

# ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ

В. И. Долгов, А. П. Мартынов, Д. А. Хазов

ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», г. Саров Нижегородской обл.

## Введение

К современным радиотехническим системам формирования сигналов предъявляются противоречивые требования – увеличение выходной частоты и улучшение шумовых свойств выходного сигнала. Развитие элементной базы и совершенствование вычислительной техники привело к созданию цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС). Работа данных синтезаторов частот основана на использовании метода прямого цифрового синтеза. Выходной сигнал таких синтезаторов формируется с помощью цифровой обработки из базового тактового сигнала.

ЦВС обладают множеством преимуществ перед традиционными системами синтеза частот. Это практически мгновенная перестройка частоты в пределах сетки частот без разрыва фазы выходного колебания, возможность создания сетки частот с очень малым шагом перестройки (до тысячных долей Гц), программное управление перестройкой частоты, легкость создания фазовой и частотной модуляции и манипуляции. Кроме того, синтезаторы частоты данного типа обладают достаточно низким уровнем фазовых шумов. Поэтому цифровые вычислительные синтезаторы имеют большую популярность в системах синтеза и широко применяются во множестве современных радиосистем и устройств.

Однако недостатком ЦВС на современном этапе является ограниченная выходная частота, которая не превышает 1500 МГц. Так ЦВС компании Analog Devices – AD9910 – имеет тактовую частоту 1,0 ГГц, соответственно, и встроенный в ЦВС умножитель тактовой частоты, построенный на методе импульс-

но-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) с коэффициентом умножения до 127. Во многих радиосистемах требуется сформировать сигналы с большей частотой, чем у цифровых вычислительных синтезаторов. Поэтому применяются разнообразные способы повышения выходной частоты ЦВС.

Для повышения выходной частоты ЦВС широко используется умножение выходной частоты, приводящее к значительному возрастанию уровня фазовых шумов. Пример структурной схемы такого формирователя высокочастотных сигналов приведен на рис. 1.

УЧ1 обычно входит в состав интегральных ЦВС в виде системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Ф служит для выделения в спектре нужной частоты. УЧ2 представляет собой последовательно соединенные транзисторные каскады с коэффициентами 2, 3 или 5.

Главный недостаток такой схемы в том, что для существенного увеличения выходной частоты формирователя требуется большой коэффициент умножения  $n_2$  каскадов выходного умножителя частоты. Это приводит к значительному ухудшению шумовых характеристик формирователя, так как спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов ЦВС умножается на  $(n_2)^2$ . Также из-за выходного умножителя частоты происходит расширение шага сетки частот, увеличивается девиация частоты при частотной модуляции, при большом коэффициенте умножения количество каскадов растет, требуется добавлять между транзисторными умножителями частоты дополнительные усилители.

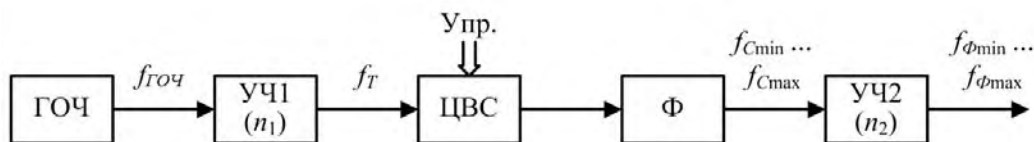


Рис. 1. Структурная схема формирователя сигналов с ЦВС: ГОЧ – генератор опорной частоты; УЧ1 – умножитель тактовой частоты ЦВС;  $n_1$  – коэффициент умножения тактового умножителя; ЦВС – цифровой вычислительный синтезатор; Ф – фильтр на выходе ЦВС; УЧ2 – выходной умножитель частоты;  $n_2$  – коэффициент умножения выходного умножителя

## ЦВС с использованием образов основной частоты

Особенностью прямого цифрового синтеза является то, что в спектре выходного сигнала цифроаналогового преобразователя (ЦАП) ЦВС присутствуют копии спектра сигнала основной синтезируемой частоты - продукты зеркального отображения ее гармоник относительно частоты тактового сигнала. В англоязычной литературе данные побочные компоненты спектра имеют название *images* имиджи, более точным вариантом перевода, передающим смысл термина, являются «образы». Использование указанных побочных компонентов выходного спектра ЦВС, лежащих за пределами частоты Найквиста, может позволить решить проблему ограничения максимальной выходной частоты синтезатора и роста фазовых шумов на ней.

