Муромский институт (филиал)

федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»

На правах рукописи

СУРЖИК ДМИТРИЙ ИГОРЕВИЧ

ЦИФРОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИНТЕЗАТОРЫ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ

05.12.04 - «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель д.т.н., профессор Ромашов В.В.

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ5
ГЛАВА 1. ОБЗОР ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ,
ИСКАЖЕНИЙ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА УСТРОЙСТВА И МЕТОДОВ ИХ
СНИЖЕНИЯ10
1.1 Обзор цифровых вычислительных синтезаторов и их основных
характеристик10
1.2 Анализ искажений выходного сигнала цифровых вычислительных
синтезаторов
1.3 Методы снижения искажений выходного сигнала цифровых
вычислительных синтезаторов
1.4 Принцип автоматической компенсации фазовых искажений30
1.5 Выводы и постановка задачи исследования
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ
КОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ38
2.1 Алгоритм выделения фазовых искажений выходного сигнала
цифровых вычислительных синтезаторов
2.2 Разработка тракта формирования управляющего сигнала
автокомпенсатора фазовых искажений цифровых вычислительных
синтезаторов
2.3 Разработка устройства управления задержкой автокомпенсатора
фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов55
2.4 Уравнения гибридных синтезаторов частот с автоматической
компенсацией фазовых искажений цифровых вычислительных
синтезаторов61
2.5 Передаточные характеристики и условия полной компенсации
фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов гибридных
синтезаторов частот

2.6 Частотные характеристики гибридных синтезаторов частот с								
автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых								
вычислительных синтезаторов								
2.7 Динамические характеристики гибридных синтезаторов частот с								
автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых								
вычислительных синтезаторов.								
2.8 Выводы								
ГЛАВА 3. АНАЛИЗ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНЫХ								
СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ								
ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ								
СИНТЕЗАТОРОВ								
3.1 Разработка математических моделей СПМ фазовых шумов гибридных								
синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений								
цифровых вычислительных синтезаторов								
3.2 Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов								
частот с автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых								
вычислительных синтезаторов								
3.3 Исследование параметрической чувствительности гибридных								
синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений								
цифровых вычислительных синтезаторов								
3.4 Выводы								
ГЛАВА 4. ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ								
ЧАСТОТ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ								
ИСКАЖЕНИЙ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ110								
4.1 Экспериментальное исследование гибридного синтезатора частот с								
автокомпенсатором фазовых искажений цифрового вычислительного								
синтезатора								
4.1.1 Схемотехническое моделирование гибридного синтезатора частот								
с автокомпенсатором фазовых искажений цифрового вычислительного								
синтезатора								

		4.1.2	Экспери	ментальное	е исследо	ование а	втокол	ипенсатор	а фазові	ЫΧ
		искаж	кений циф	рового выч	ислителы	ного синт	езатора	a AD9854.	1	15
•	4.2	Раз	работка	формиров	ателя с	игналов	на	основе	гибридн	ЫΧ
	синт	гезатор	ов часто	т с автома	тической	компенс	ацией	фазовых	искажен	ий
	цифровых вычислительных синтезаторов								12	23
	4.3 Сравнительный анализ формирователей сигналов по уровню ф								ю фазово	ГС
-	шум	ıa							12	28
	4.4	Вы	воды						13	37
ЗАКЛЮЧЕНИЕ								1	38	
ЛИТЕРАТУРА								14	10	
ПРИ	ЛОХ	КЕНИ	Е. Акты в	нелрения р	езультато	в лиссерт	анионн	юй работь	յ 1։	54

ВВЕДЕНИЕ

Цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) находят широкое применение в качестве формирователей стабильных частот и сигналов различных радиотехнических, телекоммуникационных, промышленных, измерительных и медицинских устройств. Вопросам исследования ЦВС посвящены работы V.F. Kroupa, J. Vankka, K. Halonen, Bar-Giora Goldberg, E. Murphy, C. Slattery, B. Макаренко, Л.И. Ридико, Н.П. Ямпурина, Л.А.Белова, В.Н. Кочемасова и других. Одним из важнейших параметров современных систем прямого цифрового синтеза в указанных областях является спектральная чистота синтезируемого сигнала.

Однако спектр выходного сигнала ЦВС помимо гармоники основного тона содержит шумовую составляющую и множество дискретных паразитных спектральных составляющих (ПСС), которые можно рассматривать как фазовые искажения синтезируемого сигнала. Уровень указанных искажений может быть значительно выше, чем у синтезаторов, построенных на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Непрерывное совершенствование техники синтеза стабильных частот требует построения ЦВС с улучшенными спектральными характеристиками за счет снижения данных искажений.

Известные способы снижения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС обладают характерными недостатками и не всегда эффективны. В связи с этим задача улучшения спектральных характеристик ЦВС является актуальной, а ее решение требует развития существующих методов снижения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС.

Во временной области фазовые искажения выходного сигнала ЦВС соответствуют паразитной фазовой модуляции (ПФМ) синтезируемого сигнала, процесс борьбы с которой можно трактовать как выделение полезных компонентов спектра и подавления нежелательных. Факт наличия ПФМ позволяет рассматривать в качестве метода снижения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС их автоматическую компенсацию. Данный принцип

впервые был предложен Г.В. Щипановым и развит далее В.Н. Петровым, Г.М. Улановым, Б. Уидроу, В.В. Шахгильдяном, М.В. Капрановым, П.А. Поповым, В.В. Ромашовым, И.А. Куриловым и другими. В основе метода лежит выделение фазовых искажений устройства и осуществление их автоматической компенсации путем управления фазой. Данный метод является перспективным в данном классе устройств, однако он мало изучен и освещен в научной литературе и не разработан для многоуровневых сигналов, к которым относится сигнал с выхода цифро-аналогового преобразователя ЦВС.

В связи с этим целью диссертационной работы является улучшение спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов с использованием метода автоматической компенсации фазовых искажений.

Выполнение цели требует решения следующих задач:

- исследовать источники искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов, их влияние на спектральные характеристики и проанализировать известные способы их снижения;
- разработать алгоритм выделения фазовых искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов и их автоматической компенсации, а также структурные схемы устройств, реализующих данный алгоритм;
- получить дифференциальные уравнения, передаточные функции, условия полной компенсации фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов и провести на их основе анализ частотных и динамических свойств предложенных устройств;
- исследовать шумовые характеристики цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений и определить потенциальные возможности указанных устройств;
- исследовать эффективность применения предложенных схем в качестве формирователей сигналов радиотехнических систем.

Объектом исследования является цифровой вычислительный синтезатор.

Предметом исследования является метод автоматической компенсации фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов.

Методы исследования. Для решения поставленных в диссертационной работе задач использовались методы спектрального анализа, теории автоматического управления, методы аппроксимации. Моделирование и расчет проводились на ЭВМ с использованием программ MathCAD и Micro-Cap.

Научная новизна работы заключается в том, что:

- разработан алгоритм выделения фазовых искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов и их автоматической компенсации, предложены структурные схемы трех вариантов устройств, его реализующих;
- получены дифференциальные уравнения, передаточные функции и условия полной компенсации фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов;
- теоретически исследованы частотные и динамические свойства цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений;
- разработаны математические модели и исследованы шумовые характеристики цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений при различных параметрах анализируемых устройств.

Практическая значимость полученных в диссертационной работе результатов заключается в следующем:

- разработаны структурные схемы гибридных синтезаторов частот на основе петли фазовой автоподстройки частоты и цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений, позволяющие уменьшить уровень ПСС и фазового шума сигнала на 6-13 дБ;
- разработаны математические модели шумовых характеристик цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений, позволяющие на стадии проектирования с низкой погрешностью проводить оценку спектральной плотности мощности фазовых шумов разрабатываемых устройств;
 - разработан математический аппарат и инструментальные средства в виде

программ расчета на ЭВМ цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений, позволяющие исследовать основные параметры и характеристики данных устройств;

- на основе цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений разработан формирователь сигналов радиотехнической системы с заданными параметрами, позволяющий уменьшить уровень ПСС и фазового шума сигнала на 4-10 дБ.

Достоверность полученных результатов подтверждена схемотехническим моделированием и экспериментальным исследованием системы гибридного синтеза частот с автокомпенсатором фазовых искажений синтезатора AD9854.

На защиту выносятся:

- алгоритм выделения фазовых искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов и реализация принципа автоматической компенсации этих искажений с помощью петли фазовой автоподстройки частоты;
- структурные схемы цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений и петлей фазовой автоподстройки частоты;
- результаты исследований характеристик предложенных схем цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений.

Апробация работы. Основные положения диссертационной работы обсуждались на следующих конференциях и семинарах:

- международной молодежной научной конференции «XXVII Гагаринские чтения» (Москва, 2011);
- всероссийской конференции с международным участием «Научная сессия, посвященная Дню радио» (Москва, 2012);
- IV-VIII всероссийских научных Зворыкинских чтениях «Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России» и «Научный потенциал молодежи будущее России » (Муром, 2012-2016);

- IX-ой, XI-ой и XII-ой Международной IEEE Сибирской конференции по управлению и связи (Красноярск, 2013, 2015, 2016);
- 25-ой Международной IEEE Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (Севастополь, 2015).

Публикации. По тематике диссертации опубликована 21 работа, включая 12 статей, в том числе 6 статей в журналах перечня ВАК, 3 статьи в международной реферативной базе Scopus, 9 тезисов докладов. Имеются 2 патента на полезные модели и 2 свидетельства о регистрации программ для ЭВМ.

Внедрение результатов работы. Результаты диссертационной работы НИОКР на AO внедрены исследования ПО «Муромский завод радиоизмерительных приборов», в учебном процессе кафедры радиотехники Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный Александра Григорьевича Николая Григорьевича университет имени И Столетовых», использованы при выполнении гранта РФФИ № 15-08-05542-а.

Структура и объем работы. Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемой литературы и приложения. Общий объем работы составляет 155 страниц машинописного текста, включая 100 рисунков и 7 таблиц. Библиография содержит 143 наименования, в том числе 25 работ автора.

ГЛАВА 1. ОБЗОР ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ, ИСКАЖЕНИЙ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА УСТРОЙСТВА И МЕТОДОВ ИХ СНИЖЕНИЯ

1.1 Обзор цифровых вычислительных синтезаторов и их основных характеристик

Цифровые вычислительные синтезаторы [1-22] применяются в качестве источников стабильных частот, формируемых из тактового сигнала с использованием цифровой обработки. Особенностью синтезаторов данного типа является то, что частота, амплитуда и фаза сигнала, формируемого на их выходе, в любой момент времени точно известны и могут быть запрограммированы [9,10].

Структурная схема ЦВС представлена на рисунке 1.1.1 [9, 10]. На схеме приняты следующие обозначения: $T\Gamma$ — тактовый генератор, $A\Phi$ — аккумулятор фазы, Π 3У - постоянное запоминающее устройство, ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь, Φ HЧ - фильтр нижних частот. ЦВС генерирует выходной сигнал требуемой формы и с заданной частотой $f_{\mathit{ЦВС}}$, которая определяется двумя параметрами: частотой тактового сигнала f_{T} и двоичным числом — кодом частоты K. Это двоичное число подается на вход аккумулятора фазы.

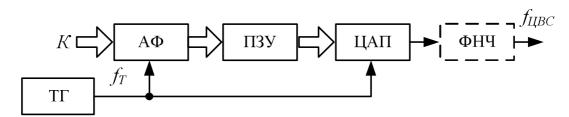


Рисунок 1.1.1 - Структурная схема ЦВС

Аккумулятор фазы представляет собой счетчик, значение которого увеличивается с каждым приходом тактового импульса [12]. Величина приращения задается двоичным кодом частоты, который определяет величину приращения значения фазы с каждым тактовым импульсом. Чем больше значение кода, тем быстрее происходит переполнение фазового аккумулятора и более

коротким получается период выходного сигнала. Разрядностью аккумулятора фазы p определяется общее число возможных значений фазы, что в свою очередь определяет разрешение ЦВС по частоте. Типичные значения разрядности фазового аккумулятора составляют 21-48 бит. Так 28-разрядный аккумулятор фазы при K=0000...0001 будет переполняться после 228 тактовых импульсов. Если K=0111...1111 аккумулятор переполнится всего за 2 цикла, что является минимальным для удовлетворения теореме Котельникова [12], согласно которой максимальная частота синтезируемого сигнала ЦВС не должна превышать $f_T/2$. Частота переполнений аккумулятора фазы соответствует частоте выходного сигнала, которая определяется уравнением настройки ЦВС [13, 20]

$$f_{IJBC} = \frac{Kf_T}{2^p} \ . \tag{1.1.1}$$

То есть тактовая частота испытывает деление, которое определяется кодом частоты и разрядностью фазового аккумулятора. В результате, если увеличить разрядность p, то уменьшится шаг перестройки частоты

$$\Delta f = \frac{f_T}{2^p} \ . \tag{1.1.2}$$

При изменении значения K выходная частота изменяется мгновенно без переходных процессов и разрывов фазы, присущих синтезаторам с ФАПЧ.

Далее с помощью ПЗУ выходной код мгновенной фазы преобразуется в цифровые отсчеты выходного сигнала. В ячейках ПЗУ записаны значения коэффициентов сигнала заданной формы. Для адресации используются лишь старшие 12-16 разрядов кода фазы. Для уменьшения объема ПЗУ при формировании немодулированных сигналов используют свойство симметрии, и в ПЗУ содержится только 1/4 периода функции [8, 9].

На выходе ПЗУ формируется текущее значение амплитуды сигнала в цифровом виде, которое ЦАП превращает в соответствующее ступенчатое колебание заданной формы и с заданным законом изменения частоты. Типичные значения разрядности ЦАП составляют 10-14 бит.

Для сглаживания «ступенек» выходного аналогового сигнала и подавления образов основной частоты на выходе ЦАП может использоваться ФНЧ.

Основными преимуществами ЦВС являются:

- высокое разрешение по частоте и фазе, управление которыми осуществляется в цифровом виде. Разрешение ЦВС по частоте достигает тысячных долей герца [9-12] для выходной частоты до нескольких десятков МГц, что практически недостижимо при других методах синтеза;
- высокая скорость перестройки частоты без разрыва фазы и выбросов напряжения на выходе, вызванных переходными процессами. При этом скорость перехода на новую частоту определяется только быстродействием работы цифровых узлов и интерфейса, входящих в состав синтезатора;
- архитектура ЦВС исключает необходимость применения точной подстройки тактовой частоты ввиду очень малого шага перестройки синтезатора по частоте;
- цифровой интерфейс позволяет легко реализовать микроконтроллерное управление;
- ЦВС способны формировать модулированные сигналы и сигналы негармонической формы (пилообразной, треугольной и др.) непосредственно в процессе синтеза.

ЦВС характеризуются следующими основными параметрами [16,17]:

Максимальная синтезируемая частота ограничена половиной частоты ТГ, которая для современных реализаций устройства достигает 3500 МГц. В практических случаях частоту синтезируемого сигнала ЦВС ограничивают значением $0.4f_T$, что способствует улучшению спектральной чистоты выходного сигнала и облегчению фильтрации.

Диапазон синтезируемых частот составляет область от 0 Гц до максимальной синтезируемой частоты.

Шаг сетки частот Δf определяется разрядностью фазового аккумулятора и основанием используемой системы счисления и может составлять доли Γ ц.

Спектральные характеристики. Помимо основной гармоники выходной спектр ЦВС содержит шумовую составляющую и ПСС [18-27], уровень которых может быть значительно выше, чем в синтезаторах, построенных на основе системы ФАПЧ. Спектральная чистота выходного сигнала ЦВС во многом зависит от характеристик ЦАП.

Потребляемая мощность. Для высокочастотных ЦВС данная характеристика прямо пропорциональна тактовой частоте и может достигать единиц ватт.

1.2 Анализ искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов

В процессе частотного синтеза выходной сигнал ЦВС содержит паразитные амплитудные и фазовые искажения. Амплитудные искажения характеризуются изменением соотношений амплитуд составляющих спектра и в меньшей степени оказывают влияние на качество выходного сигнала синтезатора. Фазовые искажения, в отличие от амплитудных, приводят к тому, что выходной спектр ЦВС представляет собой не чистую гармонику основного тона, а некоторую спектральную функцию. При этом в спектре можно выделить две основные части – дискретную и шумовую. На рис. 1.2.1 в качестве примера приведен спектр выходного сигнала ЦВС AD9910 (производитель Analog Devices) с несущей частотой 204 МГц при $f_T = 1$ ГГц.

Дискретная часть представляет собой пик на выходной частоте синтезатора и ПСС на определенных отстройках от несущей. Образование ПСС в выходном спектре ЦВС обусловлено фазовыми искажениями, вызванными нелинейностью ЦАП, усечением кода фазы, воздействием дестабилизирующих факторов и некратностью входной и выходной частот синтезатора.

Шумовая часть спектра является непрерывной, а флуктуации называют фазовым шумом, который имеют случайную природу и определяется величиной спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов. Причиной таких

флуктуаций являются эффекты квантования и собственные шумы полупроводниковых элементов, входящих в состав ЦВС.

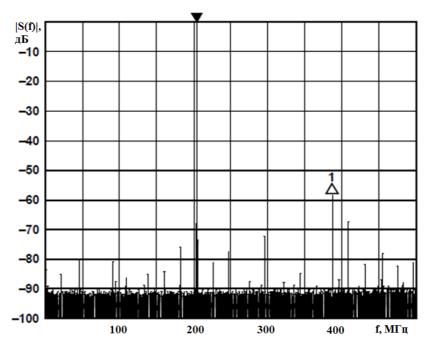


Рисунок 1.2.1 - Спектр выходного сигнала ЦВС AD9910

Источники искажений выходного сигнала ЦВС (рис. 1.2.2) имеют различную природу происхождения. Это обусловлено тем, что синтезатор сочетает в своей структуре блоки цифровой и аналоговой обработки сигналов. Для осуществления эффективного снижения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС необходимо проанализировать источники и причины их возникновения. При этом необходимо рассмотреть вопросы, связанные с цифровыми и аналоговыми нестабильностями — эффекты дискретизации и квантования, нелинейность ЦАП и другие.



Рисунок 1.2.2 – Декомпозиция источников искажений выходного сигнала ЦВС

Искажения ЦАП. Они обусловлены отличием реальной характеристики преобразования цифрового кода в аналоговое напряжение от идеальной (рис.1.2.3) [18, 19]. Ошибки преобразования ЦАП определяются тремя факторами – погрешностью усиления E_g , погрешностью смещения нулевого уровня шкалы преобразования E_0 и нелинейностью характеристики преобразования (интегральной D_i и дифференциальной D_d).

Погрешность усиления — величина, на которую масштабный коэффициент преобразования аналогового сигнала в цифровую форму (Δu) отличается от идеального значения [18]. Как правило, измеряется в процентах от полного масштаба всей шкалы преобразования ЦАП. Эта погрешность пропорционально изменяет уровень основной частоты, ее гармоник и ПСС.

Погрешность смещения нулевого уровня определяет значение характеристики ЦАП при нулевом значении кода. Она обуславливает изменение шумовой составляющей выходного спектра ЦВС.

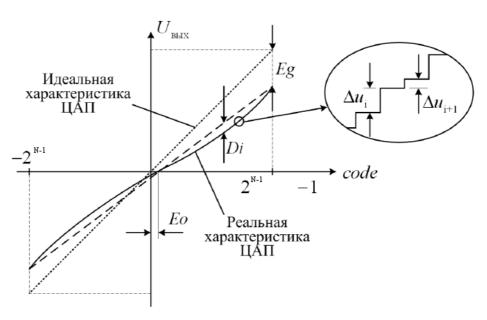


Рисунок 1.2.3 - Идеальная и реальная характеристики преобразования ЦАП с обозначениями погрешностей

Погрешность нелинейности функции преобразования бывает двух видов — интегральная и дифференциальная. Интегральная нелинейность D_i показывает максимальное отклонение реальной характеристики ЦАП от идеальной

теоретической. Дифференциальная нелинейность D_d отражает максимальную разность двух соседних шагов квантования.

Нелинейность характеристики преобразования ЦАП цифрового кода в напряжение приводит к появлению в спектре выходного сигнала ЦВС гармоник основной частоты $kf_{\mathit{ЦВC}}$ и побочных компонент $mf_T \pm kf_{\mathit{ЦВC}}$, уровень которых зависит от точности преобразования и качества работы ЦАП. На рис. 1.2.4 [20] представлен выходной спектр ЦВС с нелинейным ЦАП при $f_T = 100$ МГц и $f_{\mathit{ЦВC}} = 30$ МГц (непрерывными линиями обозначены гармоники выходной частоты синтезатора, прерывистыми – комбинационные составляющие).

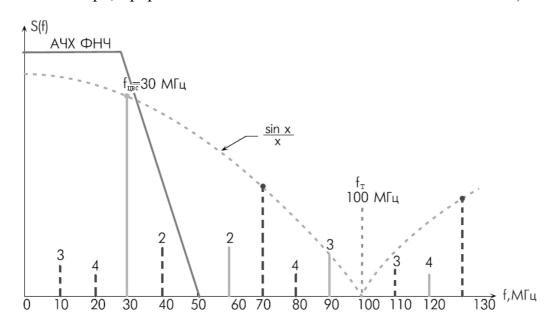


Рисунок 1.2.4 - Выходной спектр ЦВС с нелинейным ЦАП

Кроме того, имеется зависимость коэффициента гармоник и максимального уровня ПСС от кода частоты. С увеличением значений частотного слова в целом наблюдается снижение коэффициента нелинейных искажений. Однако существуют значения кода частоты, когда коэффициент гармоник принимает максимальное значение (25% от частоты ТГ) [18]. Это обусловлено совпадением частот ПСС с основной частотой ЦВС и ее гармониками. Максимальный уровень ПСС, напротив, возрастает при увеличении выходной частоты ЦВС, особенно заметно, когда она больше 25% частоты ТГ. Это связано с тем, что при наличии ФНЧ на выходе ЦВС гармоники выходной частоты не попадают в полосу

пропускания фильтра. Поэтому при использовании фильтрации как метода снижения искажений выходного сигнала ЦВС рекомендуется использовать диапазон до четверти от тактовой входной частоты синтезатора.

Чем более выражена нелинейность характеристики ЦАП, тем существеннее он оказывает влияние на чистоту спектра выходного сигнала ЦВС: увеличивается коэффициент нелинейных искажений и максимальный уровень ПСС.

Технические погрешности реализации ЦАП могут приводить дополнительным искажениям выходного сигнала в виде затухающих выбросов напряжения (импульсного воздействия) - «глитчей». Основными причинами их появления является неодинаковое время нарастания и спада у ЦАП, а также переходные процессы выходного сигнала при смене кода на входах переключающих элементов - ключей. Например, при переходе от кода 011...111 к 100...000 может возникнуть промежуточное положение, когда на входе 000...000 (все ключи открыты) и 111...111 (все ключи закрыты). Это вызывает неоднозначность сигнала, стремящегося переключиться к какому-либо крайнему значению выходного напряжения. В результате выходной сигнал синтезатора дополнительно искажается.

Искажения из-за усечения кода фазы. Для обеспечения высокого частотного разрешения выбирают большую разрядность аккумулятора фазы p (21-48 бит). Однако только часть его старших разрядов используется для адресации ПЗУ. Отбрасывание младших бит фазового аккумулятора приводит к возникновению ошибки в представлении фазы, что приводит к появлению погрешности амплитуды при преобразовании фазы в амплитуду [21]. В итоге спектр выходного сигнала ЦВС содержит дополнительные периодические ПСС, вызванные усечением кода фазы. Спектр сигнала ошибки усечения кода фазы также имеет спектральные составляющие $f_{\textit{ЦВС}}$ и $f_T - f_{\textit{ЦВС}}$ в полосе частот от 0 Γ ц до f_T , противофазные таким же компонентам спектра сигнала [18], что приводит соответственно не только к появлению ПСС, но и к уменьшению уровня

гармоники основного тона ЦВС и, соответственно, к увеличению относительного уровня ПСС.

Уровень ПСС в зависимости от кода частоты K может изменяться, принимая как максимальные, так и минимальные значения. Наихудшая ситуация, когда от кода фазы отсекаются поочередно либо все нули, либо код вида 100...00 (в старшем разряде – единица, во всех младших - нули) [18]. Спектр такого сигнала ошибки усечения кода фазы имеет минимальное количество уровню. Частоты спектральных составляющих максимальных ПО ЭТИХ спектральных составляющих [18] равны

$$f_1 = f_{LJBC}, f_2 = f_T - f_{LJBC}, f_{3,4} = \frac{f_T}{2} \pm f_{LJBC}.$$
 (1.2.1)

Остальным значениям кода частоты соответствуют случаи с большим числом ПСС меньшей амплитуды. Наилучший случай, когда в отбрасываемой части кода фазы все нули. Тогда функция ошибки фазы, сигнал ошибки и его спектр принимают нулевые значения.

Число дискретных ПСС в выходном спектре ЦВС, вызванных усечением кода фазы [19, 21, 22], определяется как

$$\lambda = \frac{2^b}{2HO\mathcal{I}(K,2^b)},\tag{1.2.2}$$

где b = p - a - число бит округления, HOД(a,b) - наибольший общий делитель чисел a и b.

Выходной спектр ЦВС состоит из двух последовательностей ПСС [20, 22] с частотами

$$\frac{K}{2^p} \pm n \frac{K}{2^b}.\tag{1.2.3}$$

Амплитуда *п*-ной ПСС [20] имеет вид

$$A(n) = \pi \frac{2^{b-p}}{2\lambda} \cos ec \left(\frac{\pi n}{2\lambda}\right). \tag{1.2.4}$$

Так как амплитуды ПСС монотонно убывают с ростом K, то лишь первые три ПСС от усечения фазы будут иметь уровень выше уровня шумов квантования [19].

Максимальный уровень ПСС соответствует первой составляющей [21]

$$A_{max} = 2^{b-p} \frac{\frac{\pi HO \mathcal{I}(K, 2^{b})}{2^{b}}}{sin\left(\frac{\pi HO \mathcal{I}(K, 2^{b})}{2^{b}}\right)}.$$
 (1.2.5)

При b=4 максимальный уровень ПСС не зависит от разрядности аккумулятора фазы, а определяется количеством разрядов ПЗУ

$$A_{max} = 20 \log (2^{-a}) = 6.02a.$$
 (дБ) (1.2.6)

ПЗУ, входящие в состав современных ЦВС, для обеспечения требуемого быстродействия используются значения разрядности 12-16 бит. В случае 14-разрядного ПЗУ величина отношения сигнал/шум (ОСШ) устройства будет составлять минус 84,28 дБ, в случае 15-разрядного ПЗУ - минус 90,3 дБ, а в случае 16-разрядного ПЗУ - минус 96,32 дБ. Рис. 1.2.5 графически иллюстрирует данную зависимость.

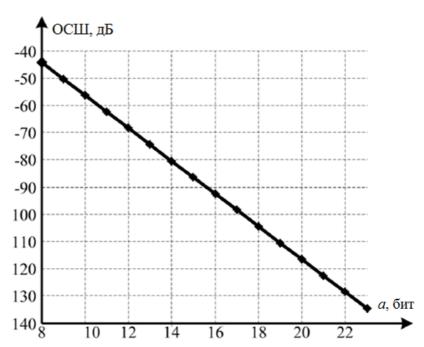


Рисунок 1.2.5 – Зависимость ОСШ устройства от разрядности ПЗУ

Дестабилизирующие факторы. В составе ЦВС ЦАП более всего подвержен влиянию их воздействия, поскольку является единственным элементом, обладающим свойственной аналоговым схемам нестабильностью. Узлы цифровой обработки синтезатора практически не зависят от старения элементов, воздействий внешней среды и вносят искажения меньшей величины. К дестабилизирующим факторам относятся:

Нестабильность напряжения питания.

Колебания температуры, влажности окружающей среды, атмосферного давления, изменения иных климатических факторов.

Электромагнитные наводки, воздействующие на сигнальные проводники. Они генерируются импульсными источниками питания, высоковольтными линиями, радиочастотными системами и другими подобными источниками. Эффект воздействия электромагнитных наводок заключается в паразитной модуляции полезного сигнала. На рис. 1.2.6 [24] проиллюстрировано влияние источника питания на величину отношения сигнал/шум.



Рисунок 1.2.6 - Характеристики ЦАП ЦВС в зависимости от конфигурации источника питания

На графике приведены зависимости отношения сигнал/шум от частоты для ЦАП ЦВС при внешнем источнике тактовых импульсов и линейном источнике питания (источник тактовых импульсов не имеет других связей с платой, на

которой находится ЦАП); при источнике тактовых импульсов, расположенном на плате и питании платы импульсного источника и при расположенном на плате источнике тактового сигнала с применением фильтрации [24].

Импульсные токи, проходящие по шине заземления и вызванные неправильной конфигурацией заземления на плате. Большие импульсные токи возникают при одновременном переключении большого числа логических элементов. Это приводит к появлению острых импульсов на шине «земли» и заземляющей поверхности, смещению уровней сигналов и уровней срабатывания схем тактирования. Для примера предположим, что когда логический элемент переключается, ток может достигать 10 мА. Если переключается 12 таких логических элементов, ток составит 120 мА [25]. Это может вызвать наводки по линиям питания и земли, так как сопротивление «земляной» шины ненулевое. Таким образом, все схемы, подключенные к этой земле, будут подвержены действию наводок.

