поскольку ФШ выходного сигнала в полосе ФАПЧ сильно зависит от коэффициента передачи по фазе СЧ (определяющегося в основном величиной петлевого коэффициента деления), его стараются уменьшить. Основной способ устранения этого недостатка — реализация многопетлевых ФАПЧ и применение дробных делителей частоты (Fractional-N, DDS).

## 3. СЧ с дробными делителями частоты

Для реализации малого шага перестройки, до единиц герц и ниже, предложены архитектуры с дробными коэффициентами деления (Fractional-N) в обратной связи петли ФАПЧ. Дробное деление обеспечивается, как правило, с помощью  $\Sigma\Delta$ -модуляторов, благодаря которым коэффициент делителя псевдослучайно «переключается» между значениями  $N$ ,  $N + 1$ ,  $N - 1$ ,  $N + 2 \dots$  так, чтобы в среднем значение петлевого делителя  $\bar{N}$  было равно заданному дробному числу, а частота сравнения была бы достаточно высокой [8]. Другим делителем частоты является DDS, позволяющий получить необходимую частоту с очень малым шагом перестройки. Выходная частота DDS определяется следующим выражением:

$$F_{DDS} = \frac{FTW}{2^n} \cdot F_{CLK},$$

где  $FTW$  — управляющая двоичная последовательность,  $n$  — разрядность фазового аккумулятора,  $F_{CLK}$  — частота тактирования DDS.

Спектр выходного сигнала СЧ с DDS и Fractional-N СЧ, управляемый  $\Sigma\Delta$ -модуляторами (далее везде Fractional-N СЧ), содержит побочные (паразитные) спектральные составляющие (ПСС) (spurs). В DDS они представляют собой гармоники выходного сигнала и интермодуляционные производные, а их частотное расположение описывается выражением, справедливым также для смесителя [9]:

$$f_{SPUR} = \pm m f_{CLK} \pm n f_{DDS}.$$

В Fractional-N СЧ ПСС обусловлены импульсами тока на выходе ЧФД, формирующими в спектре низкочастотные гармоники. Образование ПСС в таких СЧ упрощенно поясняется на рис. 1, где представлены временные диаграммы импульсов тока ЧФД и спектры.

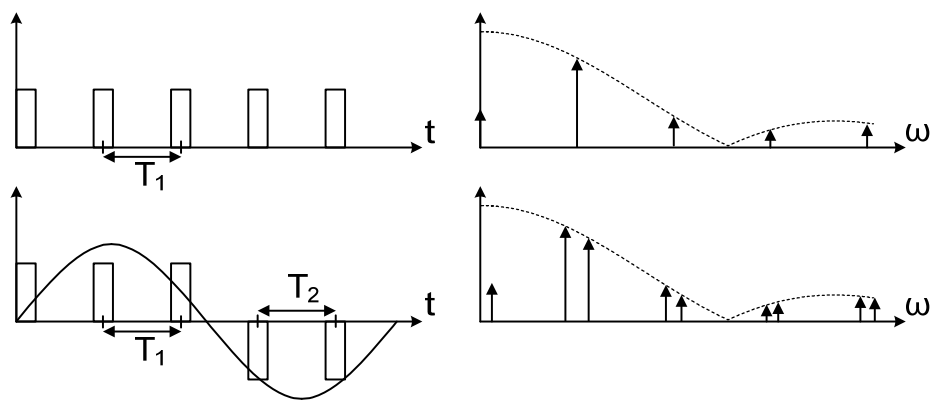


Рис. 1. Импульсы тока ЧФД и соответствующие им спектры

Очевидно, что вследствие генерации ЧФД-импульсов разной периодичности, в низкочастотной области спектра формируются ПСС, попадающие в полосу ПИФ. Уровень ПСС в таких СЧ сильно зависит от кратности деления частоты. Общая рекомендация по уменьшению ПСС для Fractional-N СЧ заключается в формировании большого знаменателя дроби, равной отношению  $f_{out}/f_{in}$  [10]. В решениях с применением DDS можно фильтровать и уменьшать уровень ПСС делением на выходе каскада, образованного DDS и смесителем [9], а также менять частоту тактирования для получения благоприятной кратности частот. Основные различия между СЧ с DDS и Fractional-N СЧ заключаются в том, что для первого характерны более высокое быстродействие и частотное разрешение, но в среднем по ФШ СЧ с DDS уступает Fractional-N СЧ. Выигрыш по шумам Fractional-N СЧ сопровождается несколькими недостатками. Во-первых, при больших коэффициентах деления широкая полоса ФАПЧ может захватывать ложные целочисленные частоты, во-вторых, ПСС, генерируемые в ЧФД из-за переменного коэффициента деления, устранить простыми способами не представляется возможным, а встроенные в микросхему аппаратные методы подавления ситуацию улучшают несущественно. В среднем СЧ с DDS обеспечивают более широкий SFDR по сравнению с Fractional-N СЧ за счет высокой разрядности ЦАП. Основным недостатком гибридных структур СЧ с DDS заключается в ПСС, возникающих при выходной частоте, образующей «неудачную» кратность к частоте тактирования. Следует также отметить частое завышение величины SFDR в технических характеристиках как на микросхемы DDS, так и на Fractional-N делители.

#### 4. Актуальные требования к высококачественным СЧ

Приведем ограничения для отбора архитектур СЧ на ФАПЧ, обеспечивающих высокие показатели качества, свойственные лучшей коммерческой продукции.