Компоненты спектра, для которых номер образа  $n$  принимает отрицательные значения, являются обратными по отношению к основной частоте ЦВС и называются отрицательными образами основной частоты. Соответственно, остальные компоненты спектра, вызванные работой ЦАП, для которых  $n$  принимает положительные значения, называются положительными образами основной частоты ЦВС. Выходной сигнал ЦВС содержит частоты

$$f_{обр\ n} = |n|f_T + \text{sgn}(n)f_{осн}, \quad (1)$$

где  $f_{осн}$  - основная частота ЦВС;  $n = \pm 1, \pm 2, \dots$  - номера образов основной частоты;  $\text{sgn}(x)$  - функция выделения знака аргумента  $x$ .

В подавляющем большинстве случаев от данных паразитных спектральных составляющих избавляются с помощью фильтров низкой частоты (ФНЧ), через которые пропускают выходной сигнал ЦАП (рис. 1). Однако существует возможность использования образов для повышения частоты выходного сигнала

ЦВС и формирователей на их основе. Для выделения необходимого побочного компонента с частотой соответствующего образа необходимо использовать полосовый фильтр.

Для повышения выходной частоты ЦВС целесообразно использовать только образы основной спектральной компоненты, поскольку амплитуды гармоник и тем более их образов будут близки к уровню других паразитных спектральных составляющих и недостаточными для дальнейшего выделения и преобразования.

Весьма полезной особенностью использования образов основной частоты ЦВС является тот факт, что фазовый шум для побочного компонента остается таким же, как и для спектральной компоненты основного выходного сигнала. В результате уровень фазового шума синтезатора будет определяться его шумовыми характеристиками не на частоте, выделяемой полосовым фильтром, а в более низкочастотной области.

Огибающая спектра выходного сигнала ЦВС и спектральный состав приведены на рис.2. Для применения образов основной частоты необходимо учитывать, что выбросы и нелинейность ЦАП, включенного на выходе ЦВС, могут быть причиной возникновения прочих побочных компонентов, которые могут попасть в нужный нам частотный диапазон. Притом, огибающая спектра выходного сигнала ЦВС изменяется в соответствии с частотной характеристикой ЦАП.

$$K_{ЦАП}(f) = \left| \sin c \left( \pi \frac{f}{f_T} \right) \right| = \left| \sin \left( \pi \frac{f}{f_T} \right) \right| / \left( \pi \frac{f}{f_T} \right). \quad (2)$$

Это повлечет уменьшение амплитуды образов в сравнении с основной выходной частотой  $f_{ЦВС}$ . В итоге отношение сигнал/шум при использовании побочных компонентов уменьшается.