Перекрестные искажения, возникающие, когда ЦВС используется в системах с несколькими каналами формирования, в которых синтезируемые сигналы могут воздействовать друг на друга. В результате перекрестных искажений в спектре полезного сигнала появляется «юбочка» вблизи несущего колебания. Кроме того, с увеличением частоты передний фронт цифрового сигнала становится меньше и шум из-за перекрестных искажений увеличивается.

<u>Механические воздействия</u> - удары и вибрации, при которых некоторые радиоэлектронные компоненты (например, некоторые керамические конденсаторы) могут работать как преобразователи механической энергии в электрическую.

ПСС, вызванные воздействием на ЦВС дестабилизирующих факторов, достигают своих максимальных значений в определенные временные интервалы и характеризуется амплитудным значением. Их спектр содержит ПСС на определенных отстройках от несущей частоты, которые могут быть четко соотнесены с определенными факторами применительно к данному источнику сигнала (например, частота линии питания, частота вибрации) [25].

Искажения некратности. В случае нецелочисленного деления в ЦВС появляются фазовые искажения, вызванные некратностью частот тактового и выходного сигналов ЦВС.

На рис. 1.2.7 представлен спектр выходного сигнала ЦВС AD9854 с 12-разрядным ЦАП при тактовой частоте 30 МГц. На рис. 1.2.7а частота выходного сигнала ЦВС составляет 3 МГц - ровно 1/10 часть от частоты тактирования. Поэтому в данном случае в выходном спектре ЦВС практически отсутствуют гармоники, эффекты наложения минимальны и спектр не содержит ПСС [26]. На рисунке 1.2.76 представлена спектрограмма выходного сигнала ЦВС при некратной выходной частоте 3,1 МГц. В данном случае спектр выходного сигнала синтезатора содержит большое количество ПСС.

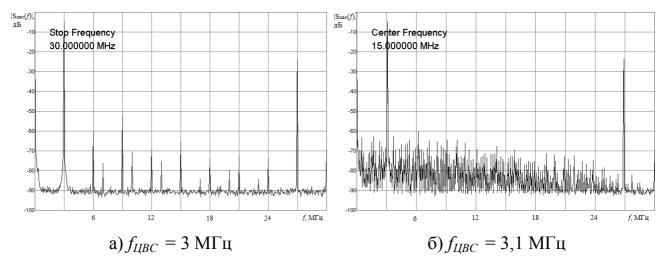


Рисунок 1.2.7 - Спектры выходного сигнала ЦВС AD9854 при частоте тактирования 30 МГц

Причина такого явления (рис. 1.2.76) заключается в том, что для получения выходной частоты при указанном соотношении установлен код частоты, не кратный объему аккумулятора фазы. В результате этого на выходе ЦАП формируется сигнал с нерегулярной амплитудой. После выделения из спектра основной гармоники с помощью ФНЧ, она оказывается модулированной по частоте с соответствующим загрязнением спектра ПСС.

Число дискретных ПСС [21] в выходном спектре ЦВС, вызванных некратностью входной и выходной частот, определяется кодом частоты и разрядностью аккумулятора фазы

$$L = \frac{2^p}{HO\mathcal{I}(K2^p)} \ . \tag{1.2.7}$$

Количественная оценка частотного распределения и уровней ПСС, вызванных данными фазовыми искажениями, на данный момент отсутствует.

Шум квантования. Причиной его образования является конечная разрядность данных ПЗУ и ЦАП, которая проявляется отклонением отсчетов выходного сигнала устройства от идеальных теоретических значений [9,10,18,27], при этом образуется сигнал ошибки квантования

$$s_{quire}(t) = s_{udean}(t) - s_n(t),$$
 (1.2.8)

где $s_{u\partial ean}(t)$ - сигнал на выходе ЦАП бесконечной разрядности, $s_n(t)$ - сигнал на выходе n — битного ЦАП.

При малой разрядности ЦАП, взаимосвязь между сигналом и ошибкой квантования является очевидной: сигнал ошибки квантования (1.2.8) приводит к образованию ПСС в спектре выходного сигнала ЦВС. Спектр же сигнала $s_{u\partial ean}(t)$ имеет только две компоненты f_{LBC} и $f_{\mathit{T}} - f_{\mathit{LBC}}$ в полосе частот от 0 Γ ц до f_{T} .

Коэффициент гармоник и уровень ПСС существенно зависят от разрядности ЦАП и при конкретной разрядности ЦАП не зависят от разрядности аккумулятора фазы и ПЗУ [18]. Зависимости наихудших значений коэффициента нелинейных искажений и уровня ПСС от разрядности идеального ЦАП графически представлены на рис. 1.2.8 [18].

Известно эмпирическое выражение, определяющее максимально достижимое отношение сигнал/шум для идеального n- разрядного ЦАП [9,10,27]

$$OCIII_{\kappa_{\theta}} = 6.02n + 1.76 \text{ (дБ)}.$$
 (1.2.9)

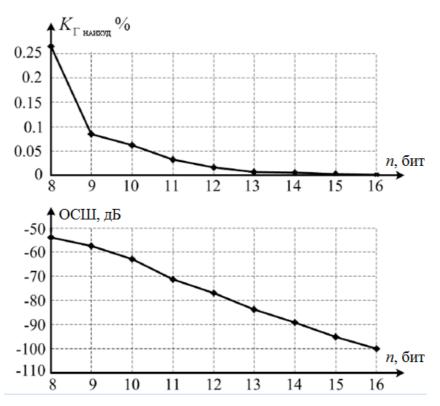


Рисунок 1.2.8 – Зависимости коэффициента гармоник и ОСШ от разрядности ЦАП

Увеличение разрядности ЦАП до 8 бит приводит к снижению сигнала ошибки квантования, в результате уменьшаются и амплитуды соответствующих ПСС. Теоретически отсчеты должны иметь неограниченную разрядность, но на практике у современных ЦВС разрядность ЦАП ограничивают значениями 10 – 14 бит. Так, например, 12-разрядный ЦАП согласно формуле (1.2.9) будет иметь максимальное отношение сигнал/шум 74 дБ, а 14-разрядный - 86,04 дБ. При таком увеличении разрядности ЦАП связь между сигналом и ошибкой квантования уменьшается, и ошибка квантования становится похожа на случайную величину. В результате ошибку квантования в приближении можно считать белым шумом с равномерным распределением [19]. На рис. 1.2.9 представлен спектр сигнала на выходе ЦВС АD9910 с 14-разрядным ЦАП при учете только шумов квантования.

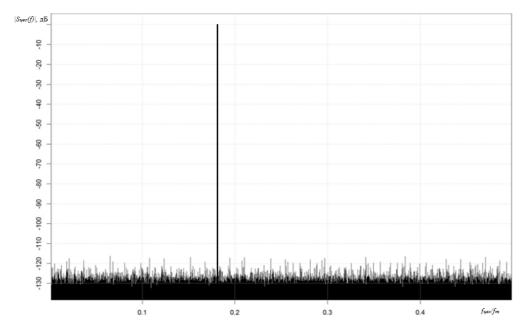


Рисунок 1.2.9 - Спектр сигнала на выходе ЦВС AD9910 с 14-разрядным ЦАП при учете только шумов квантования

Собственные шумы связаны с физическими свойствами электронов и дырок (случайным поведением и флуктуациями) в полупроводниковых приборах, используемых в ЦВС. Собственные шумы включают тепловой, дробовый и фликкер-шум. На рис. 1.2.10 представлен график СПМ фазового шума выходного сигнала ЦВС AD9910 для разных выходных частот при $f_T = 1$ ГГц.

Тепловой шум связан с потоком электронов в проводниках и вызывается случайным характером движения носителей заряда в условиях теплового равновесия [25]. Кинетическая энергия этих флуктуирующих случайным образом носителей заряда пропорциональна их температуре и среднеквадратической скорости. СПМ теплового шума пропорциональна температуре. Тепловой шум устанавливает ограничение на величину отношения сигнал-шум, так как он присутствует во всех электронных приборах, имеющих ненулевую абсолютную температуру.

Дробовый шум генерируется потоком квантовых носителей в потенциальном барьере со случайным временем генерации или пространственным распределением [25]. Он обусловлен случайными флуктуациями потока носителей. Обычно в полупроводниковых приборах величина дробового шума превышает величину теплового шума.

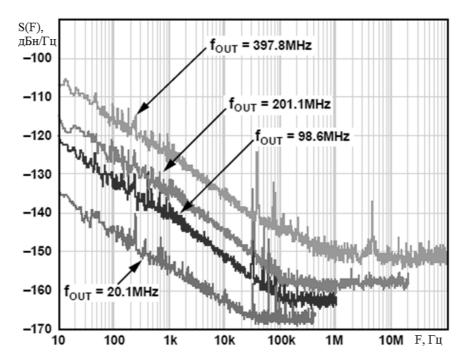


Рисунок 1.2.10 - СПМ фазового шума выходного сигнала ЦВС AD9910 при f_T = 1 ГГц

Фликкер-шум это явление, при котором СПМ фазового шума обратно пропорциональна частоте в широком диапазоне частот [25]. Его можно обнаружить во всех активных приборах и некоторых пассивных компонентах.

Из проведенного анализа источников искажений выходного сигнала ЦВС следует, что наибольшей амплитудой обладают ПСС, вызванные нелинейностью ЦАП. Данные искажения, наряду с ПСС из-за некратности входной и выходной частот ЦВС, достаточно удалены относительно несущего колебания и могут быть эффективно устранены из спектра фильтрацией либо методиками рандомизации (п. 1.3).

Шумы квантования современных ЦВС позволяют достичь максимального отношения сигнал/шум 86,04 дБ (для 14-разрядного ЦАП), а искажения из-за усечения кода фазы значений до 96,32 дБ (для 16-разрядных ПЗУ) и лишь в случае малого числа ПСС превышают уровень шумов квантования. Данные искажения совместно с собственными шумами ЦВС и ПСС, вызванными воздействием дестабилизирующих факторов, располагаются в ближней зоне по отношению к синтезируемому колебанию и оказывают непосредственное влияние на его спектральную чистоту.

1.3 Методы снижения искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов

Поскольку выходной сигнал ЦВС содержит искажения в виде шума и ПСС цифрового и аналогового происхождения, то в настоящий момент существует ряд методов их снижения. Различают способы, позволяющие как снизить величину фазовых искажений, так и распределить их СПМ фазовых шумов более равномерно [5]. Рассмотрим основные методы снижения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС более подробно.

Фильтрация. Является наиболее простым и широко распространенным способом снижения фазовых искажений. На выходе ЦВС могут использоваться два фильтра с различной полосой пропускания. Частота среза первого ФНЧ настраивается на максимальную выходную частоту ЦВС или ограничивается величиной $f_T/3$ или $f_T/4$, чтобы максимальная ПСС из-за нелинейности ЦАП $f_T - f_{IJBC}$ лежала выше частоты дискретизации и ее можно было отфильтровать. Данный фильтр также служит для подавления близких к частоте среза спектральных составляющих $f_T - kf_{IJBC}$, нежелательных гармоник от эффекта наложения и образов выходного спектра с периодом f_T , а также улучшения значения коэффициента гармоник для частот близких к частоте среза фильтра. Второй фильтр используется для улучшения спектральной частоты сигнала и может быть реализован с перестройкой по частоте.

В идеальном случае ФНЧ должен иметь единичный коэффициент передачи до частоты дискретизации и нулевой коэффициент передачи на других частотах. Реальный фильтр в лучшем случае может иметь относительно плоскую амплитудно-частотную характеристику до частоты не более 90% частоты дискретизации и спад конечной крутизны вплоть до частоты $0.5f_T$. Наилучшие показатели достигаются применением фильтров семейств Чебышева и Гаусса [9].

Уменьшение уровня ПСС на выходе ЦВС с помощью фильтрации наблюдается только до частот, близких к частоте среза фильтра, для остальных

ПСС коэффициент гармоник полностью определяется нелинейностью ЦАП. В результате нелинейность ЦАП приводит к дополнительному ужесточению требований к фильтру на выходе ЦВС и соответственно уменьшению выходной синтезируемой частоты по отношению к тактовой. Таким образом, чем больше рабочий диапазон ЦВС, тем выше требования к качеству используемого фильтра на выходе.

Для выравнивания амплитуды при изменении частоты синтезируемого сигнала может использоваться цифровой инверсный фильтр с функцией, обратной $sin\ c(x)$ [28], которая компенсирует спад частотной характеристики ЦАП. Это приводит к снижению уровня ПСС в области высоких частот.

Рандомизация и добавление к фазовой информации псевдослучайного шума. Эти методы уменьшения уровня ПСС основаны на псевдослучайной вариации моментов перехода через «нуль» импульсов переполнения аккумулятора фазы относительно их расположения в идеальном меандре [14, 29, 30]. Они реализуются путем преднамеренного введения в младший разряд ЦАП случайной или псевдослучайной последовательности в виде дрожания фронтов и спадов выходного сигнала ЦВС в пределах тактового интервала в результате модуляции синтезируемой последовательности по периоду следования импульсов.

Наиболее быстродействующая структура рандомизированного ЦВС реализуется с использованием фазового аккумулятора с переменным модулем. В результате спектр ПСС расширяется и превращается из дискретного в близкий к шумовому: амплитуды ПСС уменьшаются, а суммарная мощность побочных составляющих сохраняется в заданной полосе. Однако такое видоизменение спектра, снижающее уровень ПСС, эквивалентно росту его фазового шума.

Передискретизация. Представляет собой увеличение частоты дискретизации в целое количество раз [9], основным полезным свойством которого является уменьшение уровня шумов квантования. Кроме того, передискретизация позволяет избавиться от побочных компонентов k-го и более низких порядков, попадающих в полосу частот от 0 Γ ц до f_T /2. То есть, чем выше отношение

тактовой частоты к выходной синтезируемой частоте ЦВС, тем чище можно получить спектр.

Снижения влияния «глитчей» можно достигнуть использованием ряда технических решений, направленных на уменьшение данного эффекта, основанных на использовании нескольких ступеней выборок из выходного ЦАП сигнала ДЛЯ исключения влияния переходного процесса после калибровке переключения, индивидуальной выравнивании уровней срабатывания ключей в ЦАП. Использование данных методов целесообразно только в верхнем пределе работы ЦАП.

Для снижения влияния действия дестабилизирующих факторов существуют специальные методы, направленные на предотвращение их возникновения. К ним можно отнести внимательное отношение к вопросам организации питания узлов ЦВС, топологии земель и сигнальных проводников, экранирование и т.д. [25]. Для минимизации перекрестных искажений необходимо правильное разведение платы с соответствующим разделением функциональных частей схем, особенно важно правильно разделять аналоговую и цифровую части схем. Для многослойных плат рекомендуется избегать перекрытия или пересечения аналоговых и цифровых проводников. Для снижения колебаний напряжения питания следует использовать высококачественные источники питания, имеющие малые пульсации и шумы.

Таким образом, имеется значительная часть методов, позволяющая уменьшить величину конкретного локального источника искажений, в то время как способов снижения нескольких источников существует ограниченное количество (фильтрация, рандомизация, передискретизация).

Основными недостатками фильтрации являются неизбирательность по отношению к полезной модуляции синтезируемого колебания и существование вероятности попадания ПСС большой амплитуды в полосу пропускания фильтра. При использовании передискретизации ПСС снижаются только от определенных источников. Кроме того, ограничивается максимально возможная синтезируемая частота ЦВС, что может дополнительно потребовать применения последующего

умножения частоты, которое негативно сказывается на уровне фазового шума устройства. Рандомизация сопровождается ухудшением отношения сигнал/шум.

В результате отсутствуют методы эффективного снижения ПСС и шумов в ближней зоне синтезируемого колебания: рандомизация увеличивает шумовой порог, а возможности фильтрации и передискретизации ограничены.

1.4 Принцип автоматической компенсации фазовых искажений

В [2,19,25,31-39] показано, что ПСС, вызванные усечением кода фазы и воздействием дестабилизирующих факторов, собственные шумы ЦВС и шумы квантования приводят к нежелательным динамическим отклонениям фронтов выходного сигнала ЦАП ЦВС во временной области: изменению их крутизны, ширины «ступенек» и смещению относительно идеального расположения по шкале времени (рис. 1.4.1) [9]. Под идеальным положением понимают среднее положения фронта, измеренное за продолжительный период времени.

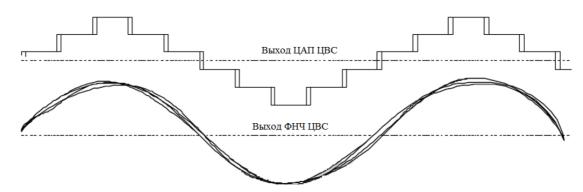


Рисунок 1.4.1 - Временные диаграммы сигналов на выходе ЦАП и фильтра ЦВС при наличии фазовых искажений

Во временной области данный процесс соответствует ПФМ полезного сигнала. Влияние данного процесса в частотной области оценивается уровнем побочных составляющих или фазового шума.

Факт наличия ПФМ позволяет рассматривать в качестве метода снижения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС их автоматическую компенсацию. При этом полагают, что выходной сигнал ЦВС представляет собой аддитивную

смесь полезного сигнала и результата амплитудно-фазовых искажений и его можно рассматривать как сложное АМ-ФМ колебание в виде суммы АМ и ФМ составляющих [40].

Автоматическая компенсация фазовых искажений (АКФИ) [41-43] осуществляется уменьшением нежелательных отклонений фазы сигнала в автоматическом режиме путем введения их противофазного изменения, причем это противофазное изменение формируется самим устройством из исходного сигнала [42]. Принцип работы автокомпенсаторов заключается в следующем: сигнал с фазовыми искажениями, подается на один из входов автокомпенсатора, опорный же сигнал подается на другой его вход. В результате формируется компенсирующий сигнал, который затем используется для подавления фазовых искажений.

В [42,43] рассмотрены принципы построения автокомпенсаторов фазовых искажений, предложены различные схемы и проведено их исследование. Обобщенная структурная схема автокомпенсатора изображена на рисунке 1.4.2. На схеме приняты следующие обозначения: УУ - устройство управления, УТ - управляющий тракт.

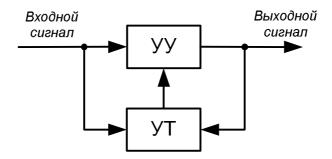


Рисунок 1.4.2 - Обобщенная структурная схема АКФИ

Принцип работы устройства основан на выделении закона нежелательного отклонения фазы и последующем противофазном управлении параметрами входного сигнала устройства в соответствии с параметрами фазового искажения [43]. Входной сигнал поступает на вход управляющего устройства. На второй вход УУ поступает сигнал с управляющего тракта. При этом в зависимости от варианта схемы автокомпенсатора управляющий тракт может быть соединен с входом или выходом управляющего устройства. Возможен случай, когда УТ

соединен одновременно и с входом, и с выходом устройства управления. В качестве УУ для подавления фазовых искажений может быть использовано устройство управления задержкой, реализованное в виде управляемого фазовращателя (УФВ). При такой структуре автокомпенсатора выходной сигнал УТ будет пропорционален отклонению фазы входного, выходного или сумме отклонений сигналов автокомпенсатора. Параметры УТ в автокомпенсаторе выбираются такими, чтобы сигнал на его выходе находился в противофазе с паразитным фазовым отклонением, которое необходимо скомпенсировать.

В зависимости от того, в какой точке схемы выделяется информация о фазовых искажениях, разработано несколько видов АКФИ в зависимости от типа регулирования: с регулированием вперед, регулированием назад, совместным и двойным регулированием [43].

Структурная схема автокомпенсатора с регулированием вперед представлена на рисунке 1.4.3, где приняты следующие обозначения: ФД – фазовый детектор, УПТ – усилитель постоянного тока.

В данном случае вход УТ соединен со входом АКФИ, и управляющий сигнал содержит информацию о фазовых искажениях только входного сигнала. В качестве опорного сигнала может использоваться генератор устройства, с которым работает автокомпенсатор, либо входной сигнал устройства, в котором возникают фазовые искажения. Для выбора требуемой рабочей точки на характеристике ФД в схеме предусмотрен фазовращатель. ФНЧ и УПТ обеспечивают желаемые динамические свойства и требуемую характеристику компенсации [43]. Фазовые искажения входного сигнала автоматически компенсируются за счет противофазной модуляции в УУ.

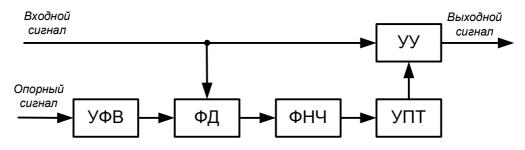


Рисунок 1.4.3 - Структурная схема АКФИ с регулированием вперед

Автокомпенсаторы с регулировкой вперед не обладают статической ошибкой компенсации. Они устойчивы при любых характеристиках составляющих звеньев, что облегчает построение АКФИ со сложными характеристиками избирательности. Недостатком автокомпенсаторов с такой регулировкой является то обстоятельство, что фаза выходного сигнала не контролируется цепью обратной связи и полная компенсация фазовых искажений возможна лишь при точном подборе характеристик составляющих звеньев. Применение регулировки назад позволяет устранить указанный недостаток.

На рисунке 1.4.4 изображена структурная схема автокомпенсатора с регулировкой назад с фазовым детектированием.

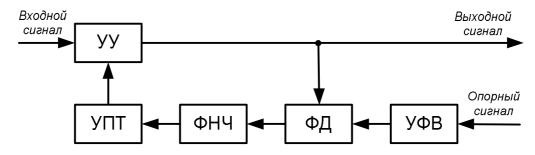


Рисунок 1.4.4 - Структурная схема АКФИ с регулированием назад

Принципы построения и структурная схема УТ аналогичны рассмотренной выше. Здесь выходное напряжение УТ пропорционально отклонению фазы выходного сигнала АКФИ и для эффективной работы системы не требуется точного подбора характеристик составляющих звеньев. Замкнутость кольца регулирования создает условия для фильтрации внутренних фазовых отклонений автокомпенсатора, вызванных воздействием дестабилизирующих факторов. Однако применение обратной связи предполагает в данных схемах наличие статической ошибки компенсации, устранение которой потребует усложнения схемы, а также возможности самовозбуждения и инерционности, связанной с тем, что подавление фазовых искажений начинается только после прохождения ими на выход автокомпенсатора [43].

Использование принципа совместного регулирования с применением цепей регулировки вперед и назад позволяет строить автокомпенсаторы, сочетающие в себе достоинства обеих схем, и более гибко преодолевать основные недостатки

последних. Структурная схема АКФИ с совместным регулированием изображена на рисунке 1.4.5.

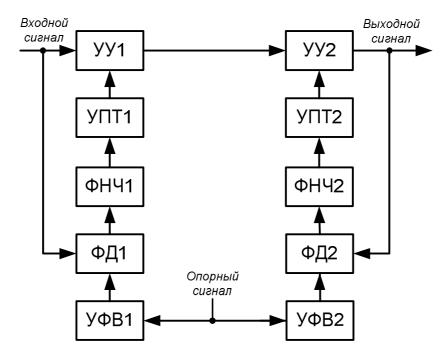


Рисунок 1.4.5 - Структурная схема АКФИ с совместным регулированием

Данный автокомпенсатор представляет собой последовательное соединение схем с регулировками вперед и назад с общим опорным сигналом. Звеньям цепей регулирования вперед и назад присвоены индексы 1 и 2 соответственно. Такое построение АКФИ позволяет осуществлять основное подавление фазовых искажений в тракте с регулировкой вперед. При этом облегчаются условия работы, обеспечивается возможность повышения качественных показателей тракта с регулировкой назад и возможность фильтрации внутренних искажений АКФИ [43].

Применение двух УУ, однако, не всегда оправдано, так как усложняет схему. Учитывая, что они соединены последовательно и выполняют одну функцию, можно в ряде случаев осуществлять компенсацию при помощи одного УУ. Структурная схема автокомпенсатора с двойным регулированием и фазовым детектированием представлена на рисунке 1.4.6.

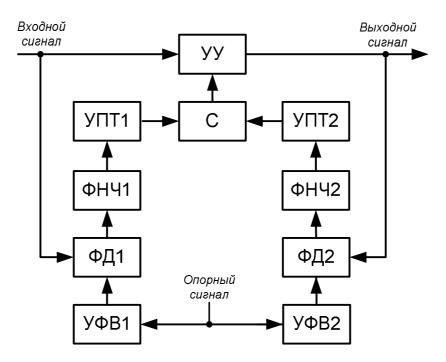


Рисунок 1.4.6 - Структурная схема АКФИ с двойным регулированием

УТ содержит две независимые ПО обрабатываемому сигналу формирования управляющего напряжения. Первая цепь - ФВ1, ФД1, ФНЧ1, УПТ1 формирует управляющее напряжение из входного сигнала, вторая - ФВ2, ФД2, ФНЧ2, УПТ2 из выходного сигнала АКФИ. Источником эталонного сигнала служит один опорный вход. Выходное напряжение обеих ветвей суммируется в линейном сумматоре (С) и поступает на управляющий вход УУ. Применение одного УУ позволяет при малых отклонениях фазы только упростить автокомпенсатор при сохранении основных качественных показателей схемы с совместным регулированием.

Данные структуры автокомпенсаторов фазовых искажений могут быть использованы для создания на их основе устройств, позволяющих производить подавление фазовых искажений, присутствующих в выходном сигнале ЦВС. При этом в цепь автокомпенсации можно включить как весь ЦВС, так и отдельные составляющие блоки, например, ЦАП. В зависимости от варианта схемы устройства формирования сигналов, в которых применяется ЦВС, в качестве входных сигналов автокомпенсатора можно использовать сигналы ТГ или, например, выходной сигнал системы ФАПЧ.

1.5 Выводы и постановка задачи исследования

- 1. В процессе частотного синтеза выходной сигнал ЦВС содержит фазовые искажения в виде множества дискретных паразитных составляющих и фазового шума.
- 2. Проведенный анализ источников фазовых искажений выходного сигнала ЦВС показал, что основными из них являются: усечение кода фазы, воздействие дестабилизирующих факторов, собственные шумы ЦВС и шумы квантования, поскольку они располагаются в ближней зоне по отношению к синтезируемому колебанию и оказывают непосредственное влияние на его спектральную частоту.
- 3. Для снижения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС существуют специальные методы. Различают способы, позволяющие как снизить величину фазовых искажений, так и распределить их СПМ фазовых шумов более равномерно.
- 4. Известные методы снижения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС обладают характерными недостатками и не всегда эффективны. Перспективным методом является автоматическая компенсация, однако данный метод подавления фазовых искажений слабо освещен в научной литературе и не разработан для многоуровневых сигналов, к которым относится сигнал с выхода цифроаналогового преобразователя ЦВС.

В связи с этим целью диссертационной работы является улучшение спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов с использованием метода автоматической компенсации фазовых искажений.

Выполнение цели требует решения следующих задач:

- исследовать источники искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов, их влияние на спектральные характеристики и проанализировать известные способы их снижения;
- разработать алгоритм выделения фазовых искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов и их автоматической компенсации, а также структурные схемы устройств, реализующих данный алгоритм;

- получить дифференциальные уравнения, передаточные функции, условия полной компенсации фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов и провести на их основе анализ частотных и динамических свойств предложенных устройств;
- исследовать шумовые характеристики цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений и определить потенциальные возможности указанных устройств;
- исследовать эффективность применения предложенных схем в качестве формирователей сигналов радиотехнических систем.

ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ

2.1 Алгоритм выделения фазовых искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов

Известные схемы автокомпенсаторов (п. 1.4) не могут решить задачу снижения фазовых искажений в выходном сигнале ЦВС. Основная трудность в осуществлении автокомпенсации заключается в том, что сигналы на входе и выходе ЦВС отличаются друг от друга по амплитуде, частоте и форме, что затрудняет их сравнение и выделение закона изменения фазовых искажений [44,45].

На вход ЦВС поступает сигнал с частотой f_T , являющийся также тактовым для ЦАП. Выходной спектр ЦВС содержит гармоники основной частоты $kf_{\mathit{ЦВС}}$ и их образы, а огибающая на частотах кратных тактовой (mf_T) принимает нулевые значения [46]. Хотя в выходном спектре ЦАП ЦВС тактовая частота и отсутствует, очевидно наличие информации о данной частоте во временной области - ширина «ступенек» аналогового сигнала соответствует периоду тактового меандра T_T (рис. 2.1.1).

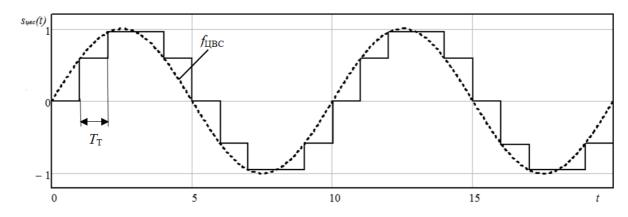


Рисунок 2.1.1 - Модель выходного сигнала ЦВС и его огибающей

В связи с этим структурную схему ЦВС можно эквивалентно представить как балансный модулятор (БМ) с сумматором (С) - рис. 2.1.2 [46]. В выходном

спектре при балансной модуляции, также как и в выходном спектре ЦВС, присутствуют только боковые полосы, а составляющие несущей частоты отсутствуют.