- Малый шаг перестройки (единицы Гц);
- Широкий (октавный) диапазон выходных частот;
- Низкий уровень фазового шума;
- Быстрое время перестройки частоты в широком частотном диапазоне.

Заметим, что среди производителей генераторов, управляемых по частоте напряжением (ГУН или VCO — Voltage-controlled oscillator), идет конкурентная борьба за шумовые децибелы в продукции октавного диапазона СВЧ, поскольку получение высоких характеристик позволит занять нишу рынка дорогостоящих приборов, например генераторов на основе железо-иттриевого граната (ЖИГ или YIG — Yttrium-iron garnet). В связи с этим интерес для обсуждения представляют СЧ с октавными ГУН, а все структуры, реализующие узкий диапазон частотной перестройки, остаются за пределами обзорного материала.

В настоящее время основным показательным рубежом, отделяющим СЧ высшего класса в диапазоне частот до 10 ГГц от остальной продукции, является уровень ФШ выходного сигнала  $-125 \dots -135$  дБн/Гц на несущей 1 ГГц при отстройке 10 кГц. ФШ широкополосного СЧ на произвольных частотах должен быть приблизительно таким, как при пересчете через идеальный умножитель или делитель. Для приближенной оценки ФШ в полосе ФАПЧ на произвольной частоте используется следующая формула:

$$L_{PN}(f) = L_{PN.1G} + 20 \log \left( \frac{f[\text{МГц}]}{1000} \right),$$

где  $f$  — частота, на которую пересчитывается шум,  $L_{PN.1G}$  — ФШ на несущей частоте 1 ГГц. Погрешность формулы определяется шумовыми параметрами элементов СЧ.

Принято считать, что сигналы с показателем СПМ ФШ  $-133 \dots -135$  дБн/Гц и ниже на несущей 1 ГГц при отстройке 10 кГц обладают спектральной чистотой инструментального класса.

Лучшие коммерческие СЧ также отличает быстрое время перестройки по частоте, которое обычно составляет единицы миллисекунд и меньше.

Очевидно, что для создания таких СЧ требуется лучшая на сегодня элементная база, однако низкие уровни ФШ в диапазоне до 10–20 ГГц, свойственные устройствам высшего класса, можно получить без дорогостоящих ЖИГ, лейкосапфировых и других малораспространенных генераторов, уменьшающих эксплуатационные общетехнические параметры устройства. Ключом к таким решениям является создание продуманных архитектур СЧ на ГУНах, с объединением частотных возможностей дробных делителей частоты и высокого качества по ФШ целочисленного СЧ с ФАПЧ. Реализация тщательно проработанного решения позволяет достичь высоких технических характеристик без использования специфической элементной базы. Последующий обзорный анализ посвящен архитектурам генераторно-синтезаторной продукции, реализующей высокие значения технических параметров.

## 5. Современные архитектуры СЧ на ФАПЧ

### 5.1. Каскадный многопетлевой СЧ

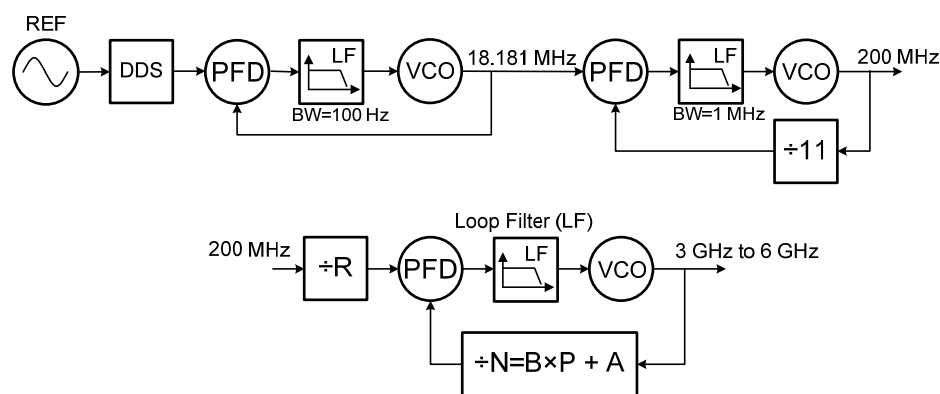


Рис. 2. Архитектура СЧ, реализованная в семействе генераторов SG380 SRSYS

Наиболее близкой к традиционным Integer-N СЧ является архитектура, предложенная компанией Stanford Research Systems (SRSYS), США (рис. 2) [11]. Семейство генераторов SG380 реализует метод дробно-рациональной аппроксимации частот (Rational Approximation Frequency Synthesis). Идея метода заключается в подборе минимально возможных делителей частоты ГОЧ и частоты ГУНа так, чтобы ошибка аппроксимации могла быть устранена за счет высокоточной перестройки опорной частоты, сформированной на

основе ФАПЧ. Таким образом обеспечивается высокое частотное разрешение и выигрыш по уровню ФШ по сравнению с Integer-N СЧ.

Весь СЧ образуют последовательно соединенные три каскада колец ФАПЧ. Первая ФАПЧ формирует низкочастотный сигнал с очень высоким частотным разрешением за счет DDS с высокой разрядностью фазового аккумулятора. Выходной сигнал перестраивается в интервале  $18.181 \text{ МГц} \pm 1818.1 \text{ Гц}$  ( $\pm 100 \text{ ppm}$ ). Узкая полоса первой ФАПЧ и качественный узкополосный ГУН позволяют реализовать низкие уровни ФШ.