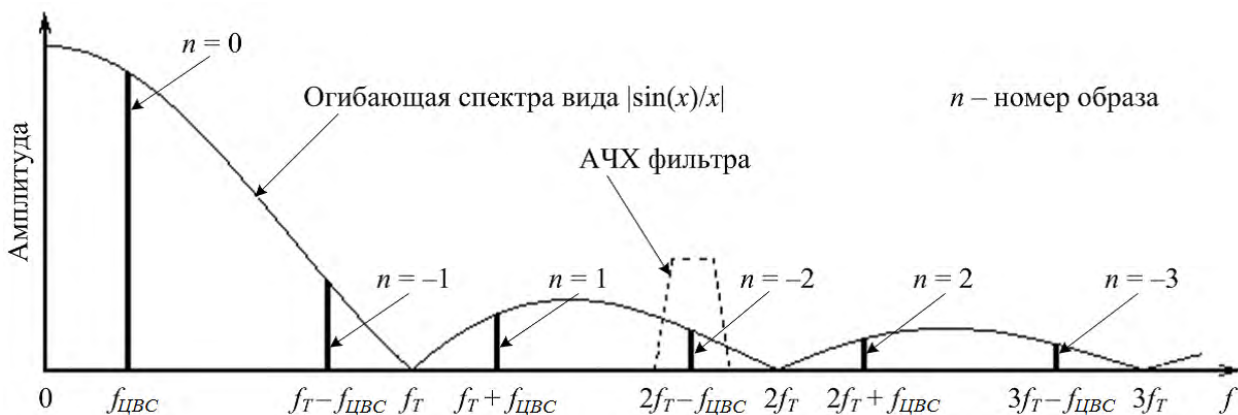


Рис. 2. Спектральный состав выходного сигнала ЦВС

В данной работе исследуется схема формирователя сигналов с использованием образов основной частоты ЦВС, которая также позволяет увеличить частоту выходного сигнала ЦВС. Исследований по этому вопросу проведено немного [1–3], поэтому работа является актуальной.

Задачами исследований являлись:

- разработка обобщенной схемы формирователя сигналов, оптимальной для использования образов основной частоты;
- анализ выходного сигнала формирователя, его спектра, а также побочных составляющих;
- расчет параметров формирователя сигналов радиосистемы с использованием образов основной частоты ЦВС (частотное планирование);
- математическое моделирование и экспериментальные измерения СПМ фазовых шумов формирователя сигналов на образах основной частоты ЦВС;
- анализ теоретических и экспериментальных данных;

**Результаты частотного планирования**

Проведем частотное планирование  $f_{обр}$  для  $f_{\Phi} = 3, 18$  ГГц, на примере ЦВС AD9910. Зададим параметры формирователей сигналов:

- тактовая частота:  $60 \leq f_T \leq 1000$  МГц,
- частота ГОЧ:  $f_{ГОЧ} = 24$  МГц,
- диапазон значений  $K_{ЦВС}$  :

Рассчитаем диапазон значений  $n_1 = n_{1min} \dots n_{1max}$  по формулам (2, 3)

$$f_T = n_1 f_{ГОЧ}, \tag{3}$$

$$n_{1min} = trunc(60/24), n_{1min} = 2,$$

$$n_{1max} = trunc(1000/24), n_{1max} = 41.$$

Умножитель тактовой частоты может быть внешний, выполненный на транзисторных каскадах. В этом случае тактовая частота AD9910 изменяется в пределах 60–1000 МГц. При частоте ГОЧ 24 МГц коэффициент  $n_1 = 2 \dots 41$ . В случае, если множитель частоты встроенный, на системе ФАПЧ, тактовая частота ЦВС AD9910 будет ограничена диапазоном 1400...1500 МГц. Соответственно, для  $f_{ГОЧ} = 24$  МГц коэффициент  $n_1 = 59 \dots 63$ . Алгоритм и формулы для частотного планирования были разработаны ранее [4]. Результаты, учитывающие особенности ЦВС AD9910 приведены в табл. 1 и табл. 2.

Из табл. 1 и табл. 2 видно, что частоты выходного сигнала ЦВС на образах существенно отличаются друг от друга. Частота выходного сигнала ЦВС AD9910 при использовании образов и максимальной тактовой частоты достигает 4500 МГц. Коэффициент умножения выходного множителя в таком случае равен 4. Для получения образа использовалась основная частота 1125 МГц. Если не использовать образы, коэффициент  $n_2$  на такой частоте – 75. Так, использование образов позволяет уменьшить коэффициент умножения в девятнадцать раз. Число каскадов выходного множителя уменьшается до двух удвоителей частоты.

Таблица 1

Частоты образов и коэффициенты  $n_2$  для  $f_{\Phi} = 3$  ГГц,  $f_{ГОЧ} = 24$  МГц

		$f_{обр}, \text{МГц}; f_{ГОЧ} = 24 \text{ МГц}, f_{\Phi} = 3 \text{ ГГц}$								$n_2, f_{ГОЧ} = 24 \text{ МГц}, f_{\Phi} = 3 \text{ ГГц}$					
$n$	$n_1$	10	15	20	25	30	35	40	41	10	15	20	25	30	35
-3		0	1000	0	0	0	0	0	0	0	3	0	0	0	0
-2		428	600	0	1000	0	1500	0	0	7	5	0	3	0	2
-1		176	272	375	428	750	600	750	750	17	11	8	7	6	5
0		60	90	120	150	230	214	230	230	50	33	25	20	17	14
1		300	428	600	750	0	1000	0	0	10	7	5	4	0	3
4		1000	1500	0	0	0	0	0	0	3	2	0	0	1	0