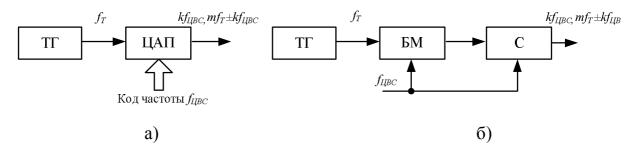


Рисунок 2.1.2 - Структурная схема ЦВС (а) и ее эквивалентная модель (б)

При наличии ПФМ выходного сигнала ЦВС, все составляющие спектра оказываются промодулированными по тому же закону, что и синтезируемая частота, но с другими индексами модуляции. Поскольку тактовая частота постоянна и имеет тот же закон ПФМ, что и выходной сигнал ЦВС, то обработав сигнал с выхода ЦАП определенным образом и выделив в выходном спектре тактовую частоту, можно осуществить автоматическую компенсацию фазовых искажений выходного сигнала ЦВС на данной частоте.

Для выделения тактовой частоты сначала необходимо разделить «ступеньки» выходного сигнала ЦАП ЦВС. Такое преобразование сигнала можно осуществить в дифференцирующей цепи (ДЦ). Форма сигнала с выхода ЦАП после прохождения ДЦ представляет последовательность из нескольких чередующихся скачков напряжения положительной и отрицательной полярности (рис. 2.1.3) с огибающей, изменяющейся по косинусоидальному закону.

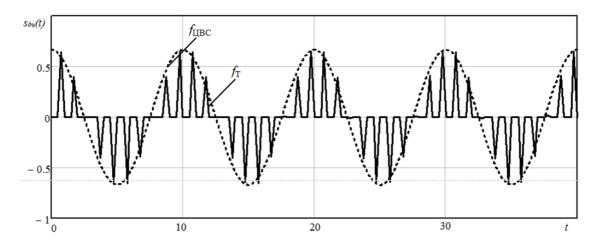


Рисунок 2.1.3 - Модель выходного сигнала ДЦ

Сигнал $s_{A\!U}(t)$ можно представить как сумму двух компонент $s_1(t)$ и $s_4(t)$ - рис. 2.1.4. Каждый из сигналов в свою очередь является суммой двух составляющих $s_1(t)=s_2(t)+s_3(t)$, $s_4(t)=s_5(t)+(-s_6(t))$.

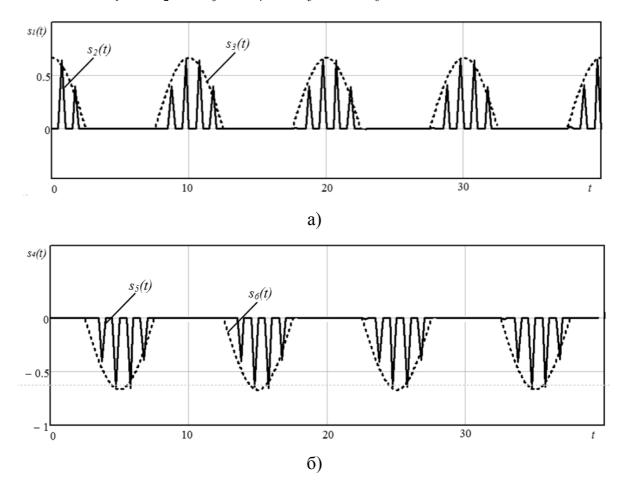


Рисунок 2.1.4 - Представление выходного сигнала ДЦ как суммы нескольких составляющих

Спектр сигнала $s_1(t)$ определяется сложением спектров сигналов: амплитудно-модулированного $s_2(t)$ и $s_3(t)$, описываемого выражением [46]

$$s_{3}(t) = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos(\omega_{LJBC}t) + \frac{2}{\pi} \left[\frac{1}{3}\cos(2\omega_{LJBC}t) - \frac{1}{15}\cos(4\omega_{LJBC}t) + \dots \right] = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\cos(\omega_{LJBC}t) + \alpha(t),$$

где
$$\alpha(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^{l-1}}{4l^2 - 1} cos(2l\omega_{\mathit{ЦBC}}t)$$
, $l = \frac{k}{2}$, k - номер гармоники.

Аналогичным сложением определяется спектр сигнала $s_4(t)$. На рис. 2.1.5 [46] схематично изображены спектры сигналов, представленных на рис. 2.1.3 и

2.1.4 с учетом того, что фазы несущих $s_2(t)$ и $s_5(t)$ противоположны.

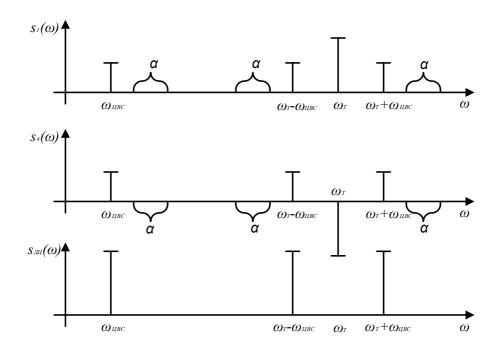


Рис. 2.1.5 - Спектры выходного сигнала ДЦ и его составляющих

Таким образом, в выходном спектре ДЦ и ЦАП присутствуют противофазные компоненты с частотой f_T , взаимно компенсирующие друг друга. Выходная частота ЦВС и ее образы для составляющих выходного сигнала ДЦ находятся в фазе и поэтому суммируются.

Для выделения тактовой частоты из выходного сигнала ДЦ необходимо нелинейное преобразование его спектра. Устройством, осуществляющим такое преобразование, является двухполупериодный выпрямитель (ДВ), выходной сигнал которого (рис. 2.1.6) определяется как модуль входного $s_{\mathit{дB}}(t) = \left| s_{\mathit{дU}}(t) \right|$.

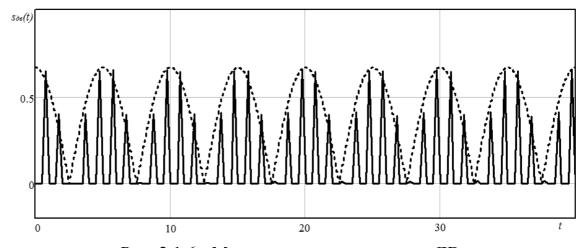


Рис. 2.1.6 - Модель выходного сигнала ДВ

После прохождения ДВ сигнал $s_1(t)$ и его спектр не изменяются, а $s_4(t)$ на выходе ДВ оказывается проинвертированным (рис. 2.1.7) [46]. Соответственно проинвертированным становится и спектр данного сигнала.

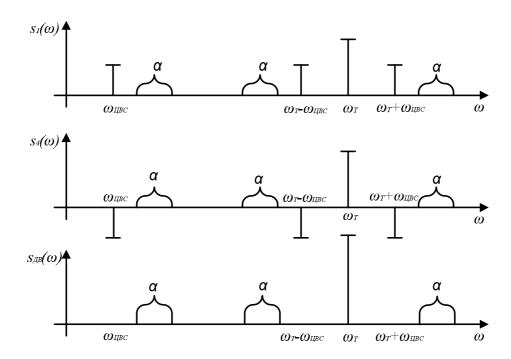


Рис. 2.1.7 - Спектры выходного сигнала ДВ и его составляющих

В результате в выходном спектре ДВ присутствуют синфазные компоненты сигналов $s_1(t)$ и $s_4(t)$ с частотами f_{T} , которые складываются, а спектральные компоненты с частотами f_{LBC} и их образы взаимно компенсируют друг друга.

Докажем, что сигнал тактовой частоты на выходе ДВ будет иметь тот же закон ПФМ, что и выходной сигнал ЦВС. Для этого рассмотрим выходной сигнал ЦАП при наличии фазовых искажений, эквивалентных его временному сдвигу на величину Δt .

Выходной сигнал ЦАП можно представить как сумму импульсов длительностью T_T , следующих с периодом выходного сигнала ЦВС $T_{\mathit{ЦВC}}$. При сдвиге сигнала $s_{\mathit{ЦВC}}(t)$ на величину Δt одновременно сдвигаются и все составляющие импульсной последовательности $u_1(t)$, $u_2(t)$,... на то же значение Δt .

Спектр одиночного импульсного сигнала $u_1(t)$ упрощенно определим как

$$u_1(\omega) = \sum_{x} A_x \cos(\omega_x t), \qquad (2.1.1)$$

где x - номер составляющей спектра, A_x и ω_x - амплитуда и частота составляющей спектра.

После временного сдвига (2.1.1) преобразуется в

$$u^*_1(\omega) = \sum_x A_x \cos(\omega_x (t - \Delta t)) = \sum_x A_x \cos(\omega_x t - \Delta \varphi_x), \qquad (2.1.2)$$

где $\Delta \phi_x = \omega_x \Delta t$ - фазовый сдвиг составляющей x с частотой ω_x .

Результирующий спектр сдвинутого выходного сигнала ЦВС $s^*_{\mathit{ЦВC}}(t)$ найдем, просуммировав спектры всех составляющих импульсной последовательности на периоде $T_{\mathit{ЦВC}}$

$$s^*_{UBC}(\omega) = u^*_{1}(\omega) + u^*_{2}(\omega) + ...$$

Спектр выходного сигнала ЦВС при отсутствии ПФМ запишем как

$$s_{LBC}(\omega) = \sum_{x} A_x \cos(\omega_x t). \tag{2.1.3}$$

В простейшем случае закон ПФМ можно считать гармоническим

$$s_{\Pi\Phi M}(t) = \Delta t \cos(\omega_{\Pi\Phi M} t), \qquad (2.1.4)$$

где $\omega_{{\it \Pi}\Phi{\it M}}$ - частота $\Pi\Phi{\it M}.$

Запишем результирующее выражение для выходного спектра ЦВС при наличии ПФМ с учетом (2.1.1) - (2.1.4)

$$s^*_{\mathit{LIBC}}(\omega) = \sum_{x} A_x \cos[\omega_x (t - \Delta t \cos(\omega_{\mathit{\Pi}\Phi M} t))] = \sum_{x} A_x \cos[\omega_x t - m_x \cos(\omega_{\mathit{\Pi}\Phi M} t))], (2.1.5)$$

где $m_{_{x}}=\Delta \phi_{_{x}}$ - индекс ПФМ составляющей спектра x.

Выходной спектр ЦВС при наличии ПФМ схематично изображен на рис.2.1.8 (пунктиром отображены продукты модуляции).

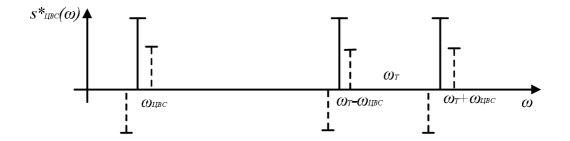


Рисунок 2.1.8 - Спектр выходного сигнала ЦВС при наличии ПФМ

Далее изобразим спектр выходного сигнала двухполупериодного выпрямителя ДВ и его составляющих $s_{\scriptscriptstyle 1}(t)$ и $s_{\scriptscriptstyle 4}(t)$ - рис. 2.1.9, где $\beta(\omega)$ - спектр $\alpha(\omega)$ с ПФМ.

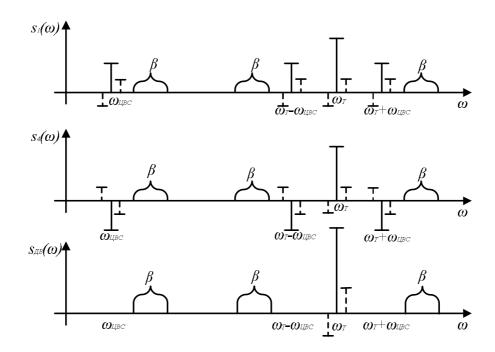


Рисунок 2.1.9 - Спектры выходного сигнала ДВ и его составляющих

Как видно из рис. 2.1.9, составляющая результирующего спектра сигнала $s_{\it ДB}(t)$ с частотой $f_{\it T}$ промодулирована по тому же закону, что и $f_{\it ЦBC}$, но с другим индексом модуляции.

2.2 Разработка тракта формирования управляющего сигнала автокомпенсатора фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов

В п. 2.1 показано, что для осуществления автоматической компенсации фазовых искажений, присутствующих в выходном сигнале ЦВС, необходимо выделить тактовую частоту $f_{\scriptscriptstyle T}$, осуществив сначала дифференцирование выходного сигнала ЦАП, а затем нелинейное преобразование его спектра в двухполупериодном выпрямителе ДВ. Используя предложенный алгоритм выделения фазовых искажений в выходном сигнале ЦАП ЦВС и принципы построения автокомпенсаторов фазовых искажений, рассмотренные в п. 1.4, разработан тракт формирования управляющего сигнала АКФИ [44, 45, 47, 48], структурная схема которого изображена на рис. 2.2.1.

На схеме приняты следующие обозначения: ТГ - тактовый генератор, ЦВС - цифровой вычислительный синтезатор, ФНЧ - фильтр нижних частот, ДЦ - дифференцирующая цепь, Тр - триггер, ДВ - двухполупериодный выпрямитель, ФД - фазовый детектор, Атт - аттенюатор, УУЗ - устройство управления задержкой, ОТ - опорный тракт, ИТ - информационный тракт, УТ - управляющий тракт.

Функционирование тракта формирования управляющего сигнала АКФИ заключается в выделении фазовых искажений выходного сигнала ЦВС и их последующей обработке. Непосредственное подавление фазовых искажений осуществляется в соответствии с выделенным управляющим (компенсирующим) сигналом, который формируется в управляющем тракте АКФИ.

Выходной сигнал ЦВС с фазовыми искажениями поступает на информационный тракт ИТ автокомпенсатора, с входа ЦВС — на его опорный тракт ОТ [47]. Сигналы на входах опорного и информационного трактов отличаются не только фазой (временным сдвигом), но амплитудой и формой [44, 45, 47]. Обработка сигналов в обоих трактах позволяет выровнять их формы и амплитуды. При этом фазовые (временные) сдвиги сигналов сохраняются.

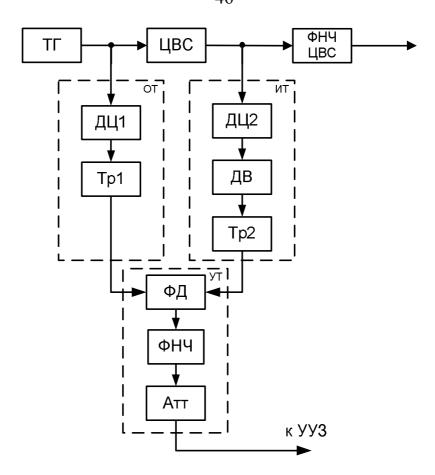


Рисунок 2.2.1 – Структурная схема тракта формирования управляющего сигнала АКФИ

опорного Для получения входной тактовый ЦВС сигнала сигнал дифференцируется в ДЦ1 и подается на триггер Тр1 [44, 47]. В результате прохождения тактового сигнала через ДЦ1 ОН преобразуется последовательность чередующихся скачков напряжения положительной отрицательной полярности. Период данного сигнала соответствует периоду тактового меандра. Триггер Тр1 скачкообразно переключается из одного устойчивого состояния в другое в момент появления управляющего фронта сигнала с выхода ДЦ1 положительной полярности.

Для получения информационного сигнала выходной сигнал ЦВС также дифференцируется в ДЦ2 и подается последовательно на двухполупериодный выпрямитель ДВ и триггер Тр2 [44,47]. Функционирование ДЦ2 и ДВ подробно рассмотрено в п. 2.1, а назначение триггера Тр2 аналогично триггеру Тр1.

Последующая обработка поступающих сигналов с опорного и информационного трактов осуществляется в управляющем тракте УТ. В фазовом

детекторе ФД производится сравнение фаз сигналов. В результате на выходе детектора получаются прямоугольные импульсы, описывающие разницу между временными параметрами опорного и информационного сигналов, иными словами, фазовые искажения на выходе ЦВС. Дальнейшая обработка импульсов с выхода ФД производится в фильтре нижних частот ФНЧ, где происходит выделение постоянной составляющей сигнала и аттенюаторе Атт для ослабления управляющего сигнала до необходимого уровня. В результате формируется управляющий компенсирующий сигнал, который затем используется для подавления фазовых искажений ЦВС. Диаграммы сигналов выходах блоков тракта формирования управляющего АКФИ, различных сигнала иллюстрирующие работу устройства, представлены на рисунке 2.2.2.

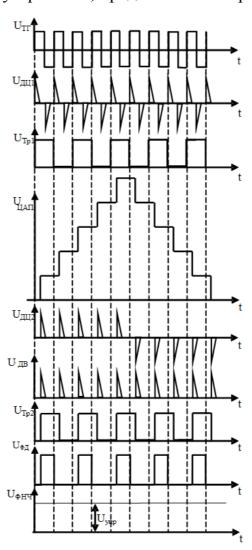


Рисунок 2.2.2 - Диаграммы сигналов на выходах различных блоков тракта формирования управляющего сигнала АКФИ

Особенностью предложенного подхода является способ выделения информации о фазовых искажениях, поскольку частоты тактового и выходного сигналов ЦВС не связаны (соотношение частот произвольно и задается кодом частоты ЦВС).

Проведем моделирование спектров сигналов на выходах звеньев тракта формирования управляющего сигнала АКФИ при прохождении через них выходного сигнала ЦАП ЦВС с ПФМ. Для этого сначала необходимо создать математическую модель такого сигнала.

Известна математическая модель выходного сигнала ЦВС [3], в которой учтены как искажения, возникающие при усечении фазы, так и искажения, связанные с квантованием амплитуды, определяемая выражением

$$s_{LIBC}(i) = \frac{trunc\left((N-1)\cdot sin\left(2\pi\frac{1}{2^{a}}trunc\left[mod\left[\frac{Kf_{T}}{2^{p}}t_{i} + \varphi_{H},1\right]2^{a}\right]\right)\right)}{(N-1)}, \qquad (2.2.1)$$

где trunc (x) — целая часть числа x, $N=2^n$ — число уровней квантования ЦАП, n — разрядность ЦАП, a — разрядность ПЗУ, mod(x,y) — остаток от деления x/y со знаком x, $K = round \left(\frac{f_{\mathit{ЦВC}} M}{f_T} \right)$ — код синтезируемой частоты, round(x) — округление до ближайшего целого, $M=2^p$ — число отсчетов аккумулятора фазы, p — разрядность аккумулятора фазы, $t_i = \frac{i}{f_T}$ — отсчеты времени, i=0...M-1, φ_H — начальная фаза.

Однако данная модель не учитывает реальную характеристику преобразования ЦАП. В [18] получено выражение, позволяющее получить значение аналогового выходного сигнала нелинейного ЦАП в единицах измерения напряжения

$$U_{IIAII} = \Delta u \left(1 + \frac{Eg}{100\%} \right) \cdot \left(code + Di \cdot fi(code) + \frac{Dd}{4} fd(code) + E0 \right), \quad (2.2.2)$$

где Δu - масштабный коэффициент преобразования кода в аналоговый сигнал, Eg - погрешность усиления ЦАП, $code = -2^{n-1}...2^{n-1}-1$ - цифровой код, Di - амплитуда функции интегральной нелинейности, $fi(code) = sin \left(2\pi \frac{code}{2^n} + \frac{\pi}{3}\right)$ - модель интегральной нелинейности, Dd - амплитуда функции дифференциальной нелинейности, fd(code) = rnd(1) - модель дифференциальной нелинейности, rnd(1) - равномерное распределение числа в интервале от 0 до 1, E0 - погрешность смещения нулевого уровня.

Объединив выражения (2.2.1) и (2.2.2), получим модель выходного сигнала ЦВС, учитывающую искажения, возникающие при усечении кода фазы, квантовании амплитуды и вызванные нелинейностью ЦАП

$$s_{IJBC}(i) = \frac{1}{N-1} \cdot \left(1 + \frac{Eg}{100\%}\right) \cdot \left[trunc\left((N-1) \cdot sin\left(2\pi \frac{1}{2^{a}}trunc\left[mod\left[\frac{Kf_{T}}{2^{p}}t_{i} + \varphi_{H}, 1\right]2^{a}\right]\right)\right) + Di \cdot fi\left(trunc\left((N-1) \cdot sin\left(2\pi \frac{1}{2^{a}}trunc\left[mod\left[\frac{Kf_{T}}{2^{p}}t_{i} + \varphi_{H}, 1\right]2^{a}\right]\right)\right)\right) + \frac{Dd}{4}fd\left(trunc\left((N-1) \cdot sin\left(2\pi \frac{1}{2^{a}}trunc\left[mod\left[\frac{Kf_{T}}{2^{p}}t_{i} + \varphi_{H}, 1\right]2^{a}\right]\right)\right)\right) + E0\right]. \quad (2.2.3)$$

На рис. 2.2.3 изображен выходной сигнал ЦВС, полученный на основании выражения (2.2.3), на рис. 2.2.4 - его спектр [49]. Для моделирования использовались следующие параметры устройства: f_T =100 МГц, $f_{ЦВС}$ =4,993 МГц, K = 204, p = 12, a = 10, n = 14, φ_H = 0, Eg = 0.1 МЗР (младшего значащего разряда), Di = 2 МЗР, Dd = 1 МЗР, E0 = 0,5 МЗР.

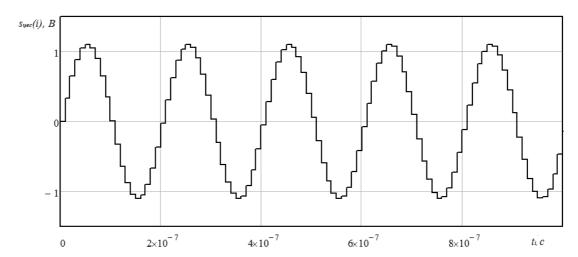


Рисунок 2.2.3 - Выходной сигнал ЦВС

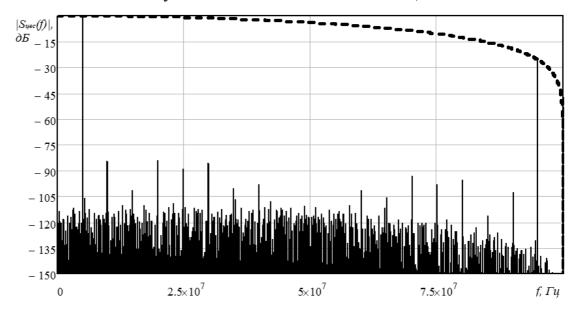


Рисунок 2.2.4 - Спектр выходного сигнала ЦВС и его огибающая

Для имитации фазовых искажений выходного сигнала ЦВС введем в модель (2.2.3) ПФМ, заменив φ_H на закон модуляции $s_{\Pi \Phi M}(i)$, который может быть чисто синусоидальным, сложным колебанием или полностью случайным процессом. Рассмотрим простейший случай - фазовую модуляцию гармоническим сигналом

$$s_{\Pi\Phi M}(i) = \Delta \varphi \cos(2\pi f_{\Pi\Phi M} t_i).$$

На рис. 2.2.5 и 2.2.6 приведены выходные сигнал и спектр ЦАП ЦВС с ПФМ [49]. Для наглядности полученных результатов приняты следующие параметры модуляции: $\Delta \varphi = 0.1$ рад, $f_{\Pi \Phi M} = 2$ МГц.

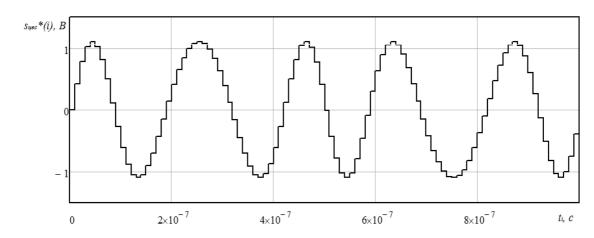


Рисунок 2.2.5 - Выходной сигнал ЦВС с ПФМ

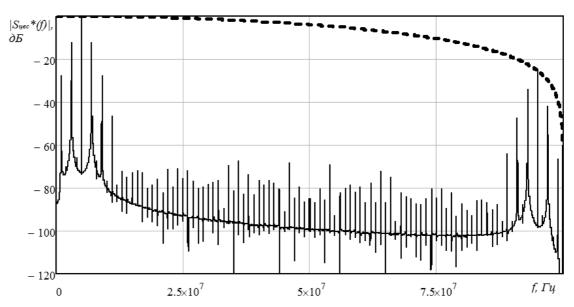


Рисунок 2.2.6 - Спектр выходного сигнала ЦВС с ПФМ и его огибающая

В результате наличия в выходном сигнале ЦВС фазовых искажений в его спектре появляются дискретные ПСС, существенно ухудшающие спектральную чистоту синтезируемого сигнала.

Прохождение выходного сигнала ЦАП ЦВС через ДЦ2 не приводит к преобразованию фазового состава спектра, а наблюдается лишь перераспределение амплитуд спектральных составляющих - рис. 2.2.7 [49].

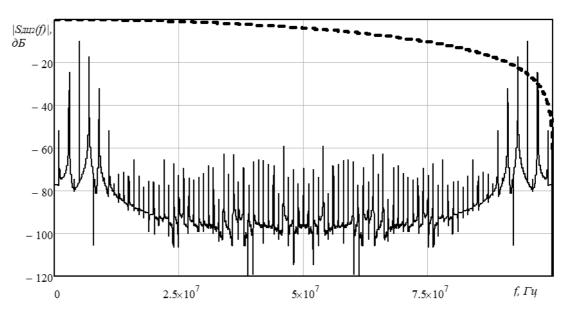


Рисунок 2.2.7 - Спектр выходного сигнала ДЦ2 и огибающая выходного сигнала ЦАП ЦВС

На рис. 2.2.8 представлен спектр выходного сигнала двухполупериодного выпрямителя ДВ вблизи тактовой частоты [49]. В результате нелинейного преобразования в спектре присутствует компонента с частотой 100 МГц и ПФМ, а также четные гармоники выходного сигнала ЦВС и их образы с ПФМ.

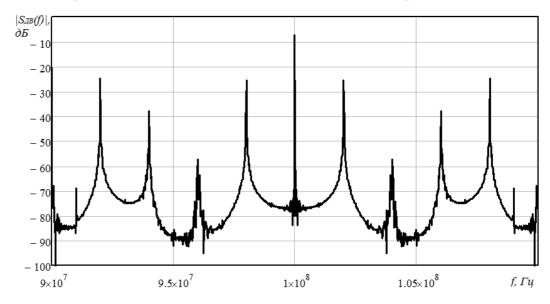


Рисунок 2.2.8 - Спектр выходного сигнала ДВ

Триггер Тр2 в частотной области осуществляет деление частоты входного сигнала на 2 с сохранением закона $\Pi\Phi M$ - рис. 2.2.9 [49].

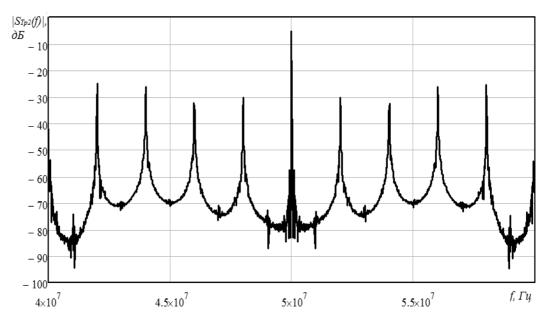


Рисунок 2.2.9 - Спектр выходного сигнала Тр2

В фазовом детекторе ФД производится сравнение фаз сигналов: «чистого» опорного с частотой 50 МГц и информационного с той же частотой и ПФМ. На рисунке 2.2.10 представлен спектр выходного сигнала ФД в полосе частот от 0 до 20 МГц [49].

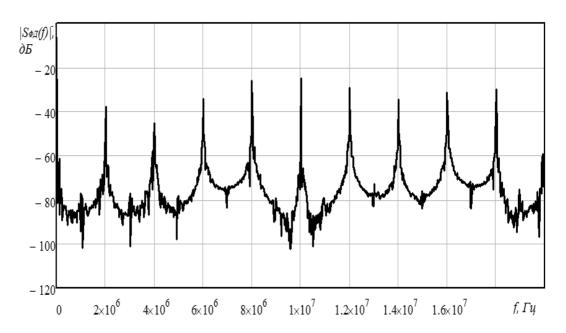


Рисунок 2.2.10 - Спектр выходного сигнала ФД

Как видно из рисунка, в спектре присутствуют спектральные компоненты с частотами, кратными частоте ПФМ. Последующая обработка сигнала с выхода ФД осуществляется в ФНЧ и аттенюаторе.

Другим вариантом тракта формирования управляющего сигнала АКФИ

является схема устройства, изображенная на рис. 2.2.11. В данном случае входной сигнал ЦВС является опорным для ФД, а для выделения сигнала тактовой частоты с ПФМ в информационном тракте используется полосовая фильтрация (ПФ) с усилением (У). Назначение остальных структурных звеньев устройства аналогичны рассмотренным для схемы, представленной на рис. 2.2.1.