Вторая петля ФАПЧ SG380 представляет целочисленный умножитель частоты на 11 и формирует узкий диапазон частотной перестройки с центром 200 МГц. Третья ФАПЧ формирует произвольную высокую выходную частоту с использованием дробно-рациональной аппроксимации. Поясним суть этого метода на примере.

Integer-N СЧ имеет опорную частоту 10 МГц, а сформировать должен 132.86 МГц. Очевидно, что при этом делитель опорной частоты  $R$  должен быть установлен в 1000, а делитель в петле ФАПЧ  $N$  в 13 286. Предположим, что опорная частота может перестраиваться, и выберем при этом  $R = 7$ ,  $N = 93$ . Тогда после захвата выходная частота будет равна  $f_{out} = N \cdot f_{ref}/R = 132.857142 \text{ МГц}$ , ошибка при этом составляет  $+21.505 \text{ ppm}$ . Увеличение опорной частоты на  $+21.505 \text{ ppm}$ , т.е. до величины  $10000215.05 \text{ Гц}$ , даст точное значение выходной частоты 132.86 МГц. Выигрыш по ФШ в полосе ФАПЧ при этом приближенно составит  $10 \cdot \log\left(\frac{7}{1000}\right) + 20 \cdot \log\left(\frac{13286}{93}\right) = 21.5 \text{ дБ}$ .

Предложенная схема СЧ работает с переменной частотой сравнения третьей ФАПЧ. При фиксированном коэффициенте деления во второй ФАПЧ среднее значение частоты сравнения составляет 9.79 МГц, а в худшем случае 400 кГц. С учетом реализации перестройки выходной частоты второй ФАПЧ среднее значение частоты сравнения составляет 12.94 МГц, а в худшем случае — 2.35 МГц.

Обобщенная запись выходной частоты СЧ представляется в следующем виде:

$$f_{OUT} = f_{CLK} \frac{FWT}{2^n} \cdot 11 \cdot \frac{N}{R} = f_{DDS} \cdot 11 \cdot \frac{N}{R}.$$

Отметим недостатки такого способа реализации СЧ.

Использование трех ФАПЧ существенно увеличивает время перестройки по частоте. В технических характеристиках для генераторов SRSYS серии SG380 время перестройки специфицируется 8 мс (с точностью 1 ppm), что для некоторых практических применений СЧ достаточно много.

По уровню ФШ достигнуты значения  $-111 \dots -112 \text{ дБн/Гц}$  на 1 ГГц при отстройке 10 кГц, причем не отмечены значения ФШ при худшем случае, соответствующем низкой частоте сравнения. С учетом приведенных ранее числовых значений характеристик лучших СЧ становится ясно, что уровень ФШ в данном случае на 20 дБ больше, чем у устройств высшего класса. Очевидно, что этот генератор представляет устройства средней категории.

Как видно из обзора архитектуры, предложенное решение обладает только одним явным преимуществом по сравнению с традиционными Integer-N СЧ — уровнем ФШ. Принципиальным недостатком такой реализации СЧ является большой коэффициент передачи фазы ГОЧ в третьей ФАПЧ вследствие использования целочисленных делителей частоты.

## 5.2. Fractional-N СЧ с переносом частоты и умножением

Достаточно интересный для практических приложений генератор сигналов APSIN6000 предлагает компания AnaPico, Швейцария [12]. Особенность такого СЧ в том, что высокое частотное разрешение (1 мГц) достигается не за счет DDS, а с помощью дробных делителей частоты (FRAC). Следует ожидать, что в современных модификациях APSIN6010 используется та же структура.

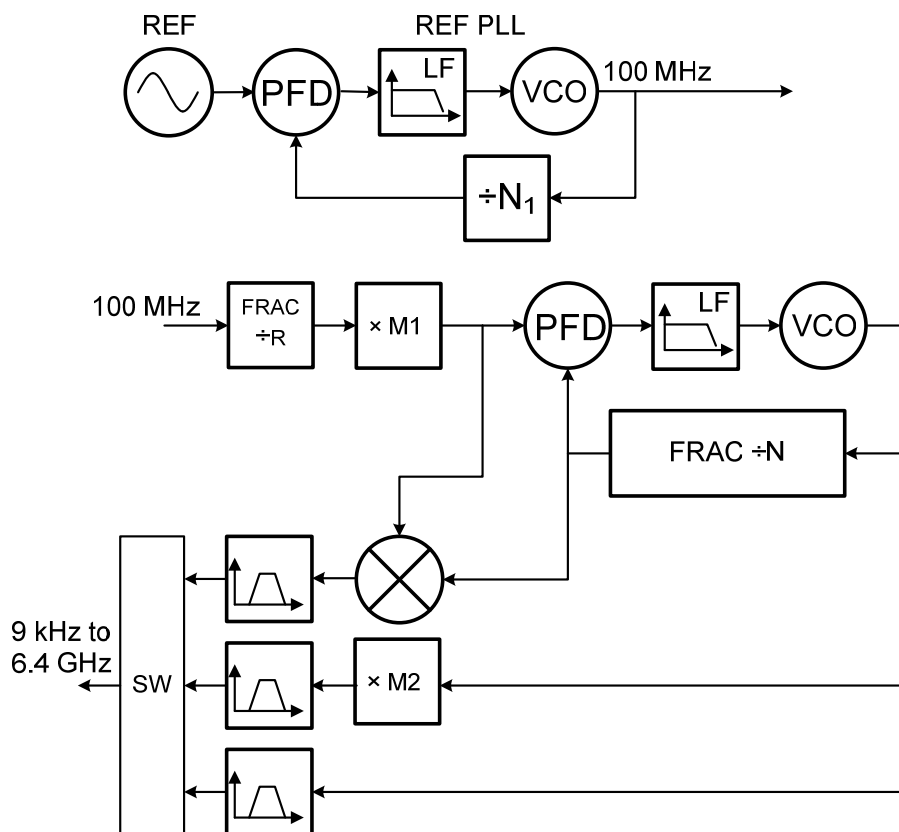


Рис. 3. Архитектура СЧ, реализованная в семействе генераторов APSIN3000, APSIN6000 AnaPico