Таблица 2

Частоты образов и коэффициенты  $n_2$  для  $f_{\Phi} = 18$  ГГц,  $f_{ГОЧ} = 24$  МГц

		$f_{обр}, \text{МГц}; f_{ГОЧ} = 24 \text{ МГц}, f_{\Phi} = 18 \text{ ГГц}$								$n_2, f_{ГОЧ} = 24 \text{ МГц}, f_{\Phi} = 18 \text{ ГГц}$					
$n$	$n_1$	10	15	20	25	30	35	40	10	15	20	25	30	35	40
-5		1125	0	2250	0	0	0	4500	16	0	8	0	0	0	4
-4		900	1385	1800	2250	0	0	3600	20	13	10	8	0	0	5
-3		666	1000	1286	1636	2000	2250	2571	27	18	14	11	9	8	7
-2		418	620	857	1059	1286	1500	1636	43	29	21	17	14	12	11
-1		180	268	360	450	545	620	720	100	67	50	40	33	29	25
0		60	90	120	150	180	209	240	300	200	150	120	99	86	75
1		300	450	600	750	900	1059	1200	60	40	30	24	20	17	15
2		545	818	1059	1385	1636	0	2250	33	22	17	13	11	0	8
3		782	1200	0	2000	0	0	0	23	15	0	9	0	0	0
4		1000	1500	2000	2571	3000	3600	0	18	12	9	7	6	5	0

Однако при частотном планировании реального формирователя сигналов требуется учитывать, что значения коэффициентов умножения  $n_2$  выходного умножителя частоты ЦВС должны быть кратны 2, 3 и 5. В остальных случаях в качестве выходного умножителя с коэффициентом  $n_2$  необходимо использовать умножитель на системе ФАПЧ, аналогичный умножителю тактовой частоты, встроенному в интегральный ЦВС на основе системы ФАПЧ. Диапазон значений коэффициента умножения  $n_1$  тактового умножителя определяется диапазоном частот генератора, управляемого напряжением, и частотой ГОЧ.

### Результаты исследования фазового шума

Любой источник сигнала имеет определенную нестабильность частоты, проявляющуюся в виде паразитной фазовой модуляции случайного характера, ухудшающие спектральную чистоту данного сигнала. Одним из важнейших критериев оценки стабильности частоты является фазовый шум, в цифровых системах проявляется в виде случайных быстрых (с частотой 10 Гц и более) изменений местоположения фронтов цифрового сигнала во времени, что приводит к нарушению синхронизации, и, как следствие, искажению передаваемой информации. Исследования фазового шума представляют сложную задачу, поскольку спектр фазовых шумов сгенерированного колебания при прохождении через узлы устройства может существенно видоизменяться.

Существует несколько подходов к количественной оценке фазовых шумов, но наиболее широко распространенной мерой, характеризующей их уровень, является СПМ  $S_{\phi}(F)$  в заданной полосе частот, характеризуемой отношением мощности фазовых

шумов на частоте  $F$  одной боковой полосы в полосе частот 1 Гц к мощности сигнала. В международных стандартах принято указывать не СПМ самих фазовых шумов, а выраженный в децибелах относительный уровень СПМ шумовой части энергетического спектра выходного колебания при отстройках от несущей, равных  $F$  по абсолютному значению. Эту величину называют СПМ фазового шума в одной боковой полосе, она указывается в справочных данных и измеряется в дБ/Гц.

Определение СПМ фазовых шумов возможно как с помощью методов математического моделирования, так и экспериментальными методами.

Метод прямого измерения является самым простым и удобным способом быстрой и качественной оценки источников сигналов с относительно высоким уровнем фазовых шумов. Метод основан на том, что сигнал от измеряемого устройства подается на анализатор спектра, который настроен на частоту данного сигнала и выполняет непосредственное измерение относительной СПМ его фазовых шумов.