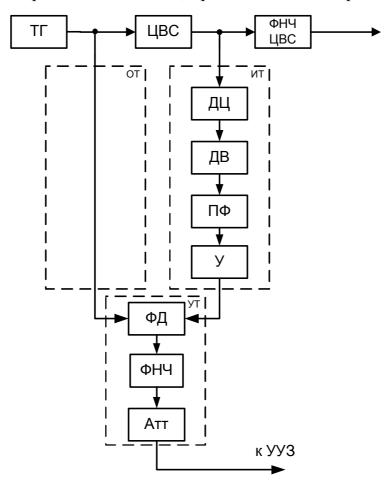


Рисунок 2.2.11 – Структурная схема тракта формирования управляющего сигнала АКФИ с полосовой фильтрацией информационного сигнала

Наряду с упрощением по отношению к изображенной на рис.2.2.1 схеме, данный вариант устройства обладает очевидным недостатком: изменение тактовой частоты ЦВС требует перестройки ПФ. Кроме того, ПФ обладает фазочастотной характеристикой (ФЧХ), приводящей к дополнительной ПФМ на выходе контура, для уменьшения которой необходимо либо увеличение полосы пропускания фильтра, либо применение компенсации с помощью неминимальнофазовой цепи, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которой не зависит от частоты.

2.3 Разработка устройства управления задержкой автокомпенсатора фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов

Определим цепь управления АКФИ и место ее включения. В [44, 45, 50, 51] рассмотрены схемы АКФИ с УФВ в качестве устройства управления задержкой и регулировками вперед и назад соответственно (рис. 2.3.1 и 2.3.2).

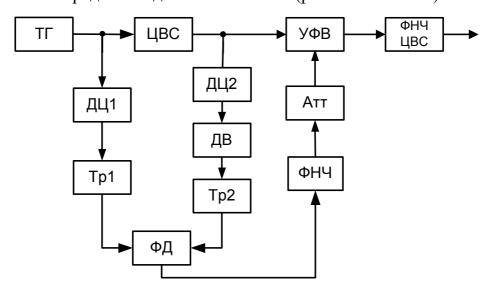


Рисунок 2.3.1 – Структурная схема АКФИ ЦВС с регулировкой вперед

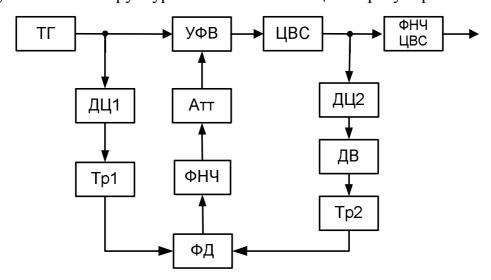


Рисунок 2.3.2 – Структурная схема АКФИ ЦВС с регулировкой назад

Снижение фазовых искажений в выходном сигнале ЦВС с помощью указанных схем достигается за счет коррекции временного положения «ступенек» выходного сигнала ЦАП ЦВС.

Основным недостатком данных схем АКФИ ЦВС является использование в качестве УУЗ управляемых фазовращателей, которые трудно реализовать. Они требуют тщательной градуировки и регулировки, что лишает цифровой метод синтеза технологичности и надежности. Также для нормальной работы управляемых фазовращателей невозможно реализовать широкий диапазон задержек, что существенно ограничивает функциональные возможности ЦВС с АКФИ по диапазону синтезируемых частот. Поэтому в данном случае эффективность автокомпенсации снижается, и она оправдана лишь на малых частотах, где чистота спектра изначально сравнительно неплохая.

Теоретически цепь управления задержкой можно выполнить на основе различных устройств. Предлагается реализовать АКФИ ЦВС с регулировкой вперед и УУЗ в виде петли ФАПЧ. Структурная схема устройства представлена на рис. 2.3.3.

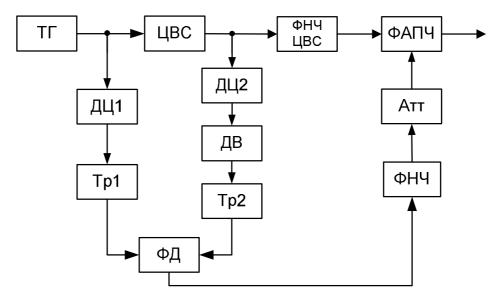


Рисунок 2.3.3 – Структурная схема АКФИ ЦВС с регулировкой вперед и УУЗ на основе петли ФАПЧ

В таком случае кольцо ФАПЧ одновременно выполняет функцию и УУЗ и высокоэффективного фильтра нижних частот по отношению к входным фазовым искажениям как ЦВС, так и ТГ.

Различные комбинации «включения» ЦВС в петлю ФАПЧ представляют гибридный метод синтеза частот [9, 52-57]. Так ЦВС может использоваться в

качестве опорного генератора (ОГ) системы ФАПЧ, в качестве генератора подставки (ГП) системы ФАПЧ, а также как делитель частоты с переменной кратностью в цепи обратной связи (ОС). Данный способ синтеза позволяет существенно снизить влияние недостатков каждого из методов формирования в отдельности, позволяя получить наилучшие параметры устройства быстродействию. спектральной чистоте выходного сигнала, значениям максимальной синтезируемой частоты и разрешающей способности.

Комбинация из последовательного соединения ЦВС с АКФИ и ФАПЧ представляет гибридный синтезатор частот (ГСЧ) с использованием ЦВС в качестве дробного делителя частоты входного колебания и ОГ для системы ФАПЧ (рис. 2.3.4) [47, 48]. На схеме приняты следующие обозначения: ВУ - вычитающее устройство, ГУН - генератор управляемый напряжением, ДЧ - делитель частоты.

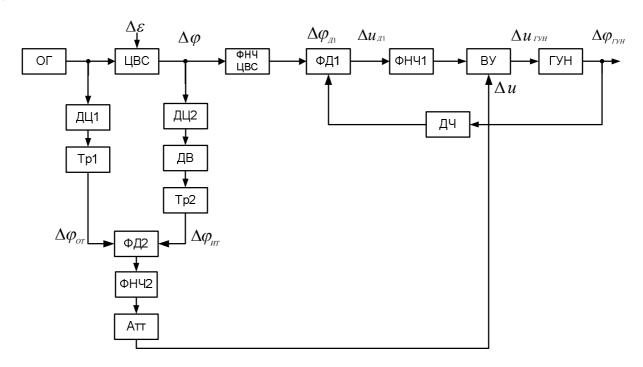


Рисунок 2.3.4 - Структурная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ системы ФАПЧ

Опорный генератор тактирует ЦВС, выходная частота которого подается на систему ФАПЧ. Высокая разрешающая способность ШВС ПО частоте способность ГСЧ разрешающую обеспечивает высокую лаже после значительного умножения в системе ФАПЧ. При этом диапазон выходных частот

остается типичным для ФАПЧ. Комбинируя перестройку ЦВС и ФАПЧ синтезаторов, можно покрыть широкий частотный диапазон при незначительном варьировании шага ЦВС. При использовании малошумящего ГУН такая схема ГСЧ является самым простым решением синтезатора частот.

Компенсация фазовых искажений выходного сигнала ЦВС осуществляется изменением модулирующего напряжения ГУН системы ФАПЧ путем вычитания компенсирующего сигнала в ВУ, сформированного в управляющем тракте АКФИ [47, 48, 55-57].

Основными параметрами указанного синтезатора являются широкий частотный диапазон, густая сетка выходных частот, сравнительно низкий уровень фазового шума при небольшом умножении в ФАПЧ, малые размеры и энергопотребление. При малом шаге сетки частот в данной схеме наблюдается относительно низкое быстродействие.

В следующей схеме ЦВС с АКФИ включен в цепь обратной связи ФАПЧ и выполняет функцию делителя частоты с переменным коэффициентом деления частоты ГУН (рис.2.3.5) [47, 48]. Вследствие возможной высокой частоты ГУН и имеющегося ограничения на тактовую частоту ЦВС используется предварительный делитель частоты на N_2 . Для получения необходимой частоты сравнения ФД1 частота сигнала ОГ может быть поделена в делителе ДЧ1.

Использование ЦВС в кольце обратной связи ФАПЧ позволяет избежать ухудшений некоторых технических характеристик по сравнению в частности с предыдущей схемой ГСЧ. Сохраняя все качества синтезатора с ФАПЧ, такой ГСЧ будет иметь высокое частотное разрешение и малое время установления частоты. Причем шаг сетки не зависит от частоты сравнения ФД1, что позволяет снизить время перестройки и увеличить полосу пропускания фильтра цепи регулирования ФАПЧ, и, как следствие, добиться снижения уровня фазовых шумов. Кроме того, в данной схеме реализуется низкая погрешность установки выходной частоты синтезатора.

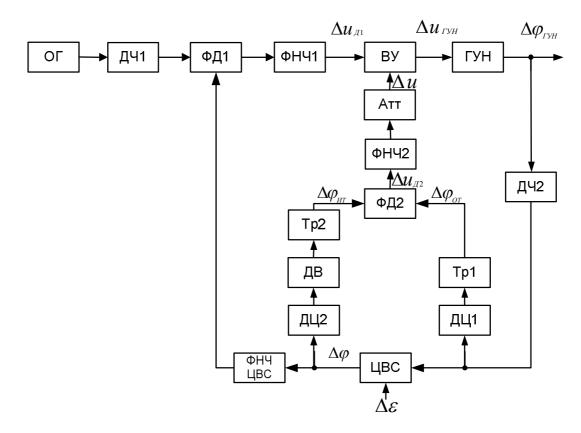


Рисунок 2.3.5 - Структурная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ системы ФАПЧ

На рисунке 2.3.6 представлена структурная схема ГСЧ с умножителем (УЧ) и смесителем частоты (См) в цепи ОС и ЦВС с АКФИ в качестве ГП петли ФАПЧ [47, 48].

Эта схема подобна многопетлевому синтезатору с ФАПЧ, только каскады, предназначенные для тонкой настройки ФАПЧ, заменены на один синтезатор ЦВС [9]. Кольцо автоподстройки обеспечивает грубую ступенчатую настройку выходной частоты синтезатора, а ЦВС в цепи смещения - более тонкую настройку в пределах поддиапазона, заданного ФАПЧ. Результирующее частотное разрешение ГСЧ, как и для предыдущих схем, также определяется синтезатором ЦВС. Делитель ДЧ1 с коэффициентом деления N_1 используется для уменьшения выходной частоты ОГ до максимально возможной частоты сравнения Φ Д1, которая у современных устройств достигает 100 МГц. Коэффициент деления N_2 делителя ДЧ2 выбирается исходя из необходимости обеспечения равенства между частотой сравнения в Φ Д1 и разностной частотой с выхода смесителя между выходными частотами ГУН и ЦВС. Умножитель частоты (УЧ) с коэффициентом

умножения n_1 предназначен для формирования высокой тактовой частоты сигнала ЦВС и сохранения когерентности сигналов устройства, которую может нарушить использование дополнительного источника опорной частоты цепи смещения. Делитель ДЧЗ цепи ОС служит для возможности увеличения выходной частоты ГУН. Его коэффициент деления N_3 не должен иметь большие значения, поскольку это приведет к росту фазовых шумов.

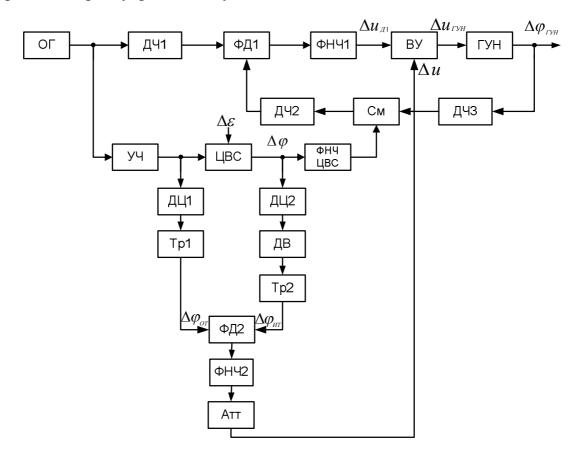


Рисунок 2.3.6 - Структурная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП системы ФАПЧ

Использование цепи смещения в кольце обратной связи ФАПЧ позволяет добиться низкого уровня фазового шума и высокого частотного разрешения (выше, чем у синтезатора с несколькими петлями ФАПЧ). Улучшение спектральной чистоты выходного сигнала ГСЧ базируется на свойстве смесителя переносить почти без изменений фазовые шумы наихудшего источника при большой разнице СПМ фазовых шумов сигналов на его входах [50]. Таким образом, можно формировать густую сетку частот в нешироком диапазоне частот за счет ЦВС и в то же время обеспечить низкий уровень шума в выходном

сигнале за счет существенного снижения коэффициента передачи по фазе ОГ. Кроме того, возможность работы на максимально возможной частоте сравнения ФД1 позволяет увеличить полосу пропускания ФНЧ1 петли ФАПЧ, тем самым обеспечив относительно быструю перестройку по частоте и подавление шумов ГУН в более широкой полосе частот.

К недостаткам данного ГСЧ в первую очередь можно отнести сложность схемы, при которой непростой задачей становится оптимизация быстродействия устройства исходя из условий функционирования. Кроме того, поскольку синтезатор содержит смеситель, то нужно уделить внимание частотному планированию, чтобы исключить попадание паразитных составляющих в полосу пропускания фильтра.

Разработанные схемы ГСЧ на основе ЦВС с АКФИ и ФАПЧ являются базовыми, поскольку они отражают основные способы «включения» ЦВС с АКФИ в состав петли ФАПЧ.

2.4 Уравнения гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов

В общем случае дифференциальные уравнения, описывающее поведение ГСЧ в динамическом режиме, являются нелинейными и имеют произвольный порядок, а их общее решение отсутствует. ГСЧ содержат три звена с нелинейными характеристиками: детекторными (ФД1 и ФД2) и модуляционной ГУН, которые при малых величинах фазовых отклонений можно заменить соответствующими крутизнами, а модель устройства считать линейной. Подобный подход позволяет получить для ГСЧ с произвольными нелинейными характеристиками составляющих звеньев выражения передаточных характеристик [58], количественно и качественно исследовать устойчивость, частотные [59-62] и динамические свойства [63-97].

Для рассмотрения основных характеристик ГСЧ с автокомпенсаторами составим их дифференциальные уравнения. Для этого воспользуемся

структурными схемами устройств, изображенными на рисунках 2.3.4-2.3.6 и введем следующие обозначения сигналов: $u_{ДI}$ — выходной сигнал Φ Д1, $u_{Д2}$ — сигнал на выходе Φ Д2, $u_{ГУH}$ — модулирующее напряжение ГУН, Δu — управляющий сигнал АКФИ, $\Delta \varphi_{ГУH}$ — фазовое отклонение на выходе ГУН, $\Delta \varphi$ — фазовое отклонение на выходе ЦВС, $\Delta \varphi_{UT}$ и $\Delta \varphi_{OT}$ — фазовые отклонения на выходах опорного и информационного трактов, $\Delta \varepsilon$ — воздействие на ЦВС в виде фазового отклонения [47, 48].

Составим уравнение для линейной модели ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ системы ФАПЧ.

Отклонение фазы ГУН на выходе ГСЧ согласно рис. 2.3.4 определяется выражением

$$\Delta \varphi_{\Gamma VH} = \frac{K_{\Gamma VH}}{p} \Delta u_{\Gamma VH}, \qquad (2.4.1)$$

где $K_{\mathit{ГУH}}$ - крутизна модуляционной характеристики ГУН, p – оператор Лапласа.

Сигнал $\Delta u_{\it гун}$ определим как разность поступающих напряжений с ФНЧ1 и управляющего тракта АКФИ

$$\Delta u_{TYH} = \Delta u_{II} M_1(p) - \Delta u, \qquad (2.4.2)$$

где $M_1(p)$ - коэффициент передачи фильтра ФНЧ1 в кольце фазовой автоподстройки.

Запишем выражение для выходного сигнала $\Phi Д1 \Delta u_{_{II}}$

$$\Delta u_{\mathcal{I}1} = K_{\mathcal{I}1} \Delta \varphi_{\mathcal{I}1}, \qquad (2.4.3)$$

где $K_{\mathcal{A}^1}$ - крутизна детекторной характеристики $\Phi \mathcal{A} 1, \Delta \phi_{\mathcal{A}^1}$ - мгновенная разность фаз на выходе $\Phi \mathcal{A} 1$, равная

$$\Delta \varphi_{\mathcal{I}1} = \Delta \varphi - \frac{\Delta \varphi_{\mathit{IVH}}}{N_2}, \qquad (2.4.4)$$

где N_2 - коэффициент деления ДЧ.

Тогда (2.4.3) примет вид

$$\Delta u_{\mathcal{A}1} = K_{\mathcal{A}1} \left(\Delta \varphi - \frac{\Delta \varphi_{\Gamma VH}}{N_2} \right), \tag{2.4.5}$$

Определим фазовое отклонение на выходе ЦВС $\varDelta \varphi$ как воздействие $\varDelta \varepsilon$ с коэффициентом передачи K_{II}

$$\Delta \varphi = \Delta \varepsilon \ K_{\Pi}. \tag{2.4.6}$$

Выражение (2.4.2) с учетом (2.4.5) и (2.4.6) примет вид

$$\Delta u_{\Gamma VH} = K_{II} \left(\Delta \varepsilon \ K_{II} - \frac{\Delta \varphi_{\Gamma VH}}{N_2} \right) M_1(p) - \Delta u \,. \tag{2.4.7}$$

Далее определим второе слагаемое в (2.4.7) - Δu

$$\Delta u = n_A M_2(p) K_{H2} \Delta \varphi_{HT}, \qquad (2.4.8)$$

где $n_{\scriptscriptstyle A}$ - коэффициент ослабления Атт, $M_{\scriptscriptstyle 2}(p)$ - коэффициент передачи фильтра ФНЧ2 в УТ АКФИ, $K_{\scriptscriptstyle J2}$ - крутизна детекторной характеристики ФД2,

$$\Delta \varphi_{UT} = \Delta \varphi \cdot K_{HT} = \Delta \varphi \, \frac{1}{2K_{URC}}, \qquad (2.4.9)$$

где K_{HT} - коэффициент передачи ИТ по фазе, K_{UBC} - коэффициент передачи ЦВС.

Запишем управляющее напряжение АКФИ (2.4.8) с учетом (2.4.9)

$$\Delta u = n_{A} M_{2}(p) K_{J/2} \Delta \varepsilon K_{II} \frac{1}{2K_{IIBC}} = N^{*}_{K} M_{2}(p) \Delta \varepsilon . \qquad (2.4.10)$$

Подставим (2.4.10) в (2.4.7), преобразуем и получим

$$\Delta u_{\Gamma VH} = \Delta \varepsilon \ \alpha - K_{II} M_1(p) \frac{\Delta \varphi_{\Gamma VH}}{N_2}, \qquad (2.4.11)$$

где
$$\alpha = K_{\mathcal{A}_1} K_{\Pi} M_1(p) - N^*_{K} M_2(p), \ N^*_{K} = n_A K_{\mathcal{A}_2} K_{\Pi} \frac{1}{2K_{\mathit{URC}}}.$$

Преобразуем (2.4.1) с учетом (2.4.11) [47, 48]

$$\Delta \varphi_{\Gamma VH} \left(1 + \frac{K_{\Gamma VH} K_{II} M_1(p)}{N_2 p} \right) = \Delta \varepsilon \frac{K_{\Gamma VH} \alpha}{p}. \tag{2.4.12}$$

Аналогичным образом определяется дифференциальное уравнение ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ системы ФАПЧ [47, 48]

$$\Delta \varphi_{\Gamma VH} \left(1 + \frac{K_{\Gamma VH} K_{\Lambda 1} K_{L BC} M_{1}(p)}{N_{2} p} \right) = \Delta \varepsilon \frac{K_{\Gamma VH} \alpha}{p}, \qquad (2.4.13)$$

где
$$\alpha = N^*_{K}M_2(p) - K_{\Pi 1}K_{\Pi}M_1(p)$$
.

Для схемы ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП ФАПЧ дифференциальное уравнение примет вид [47, 48]

$$\Delta \varphi_{\Gamma VH} \left(1 + \frac{K_{\Gamma VH} K_{\Lambda 1} M_1(p)}{N_2 N_3 p} \right) = \Delta \varepsilon \frac{K_{\Gamma VH} \alpha}{p}, \qquad (2.4.14)$$

где
$$\alpha = \frac{K_{\mathcal{A}1}K_{\mathcal{A}}M_{1}(p)}{N_{2}} - N^{*}{}_{\mathcal{K}}M_{2}(p).$$

Уравнения (2.4.12) — (2.4.14) полностью описывают процессы, происходящие в ГСЧ с ЦВС в качестве ОГ, ДЧ и ГП с АКФИ при произвольных конфигурациях фильтров и параметров звеньев. Они справедливы для любого воздействия на ЦВС в виде фазового отклонения. С помощью данных уравнений можно найти зависимости фазы выходного сигнала устройства, как в переходном, так и в установившемся режимах [47, 48].

Для проведения дальнейшего математического моделирования различных режимов разработанных схем ГСЧ с АКФИ зададим разрядность ЦАП ЦВС в 12 бит и следующие параметры кольца ФАПЧ: крутизна модуляционной характеристики ГУН $K_{\Gamma VH}=15\,$ МГц/В, крутизна детекторной характеристики $K_{JI}=1$, частота среза ФНЧ1 $f_{cp}=10\,$ МГц.

2.5 Передаточные характеристики и условия полной компенсации фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов гибридных синтезаторов частот

Уравнения (2.4.12) – (2.4.14) полностью описывают поведение линеаризованных моделей ГСЧ с АКФИ ЦВС при наличии фазовых искажений выходного сигнала ЦВС. Приняв отклонения параметров выходных сигналов и воздействий малыми, получим для ГСЧ с АКФИ ЦВС с произвольными характеристиками составляющих звеньев выражения передаточных функций,

позволяющих количественно и качественно исследовать свойства синтезаторов с автокомпенсаторами [58].

На рисунке 2.5.1 представлена функциональная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ со всеми возможными источниками фазовых отклонений. Из дифференциального уравнения (2.4.12) для данной схемы получим передаточную функцию «фаза-фаза» по воздействию на ЦВС в виде фазового отклонения $\Delta \varepsilon$

$$H_{\Delta\varepsilon \Delta\varphi_{\Gamma YH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma YH}}{\Delta\varepsilon} = \frac{N_{II} \frac{M_{1}(p)}{p} - N_{A} \frac{M_{2}(p)}{K_{IJBC}p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}},$$
(2.5.1)

где $T_c = \frac{N_2}{K_{\it ГУH} K_{\it Д1}}$ - собственная постоянная времени ФАПЧ гибридного синтезатора, $N_{\it \Pi} = K_{\it ГУH} K_{\it Д1} K_{\it \Pi}$ - коэффициент передачи фазового отклонения, $N_{\it A} = \frac{1}{2} n_{\it A} K_{\it ГУH} K_{\it Д2} K_{\it \Pi}$ - коэффициент регулирования АКФИ.

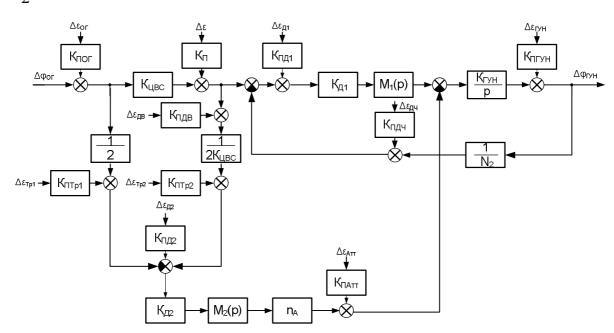


Рисунок 2.5.1 – Функциональная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ со всеми источниками фазовых отклонений

Для полученной передаточной функции определим условия полной компенсации фазовых искажений ЦВС. Условие полного подавления фазовых

искажений ЦВС определяется равенством нулю числителя передаточной функции устройства (2.5.1)

$$N_{II} \frac{M_1(p)}{p} - N_A \frac{M_2(p)}{K_{IIBC} p} = 0. {(2.5.2)}$$

Решая равенство (2.5.2), получим условия полной компенсации фазового отклонения ЦВС $\Delta \varepsilon$

$$n_A = 2K_{IJBC} \frac{K_{JI}}{K_{JI}}, M_2(p) = M_1(p).$$
 (2.5.3)

Согласно рис. 2.5.1 в схеме наряду с фазовыми искажениями ЦВС могут участвовать дополнительно восемь независимых источников фазовых отклонений, которые могут привести к изменению фазы выходного сигнала. Для указанных воздействий получим передаточные функции «фаза-фаза»:

Для отклонений фазы ОГ $\Delta \varepsilon_{O\Gamma}$ с коэффициентом передачи $K_{\Pi O\Gamma}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{O\Gamma}\Delta\varphi_{\Gamma YH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma YH}}{\Delta\varepsilon_{O\Gamma}} = \frac{N_{\Pi}K_{\mu\beta C}\frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{p}}};$$
(2.5.4)

Для отклонений фазы ФД1 $\Delta \varepsilon_{_{Z1}}$ системы ФАПЧ с коэффициентом передачи $K_{\Pi Z1}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}1}\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}1}} = \frac{N_{\Pi}\frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}};$$
(2.5.5)

Для отклонений фазы ГУН $\Delta \varepsilon_{{\scriptscriptstyle \varGamma}{\scriptscriptstyle \it V\!H}}$ с коэффициентом передачи $K_{{\scriptscriptstyle \varPi}{\scriptscriptstyle \it \varGamma}{\scriptscriptstyle \it V\!H}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\Gamma YH}\Delta\varphi_{\Gamma YH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma YH}}{\Delta\varepsilon_{\Gamma YH}} = \frac{K_{\Pi\Gamma YH}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_c p}};$$
(2.5.6)

Для отклонений фазы ДЧ $\Delta \varepsilon_{_{Z\!\!/\!\!\! I}}$ цепи ОС с коэффициентом передачи $K_{\Pi\!\!\!\! J\!\!\!\! I}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}^{\mathcal{H}}}\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{H}}} = \frac{\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{H}}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}^{\mathcal{H}}}} = \frac{-N_{\mathcal{I}}\frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}};$$
(2.5.7)

Для отклонений фазы Tp1 $\Delta arepsilon_{\mathit{Tp1}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{\mathit{\Pi Tp1}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{Tp1}\Delta\varphi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon_{Tp1}} = \frac{2N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_c p}};$$
(2.5.8)

Для отклонений фазы ДВ $\Delta \varepsilon_{{\it д}{\it B}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{{\it \Pi}{\it L}{\it B}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{A}B}\Delta\phi_{\Gamma\mathcal{Y}H}} = \frac{\Delta\phi_{\Gamma\mathcal{Y}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{A}B}} = \frac{-\frac{N_{\mathcal{A}}M_{2}(p)}{K_{\mathcal{L}BC}p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}};$$
(2.5.9)

Для отклонений фазы Tp2 $\Delta \varepsilon_{\mathit{Tp2}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{\mathit{\PiTp2}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{Tp2}\Delta\phi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\phi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon_{Tp2}} = \frac{-2N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_2 p}}; \qquad (2.5.10)$$

Для отклонений фазы Φ Д2 $\Delta \varepsilon_{_{{\it Д}2}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{{\it П}{\it Д}2}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}2}\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{V}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{V}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}2}} = \frac{-2N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_c p}}; \qquad (2.5.11)$$

Для отклонений фазы аттеню
атора Атт $\Delta \varepsilon_{{\scriptscriptstyle Amm}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи
 $K_{{\scriptscriptstyle \Pi Amm}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{Amm}\Delta\phi_{\Gamma YH}} = \frac{\Delta\phi_{\Gamma YH}}{\Delta\varepsilon_{Amm}} = \frac{-K_{\Gamma YH}K_{\Pi Amm}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}}; \qquad (2.5.12)$$

В полученных выражениях и в дальнейшем в качестве передаточной функции фазовых искажений ЦВС K_{II} коэффициента передачи фазового отклонения N_{II} используются коэффициенты передачи соответствующих возмущений.

Аналогичным образом определяются передаточные функции для других схем гибридных синтезаторов. Для ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ кольца ОС системы ФАПЧ функциональная схема со всеми возможными источниками фазовых отклонений представлена на рис. 2.5.2.

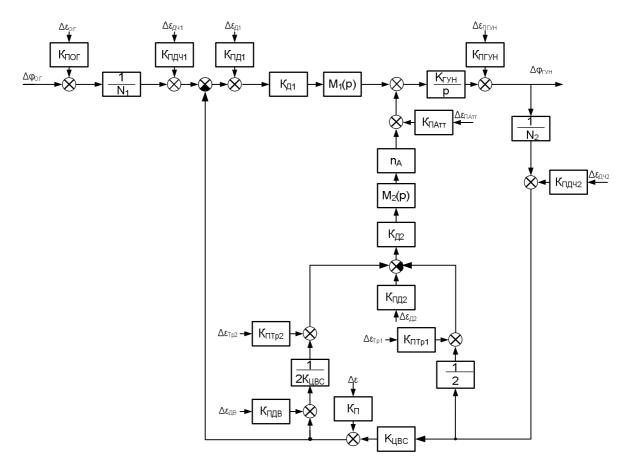


Рисунок 2.5.2 – Функциональная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ петли ФАПЧ со всеми источниками фазовых отклонений

Передаточная функция данной схемы ГСЧ по фазовым искажениям ЦВС с АКФИ в качестве ДЧ системы ФАПЧ согласно уравнению 2.4.13 будет иметь вид

$$H_{\Delta\varepsilon \Delta\varphi_{IYH}} = \frac{\Delta\varphi_{IYH}}{\Delta\varepsilon} = \frac{-N_{II} \frac{M_{1}(p)}{p} + N_{A} \frac{M_{2}(p)}{K_{IJBC}p}}{1 + \frac{K_{IJBC}M_{1}(p)}{T_{c}p}}.$$
 (2.5.13)

Исходя из полученного выражения условия полного подавления фазовых искажений ЦВС для схемы (рис. 2.5.2) также будут определяться равенствами (2.5.3).