Как видно из схемы (рис. 3), основой предлагаемого генератора является Fractional-N СЧ с дополнительными преобразованиями выходного сигнала: переносом и умножением. Исходная частота 100 МГц формируется на основе узкополосной петли ФАПЧ, используемой для возможности синхронизации от внешнего ГОЧ. За счет смесителя диапазон синтезируемых частот расширяется вниз до 9 кГц. Умножитель  $M2$  формирует колебания верхнего частотного диапазона СЧ с ожидаемым ухудшением ФШ на  $20 \cdot \log(M2)$  дБ. Непосредственно частотная перестройка ГУНа перекрывает середину частотного интервала выходного сигнала. В опубликованном материале не указана частота сравнения, но можно предположить, что за счет умножителя ГОЧ  $M1$  частота сравнения составляет не больше одной-двух сотен МГц, что является на сегодня пределом для Fractional-N СЧ. Схема распределенной частотной фильтрации позволяет понизить уровни гармоник выходного сигнала до значений  $-30 \dots -35$  дБн. Диапазонное усиление и фильтрация используются во всех октавных синтезаторах и представляют интерес только с практической точки зрения.

Обобщенную запись выходной частоты СЧ можно представить в следующем виде:

$$f_{OUT} = \left\{ f_{REF} \frac{N \{M1\}}{\{R\}} - f_{REF} \frac{\{M1\}}{\{R\}}; f_{REF} \frac{N \{M1\}}{\{R\}} M2; f_{REF} \frac{N \{M1\}}{\{R\}} \right\},$$

где фигурные скобки указывают на выбор частоты, операции умножения или деления.

Как и для предыдущей структуры СЧ, у этой реализации имеется несколько недостатков. Несмотря на тщательно продуманный алгоритм управления и увеличенную степень свободы формирования частот за счет использования двух делителей и умножителей, заявление о чистоте спектра по негармоническим ПСС в  $-60$  дБн требует экспериментальной проверки. Как и в предыдущем случае, относительно большой коэффициент передачи по фазе ГОЧ не позволяет достичь низких значений СПМ ФШ в полосе ФАПЧ ( $-130$  дБн/Гц и ниже), что свойственно всем однопетлевым схемам.

Преимущества этой структуры СЧ по сравнению с предыдущей — это малое время перестройки по частоте (1 мс) и сравнительно низкий ФШ выходного сигнала, достигнутый за счет уменьшения коэффициента передачи по фазе ГОЧ. В технических характеристиках сообщается о ФШ  $-127 \dots -128$  дБн/Гц на несущей 1 ГГц при отстройке 10 кГц. В данном случае видно, что полученные количественные характеристики дробно-переменного СЧ с переносом и умножением, вероятно, близки к предельным для архитектур, реализующих Fractional-N СЧ. Таким образом, генератор APSIN6000 от AnaPico вплотную приблизился к рубежу приборов высшего класса и является отличным представителем устройств средней категории.

### 5.3. Гибридный СЧ с DDS в контуре обратной связи

Несмотря на достаточно сложную для разработчика задачу по созданию качественного СЧ, отечественным производителем был реализован конкурентоспособный прибор. Генератор SG8-HP01M был спроектирован в ООО «Адвантех», Москва [13]. Для достижения высокого частотного разрешения DDS был включен в состав петлевого делителя ФАПЧ.

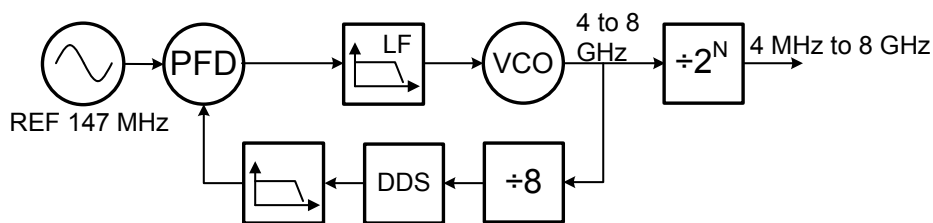


Рис. 4. Архитектура СЧ, реализованная в генераторе SG8-HP01M ООО «Адвантех»

По структуре однопетлевого СЧ (рис. 4) видно, что ГУН позволяет сформировать частоты выходного сигнала в октавном диапазоне, а более низкие частоты сформировать за счет выходного программируемого делителя с большим коэффициентом деления. DDS в петле ФАПЧ перестраивается так, что его частота тактирования меняется от 500 МГц до 1 ГГц, а выходная частота сохраняется постоянной.