Методика для измерения фазовых шумов на образцах основной частоты идентична методике измерения на основной частоте. Отличие для образцов основной частоты заключается в особенности анализатора сигнала, прибор автоматически выбирает самую мощную гармонику и строит фазовые шумы только для нее. Соответственно самая высокая гармоника будет основной частотой, а так как нам нужно построить на образцах, было принято решение построить полосовой LC фильтр. Этот фильтр должен выделять необходимые гармоники, ненужные побочные составляющие будут подавлены на 20 дБ. Схема фильтра со значениями индуктивностей и емкостей приведена на рис. 3.

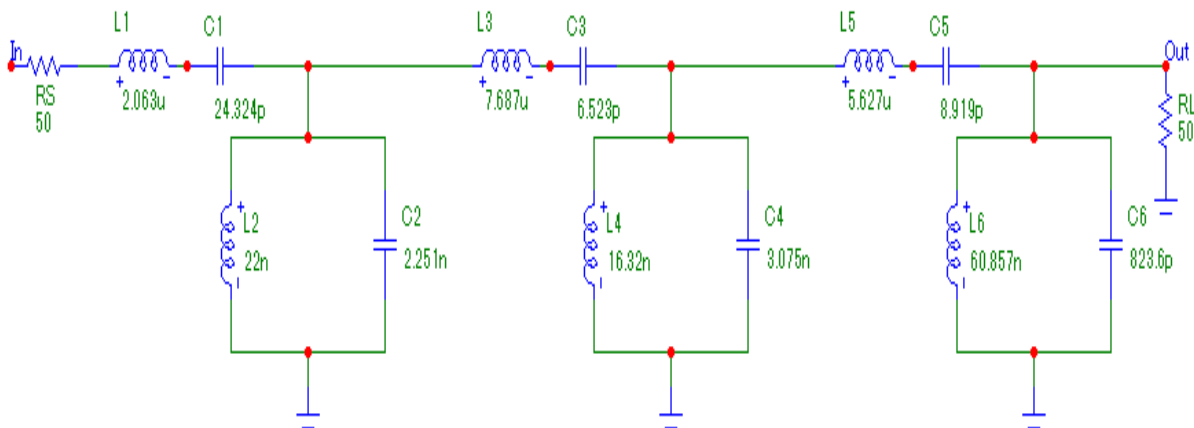


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная LC-полосового фильтра

Проведем математическое моделирование СПМ фазовых шумов формирователей сигналов со встроенным умножителем тактовой частоты на системе ФАПЧ в соответствии с формулой (4), [2, 3].

$$S_{\phi\_1}(F) = \left( S_{\text{ФАПЧ}} (K_{\text{ЦВС}} + n)^2 + S_{\text{ЦВС\_обр}}(F) \right) n_{2\_1}^2 + S_{\text{УЧ2}}(F). \quad (4)$$

Сравнение фазовых шумов AD9910 для тактовой частоты 120 МГц при  $K_{ЦВС} = 0,25$  для  $n = 0, -1, -2, -3$  приведено на рис. 4 и 5 для  $n = 0, 1, 2$ .

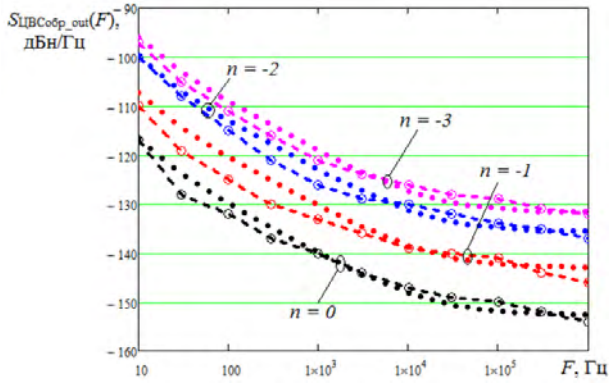


Рис. 4. СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 на образцах основной частоты при тактовой частоте 120 МГц,  $n = 0, -1, -2, -3$  (сплошные точки – моделирование, штриховые линии с символом окружности – эксперимент)