Запишем передаточные функции «фаза-фаза» для остальных фазовых отклонений:

Для отклонений фазы ОГ $\Delta \varepsilon_{O\Gamma}$ с коэффициентом передачи $K_{\Pi O\Gamma}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{O\Gamma}\Delta\varphi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon_{O\Gamma}} = \frac{N_{\Pi}\frac{M_{1}(p)}{N_{1}p}}{1 + \frac{K_{L\!I\!BC}M_{1}(p)}{T_{c}p}}; \qquad (2.5.14)$$

Для отклонений фазы ДЧ1 $\Delta \varepsilon_{{\it Д}^{\rm Ч1}}$ ОГ с коэффициентом передачи $K_{{\it П}{\it Д}^{\rm Ч1}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}_{1}}\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}^{q_{1}}}} = \frac{N_{\Pi}\frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{K_{\mathcal{U}BC}M_{1}(p)}{T_{c}p}};$$
(2.5.15)

Для отклонений фазы ФД1 $\Delta \varepsilon_{_{{\it Д}1}}$ системы ФАПЧ с коэффициентом передачи $K_{{\it \Pi}{\it \Pi}1}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}1}\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}1}} = \frac{N_{\Pi}\frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{K_{\mathcal{I}BC}M_{1}(p)}{T_{c}p}};$$
(2.5.16)

Для отклонений фазы ГУН $\Delta \varepsilon_{{\scriptscriptstyle \varGamma V\! H}}$ с коэффициентом передачи $K_{{\scriptscriptstyle \varPi \varGamma V\! H}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\Gamma YH}\Delta\varphi_{\Gamma YH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma YH}}{\Delta\varepsilon_{\Gamma YH}} = \frac{K_{\Pi\Gamma YH}}{1 + \frac{K_{\mu BC}M_{1}(p)}{T p}};$$
(2.5.17)

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{H}^{2}}\Delta\phi_{\mathcal{I}\mathcal{Y}H}} = \frac{\Delta\phi_{\mathcal{I}\mathcal{Y}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{H}^{2}}} = \frac{-N_{\mathcal{I}}K_{\mathcal{L}BC}\frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{K_{\mathcal{L}BC}M_{1}(p)}{T_{2}p}}; \qquad (2.5.18)$$

Для отклонений фазы Tp1 $\Delta arepsilon_{\mathit{Tp1}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{\mathit{\Pi Tp1}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{Tp_1}\Delta\varphi_{TyH}} = \frac{\Delta\varphi_{TyH}}{\Delta\varepsilon_{Tp_1}} = \frac{-2N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{K_{LBC}M_1(p)}{T_c p}}; \qquad (2.5.19)$$

Для отклонений фазы ДВ $\Delta \varepsilon_{\it дB}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{\it \Pi\it J\it B}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}B}\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}B}} = \frac{\frac{N_{A}M_{2}(p)}{K_{\mathcal{U}BC}p}}{1 + \frac{K_{\mathcal{U}BC}M_{1}(p)}{T_{c}p}}; \qquad (2.5.20)$$

Для отклонений фазы Тр2 $\Delta arepsilon_{\mathit{Tp2}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи K_{HTp2}

$$H_{\Delta\varepsilon_{Tp2}\Delta\varphi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon_{Tp2}} = \frac{2N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{K_{IJBC}M_1(p)}{T_c p}}; \qquad (2.5.21)$$

Для отклонений фазы Φ Д2 $\Delta \varepsilon_{_{{\it Д}2}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{{\it П}{\it Д}2}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}2}\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{V}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{V}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}2}} = \frac{2N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{K_{\mathcal{U}BC}M_1(p)}{T_op}}; \qquad (2.5.22)$$

Для отклонений фазы аттеню
атора Атт $\Delta \varepsilon_{{\scriptscriptstyle Amm}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{{\scriptscriptstyle \Pi Amm}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{Amm}\Delta\varphi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon_{Amm}} = \frac{K_{\Gamma VH}K_{\Pi Amm}\frac{1}{p}}{1 + \frac{K_{\Pi BC}M_{1}(p)}{T_{c}p}}.$$
(2.5.23)

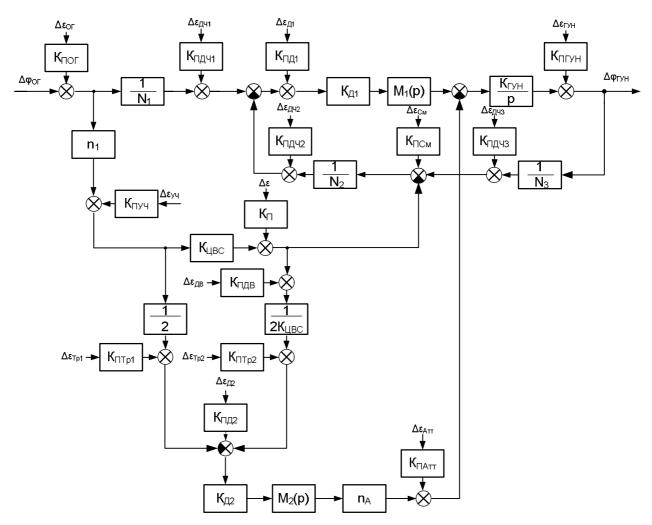


Рисунок 2.5.3 – Функциональная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ со всеми источниками фазовых отклонений

Для схемы ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП системы ФАПЧ, изображенной со всеми возможными источниками фазовых отклонений на рис. 2.5.3, передаточные функции по фазе будут определяться выражениями:

Для фазовых искажений ЦВС $\Delta \varepsilon$ с коэффициентом передачи K_{Π}

$$H_{\Delta\varepsilon \Delta\phi_{\Gamma YH}} = \frac{\Delta\phi_{\Gamma YH}}{\Delta\varepsilon} = \frac{N_{\Pi} \frac{M_{1}(p)}{N_{2}p} - N_{A} \frac{M_{2}(p)}{K_{LJBC}p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}},$$
(2.5.24)

где
$$T_c = \frac{N_2 N_3}{K_{IVH} K_{II}}$$
;

Условие полного подавления фазовых искажений ЦВС $\Delta \varepsilon$ для схемы (рис. 2.5.3) определяется равенствами

$$n_A = \frac{2K_{IJBC}K_{IJ1}}{N_2K_{IJ2}} \text{ M } M_2(p) = M_1(p). \tag{2.5.25}$$

Для отклонений фазы ОГ $\Delta \varepsilon_{\it OF}$ с коэффициентом передачи $K_{\it ПОГ}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{O\Gamma}\Delta\varphi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon_{O\Gamma}} = \frac{N_{II}\frac{M_{1}(p)}{p}\left[\frac{1}{N_{1}} + \frac{n_{1}K_{LIBC}}{N_{2}}\right]}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}}; \qquad (2.5.26)$$

Для отклонений фазы ДЧ1 $\Delta \varepsilon_{{\it Д}^{\rm Ч1}}$ с коэффициентом передачи $K_{{\it П}{\it Д}^{\rm Ч1}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}_{1}}\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{V}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}^{q_{1}}}} = \frac{N_{II}\frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}};$$
(2.5.27)

Для отклонений фазы ФД1 $\Delta \varepsilon_{_{Л1}}$ системы ФАПЧ с коэффициентом передачи $K_{\Pi Л1}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}1}\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{Y}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma\mathcal{Y}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}1}} = \frac{N_{\Pi}\frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}};$$
(2.5.28)

Для отклонений фазы ГУН $\Delta \varepsilon_{\scriptscriptstyle \it LVH}$ с коэффициентом передачи $K_{\it \Pi\it LVH}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\Gamma VH}\Delta\varphi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon_{\Gamma VH}} = \frac{K_{\Pi\Gamma VH}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_p}};$$
(2.5.29)

Для отклонений фазы ДЧ2 $\Delta \varepsilon_{_{\mathit{ДЧ}\,2}}$ цепи ОС с коэффициентом передачи $K_{\mathit{ПДЧ2}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{A}^{\mathcal{H}}2}\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{Y}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{Y}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{A}^{\mathcal{H}}2}} = \frac{-N_{\mathcal{I}}\frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}};$$
(2.5.30)

Для отклонений фазы смесителя частот $\Delta \varepsilon_{\mathit{CM}}$ в цепи ОС с коэффициентом передачи K_{CM}

$$H_{\Delta\varepsilon_{CM}\Delta\phi_{TYH}} = \frac{\Delta\phi_{TYH}}{\Delta\varepsilon_{CM}} = \frac{-N_{II}\frac{M_{1}(p)}{N_{2}p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}};$$
(2.5.31)

Для отклонений фазы ДЧЗ $\Delta \varepsilon_{_{Z\!\!/^{\!2}\!\!/^{\!2}\!\!/^{\!2}\!\!/^{\!2}}$ цепи ОС с коэффициентом передачи $K_{\Pi\!Z\!\!/^{\!2}\!\!/^{\!2}\!\!/^{\!2}\!\!/^{\!2}\!\!/^{\!2}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}^{\mathcal{Y}3}}\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{Y}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{Y}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}^{\mathcal{Y}3}}} = \frac{-N_{\mathcal{I}}\frac{M_{1}(p)}{N_{2}p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}}; \qquad (2.5.32)$$

Для отклонений фазы УЧ $\Delta \varepsilon_{yy}$ цепи смещения с коэффициентом передачи $K_{\Pi YY}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{yq}\Delta\varphi_{\Gamma yH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma yH}}{\Delta\varepsilon_{yq}} = \frac{N_{\Pi} \frac{K_{\mu BC} M_{1}(p)}{N_{2}p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}}; \qquad (2.5.33)$$

Для отклонений фазы Tp1 $\Delta arepsilon_{\mathit{Tp1}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{\mathit{\Pi Tp1}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{Tp1}\Delta\varphi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon_{Tp1}} = \frac{2N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_c p}};$$
(2.5.34)

Для отклонений фазы ДВ $\Delta \varepsilon_{\it дB}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{\it П\it I\it DB}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}B}\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{Y}H}} = \frac{\Delta\varphi_{\mathcal{I}\mathcal{Y}H}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}B}} = \frac{\frac{-N_{\mathcal{A}}M_{2}(p)}{K_{\mathcal{I}BC}p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}}; \qquad (2.5.35)$$

Для отклонений фазы Тр2 $\Delta \varepsilon_{\mathit{Тp2}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{\mathit{\Pi Tp2}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{Tp2}\Delta\varphi_{\Gamma YH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma YH}}{\Delta\varepsilon_{Tp2}} = \frac{-2N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_c p}}; \qquad (2.5.36)$$

Для отклонений фазы ФД2 $\Delta \varepsilon_{_{{\it Д}2}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{{\it П}{\it I}{\it I}2}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}2}\Delta\varphi_{\Gamma YH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma YH}}{\Delta\varepsilon_{\mathcal{I}2}} = \frac{-2N_A \frac{M_2(p)}{p}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_p}}; \qquad (2.5.37)$$

Для отклонений фазы Атт $\Delta \varepsilon_{{}_{Amm}}$ автокомпенсатора с коэффициентом передачи $K_{{}^{\Pi Amm}}$

$$H_{\Delta\varepsilon_{Amm}\Delta\phi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\phi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon_{Amm}} = \frac{-K_{\Gamma VH}K_{\Pi Amm}\frac{1}{p}}{1 + \frac{M_1(p)}{T_c p}}.$$
 (2.5.38)

Полученные выражения передаточных функций устройств для различных фазовых отклонений позволяют проводить анализ различных режимов работы, количественно и качественно исследовать свойства синтезаторов с автокомпенсаторами при произвольных характеристиках составляющих звеньев и определять законы изменения во времени координат выходного сигнала [58]. При выполнении условий (2.5.3) и (2.5.25) фазовые искажения выходного сигнала ЦВС компенсируются.

АКФИ содержит пять блоков (Тр1, ДВ, Тр2, ФД2 и Атт), которые могут быть источниками фазовых отклонений. Их влияние на качество работы синтезаторов будет подробно рассмотрено в гл.3. При этом коэффициенты передачи фазовых отклонений данных блоков одинаковы для всех разработанных схем.

Из полученных выражений следует, что передаточные функции ОГ и звеньев петли ФАПЧ ГСЧ с АКФИ аналогичны для ГСЧ без АКФИ. Это свидетельствует о том, что цепь автокомпенсации реагирует только на фазовые искажения ЦВС и не оказывает влияния на передачу других сигналов.

2.6 Частотные характеристики гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов

Важным свойством предложенных вариантов трактов формирования управляющего сигнала АКФИ является избирательное подавление фазовых искажений выходного сигнала ЦВС гибридных синтезаторов частот в заданном диапазоне частотного спектра, что обеспечивается введением в УТ фильтра с соответствующей характеристикой избирательности. Кроме того, в ряде случаев необходимо учитывать влияние фазового детектора и аттенюатора на частотные характеристики предложенных устройств. Так как цепь автокомпенсации работает только по фазовым отклонениям ЦВС и не оказывает влияния на передачу других сигналов, рассмотрим частотные характеристики (ЧХ) ГСЧ с АКФИ по фазовым искажениям ЦВС.

Преобладающие частоты побочных составляющих в спектре синтезируемого сигнала, могут существенно различаться для различных источников фазовых искажений (п.1.2). Это обуславливает необходимость анализа ЧХ [66-68] ГСЧ с различными порядками фильтра цепи автокомпенсации и при изменении параметров структурных звеньев АКФИ.

Передаточные функции (2.5.1), (2.5.13) и (2.5.24) полностью описывают динамические и избирательные свойства автокомпенсатора в линейном режиме.

Они содержат одинаковую частотно-зависимую часть и отличаются между собой коэффициентами $K_{U\!BC}$ и N_2 , которые для общности анализа можно включить в выражения N_A , N_I , и T_c [59]

$$H_{\Delta\varepsilon \Delta\varphi_{\Gamma VH}} = \frac{\Delta\varphi_{\Gamma VH}}{\Delta\varepsilon} = \frac{N_{II} \frac{M_{1}(p)}{p} - N_{A} \frac{M_{2}(p)}{p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{c}p}}.$$
 (2.6.1)

Для нормирования передаточных функций примем $K_{\Gamma YH} = K_{\mathcal{I} I} = K_{\mathcal{I} 2} = K_{\Pi} = 1$, а также введем обозначение $\hat{\Omega} = \Omega T_1$ - нормированную частоту.

Заменив в соотношении (2.6.1) оператор Лапласа p на комплексную частоту сигнала $j\Omega$ и взяв модуль и аргумент получившейся комплексной передаточной функции, получили АЧХ и ФЧХ ГСЧ с АКФИ ЦВС. Графики частотных характеристик ГСЧ с АКФИ по фазовым отклонениям ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ и ФНЧ различных порядков представлены на рис. 2.6.1. Для моделирования использовались следующие параметры устройства: f_T =100 МГц, $f_{ЦВС}$ = 30 МГц, N_2 = 5, T_1 = T_2 , n_A = 0,95 n_y , где n_y - коэффициент ослабления аттенюатора, соответствующий условию полной компенсации.

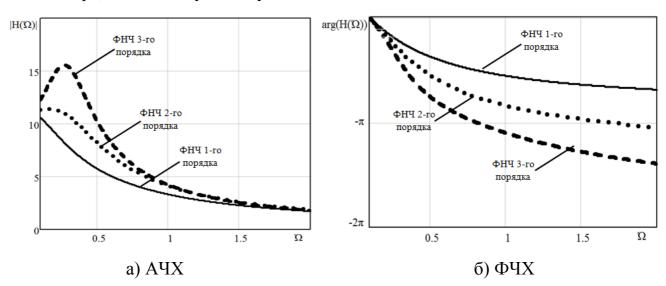


Рисунок 2.6.1 – ЧХ ГСЧ с АКФИ ЦВС и фильтрами 1-3 порядков

При выполнении условий полной компенсации АЧХ устройства совпадают с осью абсцисс и фазовые искажения выходного сигнала ЦВС компенсируются. АЧХ ГСЧ с ФНЧ первого и второго порядков являются монотонными функциями

частоты. С увеличением порядка фильтра возрастает нелинейность обеих частотных характеристик и АЧХ приобретает экстремальный характер, при этом экстремум возрастает и смещается влево по оси частот [60].

Исследуем влияние на частотные свойства ГСЧ постоянной времени ФНЧ2 автокомпенсатора и коэффициента ослабления аттенюатора при их изменении относительно условий полной компенсации. На рис. 2.6.2 и 2.6.3 приведены соответствующие графические зависимости для ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ и ФНЧ 2-го порядка. Для моделирования использовались следующие параметры устройства: f_T =100 МГц, f_{UBC} = 30 МГц, N_2 = 1.

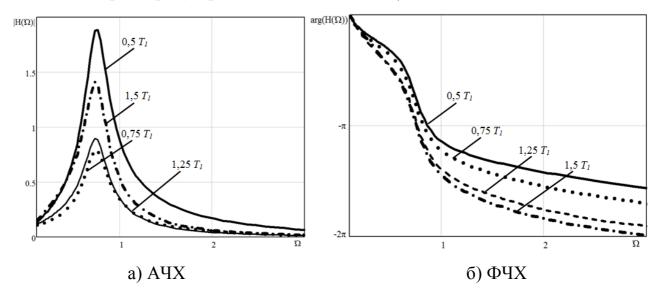


Рисунок 2.6.2 – ЧХ ГСЧ с АКФИ ЦВС при изменении постоянной времени ФНЧ2

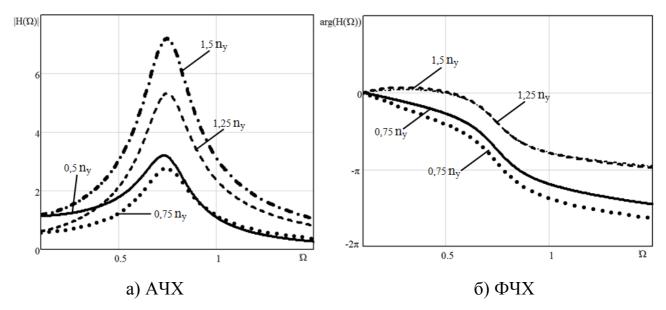


Рисунок 2.6.3 – ЧХ ГСЧ с АКФИ ЦВС при изменении коэффициента ослабления аттенюатора

Для ГСЧ с увеличением постоянной времени ФНЧ2 T_2 от 0,5 T_1 до T_1 наблюдается снижение величины экстремума АЧХ при сохранении положения максимума по оси частот и начального коэффициента передачи фазовых отклонений ЦВС. Это обусловлено тем, что значение T_2 приближается к величине T_1 фильтра цепи регулирования ФАПЧ, что соответствует одному из условий полной компенсации фазовых искажений ЦВС. При дальнейшем росте T_2 наблюдается обратная ситуация: удаление от значения T_1 приводит к увеличению максимумов АЧХ.

При варьировании коэффициента ослабления аттенюатора форма ФЧХ и характер изменения экстремумом АЧХ аналогичны предыдущему случаю. Однако с коэффициентом передачи фазовых отклонений ЦВС обстоит иначе: чем больше значение коэффициента ослабления аттенюатора отличается от n_y , тем выше передача фазовых искажений ЦВС на выход устройства.

Данные выводы позволяют выбирать параметры блоков АКФИ, в частности фильтра и аттенюатора, для увеличения подавления фазовых искажений ЦВС и улучшения избирательных свойств предложенных устройств.

Таким образом, степень автоматической компенсации фазовых искажений, присутствующих в выходном сигнале ЦВС, определяется двумя факторами: АЧХ по фазовым искажениям ЦВС и условиями полной компенсации. При достижении данных условий фазовые искажения выходного сигнала ЦВС компенсируются, а соответствующие им ПСС и шумовые компоненты полностью устраняются из спектра как ЦВС, так и ГСЧ соответственно. Однако на практике это не достижимо ввиду наличия АКФИ с регулированием вперед, при котором отсутствует обратная связь и полная компенсация фазовых искажений ЦВС невозможна. В связи с этим параметры звеньев автокомпенсатора (ФНЧ и аттенюатора) будут иметь значения, близкие к условиям полной компенсации. Чем больше значения указанных параметров приближаются к данным условиям, тем ниже передача фазовых искажений ЦВС на выход устройства.

Рис. 2.6.4 иллюстрирует зависимость степени автоматической компенсации дискретных ПСС выходного сигнала ЦВС от коэффициента ослабления

аттенюатора, поскольку данный параметр может быть оперативно изменяемым и, как было показано ранее, непосредственно влияет на передачу фазовых искажений выходного сигнала ЦВС.

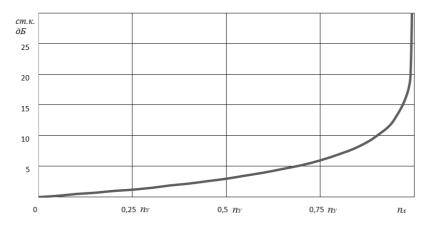


Рисунок 2.6.4 – Зависимость степени автоматической компенсации ПСС выходного сигнала ЦВС от коэффициента ослабления аттенюатора

Полученная графическая зависимость имеет два характерных участка: квазилинейный при больших отстройках от условий полной компенсации (0-0,85 n_y) и резко нарастающий в оставшемся диапазоне. Это позволяет рекомендовать сохранять значения данного коэффициента в полосе от 0,85 n_y до максимально достижимых на практике значений отклонении данного коэффициента от условий полной компенсации в 2-3%. На рис. 2.6.5 в качестве примера приведены спектры выходного сигнала ЦВС с ПФМ при отсутствии (а) и наличии (б) АКФИ при отклонении коэффициента ослабления аттенюатора на 3%.

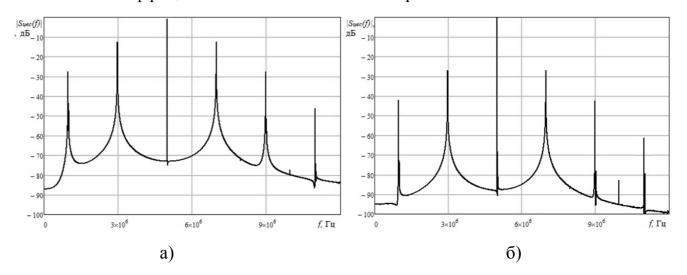


Рисунок 2.6.5 - Спектры выходного сигнала ЦВС с ПФМ при отсутствии (а) и наличии (б) АКФИ при n_A = 0,97 n_v

Для моделирования использовались следующие параметры устройства: $f_T = 100 \ \mathrm{M}\Gamma$ ц, $f_{\mathit{ЦBC}} = 4,993 \ \mathrm{M}\Gamma$ ц, K = 204, p = 12, a = 10, n = 14, $\Delta \varphi = 0,1$ рад, $f_{\mathit{П}\Phi M} = 2 \ \mathrm{M}\Gamma$ ц. При наличии в составе устройства АКФИ с заданным коэффициентом ослабления аттенюатора наблюдается снижение уровня дискретных ПСС порядка 15 дБ, что соответствует результатам рис. 2.6.4.

2.7 Динамические характеристики гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов

Одной из особенностей функционирования синтезаторов, содержащих в своем составе ФАПЧ, является наличие переходных процессов при переключении с одной частоты на другую, длительность которых является важным параметром современных ГСЧ. Для их оценки необходимо исследовать динамические свойства разработанных устройств, рассмотрев реакцию ГСЧ с АКФИ ЦВС на типовые детерминированные воздействия. Кроме того, такое исследование, наряду с анализом ЧХ, позволяет дополнительно оценить возможности АКФИ к ослаблению внешних и внутренних фазовых отклонений, воздействующих на синтезируемый сигнал ЦВС.

В случае детерминированных воздействий функционирование ГСЧ описывается нелинейными дифференциальными уравнениями произвольного порядка с переменными параметрами [67, 68]. При малых величинах фазовых отклонений нелинейностями характеристик можно пренебречь. В этом случае для анализа устройств пользуются различными приближенными методами и интегральными преобразованиями.

Выходной параметр ГСЧ во временной форме может быть найден посредством обратного преобразования Фурье, однако, в общем случае при сложном входном сигнале или сложной передаточной функции устройства расчет требует

громоздких преобразований и решение интегралов может быть сильно затруднено.

С применением спектрального метода и аппарата аппроксимации действительной $S_R(\omega) = \text{Re}[S_{\text{вых}}(j\omega)]$ и мнимой $S_I(\omega) = \text{Im}[S_{\text{вых}}(j\omega)]$ частей спектральной плотности выходного сигнала устройства на основе переключающих (рис. 2.7.1) непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) в [98-102] получены общие выражения расчета динамических характеристик (ДХ) радиоустройств высокого порядка при различных воздействиях.

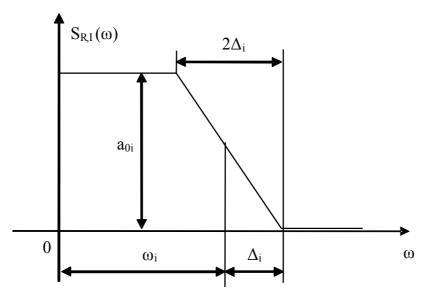


Рисунок 2.7.1 - Аппроксимация действительной и мнимой частотных характеристик спектра выходного сигнала радиоустройства переключающими НКЛФ

Аналитическое выражение ДХ устройства на основе аппроксимации вещественного спектра $S_R(\omega)$ суммой переключающих НКЛФ от логарифмической частоты имеет вид [63, 98, 99]

$$s_{R}(t) = s_{ex}(t) \cdot H(0) + \frac{2}{\pi t} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{a_{0i}}{\Delta_{\lambda}} \left[Si(\omega_{i+1}t) - Si(\omega_{i}t) \right], \tag{2.7.1}$$

где $s_{\rm ex}(t)$ - входной сигнал устройства; $H(j\omega)$ - комплексная передаточная функция устройства, полученная заменой оператора Лапласа p на комплексную частоту $j\omega$ в операторном коэффициенте передачи; $a_{0i}=S_R(\omega_i)-S_R(\omega_{i+1})$ - коэффициент НКЛФ, аппроксимирующей $S_R(\omega)$ в текущем отрезке $[\omega_i;\omega_{i+1}];$ Δ_i -

центральная частота наклонного бедра i-й переключающей НКЛФ; Δ_{λ} - шаг логарифмической частоты; Si(x) - интегральный синус.

Проведем моделирование ДХ схемы ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ системы ФАПЧ с фильтрами первого порядка при изменении параметров структурных звеньев автокомпенсатора: коэффициента ослабления аттенюатора и постоянной времени фильтра ФНЧ2.

На рис. 2.7.2 изображено семейство кривых, представляющих собой результат моделирования ДХ ГСЧ при воздействии на ЦВС скачка фазы (эквивалент короткого импульса частоты) единичной амплитуды при изменении параметров автокомпенсатора в пределах 10% относительно условий полной компенсации. Для моделирования использованы следующие параметры устройства: f_T =100 МГц, $f_{ЦВС}$ = 10 МГц, N_2 =1.

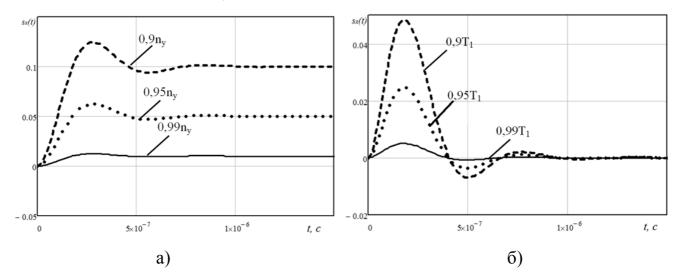


Рисунок 2.7.2 – ДХ ГСЧ при воздействии на ЦВС с АКФИ скачка фазы

При $n_A = 0.99 n_y$ (рис 2.7.2a) и $T_2 = 0.99 T_1$ (рис. 2.7.2б) графики переходных процессов практически совпадают с осью абсцисс. Изменение коэффициента ослабления аттенюатора относительно условий полной компенсации приводит к тому, что все большая часть фазовых искажений ЦВС передается на выход устройства. Отклонения значений постоянной времени ФНЧ2 от условий полной компенсации сопровождаются увеличением колебательности и длительности переходного процесса при наличии установившегося значения, равного нулю. Таким образом, коэффициент ослабления аттенюатора является более критичным

параметром цепи автокомпенсации чем постоянная времени фильтра, поскольку он непосредственно влияет на степень подавления фазовых искажений выходного сигнала ЦВС.