Частотная сетка выходного сигнала в данном случае определяется выражением

$$f_{OUT} = \frac{8 \cdot 2^{48}}{K \cdot M} \cdot f_{REF},$$

где выходной делитель  $K = 2^N$  принимает значения от 1 до  $2^{10}$ ,  $f_{REF}$  — опорная частота,  $M$  — задаваемое целое в диапазоне  $[M_{min}, M_{max}]$ , границы которого заданы следующим выражением:

$$M_{min} = 2^{48} \cdot \frac{f_{REF}[Hz]}{10^9},$$

$$M_{max} = 2 \cdot M_{min}.$$

Следует заметить, что использование DDS именно в кольце ФАПЧ позволяет избежать некоторых ухудшений технических характеристик. Во-первых, при использовании DDS в качестве дробного делителя частоты ГУНа реализуется малый шаг установки выходной частоты и уменьшается время перестройки по частоте за счет высокой частоты сравнения. Во-вторых, упрощается реализация тракта ГОЧ, и возможно использование внешнего опорного генератора с частотами от 20 до 150 МГц без дополнительной ФАПЧ.

Оценку уровня ФШ на произвольной частоте можно сделать точнее, чем в предыдущих схемах СЧ, поскольку известно, что частота сравнения постоянная, а на входе DDS сигнал с частотой от 500 до 1000 МГц.

Отметим недостатки рассматриваемой архитектуры. За счет однозначной связи выходной частоты и частоты сравнения невозможно менять управляющую двоичную последовательность DDS без нарушения частотной сетки, следовательно, нельзя уйти от «неудачной» кратности частот и, соответственно, негармонических составляющих. Это подтверждается тем, что в технических характеристиках указан уровень негармонических составляющих  $-50$  дБн в полосе  $2$  МГц при мощности выходного сигнала не менее  $0$  дБм. Дополнительная опция генератора по подавлению негармонических ПСС позволяет улучшить этот показатель на величину от  $10$  до  $30$  дБ. В ее основе лежит использование двух ГОЧ, переключение между которыми выполняется автоматически.

Производитель генераторов сообщает о ФШ в  $-120 \dots -121$  дБн/Гц на  $1$  ГГц при отстройке  $10$  кГц, что характеризует прибор среднего класса. По времени переключения частот достигнут высокий показатель, составляющий  $2.5-4.5$  мс в режиме внешнего управления. Исходя из технических и эксплуатационных характеристик генератора SG8-HP01M можно заключить, что, несмотря на не самые низкие уровни ФШ, отечественный прибор представляет достойный, конкурентный аналог зарубежных генераторов среднего класса.

#### 5.4. Малошумящий СЧ с переключением контуров обратной связи

Интересным с точки зрения реализации является СЧ, описанный в патенте США №7701299, а также в статье [14]. Автор патента Александр Ченакин, а правообладателем является компания Phase Matrix, Inc., США. Примечательно, что в публикации представлено сравнение СПМ ФШ на несущей  $10$  ГГц для выходного сигнала ФАПЧ, поочередно замкнутой через обычный и дополнительный контур обратной связи.

Архитектура, представленная на рис. 5, представляет собой СЧ на ФАПЧ с дополнительным контуром обратной связи, сформированным из делителей частоты ( $D_1 - D_i$ ), умножителей частоты ( $C_1 - C_i$ ) и смесителей ( $M_1 - M_i$ ). В схеме предусмотрено переключение контуров обратной связи за счет разветвителя мощности (PS) и переключателя линий (SW).

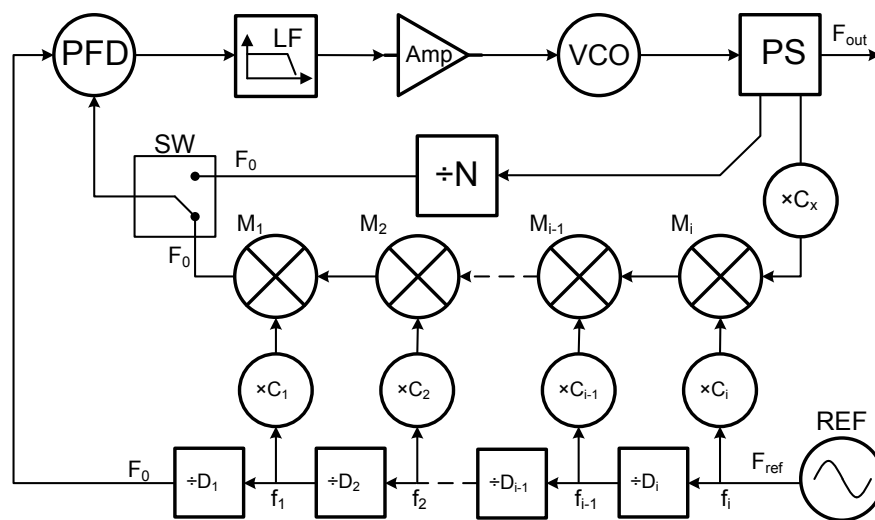


Рис. 5. Структура малошумящего СЧ с переключением контуров обратной связи ФАПЧ

Первичный захват частоты происходит при работе стандартной петли ФАПЧ. Одновременно с работой ФАПЧ алгоритм управления формирует параметры дополнительного контура обратной связи так, чтобы выполнялось следующее выражение:

$$N = (D_1 D_1 \dots D_{i-1} D_i C_i \pm D_1 D_2 \dots D_{i-1} C_{i-1} \pm D_1 D_2 C_2 \pm D_1 C_1 \pm 1).$$



Далее осуществляется переключение каскадов обратной связи и петлевых фильтров, захват частоты повторяется.