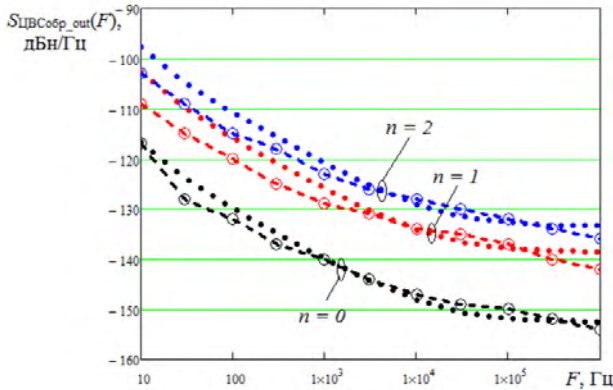
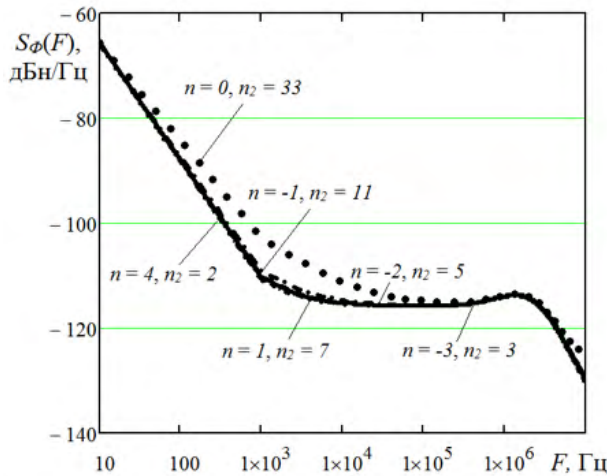
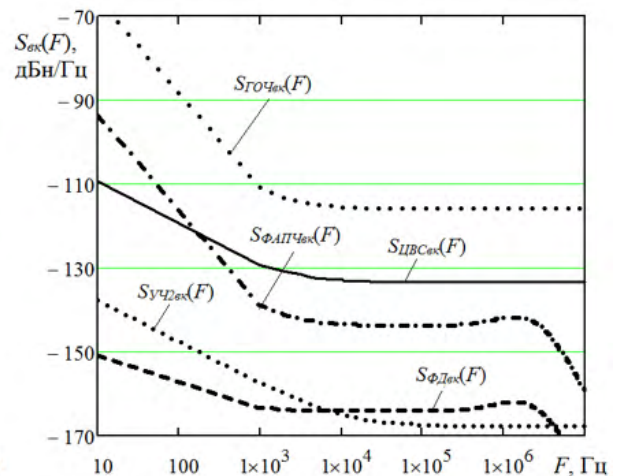


Рис. 5. СПМ фазовых шумов ЦВС AD9910 на образцах основной частоты при тактовой частоте 120 МГц,  $n = 0, 1, 2$  (сплошные точки – моделирование, штриховые линии с символом окружности – эксперимент)



а



б

Рис. 6. Характеристики формирователя на ЦВС AD9910,  $f_{ЦВС\_обр} = 3000$  МГц,  $f_{ГЧ} = 24$  МГц: а – СПМ фазовых шумов на образцах основной частоты,  $n_1 = 16$ ; б – вклады шумов звеньев при  $n_1 = 16, n = 4$

В результате анализа полученных зависимостей установлено, что с увеличением номера образа уровень фазовых шумов ЦВС увеличивается как для экспериментальных характеристик, так и для полученных в результате математического моделирования. Кроме того, видно, что для образцов основной частоты результаты эксперимента и моделирования совпадают, но имеется небольшая погрешность моделирования, которая на отдельных отстройках частоты максимально достигает 4–5 дБ. Данный факт позволяет сделать вывод о том, что разработанная математическая модель СПМ фазовых шумов ЦВС на образцах основной частоты может применяться в практических исследованиях, инженерных и конструкторских расчетах, при выборе оптимальной с точки зрения уровня фазовых шумов структуре формирователя сигналов.