На рис. 2.7.3 приведены результаты моделирования динамических режимов ГСЧ с АКФИ при гармоническом воздействии на ЦВС с частотой модуляции $f_{\Pi \Phi M} = 0.05 f_{\Pi BC}$. Оно может служить эквивалентом воздействия дестабилизирующих факторов на амплитуду и фазу выходного сигнала ЦВС. При этом полагают, что модуляция выходного сигнала ЦВС не приводит к нарушению синхронизма работы ФАПЧ [68, 69].

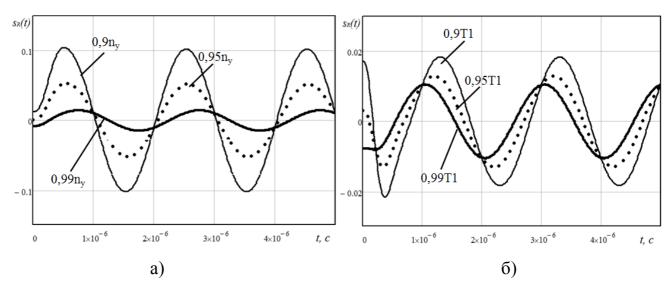


Рисунок 2.7.3 – ДХ ГСЧ при гармоническом воздействии на ЦВС с АКФИ

Поскольку автокомпенсатором осуществляется избирательное подавление фазовых искажений выходного сигнала ЦВС, то наиболее эффектно подавляется спектральные продукты ПФМ с частотами, попадающими в полосу прозрачности фильтра ФНЧ2. Это позволяет компенсировать наиболее нежелательные спектральные компоненты, расположенные вблизи гармоники основного тона.

При данном воздействии на ЦВС при варьировании параметров структурных звеньев автокомпенсатора характер переходных процессов аналогичен предыдущему случаю. При этом длительность переходных процессов для обоих воздействий на ЦВС при заданных параметрах устройства составляет единицы микросекунд.

2.8 Выводы

- 1. Разработан алгоритм выделения фазовых искажений в выходном сигнале ЦВС, заключающийся в последовательном прохождении многоуровневого сигнала с выхода цифро-аналогового преобразователя устройства через дифференцирующую цепь и двухполупериодный выпрямитель для выделения в спектре данного сигнала тактовой частоты.
- 2. C использованием предложенного алгоритма выделения фазовых искажений сигнала ЦВС разработано выходного два варианта тракта формирования управляющего сигнала автокомпенсатора данных искажений. На основании полученной математической модели выходного сигнала ЦВС (учитывающей искажения, возникающие при усечении кода фазы, квантовании амплитуды и вызванные нелинейностью цифро-аналогового преобразователя) проведено моделирование спектров сигналов на выходах звеньев предложенных трактов при прохождении через них выходного сигнала цифро-аналогового преобразователя ЦВС с паразитной фазовой модуляцией.
- 3. Разработаны три варианта структурных схем гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений ЦВС и петлей ФАПЧ, выполняющей функции высокоэффективного устройства управления задержкой и фильтра нижних частот по отношению к входным сигналам.
- 4. Получены дифференциальные уравнения линеаризованных моделей разработанных гибридных синтезаторов, справедливые для произвольного воздействия на ЦВС в виде фазового отклонения. Составлены функциональные схемы предложенных устройств, с помощью которых получены передаточные функции по всем возможным источникам фазовых отклонений. Установлено, что цепь автокомпенсации реагирует только на фазовые искажения ЦВС и не оказывает влияния на передачу других сигналов.
- 5. Получены условия полной компенсации фазовых искажений выходного сигнала ЦВС, определяемые параметрами фильтра и аттенюатора автокомпенсатора. Для исследования их влияния на качество подавления фазовых

искажений проведен анализ частотных характеристик разработанных устройств, а также получена зависимость степени автокомпенсации дискретных паразитных спектральных составляющих выходного сигнала ЦВС от коэффициента ослабления аттенюатора.

6. Для оценки длительности переходных процессов при переключении ЦВС с одной частоты на другую осуществлено исследование динамических характеристик разработанных устройств с применением спектрального метода и аппарата аппроксимации на основе переключающих непрерывных кусочнолинейных функций.

ГЛАВА 3. АНАЛИЗ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ

3.1 Разработка математических моделей СПМ фазовых шумов гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов

Фазовый шум является одним из важнейших параметров любых систем формирования сигналов и оказывает значительное влияние на их выходные характеристики. Каждый блок гибридного синтезатора вносит собственный вклад в результирующий фазовый шум устройства [55-57]. Так как полный фазовый шум зависит от всех его составляющих, необходимо особое внимание уделить минимизации вклада, вносимого наиболее «шумящими» блоками. В гл.1 показано, что ЦВС является источником искажений не только в виде дискретных ПСС, но и фазового шума на уровне опорного генератора. В результате его вклад в выходной фазовый шум ГСЧ может оказаться весьма значительным, например, в случае, когда ЦВС служит источником опорной частоты для ФАПЧ.

Основной характеристикой уровня фазовых отклонений является СПМ фазовых шумов [103-121] $S_{\varphi}(F)$ выходного сигнала вблизи несущей частоты в зависимости от отстройки при различных значениях выходной частоты. Для теоретического анализа шумовых характеристик используют аппроксимацию СПМ фазовых шумов степенными функциями, применение которых существенно упрощает их исследование, позволяя сравнивать синтезаторы частот по уровню шума. На практике для оценки СПМ фазовых шумов используется универсальная модель, основанная на степенных функциях следующего вида [103]:

$$S_{\varphi}(F) = \begin{cases} \sum_{\alpha=-2}^{+2} h_{\alpha} F^{\alpha}, & 0 \le F \le F_{h}, \\ 0, & F > F_{h}, \end{cases}$$
(3.1.1)

где F_h - верхняя граничная частота резкого спада; h_{α} - постоянная, служащая мерой уровня фазового шума.

Степенные функции представляются в виде прямых, по наклону которых определяют конкретные виды шумов. В области частот, близких к несущей, преобладают частотные шумы случайных блужданий. Они связаны с воздействием на устройство дестабилизирующих факторов. Источниками фликкерного шума служат активные элементы и резонаторы устройств. Белый частотный шум вызывается наличием источников аддитивного белого шума, действующих внутри контура ОС. Фазовый фликкерный шум обычно обусловлен шумящими электронными узлами (выходными усилителями или умножителями частоты). Белый фазовый шум обычно вызывается источниками аддитивного белого шума, внешними по отношению к цепи обратной связи [103].

В качестве шумовых моделей различных блоков ГСЧ с АКФИ ЦВС воспользуемся типовыми соотношениями для расчета СПМ собственных фазовых шумов.

Одна из основных моделей СПМ фазовых шумов кварцевых генераторов определяется выражением

$$S_{OF}(F) = \frac{10^{-7.82}}{F^3} + \frac{10^{-9.86}}{F^2} + \frac{10^{-12.7}}{F} + 10^{-15.8}$$
(3.1.2)

где F – частота отстройки от несущего колебания.

Выходной сигнал ГСЧ формируется в перестраиваемом генераторе с управлением по частоте. Для моделирования шумовых характеристик ГУН применяется следующая формула, учитывающая вклад собственных шумов управляющей цепи

$$S_{\Gamma VH}(F) = \frac{10^{-13.3}}{F^3} \cdot \frac{f_0^2}{Q^2} + \frac{10^{-16.7}}{F^2} \cdot \frac{f_0^2}{Q^2} + \frac{10^{-13}}{F} + 10^{-16.2} , \qquad (3.1.3)$$

где $f_{\scriptscriptstyle 0}$ – выходная частота ГУН; Q - добротности нагруженного резонатора ГУН.

В [3] представлена модель СПМ фазовых шумов импульсно-фазовых детекторов с учетом их частоты сравнения $f_{\phi J}$

$$S_{\Phi \Pi}(F) = \frac{10^{-14} + 10^{-28} f_{\Phi \Pi}^{2}}{F^{3}} + 10^{-16} + 10^{-23} f_{\Phi \Pi}. \tag{3.1.4}$$

Частотные свойства ДЧ учитывает модель

$$S_{\mathcal{A}^{\mathcal{Y}}}(F) = \frac{10^{-14,7} + 10^{-28} f_{\mathcal{A}}^{2}}{F^{3}} + 10^{-16,5} + 10^{-23} f_{\mathcal{A}}, \qquad (3.1.5)$$

где $f_{\mathcal{A}}$ - частота сигнала на выходе ДЧ.

Современные цифровые делители частоты выполняются на интегральных микросхемах и их фазовый шум одного порядка с шумами импульсно-фазовых детекторов. Так как в качестве фазового детектора можно также представить идеализированный смеситель, то СПМ фазовых шумов цифровых фазовых детекторов, делителей частоты и смесителей можно определять как

$$S_{\Phi \mathcal{I}}(F) = S_{\mathcal{I}^{\mathcal{U}}}(F) = S_{C_{\mathcal{M}}}(F) = \frac{10^{-14.7}}{F} + 10^{-16.5}$$
 (3.1.6)

Поскольку триггеры опорного и информационного трактов АКФИ осуществляют деление частоты входного сигнала на два, то для них будем использовать модели СПМ фазовых шумов делителей частоты, а для ДВ воспользуемся одной из моделей детекторов.

Модель СПМ фазовых шумов аттенюатора имеет вид

$$S_{Amm}(F) = \frac{10^{-11.2}}{F} + 10^{-17}.$$
 (3.1.7)

Выражение для расчета СПМ фазовых шумов умножителей частоты на биполярном транзисторе имеет следующий вид

$$S_{yq_{ET}}(F) = n1^2 \cdot \frac{4kT}{P_C} \left[1 + \frac{f_{\alpha}}{F} \right],$$
 (3.1.8)

где n1 – коэффициент умножения, k— постоянная Больцмана, T – температура $(T=293\mathrm{K}),\ P_c$ – мощность входного сигнала $(P_c=1\mathrm{MBT}),\ f_\alpha$ – граничная частота области преобладания фликкер-шума в спектре шума транзистора $(f_\alpha=100\ \Gamma\mathrm{ц}).$

В [107] предложено общее выражение для СПМ фазовых шумов ЦВС на основе аппроксимации степенными функциями

$$S_{LIBC}(F) = \left(K_{LIBC}\right)^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4}\right) + 10^{k_3} + S_{\kappa e}, \tag{3.1.9}$$

где k_1 , k_2 , k_3 , k_4 — коэффициенты, определяющие уровень СПМ $1/F^2$ шума, 1/F шума, естественной шумовой составляющей входных цепей ЦАП и естественной шумовой составляющей сопротивления нагрузки;

$$S_{\kappa s} = 2^{-2n - 0.59} \left(\frac{f_{\mathit{ЦBC}}}{f_{\mathit{T}}} \right)^2 - \text{СПМ}$$
 фазового шума квантования ЦАП.

На рис. 3.1.1 изображены СПМ собственных фазовых шумов отдельных блоков ГСЧ с АКФИ ЦВС при f_T =100 МГц, $f_{L\!BC}$ =40 МГц, $f_{\Gamma\!Y\!H}$ =1,5 ГГц, n1 = 1.

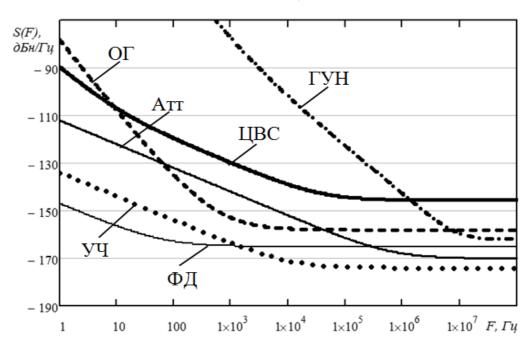


Рисунок 3.1.1 – СПМ фазовых шумов отдельных блоков ГСЧ с АКФИ ЦВС

Как видно из рисунка наибольшим уровнем собственных фазовых шумов обладают ГУН, ОГ и ЦВС при высоких значениях его коэффициента передачи. Результаты сравнения теоретических моделей (3.1.2) — (3.1.9) СПМ фазовых шумов с шумовыми характеристиками реальных узлов в [107, 108] показывают, что выбранные модели с высокой степенью точности описывают шумовые характеристики отдельных блоков ГСЧ с АКФИ ЦВС и могут применяться для исследования шумовых характеристик предложенных синтезаторов.

Для исследования шумовых характеристик ГСЧ с АКФИ ЦВС составим их эквивалентные функциональные схемы со всеми источниками действующих фазовых шумов. На рис. 3.1.2 представлена эквивалентная схема ГСЧ с АКФИ и ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ, на рис. 3.1.3 – с ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС ФАПЧ и на рис. 3.1.4 – с ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ [55]. На схемах символами Φ_i обозначены отклонения фазы соответствующих блоков синтезаторов.

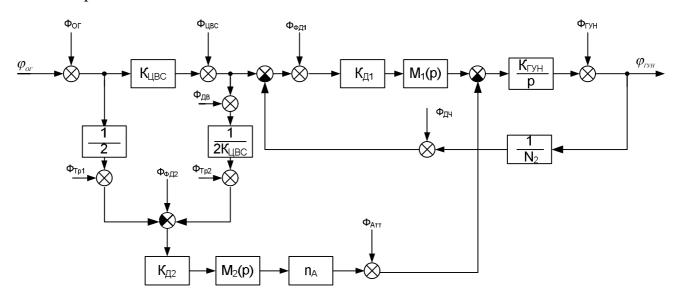


Рисунок 3.1.2 – Функциональная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ со всеми источниками действующих фазовых шумов

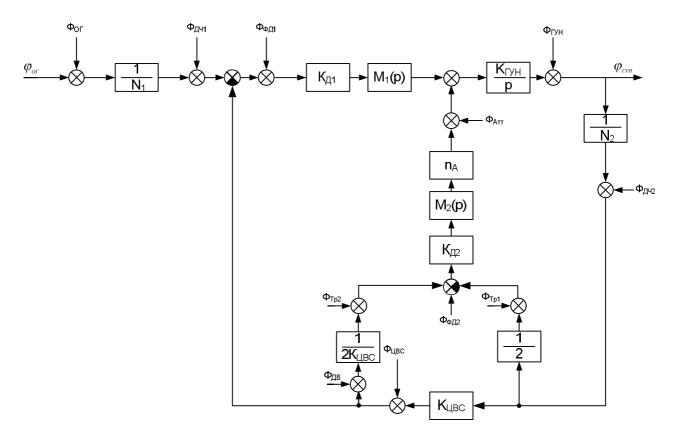


Рисунок 3.1.3 – Функциональная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ в цепи ОС петли ФАПЧ со всеми источниками действующих фазовых шумов

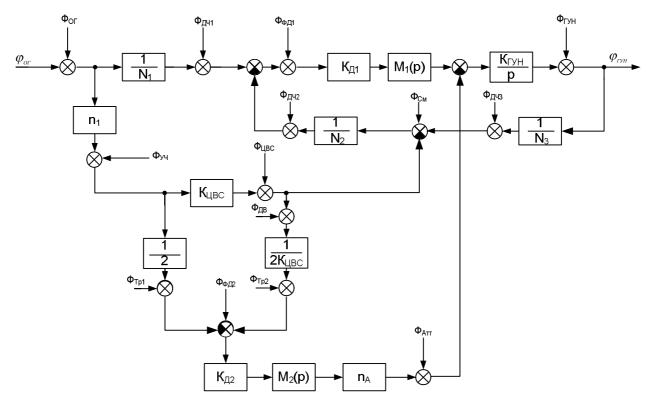


Рисунок 3.1.4 – Функциональная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ со всеми источниками действующих фазовых шумов

Поскольку все шумы, генерируемые или добавляемые каждым компонентом схемы малы по сравнению с мощностью полезного сигнала, в соответствии с правилом наложения их можно добавлять к соответствующим входным или выходным воздействиям [103]. Запишем на основе полученных функциональных схем результирующие выражения для СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС при воздействии некоррелированных возмущений основных блоков устройства, передаточные функции которых получены в п.2.5 и определяются выражениями (2.5.1) – (2.5.38) [55-57, 107, 108].

Для схемы ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ

$$S_{BbIX1}(F) = S_{OF}(F) |H_{OF}(F)|^{2} + S_{LIBC}(F) |H_{LIBC}(F)|^{2} + S_{\Phi II}(F) |H_{\Phi II}(F)|^{2} + + S_{FYH}(F) |H_{FYH}(F)|^{2} + S_{III}(F) |H_{III}(F)|^{2} + S_{III}(F) |H_{IIII}(F)|^{2} + S_{III}(F) |H_{IIII}(F)|^{2} + + S_{IIII}(F) |H_{IIII}(F)|^{2} + S_{\Phi IIII}(F) |H_{\Phi IIII}(F)|^{2} + S_{Amm}(F) |H_{Amm}(F)|^{2}.$$

$$(3.1.10)$$

Символами S и H с нижними индексами обозначены СПМ фазовых шумов и передаточные функции соответствующих блоков.

Для схемы ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС петли ФАПЧ

$$S_{BblX2}(F) = S_{OF}(F) |H_{OF}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{H1}}(F) |H_{\mathcal{A}^{H1}}(F)|^{2} + S_{\phi\mathcal{A}^{H}}(F) |H_{\phi\mathcal{A}^{H1}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{H1}}(F) |H_{\mathcal{A}^{H2}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{H2}}(F) |H_{\mathcal{A}^$$

Для схемы ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП системы ФАПЧ

$$S_{BbIX3}(F) = S_{O\Gamma}(F) |H_{O\Gamma}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{Y1}}(F) |H_{\mathcal{A}^{Y1}}(F)|^{2} + S_{\phi\mathcal{A}1}(F) |H_{\phi\mathcal{A}1}(F)|^{2} + + S_{\Gamma VH}(F) |H_{\Gamma VH}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{Y2}}(F) |H_{\mathcal{A}^{Y2}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{C}_{M}}(F) |H_{\mathcal{C}_{M}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{Y3}}(F) |H_{\mathcal{A}^{Y3}}(F)|^{2} + + S_{\mathcal{V}^{Y}}(F) |H_{\mathcal{V}^{Y}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{BC}}(F) |H_{\mathcal{A}^{BC}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{T}^{D1}}(F) |H_{\mathcal{T}^{D1}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{B}}(F) |H_{\mathcal{A}^{B}}(F)|^{2} + + S_{\mathcal{T}^{D2}}(F) |H_{\mathcal{T}^{D2}}(F)|^{2} + S_{\phi\mathcal{A}^{D2}}(F) |H_{\phi\mathcal{A}^{D2}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{BM}}(F) |H_{\mathcal{A}^{BM}}(F)|^{2}.$$

$$(3.1.12)$$

Определим шумовой вклад составляющих звеньев устройств для трех разработанных схем ГСЧ с АКФИ ЦВС.

В таблице 3.1.1 представлен шумовой вклад звеньев ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ, где принято $M_2(p) = M_1(p)$, $K_{\mathcal{A}^2} = K_{\mathcal{A}^1}$ и следующие

обозначения: $H_{31}(p)=\frac{H_1(p)N_2}{1+H_1(p)}$ - передаточная функция кольца ФАПЧ по внешним шумам; $H_{32}(p)=\frac{1}{1+H_1(p)}$ - передаточная функция кольца ФАПЧ по внутренним шумам; $H_1(p)=\frac{M_1(p)K_{IYH}K_{J1}}{pN_2}$ - передаточная функция разомкнутого кольца ФАПЧ.

Таблица 3.1.1 - Шумовой вклад звеньев ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ

Блок ГСЧ	Модель СПМ фазовых шумов
ОГ	$S_{O\Gamma}(F) \cdot K_{L\!I\!BC}^2 H_{31}(F) ^2$
ЦВС	$S_{LIBC}(F) \cdot \left(1 - \frac{n_A}{2K_{LIBC}}\right)^2 H_{31}(F) ^2$
ФД1	$S_{\phi \mathcal{J}^1}(F) \cdot \left H_{31}(F) \right ^2$
ГУН	$S_{\scriptscriptstyle arGamma V\!H}(F) \cdot ig H_{32}(F) ig ^2$
ДЧ	$S_{\mathcal{A}^{\mathcal{H}}}(F)\cdot ig H_{31}(F)ig ^2$
Tp1	$S_{Tp1}(F)n_{_{A}}^{2} H_{31}(F) ^{2}$
ДВ	$S_{\mathcal{A}\mathcal{B}}(F)\left(\frac{n_{A}}{2K_{\mathcal{L}\mathcal{B}C}}\right)^{2}\left H_{31}(F)\right ^{2}$
Tp2	$S_{Tp2}(F)n_{_{A}}^{^{2}} H_{31}(F) ^{2}$
ФД2	$S_{\phi,\mathcal{I}2}(F)n_{_{A}}^{2} H_{_{31}}(F) ^{2}$
Атт	$S_{Amm}(F) \cdot \left(\frac{K_{IVH}}{p}\right)^2 H_{32}(F) ^2$

Рис. 3.1.5 графически иллюстрирует шумовой вклад звеньев ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ. При этом звенья, входящие в состав ФАПЧ и АКФИ объединены в соответствующие блоки для уменьшения громоздкости отображаемых результатов. Для моделирования использовались следующие параметры ГСЧ: f_T =400 МГц , $f_{\Gamma VH}$ =1,5 ГГц, $f_{\Phi A}$ =100 МГц, K_{UBC} =0.25, n_A = n_V , N_2 = 15.

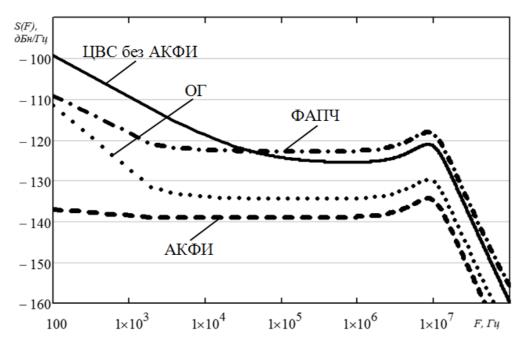


Рисунок 3.1.5 – Вклад звеньев устройства в СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ

Из рис. 3.1.5 следует, что основной вклад в СПМ фазовых шумов данного ГСЧ вносят ЦВС и ФАПЧ, а шумы ОГ проявляются лишь при небольших отстройках от несущего колебания (0 – 100 Гц). При этом фазовые шумы ЦВС и коэффициенту увеличиваются пропорционально умножения Например, если частота сигнала ЦВС умножается с помощью ФАПЧ на 100, фазовый шум на выходе в пределах полосы частот системы ФАПЧ будет приблизительно на 40 дБ превышать значение фазового шума в исходном сигнале. Кроме того, ПСС в пределах полосы частот ФАПЧ возрастут на ту же величину. Помимо увеличения фазового шума и уровней ПСС, умножение частоты с помощью ФАПЧ неблагоприятно сказывается на многих других важных параметрах устройства, включая скорость перестройки и разрешение по частоте, которое по сравнению с сигналом ЦВС ухудшается в N_2 раз. Скорость перестройки частоты выходного сигнала определяется постоянной времени системы ФАПЧ.

В таблице 3.1.2 представлен шумовой вклад звеньев ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС петли ФАПЧ, где $H_{31}(p)=\frac{H_1(p)N_2}{(1+H_1(p))K_{\mathit{ЦВС}}}$, $H_{32}(p)=\frac{1}{1+H_1(p)}$,

$$H_1(p) = \frac{M_1(p)K_{IYH}K_{II}K_{IJBC}}{pN_2}.$$

Таблица 3.1.2 - Шумовой вклад звеньев ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС петли ФАПЧ

Блок ГСЧ	Модель СПМ фазовых шумов
ОГ	$\frac{S_{OF}(F)}{N_1^2} H_{31}(F) ^2$
ЦВС	$S_{LIBC}(F) \cdot \left(\frac{n_A}{2K_{LIBC}} - 1\right)^2 \left H_{31}(F)\right ^2$
ДЧ1	$S_{\mathcal{A}^{q_1}}(F) \cdot \left H_{31}(F) \right ^2$
ФД1	$S_{\phi \mathcal{A}^1}(F) \cdot H_{31}(F) ^2$
ГУН	$S_{\scriptscriptstyle arGamma V\!H}(F) \cdot \left H_{32}(F) \right ^2$
ДЧ2	$S_{\mathcal{A}^{4}2}(F)K_{\mathcal{A}BC}^{2} H_{31}(F) ^{2}$
Tp1	$S_{Tp1}(F)n_{A}^{2} H_{31}(F) ^{2}$
ДВ	$S_{\mathcal{A}\mathcal{B}}(F)\left(\frac{n_{A}}{2K_{\mathcal{A}\mathcal{B}C}}\right)^{2}\left H_{31}(F)\right ^{2}$
Tp2	$S_{Tp2}(F)n_A^2 H_{31}(F) ^2$
ФД2	$S_{\phi,12}(F)n_{_{A}}^{2} H_{31}(F) ^{2}$
ATT	$S_{Amm}(F) \cdot \left(\frac{K_{TYH}}{p}\right)^2 H_{32}(F) ^2$

Рис. 3.1.6 графически иллюстрирует шумовой вклад звеньев ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС петли ФАПЧ. Для моделирования использовались следующие параметры ГСЧ: $f_{O\Gamma}$ =100 МГц, $f_{\Gamma VH}$ =1,5 ГГц, $f_{\Phi Д}$ =100 МГц, $K_{ЦВС}$ =0.133, $n_A = n_V$, $N_I = 1$, $N_2 = 2$.

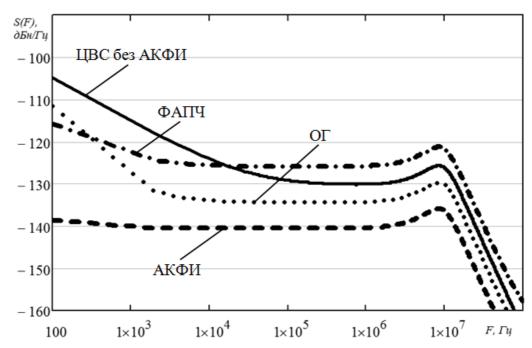


Рисунок 3.1.6 — Вклад звеньев устройства в СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС петли ФАПЧ

Вклад звеньев в СПМ фазовых шумов ГСЧ в данной схеме близок к предыдущему случаю: наибольший вклад вносят ФАПЧ и ЦВС. При использовании высоких коэффициентов деления в петле ФАПЧ фазовые шумы существенно возрастают, поскольку ЦВС в данной схеме тактируется «загрязненным» сигналом, в результате чего его фазовые шумы и дискретные ПСС в петле ФАПЧ будут умножены на $20\log N_2$.

В таблице 3.1.3 представлен шумовой вклад звеньев ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ, где $H_{31}(p)=\frac{H_1(p)N_2N_3}{1+H_1(p)}$, $H_{32}(p)=\frac{1}{1+H_1(p)}$, $H_1(p)=\frac{M_1(p)K_{IVH}K_{J1}}{pN_2N_3}\,.$

Таблица 3.1.3 - Шумовой вклад звеньев ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ

Блок ГСЧ	Модель СПМ фазовых шумов
ОГ	$S_{O\Gamma}(F)\left(\frac{1}{N_1} + \frac{n_1 K_{IJBC}}{N_2}\right)^2 H_{31}(F) ^2$
ЦВС	$S_{LIBC}(F) \cdot \left(1 - \frac{n_A}{2K_{LIBC}}\right)^2 H_{31}(F) ^2$
ДЧ1	$S_{\mathcal{A}^{q_1}}(F)\cdot \left H_{3_1}(F)\right ^2$
ФД1	$S_{\phi J1}(F) \cdot \left H_{31}(F) \right ^2$
ДЧ2	$S_{\mathcal{A}^{\prime\prime}2}(F) H_{31}(F) ^2$
ГУН	$S_{\scriptscriptstyle \it LVH}(F) \cdot \left H_{32}(F) \right ^2$
См	$\frac{S_{C_M}(F)}{N^2_2} H_{31}(F) ^2$
ДЧ3	$\frac{S_{\mathcal{A}^{\prime}3}(F)}{N^{2}_{2}} H_{31}(F) ^{2}$
УЧ	$S_{yq}(F) \frac{K_{\mathit{LIBC}}^2}{N^2_2} H_{31}(F) ^2$
Tp1	$S_{Tp1}(F)n_{A}^{2} H_{31}(F) ^{2}$
ДВ	$S_{\mathcal{A}\mathcal{B}}\left(F\right)\left(\frac{n_{A}}{2K_{\mathcal{A}\mathcal{B}\mathcal{C}}}\right)^{2}\left H_{31}\left(F\right)\right ^{2}$
Tp2	$S_{Tp2}(F)n_{A}^{2} H_{31}(F) ^{2}$
ФД2	$S_{\Phi / 12}(F)n_A^2 H_{31}(F) ^2$
Атт	$S_{Amm}(F) \cdot \left(\frac{K_{\Gamma VH}}{p}\right)^2 H_{32}(F) ^2$

Рис. 3.1.7 графически иллюстрирует шумовой вклад звеньев ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ. Для моделирования использовались следующие параметры ГСЧ: $f_{O\Gamma}$ =100 МГц, f_T =400 МГц, $f_{\Gamma VH}$ =1,5 ГГц, $f_{\Phi A}$ =100 МГц, n_1 = 4, K_{UBC} =0,4, n_A = n_V , N_2 = 1, N_3 = 9.