На рис. 6 показан график, характеризующий процесс переключения частот [15]. Максимальное время переключения частоты реализуется, как правило, при октавной перестройке, а указанный ниже график должен характеризовать такую ситуацию. Следует обратить внимание на момент переключения колец ФАПЧ. Этот временной рубеж отделяет устойчивый колебательный процесс установления частоты [10] от монотонно устойчивого, осуществляемого за счет переноса выходной частоты.



Рис. 6. Визуализация процесса перестройки частоты

Малозумящие свойства этот СЧ приобретает при включении дополнительного смесительного контура обратной связи. В этом случае выполняется не умножение, а перенос ФШ ЧФД. Коэффициент передачи по фазе от входа ЧФД на выход схемы будет уменьшен по сравнению с традиционной ФАПЧ, и ФШ выходного сигнала станет определяться в основном качеством ГОЧ, ЧФД и исполнением смесительного контура обратной связи. Таким образом, частотная сетка реализуется, с одной стороны, за счет деления опорной частоты группой целочисленных делителей, а с другой — за счет умножения и смещения вниз частоты ГУНа. Самый большой недостаток архитектуры, ставящий под большое сомнение целесообразность реализации такой схемы для малого шага по частоте, — это большое число негармонических составляющих. Частоты комбинационных гармоник от каждого смесительного каскада определяются следующим выражением:

$$f_{MIX} = \pm m f_{RF} \pm n f_{LO},$$

где  $f_{RF}$  — частота сигнала,  $f_{LO}$  — частота гетеродина. На основе приведенной схемы для каждого смесителя  $M_i$  выражение для комбинационных частот преобразуется к следующему виду:

$$f_i^{mix} = \pm m F_0 N \pm n F_0 D_1 D_2 \dots D_{i-1} D_i C_i,$$

где  $F_0$  — частота сравнения.

А с учетом того, что все коэффициенты целые, частоты комбинационных гармоник будут кратны частоте сравнения  $F_0$ :

$$f_i^{mix} = k F_0.$$

Из этого следует, что строить по такой структуре высокое частотное разрешение непрактично, поскольку здесь прослеживается полная аналогия с обычным аналоговым синтезатором.

Еще одной технической сложностью, возникающей при практической реализации СЧ по этой схеме, является коммутирование петлевых фильтров. Обеспечение устойчивости захвата частоты одновременно для стандартной ФАПЧ и для схемы со смесительными каскадами возможно реализовать только с разными петлевыми фильтрами.

Графики СПМ ФШ, приведенные в тексте патента (рис. 7), показывают выигрыш при использовании переноса частоты ГУНа вниз по сравнению с обычной ФАПЧ. В данном случае он составил 41–43 дБ на 10 ГГц при отстройке 10 кГц.

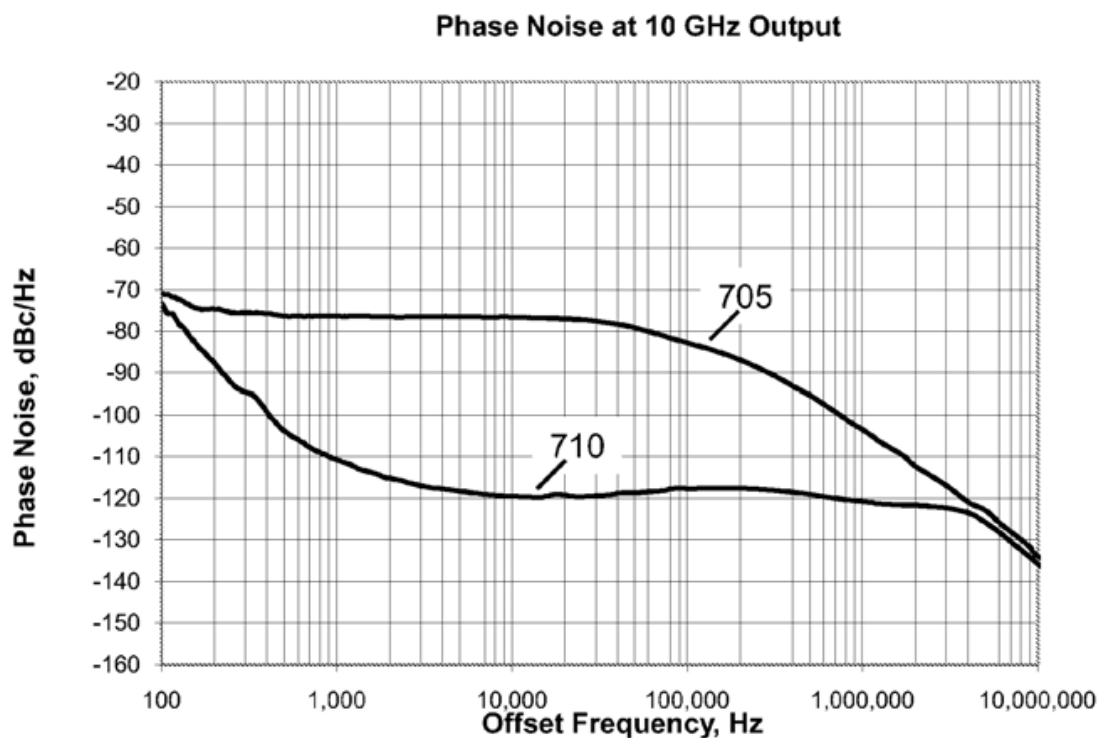


Рис. 7. СПМ ФШ при использовании обычного контура ФАПЧ (705) и смесительного контура обратной связи (710) на 10 ГГц