Проведем математическое моделирование шумовых характеристик и вкладов шумов звеньев формирователя сигналов на интегральном ЦВС AD9910 для частоты ГОЧ 24 МГц.

Для нахождения наилучших условий использования образцов, проведем математическое моделирование шумовых характеристик и вкладов шумов звеньев формирователя сигналов на интегральном ЦВС AD9910 для частоты ГОЧ 96 МГц.

Анализируя рис. 6–8, можно отметить, что найденные ранее закономерности для шумовых свойств формирователей с транзисторным умножителем тактовой частоты, в целом, проявляются также при использовании в качестве умножителя тактовой частоты системы ФАПЧ. Рост выходной частоты приводит к ухудшению шумовых характеристик формирователей сигналов. Аналогично, наибольший вклад в СПМ фазовых шумов формирователя вносит ГОЧ. Видимо, с увеличением частоты ГОЧ также будет наблюдаться снижение уровня фазовых шумов.

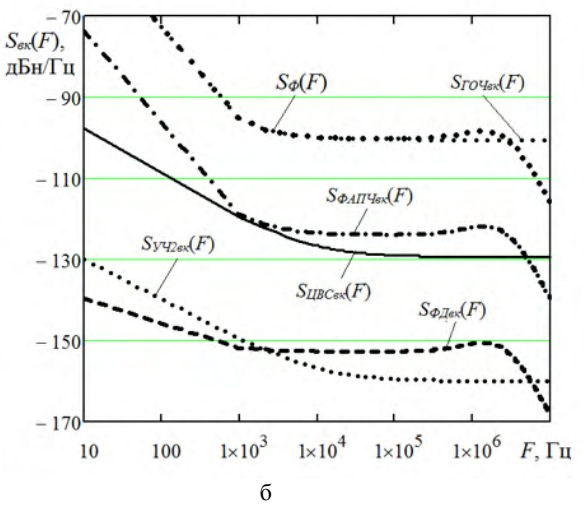
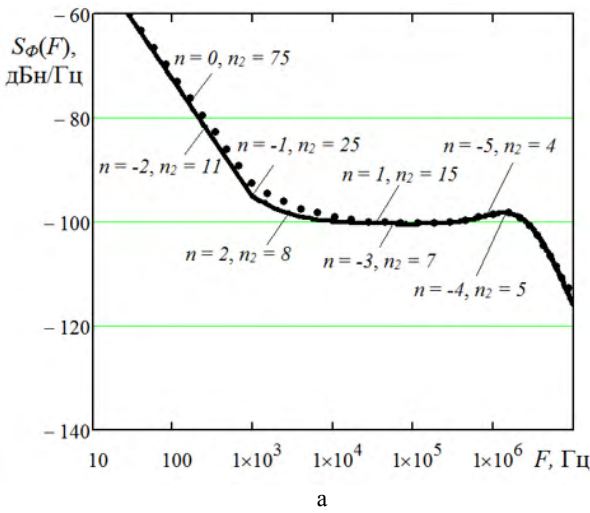


Рис. 7. Характеристики формирователя на ЦВС AD9910,  $f_{\text{ЦВС\_обр}} = 18000$  МГц,  $f_{\text{ГОЧ}} = 24$  МГц: а – СПМ фазовых шумов на образцах основной частоты,  $n_1 = 16$ ; б – вклады шумов звеньев при  $n_1 = 16$ ,  $n = -4$