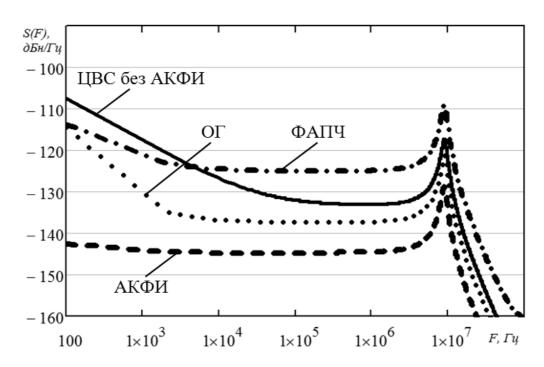


Рисунок 3.1.7 –Вклад звеньев в СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ

Для данной схемы параметры СПМ фазовых шумов выходного сигнала ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ определяются тремя составляющими близкими по уровню - ОГ, ФАПЧ и ЦВС.

Влияние делителей частоты для рассмотренных схем в большинстве случаев мало, поскольку их собственный фазовый шум по отношению к шуму опорного сигнала низок, а передаточная характеристика по фазе линейна. Однако с ростом коэффициентов деления в цепи обратной связи N_{OC} фазовый шум ГСЧ увеличивается на $20\log N_{OC}$ дБ. Это значит, что, например, при коэффициенте умножения 30 000 (типичном значении для синтезаторов, используемых в приемопередатчиках сотовых систем связи GSM, работающих в диапазоне 900 МГц) шум увеличится приблизительно на 90 дБ. Для аппаратуры стандарта GSM диапазона 1800 МГц коэффициент умножения составляет 60 000, а фазовый шум возрастает до 96 дБ. Отсюда следует, что величина частоты сравнения в ФД1 петли ФАПЧ должна быть как можно выше с тем, чтобы коэффициент N_{OC} был достаточно мал.

3.2 Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов

Проведем моделирование и сравнительный анализ шумовых характеристик предложенных ГСЧ на основе петли ФАПЧ и ЦВС с АКФИ и без нее при изменении тактовой частоты ЦВС ($f_T=800,\ 1600,\ 2400$ и 3200 МГц). При этом будем использовать одинаковые значениях частоты ОГ $f_{OF}=100$ МГц и выходной частоты ГУН синтезатора $f_{FVH}=3000$ МГц. На рис. 3.2.1 - 3.2.4 приведены СПМ фазовых шумов и шумовые вклады составляющих звеньев предложенных устройств с АКФИ (пунктирные кривые) и без нее (непрерывные кривые) для ГСЧ с ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ, на рис. 3.2.5 - 3.2.7 для схемы с ЦВС в качестве ДЧ петли ФАПЧ, на рис. 3.2.8 - 3.2.11 – для схемы с ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ.

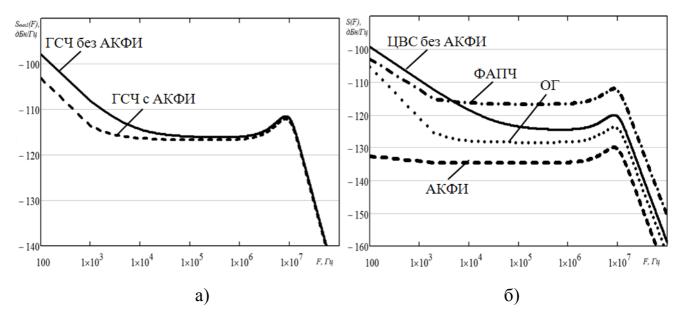


Рисунок 3.2.1 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ (а) и шумовые вклады составляющих звеньев (б) при f_T =800 МГц, K_{UBC} =0,125, n_A = n_Y , N_2 = 30

Области между кривыми на графиках 3.2.1а - 3.2.12а соответствуют границе теоретически возможной компенсации фазовых шумов при заданных параметрах ГСЧ и АКФИ.

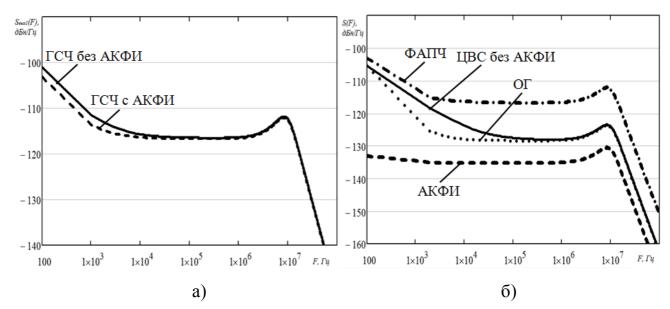
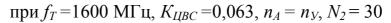


Рисунок 3.2.2 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли Φ АПЧ (a) и шумовые вклады составляющих звеньев (б)



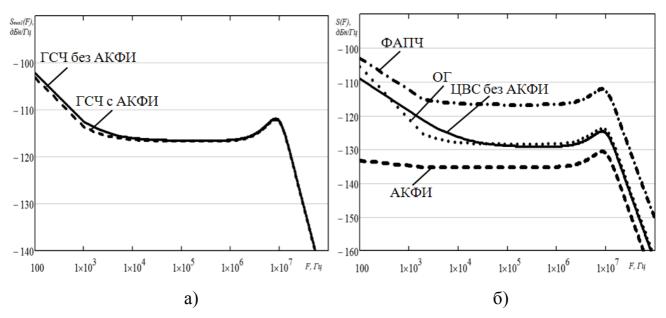


Рисунок 3.2.3 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ (a) и шумовые вклады составляющих звеньев (б)

при
$$f_T$$
 =2400 МГц, $K_{U\!BC}$ =0,042, n_A = n_V , N_2 = 30

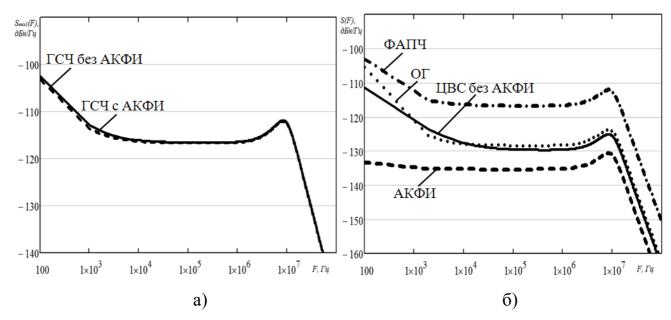
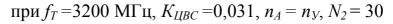


Рисунок 3.2.4 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ (a) и шумовые вклады составляющих звеньев (б)



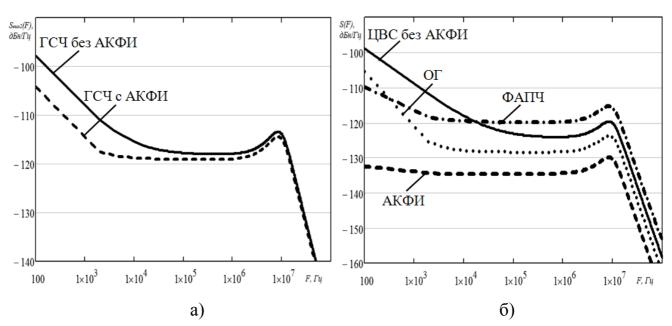


Рисунок 3.2.5 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС петли ФАПЧ (а) и шумовые вклады составляющих звеньев (б) при f_T =800 МГц, $K_{\textit{ЦВС}}$ =0,133, n_A = n_V , N_2 = 4

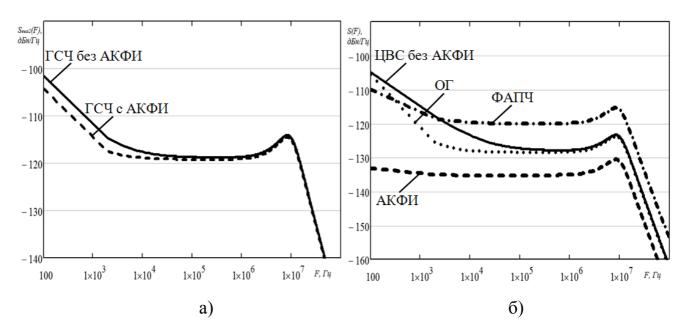


Рисунок 3.2.6 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС петли ФАПЧ (a) и шумовые вклады составляющих звеньев (б)

при
$$f_T = 1600$$
 МГц, $K_{LIBC} = 0.067$, $n_A = n_V$, $N_2 = 2$

Для данной выходной частоты ГУН используя целочисленное деление в ДЧ2 невозможно получить тактовую частоту ЦВС в 2400 МГц, поэтому пропустим данное значение и проведем моделирование для f_T =3200 МГц.

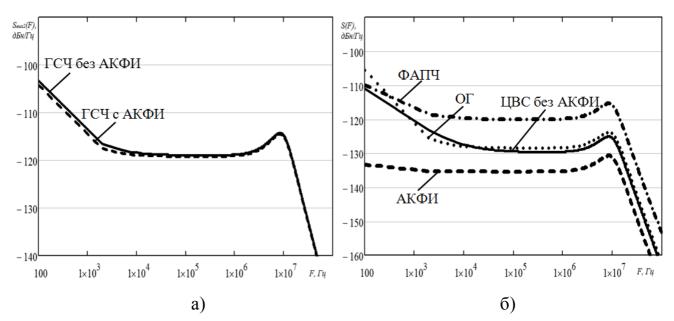


Рисунок 3.2.7 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ цепи ОС петли ФАПЧ (a) и шумовые вклады составляющих звеньев (б)

при
$$f_T$$
 =3200 МГц, $K_{U\!BC}$ =0,033, n_A = n_Y , N_2 = 1

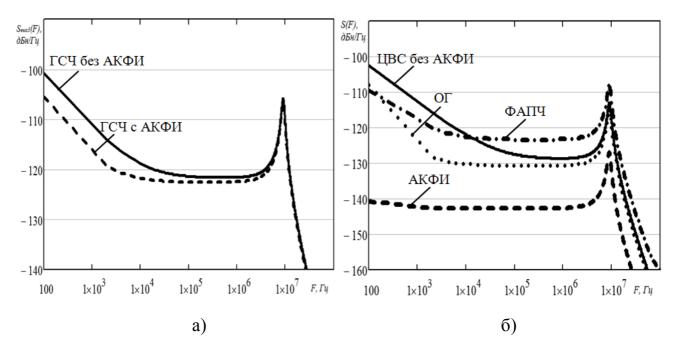


Рисунок 3.2.8 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ (а) и шумовые вклады составляющих звеньев (б) при f_T =800 МГц, n1 = 8, $K_{L\!B\!C}$ =0,4, n_A = n_V , N_2 = 1, N_3 = 9

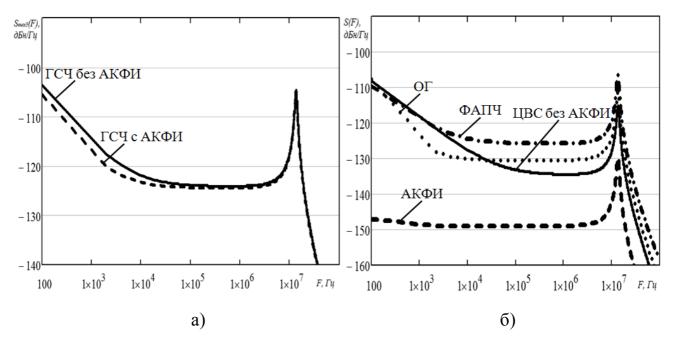


Рисунок 3.2.9 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ (а) и шумовые вклады составляющих звеньев (б) при f_T =1600 МГц, n1 = 16, K_{UBC} =0,4, n_A = n_Y , N_2 = 2, N_3 = 4

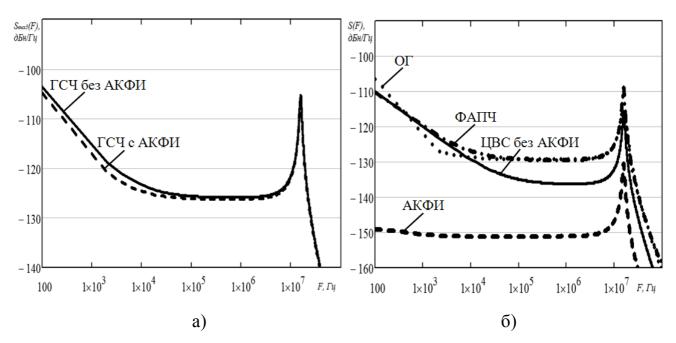


Рисунок 3.2.10 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ (a) и шумовые вклады составляющих звеньев (б)

при f_T =2400 МГц, n1 = 24, $K_{U\!BC}$ =0,4, n_A = n_Y , N_2 = 1, N_3 = 3

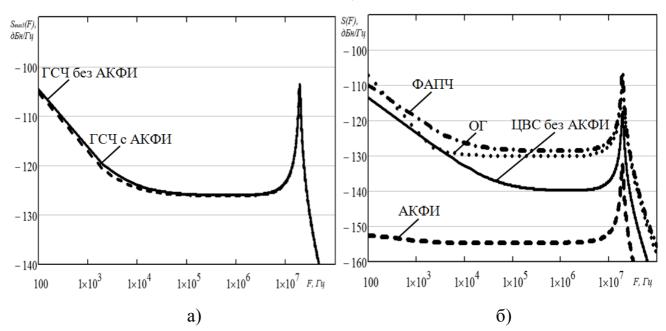


Рисунок 3.2.11 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП петли ФАПЧ (а) и шумовые вклады составляющих звеньев (б)

при f_T = 3200 МГц, n1 = 32, $K_{U\!BC}$ = 0,4, n_A = n_V , N_2 = 3, N_3 = 2

Из полученных графических зависимостей следует, что наименьшим уровнем фазовых шумов из предложенных схем обладает ГСЧ с ЦВС в качестве ГП системы ФАПЧ, а наибольшим - с ЦВС в качестве ОГ, поскольку в данной

схеме система автоподстройки осуществляет умножение фазовых шумов ЦВС и ОГ. Кроме того, деление частоты ОГ существенно увеличивает уровень фазовых шумов. Это происходит из-за того, что шаг сетки ФАПЧ определяется частотой сравнения в фазовом детекторе ФД1. При уменьшении частоты сравнения, уменьшается полоса пропускания фильтра нижних частот ФНЧ1 и увеличивается коэффициент деления в цепи ОС. Хорошие фазовые шумы диктуют малое отношение N_I/N_{OC} и, соответственно, высокую опорную частоту ФАПЧ. Малое отношение N_I/N_{OC} требует широкой полосы перестройки ЦВС и, следовательно, широкой полосы пропускания фильтра для непрерывного перекрытия частоты. С другой стороны, узкая полоса пропускания фильтра ФНЧ1 негативно сказывается на скорости перестройки, создавая противоречие между требованием к уровню фазового шума и быстродействием.

Использование ЦВС в цепи обратной связи снижает значение коэффициента деления N_2 . В результате можно использовать более высокую опорную частоту и при этом получить требуемый шаг перестройки частоты. Более высокая опорная частота позволяет уменьшить время регулирования системы (длительность процесса захвата частоты), а дробный коэффициент деления ЦВС в цепи ОС приводит к снижению фазового шума устройства.

Синтезатор частот со смесителем в цепи обратной связи имеет существенный выигрыш по шумовым характеристикам по сравнению с синтезатором с ДЧ, поскольку введение смесителя, на который подается частота смещения с ОГ, уменьшает коэффициент деления в цепи ОС.

Наибольшей степенью компенсации из трех предложенных схем обладает ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ, так как в данной схеме собственный вклад ЦВС в СПМ фазового шума устройства наибольший. Для разработанных ГСЧ с АКФИ с увеличением тактовой частоты ЦВС наблюдается снижение уровня автокомпенсации фазовых шумов синтезаторов на 1-2 дБ (рис.3.2.3a, 3.2.4a, 3.2.7a, 3.2.10a и 3.2.11a), поскольку уменьшается коэффициент передачи ЦВС и, соответственно, его шумовой вклад. В результате в СПМ фазовых шумов ГСЧ начинают преобладать шумы ОГ либо звеньев петли ФАПЧ.

3.3 Исследование параметрической чувствительности гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов

Степень компенсации фазовых шумов ЦВС в составе ГСЧ определяется точностью установки параметров звеньев автокомпенсатора, что обуславливает необходимость исследования параметрической чувствительности предложенных устройств.

Рассмотрено влияние параметров звеньев автокомпенсатора (коэффициента ослабления аттенюатора и постоянной времени фильтра) на степень компенсации фазовых шумов на выходе ГСЧ.

На рис. 3.3.1а изображено семейство кривых, представляющих собой графическую зависимость СПМ фазовых шумов на выходе ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ от отстройки при изменении коэффициента ослабления аттенюатора относительно условий полной компенсации. Параметры устройства аналогичны принятым для моделирования в п.3.1.1. На рис. 3.3.16 представлена зависимость степени подавления фазовых шумов ГСЧ от отстройки частоты при различных значениях коэффициента ослабления аттенюатора автокомпенсатора

$$B_{\varphi}(F) = 10\log(S^*_{ebix}(F)) - 10\log(S_{ebix}(F)),$$
 (3.3.1)

где $S_{\text{вых}}^{\quad *}(F)$ — СПМ фазовых шумов на выходе ГСЧ с разомкнутой цепью автокомпенсации.

Кривые на графиках при $n_A = n_V$ соответствуют случаю полного подавления фазовых шумов ЦВС в составе ГСЧ, а при $n_A = 0$ - отсутствию автокомпенсации. Как видно из рис. 3.3.1, максимальная степень автокомпенсации фазовых шумов ГСЧ для данных параметров устройства достигает 10,45 дБ. При изменении коэффициента ослабления аттенюатора до значения 0,25 n_V происходит уменьшение степени автокомпенсации до 2,3 дБ. Увеличение данного параметра приводит к аналогичному изменению степени автокомпенсации. Эти выводы обуславливают необходимость точной установки коэффициента ослабления

аттенюатора при разработке ГСЧ с АКФИ ЦВС и возможности его оперативного изменения при перестройке частоты ЦВС (в соответствии с кодом частоты).

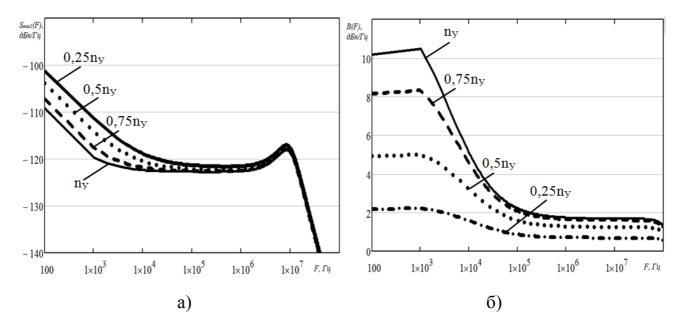


Рисунок 3.3.1 – СПМ фазовых шумов ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ (а) и степень компенсации фазовых шумов при различных коэффициентах ослабления аттенюатора (б)

При изменении постоянной времени фильтра АКФИ от условий полной компенсации наблюдается сохранение уровня подавления фазовых шумов ГСЧ в большом диапазоне отстроек (до 10 кГц) и ухудшение степени автокомпенсации фазовых шумов в полосе больших отстроек от несущего колебания. При этом значительное отличие T_2 от T_1 (на 75% и более) приводит к образованию узкой области отстроек с отрицательной компенсацией на 1-2 дБ.

Теоретические значения максимального подавления фазовых шумов в выходном сигнале предложенных устройств при выполнении условий полной компенсации для ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ системы ФАПЧ при $f_{O\Gamma}$ =100 МГц и $f_{\Gamma VH}$ =1000 МГц составляют 12,87 дБ, для схемы ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ДЧ системы ФАПЧ - 9,39 дБ и для ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ГП системы ФАПЧ - 5,34 дБ [55-57]. Данные результаты подтверждает эффективность предложенных схем ГСЧ с АКФИ ЦВС.

3.4 Выводы

- 1. Для теоретического анализа шумовых характеристик разработанных гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений ЦВС и петлей ФАПЧ определены шумовые модели составляющих звеньев предложенных устройств. Анализ СПМ фазовых шумов данных блоков показал, что наибольшим уровнем собственных фазовых шумов обладают: генератор управляемый напряжением петли ФАПЧ, опорный генератор и ЦВС при высоких значениях его коэффициента передачи.
- 2. Разработанные в данной главе эквивалентные функциональные схемы гибридных синтезаторов частот со всеми источниками действующих фазовых шумов и составленные на их основе математические модели шумовых характеристик позволили определить вклады составляющих звеньев в СПМ фазового шума предложенных устройств. Анализ графических зависимостей шумовых вкладов составляющих звеньев показал, что основной вклад в СПМ фазовых шумов предложенных устройств вносят ЦВС, ФАПЧ, а также опорный генератор при малых отстройках от несущего колебания.
- 3. Математическое моделирование шумовых характеристик разработанных гибридных синтезаторов частот показало, что наименьшим уровнем фазовых шумов из предложенных схем обладает синтезатор с ЦВС в качестве генератора подставки системы ФАПЧ, а наибольшим с ЦВС в качестве опорного генератора петли ФАПЧ.
- 4. В результате сравнительного анализа шумовых характеристик разработанных гибридных синтезаторов частот при наличии и отсутствии цепи автоматической компенсации фазовых искажений ЦВС установлено, что наибольшей степенью автокомпенсации из трех предложенных схем обладает синтезатор с ЦВС в качестве опорного генератора петли ФАПЧ, так как в данной схеме собственный вклад ЦВС в СПМ фазового шума устройства наибольший.
- 5. Исследование влияния частоты тактирования ЦВС на качество автокомпенсации фазовых шумов позволило установить, что для разработанных

гибридных синтезаторов частот с увеличением тактовой частоты ЦВС наблюдается снижение уровня автокомпенсации фазовых шумов до 1-2 дБ.

- 6. Рассмотрено влияние параметров звеньев автокомпенсатора (коэффициента ослабления аттенюатора и постоянной времени фильтра) на степень подавления фазовых шумов предложенных гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений ЦВС и петлей ФАПЧ.
- 7. Определены теоретические значения максимального подавления фазовых шумов в выходном сигнале предложенных устройств: в зависимости от варианта построения гибридного синтезатора использование цепи автоматической компенсации фазовых искажений ЦВС позволяет уменьшить уровень фазового шума сигнала на 6-13 дБ.

ГЛАВА 4. ПРАКТИЧЕСКОЕ ПРИМЕНЕНИЕ ГИБРИДНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ФАЗОВЫХ ИСКАЖЕНИЙ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ

4.1 Экспериментальное исследование гибридного синтезатора частот с автокомпенсатором фазовых искажений цифрового вычислительного синтезатора

Для практической проверки достоверности полученного в п.2.1 алгоритма выделения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС, доказательства работоспособности предложенных устройств и возможного корректирования их структурных схем проведена разработка и экспериментальное исследование гибридного синтезатора частот (согласно рис. 2.3.4) с автокомпенсатором фазовых искажений ЦВС.

4.1.1 Схемотехническое моделирование гибридного синтезатора частот с автокомпенсатором фазовых искажений цифрового вычислительного синтезатора

Проведено схемотехническое моделирование гибридного синтезатора частот с автокомпенсатором фазовых искажений ЦВС, содержащего аккумулятор фазы разрядностью 32 бит, 16-разрядный ПЗУ и 14-разрядный ЦАП.

На рис. 4.1.1.1 представлена модель ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ, разработанная в программе для моделирования электрических и электронных цепей Місго-Сар [122-124]. В данной модели ЦВС реализован с X4 помощью спешиально созданных макросов И X5. описывающих функционирование синтезатора с учетом разрядностей его аккумулятора фазы, ПЗУ, ЦАП, эффектов квантования, усечения кода фазы. воздействия дестабилизирующих факторов и нелинейности ЦАП. Петля цифровой ФАПЧ синтезатора содержит ФД на логическом элементе «Исключающее ИЛИ» U5, ФНЧ 1-го порядка на элементах R5 и C5 и ГУН X10. В качестве ТГ с частотой 30

МГц, вычитающего устройства, двухполупериодного выпрямителя, аттенюатора и усилителей использованы модели идеализированных звеньев.

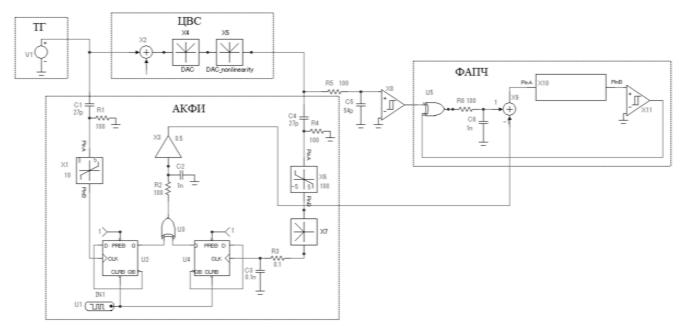


Рисунок 4.1.1.1 – Модель ГСЧ с АКФИ ЦВС AD9854 в качестве ОГ петли ФАПЧ

На рис. 4.1.1.2 приведены осциллограммы сигналов на выходах звеньев опорного тракта АКФИ ЦВС, а на рис. 4.1.1.3 – на выходах информационного тракта при некратной выходной частоте ЦВС, равной 7,2 МГц (0,24 от тактовой).

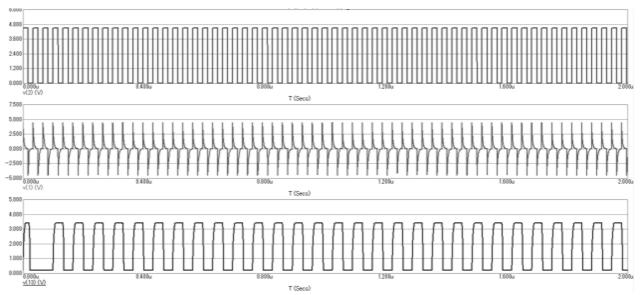


Рисунок 4.1.1.2 – Осциллограммы сигналов на выходах звеньев опорного тракта АКФИ ЦВС: ТГ, дифференцирующей цепи ДЦ1 и триггера Тр1

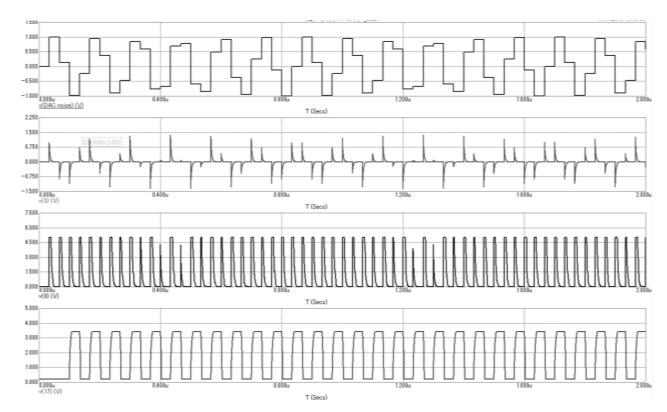


Рисунок 4.1.1.3 – Осциллограммы сигналов на выходах звеньев информационного тракта АКФИ ЦВС: ЦАП, дифференцирующей цепи ДЦ2, двухполупериодного выпрямителя ДВ и триггера Тр2

Осциллограммы сигналов на выходе звеньев управляющего тракта АКФИ ЦВС при $n_A = 0.95 n_V$ представлены на рис. 4.1.1.4.

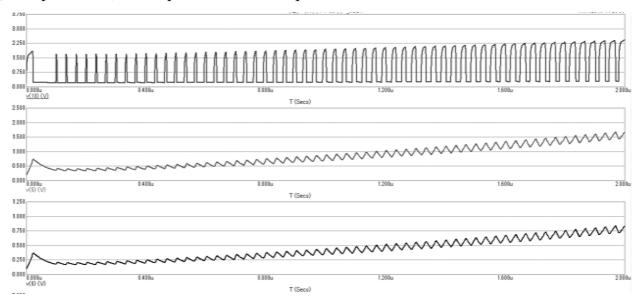


Рисунок 4.1.1.4 – Осциллограммы сигналов на выходах звеньев управляющего тракта АКФИ ЦВС: ФД, ФНЧ и аттенюатора

Характер полученных осциллограмм (рис. 4.1.1.2 – 4.1.1.4) соответствуют приведенным ранее диаграммам (рис. 2.2.2) и результатам математического моделирования в гл.2.

Анализ функционирования звеньев АКФИ исследуемой модели ГСЧ позволил установить, что в результате дифференцирования тактового и выходного сигнала ЦАП ЦВС их амплитуды ослабляются в ДЦ1 и ДЦ2 до уровня, недостаточного для срабатывания триггеров опорного и информационного трактов автокомпенсатора. В связи с этим проведено корректирование структурной схемы тракта формирования управляющего сигнала АКФИ (рис. 2.2.1), заключающееся в дополнении ее усилителями дифференцированных сигналов У1 и У2 – рис. 4.1.1.5.