Приведенная структура СЧ является заслуживающим внимания примером реализации целочисленного синтезатора. Идея, заложенная в структуру такого СЧ, представляет существенный практический интерес, поскольку исключение деления частоты в контуре обратной связи является единственным способом существенно уменьшить коэффициент передачи по фазе для ЧФД и ГОЧ. Вследствие этого ФШ выходного сигнала в полосе ФАПЧ будет определяться характеристиками ЧФД и ГОЧ. В предельном случае этот синтезатор работает как идеальный умножитель частоты сравнения, а ФШ выходного сигнала в полосе ФАПЧ  $L_{OUT}(F_{OUT})$  приближенно оценивается по формуле

$$L_{TPFD} = 10 \cdot \log \left( 10 \frac{L_{PFD}(F_{COM})}{10} + 10 \frac{L_{REF}(F_{COM})}{10} \right),$$

$$L_{OUT}(F_{OUT}) = L_{TPFD} + 20 \cdot \log \left( \frac{F_{OUT}}{F_{COM}} \right).$$

Здесь  $F_{COM}$  — частота сравнения,  $L_{TPFD}$  — общий ФШ в полосе ФАПЧ, приведенный ко входу ЧФД,  $L_{PFD}(F_{COM})$  — ФШ ЧФД на частоте сравнения,  $L_{REF}(F_{COM})$  — ФШ ГОЧ на частоте сравнения,  $F_{OUT}$  — частота выходного сигнала.

### 5.5. Малошумящий СЧ со смещением частоты в контуре обратной связи ФАПЧ

Ряд статей сотрудников компании Phase Matrix, Inc. [13–15] и патент США дают сделать предположение об архитектуре СЧ на ФАПЧ, представляющей одно из высококачественных решений. В ней реализуется высокое отношение технических характеристик к цене. Отметим, что в статьях приводится значение ФШ на 10 ГГц, которое составляет  $-122$  дБн/Гц при отстройке 10 кГц. При идеальном делении на 10 и с учетом потерь при преобразовании частот внутри структуры (которые могут составить 3–4 дБ), на 1 ГГц при отстройке 10 кГц ФШ составляет  $-138$  дБн/Гц. Подчеркнем, что приведенная на рис. 8 архитектура не является достоверно реализованной в продукции компании Phase Matrix, Inc., но с точки зрения авторов заключает в себе идею создания высококачественного СЧ. Можно показать, что только с использованием перестраиваемого по частоте сигнала гетеродина смесителя в кольце обратной связи ФАПЧ можно добиться высоких значений ФШ, частотного разрешения при хорошей технологичности и умеренной стоимости.

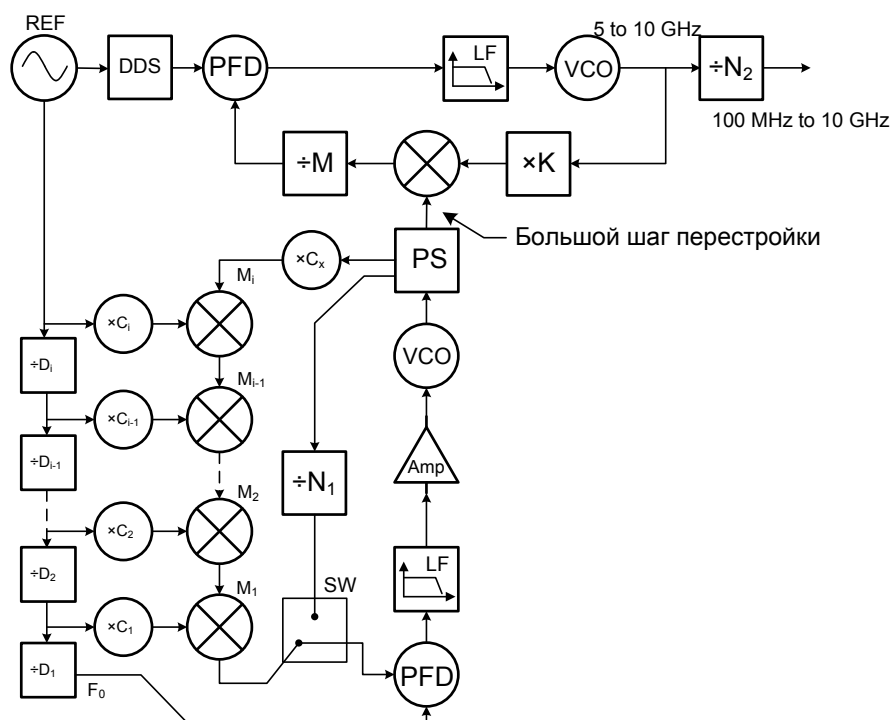


Рис. 8. Структура малошумящего СЧ со смещением частоты в контуре ФАПЧ

Работа целочисленной ФАПЧ, реализующей в данной схеме гетеродина с большим частотным шагом, была рассмотрена выше (опорная ФАПЧ). Частотный шаг опорной ФАПЧ при умеренной сложности смесительной тракта обратной связи может составлять 500 МГц, 1 ГГц или 2 ГГц для частот до 10–20 ГГц. Подчеркнем, что качество с точки зрения ФШ этой части архитектуры будет определяться характеристиками ЧФД, ГОЧ и качеством реализации смесительных каскадов обратной связи.