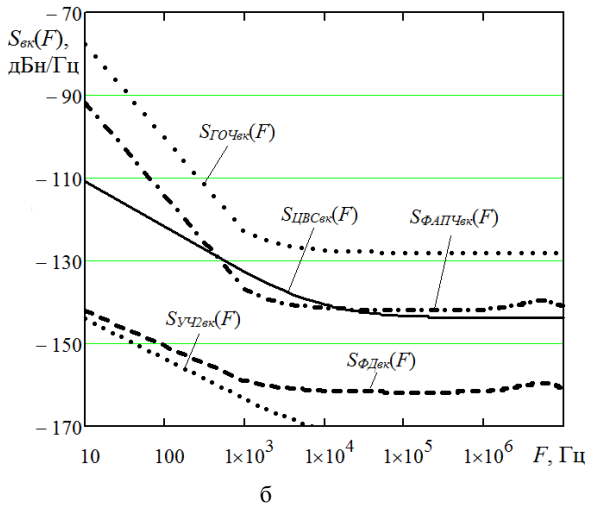
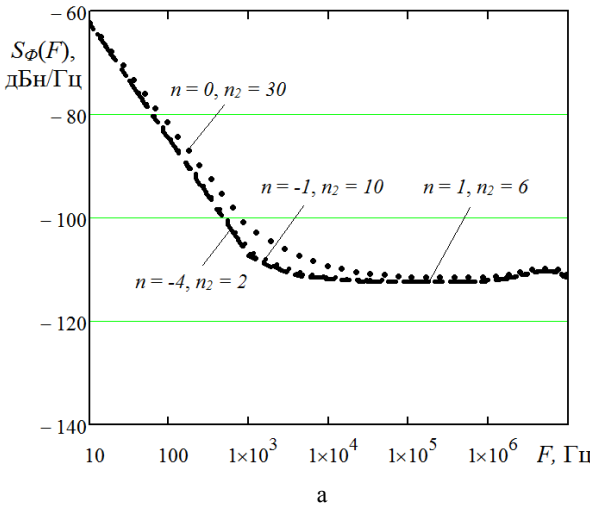


Рис. 8. Характеристики формирователя на ЦВС AD9910,  $f_{\text{ЦВС\_обр}} = 3000$  МГц,  $f_{\text{ГОЧ}} = 96$  МГц: а – СПМ фазовых шумов на образцах основной частоты,  $n_1 = 4$ ; б – вклады шумов звеньев при  $n_1 = 4$ ,  $n = 1$

### Заключение

Использование образов основной частоты ЦВС можно считать новым перспективным методом решения проблемы повышения выходной частоты. Как минимум, данный метод позволяет уменьшать число транзисторных каскадов выходного умножителя частоты при таком же уровне фазовых шумов.

Разработанная обобщенная схема формирователя сигналов, оптимальна для использования образов основной частоты. На основе схемы, алгоритм частотного планирования позволяет выявить соотношения частот, а так же значения коэффициентов умножения для возможных случаев применения образов основной частоты.

Результаты математического моделирования и экспериментальные данные СПМ фазовых шумов

формирователей сигналов на ЦВС практически совпадают. Это подтверждает возможность применения метода математического моделирования шумовых характеристик для образов основной частоты выходного сигнала ЦВС.

Наибольший вклад в общий уровень СПМ фазовых шумов формирователя вносит ГОЧ. С ростом частоты выходного сигнала формирователя растет и уровень фазовых шумов.

Применение более высокочастотного ГОЧ снижает СПМ фазовых шумов формирователя, как для основной частоты, так и для ее образов; использование образов совместно с высокочастотным ГОЧ позволяет снизить СПМ фазовых шумов в области малых отстроек. Использование образов основной частоты при малой частоте ГОЧ и высокой тактовой частоте ЦВС малоэффективно.

## Литература

1. Ромашов В. В., Храмов К. К. Формирователи сетки опорных частот возбудителя передатчика с использованием образов основной частоты // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2011, № 13. С. 45–48.

2. Докторов А. Н., Хазов Д. А. Исследование формирователей высокочастотных сигналов на основе цифровых вычислительных синтезаторов с использованием образов основной частоты / IX Всероссийские научные Зворькинские чтения «Научный потенциал молодежи – будущее России» // Сборник тезисов. Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2017. С. 347–349.

3. Ромашов В. В. Экспериментальное исследование шумовых характеристик цифрового вычислительного синтезатора / Ромашов В. В., Докторов А. Н., Хазов Д. А. / 3-я Всероссийская научно-практическая конференция «Радиолокационная техника: устройства, станции, системы РЛС-2015» // Тезисы докладов. Муром: АО «Муромский завод радиоизмерительных приборов», 2015. С. 31–32.

4. Ромашов В. В. Частотное планирование формирователей сигналов радиосистем на основе цифровых вычислительных синтезаторов / Ромашов В. В., Храмов К. К., Докторов А. Н. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 4. С. 10–16.