Значение множителя в верхней ФАПЧ с DDS (заполняющей ФАПЧ) оправдано только в том случае, если опорная ФАПЧ также будет использоваться для других СЧ, реализованных на основе октавных ГУНов с верхней частотой перестройки, в два или три раза большей.

Идея создания малошумящего СЧ по данной структуре базируется на свойстве смесителя переносить почти без изменений ФШ наихудшего источника при большой разнице СПМ ФШ сигналов на его входах. Таким образом, можно формировать густую сетку частот в нешироком диапазоне частот за счет DDS в заполняющей ФАПЧ и в то же время обеспе-

чить низкий ФШ за счет существенного снижения коэффициента передачи по фазе ГОЧ и ЧФД в опорной ФАПЧ. Полное перекрытие частотного диапазона с малым шагом при этой схеме реализуется за счет перестройки опорной ФАПЧ. С учетом возможностей современной элементной базы уровни ФШ выходного колебания будет определяться качеством реализации опорной ФАПЧ.

При такой архитектуре нетривиальной задачей становится оптимизация быстродействия и выбор элементной базы для реализации опорной ФАПЧ для обеспечения максимального отношения технических характеристик прибора к совокупности сложности и стоимости.

## 6. Заключение

Обзор совокупности показателей всех рассмотренных инструментов (табл. 1) позволяет заметить, что высокими техническими характеристиками обладают три прибора: AnaPico APSIN6010, Advantex SG8, Phase Matrix FSW-0010. Отметим, что Phase Matrix FSW-0010 является СЧ и по эксплуатационным характеристикам уступает полноценным генераторам. Приведенные выше инструменты обладают хорошим соотношением характеристик к цене.

Т а б л и ц а 1

Характеристики приборов

Прибор	Частотный диапазон	ФШ на 1 ГГц @ 10 кГц, дБн/Гц	Максимальная выходная мощность, dBm	Время перестройки по частоте	Цена базовой комплектации, у.е.
Генератор SRSYS SG364	1 МГц–6 ГГц	–112... – 113	+16.5	8 мс	4000
Генератор AnaPico APSIN6010	9 кГц–6.1 ГГц	–127... – 128	+16 ( $F < 5 GHz$ ), +13 ( $F \geq 5 GHz$ )	200 мкс	8000
Генератор Advantex SG8	4 МГц–8 ГГц	–119... – 120	+28	2.5–4.5 мс	5680
Синтезатор частот Phase Matrix FSW-0010	0.5–10 ГГц	–133... – 138	+15	1 мс	6500

Проведенный обзор не открывает многих тонкостей архитектур СЧ, что связано с недостатком технических подробностей в источниках. Однако, по рассмотренным архитектурам можно провести численный анализ и оценить их максимальные возможности, что и предполагается сделать в последующих публикациях.

## Литература

1. Rohde U. Digital PLL Synthesizers: Design and Applications. — New York: Prentice Hall, 1983.
2. Kroupa V. Direct Digital Frequency Synthesizers. — New York: IEEE Press, 1999.
3. Best R. Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications. Fifth Edition. — New York: McGraw-Hill, 2003.
4. Kroupa V. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. — Chichester: John Wiley & Sons Ltd., 2003.

5. *Vaucher C.* Architectures for RF Frequency Synthesizers. — Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 2003.
6. *Ямпурин Н.П. и др.* Формирование прецизионных частот сигналов. — Нижний Новгород: НГТУ, 2003.
7. *Ченакин А.* Частотный синтез: текущие решения и новые тенденции // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. — 2008. — № 1. — С. 92–97.
8. *Майская В.* Когда часть лучше целого // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. — 2002. — № 5. — С. 10–16.
9. *Chenakin A.* Frequency Synthesizers: Concept to Product. — Norwood: Artech house, 2011.
10. *Banerjee D.* PLL Performance, Simulation and Design. 4th Edition. [Электронный ресурс] — <http://wwwv1.national.com/assets/en/boards/deansbook4.pdf>
11. RF Signal Generators SG380 Series. User Manual. [Электронный ресурс] — <http://www.thinksrs.com/downloads/PDFs/Manuals/SG380m.pdf>
12. Portable 6.4 GHz RF Signal Generator // Microwave Journal. — 2004. — V. 52, N 5. — P. 236–241.
13. Генератор сигналов SG8-HP01M, SG8-HPSS01M. Технические характеристики. [Электронный ресурс] — [http://advantex-rf.com/Downloads/SG8\\_Manual\\_en.pdf](http://advantex-rf.com/Downloads/SG8_Manual_en.pdf)
14. *Chenakin A., Ojha S., Nediyanath S.* A 26.5 GHz PLL Synthesizer with Low Phase Noise Characteristics // Microwave Conference Proceedings (APMC), Asia-Pacific. — 2011. — P. 1210–1213.
15. *Ченакин А.* Современное состояние и пути развития синтезаторов частот СВЧ-диапазона. [Электронный ресурс] — [http://www.radiocomp.ru/joom/images/storage/photos/pm\\_pres/Chenakin\\_synth.ppt](http://www.radiocomp.ru/joom/images/storage/photos/pm_pres/Chenakin_synth.ppt)
16. *Chenakin A., Ojha S., Sihra I.* An Innovative Approach in the Design of Fast-Switching Microwave Synthesizers // AUTOTESTCON IEEE. — 2009. — P. 60–63.

Поступила в редакцию 12.10.2012.