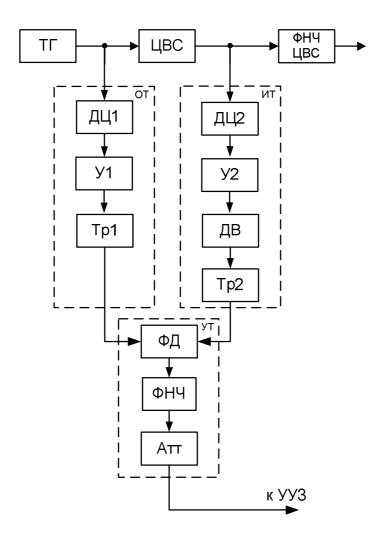


Рисунок 4.1.1.5 – Уточненная структурная схема тракта формирования управляющего сигнала АКФИ ЦВС

На рис. 4.1.1.6 и 4.1.1.7 представлены спектры сигналов на выходе ЦАП ЦВС и ГСЧ при наличии и отсутствии цепи АКФИ в полосе частот основного сигнала синтезатора 7,2 МГц.

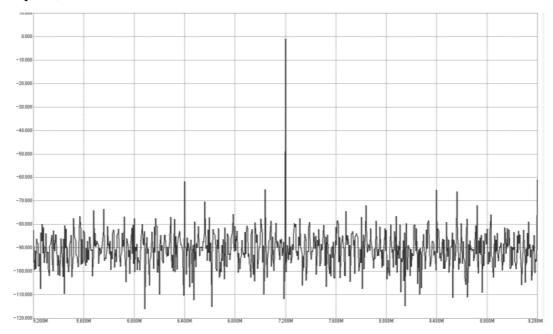


Рисунок 4.1.1.6 – Спектр выходного сигнала ЦАП ЦВС

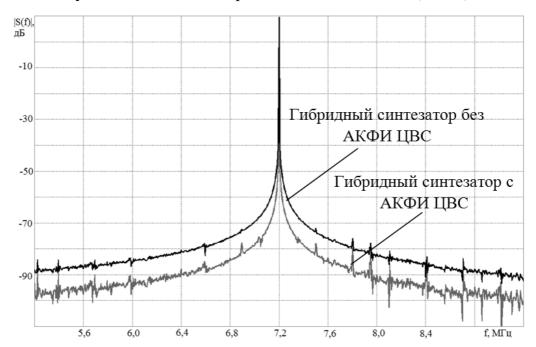


Рисунок 4.1.1.7 – Спектры выходных сигналов ГСЧ при наличии и отсутствии цепи АКФИ ЦВС

Прохождение ступенчатого сигнала ЦАП через выходной фильтр ЦВС и петлю ФАПЧ сопровождается расширением спектральной линии гармоники основного тона в полосе отстроек от несущей частоты на $0-600~\rm k\Gamma$ ц.

При заданных параметрах ГСЧ наблюдается улучшение спектральных характеристик устройства на 7,86 дБ за счет введения в схему цепи АКФИ ЦВС. По результатам моделирования установлено, что в зависимости от выходной частоты ЦВС и точности настройки звеньев АКФИ (в соответствии с условиями полной компенсации) данный параметр может достигать 10 дБ, что подтверждает работоспособность предложенных устройств и эффективность применения автокомпенсации для снижения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС.

4.1.2 Экспериментальное исследование автокомпенсатора фазовых искажений цифрового вычислительного синтезатора AD9854

В параграфе приведены данном результаты экспериментального исследования сигналов И спектров на выходах звеньев опорного информационного трактов АКФИ, разработанного для ЦВС АD9854 [125], подтверждающие на практике достоверность предложенного алгоритма выделения его фазовых искажений. На рис. 4.1.2.1 изображен внешний вид отладочного модуля ЦВС AD9854 с описанием основных элементов управления.

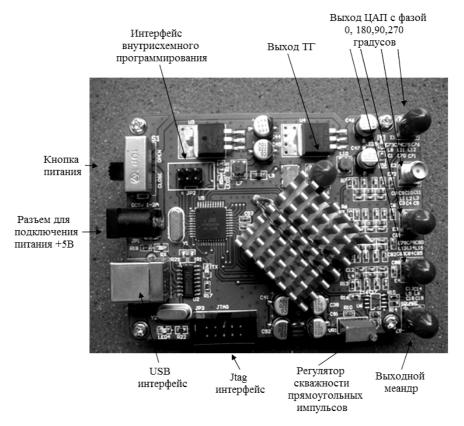


Рисунок 4.1.2.1 - Внешний вид отладочного модуля ЦВС AD9854 с описанием основных элементов управления

Исследуемый ЦВС, содержит аккумулятор фазы разрядностью 48 бит, 14-разрядный ПЗУ, 12-разрядный ЦАП и встроенный генератор SCTF с тактовой частотой 30 МГц.

Выбор структурных элементов звеньев [126], составляющих конкретный автокомпенсатор фазовых искажений, зависит, прежде всего, от частот и амплитуд сигналов: тактового с входа ЦВС и аналогового ступенчатого с выхода его ЦАП. К другим факторам, оказывающим влияние на их выбор, можно отнести условия эксплуатации устройства и допустимый уровень собственных искажений, вносимых автокомпенсатором в выходной сигнал. При этом степень компенсации, селективные свойства и быстродействие автокомпенсатора будут зависеть от характера и частотного распределения спектра фазовых искажений выходного сигнала ЦВС.

На рис. 4.1.2.2 представлена принципиальная схема опорного тракта разработанного АКФИ для ЦВС AD9854.

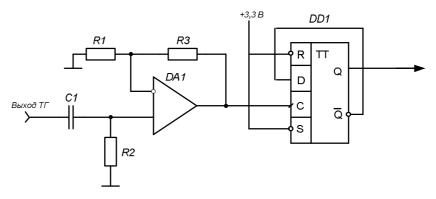


Рисунок 4.1.2.2 – Принципиальная схема опорного тракта АКФИ ЦВС AD9854

В качестве дифференцирующей цепи ДЦ1 автокомпенсатора использован ФВЧ 1-го порядка на элементах С1 и R2. Триггер опорного тракта АКФИ DD1 скачкообразно переключается из одного устойчивого состояния в другое в момент появления управляющего фронта входного сигнала положительной полярности. Данную функцию выполняет Т-триггер, который реализован на основе D-триггера 74VHC74 с максимальной частотой переключения 170 МГц. При напряжении питания триггера 74VHC74 в 3,3 В уровень логической единицы находится в диапазоне 2,3 - 3,3 В, а поскольку амплитуда тактового сигнала после дифференцирования снижается до 2 – 0,5 В, то для срабатывания триггера

требуется усиление данного сигнала, которое реализовано схемой неинвертирующего усилителя на операционном усилителе (ОУ) AD8055.

На рис. 4.1.2.3 представлена принципиальная схема информационного тракта разработанного АКФИ для ЦВС AD9854.

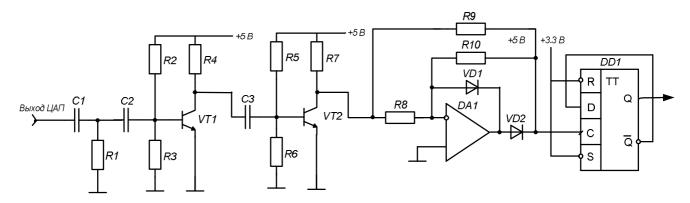


Рисунок 4.1.2.3 – Принципиальная схема информационного тракта АКФИ ЦВС AD9854

данном случае в качестве дифференцирующей цепи ДЦ2 В использован ФВЧ 1-го порядка на элементах С1 и R1. Амплитуда выходного сигнала ЦАП ЦВС АD9854 после дифференцирования снижается до сотен милливольт. Для усиления данного сигнала использовано 2 каскада на биполярных транзисторах КТ368А по схеме включения с общим эмиттером [126]. Исходя частоты скачков напряжения, поступающих двухполупериодного выпрямителя ДВ, было принято решение реализовать данное DA1 ОУ AD8055). устройство схемой на (малошумящем Триггер информационного тракта также реализован на основе D-триггера 74VHC74.

На рис. 4.1.2.4 представлена принципиальная схема управляющего тракта разработанного АКФИ для ЦВС AD9854.

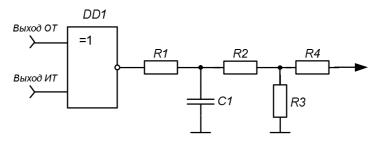


Рисунок 4.1.2.4 – Принципиальная схема управляющего тракта АКФИ ЦВС AD9854

Одинаковые формы и амплитуды выходных сигналов опорного и информационного трактов позволили реализовать ФД АКФИ на логическом элементе «Исключающее ИЛИ» [126] на микросхеме 74VHC86. В качестве фильтра ФНЧ управляющего тракта использован RC-фильтр 1-го порядка на элементах R1 и C1. Для ослабления компенсирующего сигнала АКФИ до нужной величины использована схема Т-аттенюатора, образованного элементами R2- R4.

На рис. 4.1.2.5 изображен внешний вид разработанного АКФИ для ЦВС AD9854 с описанием основных элементов управления.

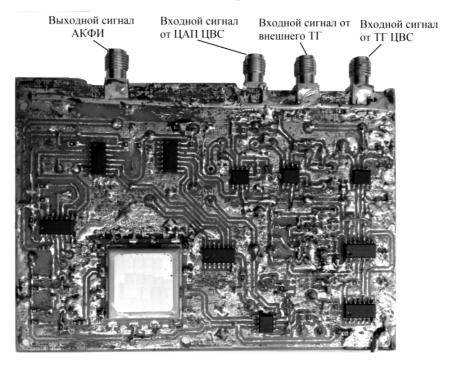


Рисунок 4.1.2.5 - Внешний вид АКФИ ЦВС AD9854 с описанием основных элементов управления

Для уменьшения влияния действующих на АКФИ электромагнитных наводок предусмотрен экранирующий корпус. Помимо разъемов для передачи на вход опорного и информационного трактов АКФИ тактового и выходного сигналов ЦАП ЦВС на плате предусмотрена возможность подачи опорного меандра от внешнего высокостабильного источника тактовых импульсов. Разъемы для подключения питания автокомпенсатора ±5 В располагаются на внутренней стороне платы.

Структурная схема экспериментального стенда, использованного для исследования функционирования разработанного АКФИ ЦВС AD9854,

представлена на рис. 4.1.2.6.

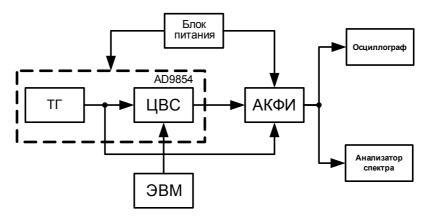
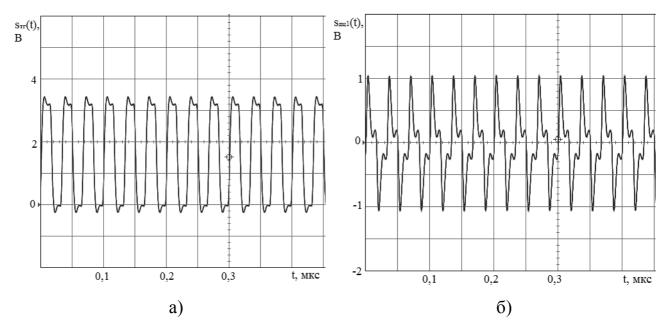


Рисунок 4.1.2.6 - Структурная схема экспериментального стенда

Для питания микросхемы AD9854 и АКФИ ± 5 В использован блок питания Rigol DP832A. Управление параметрами выходного сигнала ЦВС осуществляется от ЭВМ через USB-интерфейс. Для получения наглядного представления о формах сигналов на выходах звеньев АКФИ в экспериментальном стенде использовался осциллограф Hameg HMO1022, а для оценки их частотного представления – анализатор спектра Hameg HMS3000.

Проведено экспериментальное исследование сигналов и спектров на выходах звеньев опорного и информационного трактов АКФИ при прохождении через них выходных сигналов ТГ и ЦАП отладочного модуля ЦВС AD9854. На рис. 4.1.2.7 приведены осциллограммы сигналов на выходах звеньев опорного тракта АКФИ ЦВС AD9854.



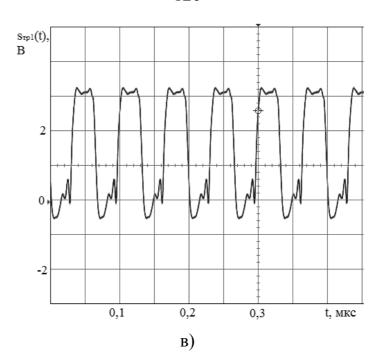
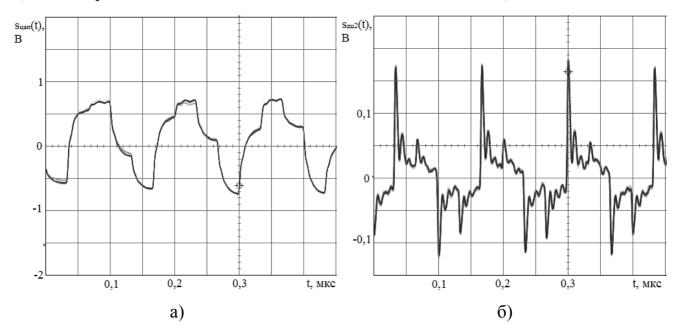


Рисунок 4.1.2.7 - Осциллограммы сигналов на выходах звеньев опорного тракта АКФИ ЦВС AD9854: ТГ (а), дифференцирующей цепи ДЦ1(б) и триггера Тр1(в)

На рис. 4.1.2.8 приведены осциллограммы сигналов на выходах звеньев информационного тракта АКФИ ЦВС AD9854. Отличие форм данных сигналов от результатов схемотехнического моделирования (рис. 4.1.1.3) обусловлено нестабильностью фронтов данных сигналов ввиду наличия фазовых искажений ЦВС и некратности частот тактового и выходного сигналов ЦВС.



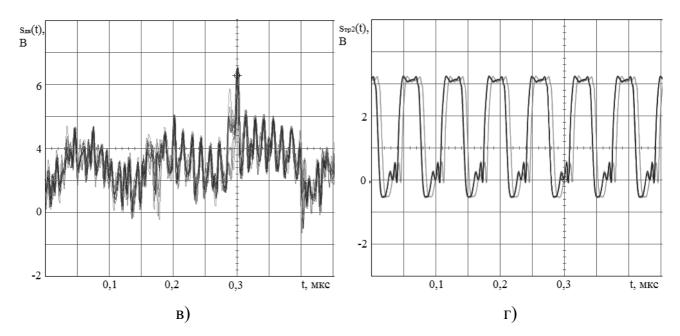
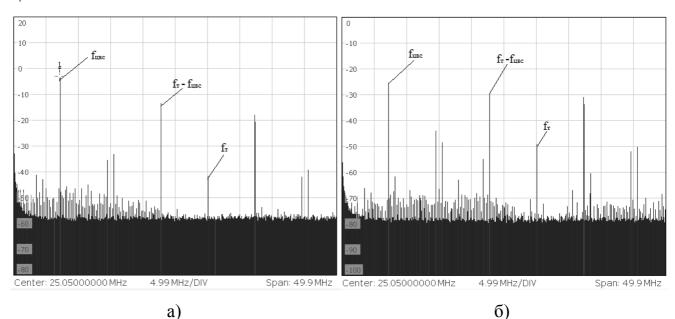
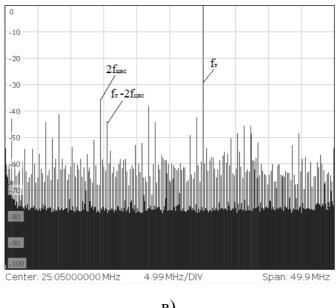


Рисунок 4.1.2.8 - Осциллограммы сигналов на выходах звеньев информационного тракта АКФИ ЦВС AD9854: ЦАП (а), дифференцирующей цепи ДЦ2 (б), двухполупериодного выпрямителя ДВ (в) и триггера Тр2 (г)

На рис. 4.1.2.9 представлен спектр выходного сигнала ЦАП ЦВС AD9854 с частотой 7,2 МГц и результат его прохождения через дифференцирующую цепь ДЦ2 и двухполупериодный выпрямитель, наглядно иллюстрирующие предложенный в гл.2 алгоритм выделения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС.





B)

Рисунок 4.1.2.9 - Спектры сигналов на выходах ЦАП ЦВС AD9854 (a), дифференцирующей цепи ДЦ2 (б) и двухполупериодного выпрямителя ДВ (в)

Как видно из рис. 4.1.2.9a, в выходном спектре ЦАП ЦВС AD9854 помимо основной частоты 7,2 МГц присутствуют ее гармоники и множество дискретных ПСС уровнем минус 41 – минус 60 дБ. Кроме того, неидеальность цифроаналогового преобразования сопровождается тем, что в выходном спектре ЦАП присутствует спектральная компонента тактовой частоты уровнем минус 42 дБ. После прохождения выходного сигнала ЦАП ЦВС AD9854 дифференцирующую цепь ДЦ2 в его спектре наблюдается перераспределение амплитуд гармоник основной частоты и дискретных ПСС. В результате нелинейного преобразования данного сигнала в ДВ наблюдается значительное ослабление гармоники основной частоты ЦВС 7,2 МГц (с минус 25 дБ до минус 51 дБ) и ее отрицательного первого образа. При этом уровни четной гармоники и комбинационной составляющей достигают 36 лБ минус минус соответственно, а также происходит значительное усиление спектральной компоненты тактовой частоты 30 МГц.

Схемотехническое моделирование предложенного АКФИ соответствует результатам моделирования в п.4.1.1. Сравнительный анализ результатов экспериментального исследования сигналов и спектров на выходах звеньев опорного и информационного трактов АКФИ ЦВС AD9854 с результатами математического (в п. 2.2) и схемотехнического (в п. 4.1.1) моделирования свидетельствует о достоверности разработанного алгоритма выделения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС, а также работоспособности и эффективности предложенных схем гибридных синтезаторов частот с автокомпенсаторами фазовых искажений ЦВС.

4.2 Разработка формирователя сигналов на основе гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов

Формирователи сигналов (ФС) [127-129] является составной частью радиотехнических систем (РТС). Они используются для генерации как одного, так и нескольких стабильных высокочастотных колебаний (опорной частоты, сигналов промежуточной частоты гетеродинов, сигналов обеспечения функционально-диагностического контроля аппаратуры, модулированных сигналов и др.) от одного источника опорной частоты. Исходя из этого, в состав ФС могут входить следующие функциональные и конструктивные части: генераторы опорной частоты, синтезаторы частот прямого и косвенного типа, умножители и смесители частот, усилители сигналов.

Условия функционирования и специфика формирования немодулированных сигналов радиочастотного диапазона накладывают определенные ограничения и требования на применяемые синтезаторы частот [127]. В первую очередь требования предъявляются к диапазону выходных частот, который может принимать значения от десятков до нескольких сотен мегагерц. Кроме того синтезатор частот формирователя РТС должен обеспечивать большое количество рабочих каналов (малый шаг перестройки) в относительно узкой полосе частот. В-третьих, выходной сигнал синтезатора должен иметь малые искажения. Типичными требованиями к значениям СПМ дискретных ПСС являются не более минус 60 — минус 70 дБ в ближней зоне синтезируемого колебания и СПМ фазового шума не более минус 90 - минус 110 дБ на частоте 1 ГГц при отстройке

1 кГц от несущей частоты. В зависимости от типа решаемых задач также необходимо обеспечить допустимое время переключения между частотами, которое может составлять от единиц до сотен микросекунд. Например, для радиолокационных станций время переключения в режиме радиоразведки может составлять около 1 мкс, а в режиме молчания – единицы мкс.

Указанные жесткие требования, предъявляемые к современным ФС РТС, приводят к необходимости постоянного совершенствования способов построения их узлов для обеспечения заданных тактико-технических характеристик.

Проведена разработка системы формирования сигналов РТС исходя из заданных технических требований (табл. 4.2.1), предъявляемых к разрабатываемому устройству [127].

Таблица 4.2.1 - Основные технические требования, предъявляемые к разрабатываемому ФС РТС

Параметр ФС	Значение параметра		
Частота опорного генератора	50 МГц		
Диапазон частот выходных сигналов	700-3200 МГц		
Шаг частоты	не более 0,1кГц		
Время переключения частот	не более 500 мкс		
СПМ фазового шума в полосе	не более минус 110 дБ/Гц		
синтезируемых частот при отстройке от			
несущей частоты сигнала на 1 кГц			
(с дальнейшим спадом по закону $1/f$)			

Обеспечить подобные требования с помощью ЦВС либо синтезаторов с ФАПЧ является трудной задачей, решение которой может потребовать применения сложных и дорогостоящих технических решений [127, 130-137]. При использовании синтезатора на основе петли ФАПЧ не просто реализовать заданный малый шаг переключения, а применение ЦВС для достижения

выходного частотного диапазона требует введения в схему последующего умножения частоты, что негативно сказывается на уровне фазового шума устройства.

Современные ГСЧ на основе ЦВС и однопетлевых ФАПЧ также не удовлетворяют заданным требованиям к разрабатываемому формирователю по уровню фазового шума [127]. Достичь значений СПМ фазового шума в минус 110 дБ/Гц на частоте 3 ГГц при отстройке от несущей частоты сигнала на 1 кГц позволяют лишь крайне дорогостоящие ГСЧ инструментального класса с несколькими петлями ФАПЧ [138-140] и дополнительным использованием технологии прямого аналогового синтеза [141].

В связи с этим рассмотрена возможность применения ГСЧ с АКФИ ЦВС и петлей ФАПЧ в качестве ФС РТС. Она основана на результатах исследований, проведенных в гл. 2 и 3. В качестве ГСЧ с АКФИ ЦВС могут быть использованы все три предложенные схемы синтезаторов (рис. 2.3.4 - 2.3.6). Поскольку, исходя из заданной выходной частоты и ее разрешения, представляется возможным обеспечить небольшое умножение в петле ФАПЧ, то в качестве наиболее простой реализации формирователя РТС рассмотрена схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ (рис. 2.3.4).

Использование в данной схеме генератора с частотой 50 МГц и последующее деление частоты в ЦВС оказывает негативное влияние на уровень фазового шума устройства. В связи с этим структурная схема ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ дополнена блоком умножения тактовой частоты ЦВС на n_{yq} (рис. 4.2.1). На схеме приняты обозначения аналогичные использованным в гл.2.

Результат введения УЧ - возможность использования более высокочастотного фазового детектора ФД1 петли ФАПЧ с максимальной частотой сравнения. Это приводит к уменьшению фазового шума в выходном сигнале ФС за счет снижения коэффициента умножения в петле ФАПЧ и соответствующему этому уменьшению вклада фазовых шумов ОГ и ЦВС.

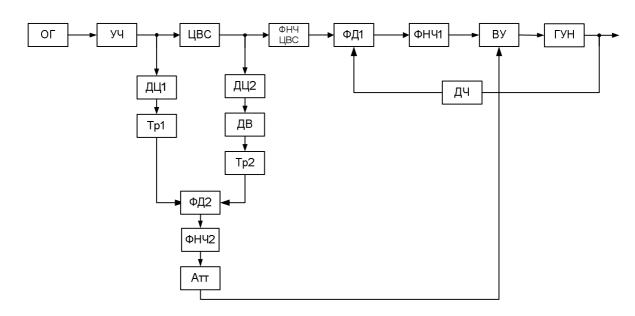


Рисунок 4.2.1 - Структурная схема ФС РТС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ

Исходя из заданных технических требований, предъявляемых к разрабатываемому формирователю, принято решение о его реализации на микросхемах ЦВС AD9914 с 12-разрядным ЦАП и ФАПЧ ADF5355 [125, 127].

Выбранный ЦВС AD9914 обладает на данный момент наилучшими показателями с точки зрения частотного диапазона синтезируемых сигналов (до 1400 МГц при тактовой частоте до 3500 МГц), а также содержит встроенный умножитель тактовый частоты с коэффициентом умножения до 25 [127]. Данный синтезатор позволяет формировать сигналы с крайне малым разрешением по частоте, которое даже после значительного умножения в ФАПЧ будет составлять доли герц.

Микросхема ADF5355 является универсальным малошумящим синтезатором с ФАПЧ, который может использоваться в качестве формирователей сигналов в базовых станциях, радиолокационных системах, в качестве источника сигнала гетеродина ВЧ и СВЧ диапазонов с перекрытием полосы частот от 55 МГц до 14 ГГц [127]. Микросхема данного синтезатора может работать на максимальной частоте сравнения ФД1 в 125 МГц и содержит интегрированный широкополосный ГУН с крутизной модуляционной характеристики 15 МГц/В.

Обобщенная структурная схема ФС РТС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС

АD9914 и ФАПЧ ADF5355 приведена на рис. 4.2.2 [127].

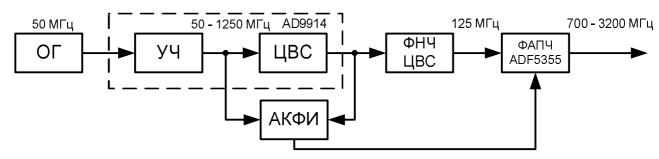


Рисунок 4.2.2 - Обобщенная структурная схема ФС РТС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС AD9914 и ФАПЧ ADF5355

Дифференциальное уравнение предложенного ФС по фазовым искажениям ЦВС, передаточные функции звеньев устройства по фазовым отклонениям (за исключением блоков ОГ и УЧ) [129] и условия полной компенсации фазовых искажений ЦВС идентичны полученным ранее для схемы, изображенной на рис.2.3.4.

Поскольку использованные для моделирования в гл.2 и гл.3 параметры ГСЧ (разрядность ЦАП, крутизна модуляционной характеристики ГУН, частота среза фильтра ФАПЧ) близки к значениям реальных коэффициентов ЦВС AD9914 и ФАПЧ ADF5355, то характер ЧХ и ДХ предложенного формирователя будет соответствовать случаям, рассмотренным в п. 2.6 и 2.7. Длительность переходных процессов формирователя, построенного на основе микросхем ЦВС AD9914 и ФАПЧ ADF5355, при частоте среза фильтра ФАПЧ 10 МГц составляет единицыдесятки микросекунд и удовлетворяет заданным требованиям к разрабатываемому устройству [127].

Каждый этап моделирования формирователя реализован в качестве программы для ЭВМ [142, 143].

4.3 Сравнительный анализ формирователей сигналов по уровню фазового шума

Для оценки эффективности применения предложенной схемы ФС РТС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ проведена сравнительная оценка шумовых характеристик данного формирователя при наличии и отсутствии цепи автокомпенсации с одной из практических схем [127].

Формирователи сигналов РТС строятся по обобщенной схеме, изображенной на рис. 4.3.1. На схеме приняты следующие обозначения: ОГ - опорный генератор; ФСЧ - формирователь сетки частот; УЧ1 и УЧ2 - умножители частот ОГ и ФСЧ соответственно.

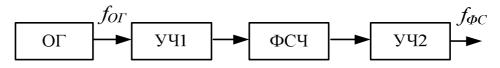


Рисунок 4.3.1 - Обобщенная схема ФС РТС

Одним из используемых на практике способов построения ФС является вариант схемы 4.3.1, где в качестве ФСЧ используется ЦВС, а УЧ1 для повышения тактовой частоты ЦВС реализован на ФАПЧ (рис. 4.3.2) [127]. Данная схема содержит одинаковые структурные элементы с исследуемым ФС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС.

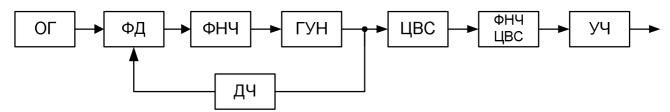


Рисунок 4.3.2 - Структурная схема ФС с ЦВС и умножением опорной частоты на ФАПЧ

Схема работает следующим образом. Сигнал опорной частоты формируется генератором опорной частоты. Так как для получения заданных значений частоты выходного сигнала ЦВС необходима высокая тактовая частота, то при использовании в качестве ОГ высокостабильного кварцевого генератора с частотой 50 МГц требуется умножитель тактовой частоты, в качестве которого

используют синтезатор на основе кольца ФАПЧ. Для устранения дискретных ПСС и образов основной частоты на выходе ЦВС используется низкочастотная фильтрация. Полоса пропускания ФНЧ ЦВС соответствует половине максимальной тактовой частоты и определяет рабочий диапазон частот ЦВС. Далее сигнал с выхода фильтра поступает на умножитель частоты УЧ.

Структурная схема ФС с ЦВС AD9914 и умножением опорной частоты на ФАПЧ ADF5355 приведена на рис. 4.3.3.

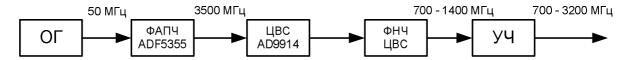


Рисунок 4.3.3 - Обобщенная структурная схема ФС с ЦВС AD9914 и умножением опорной частоты на ФАПЧ ADF5355

Наряду с достоинством в виде простоты реализации, данный ФС имеет и очевидные недостатки. Во-первых, в случае ОГ с частотой 50 МГц для получения высоких значений тактовой частоты ЦВС требуется большое умножение в ФАПЧ. Во вторых, использование на выходе ЦВС УЧ приводит к соответствующему увеличению ПСС и фазовых шумов как ЦВС, так и других звеньев ФС.

Таким образом, применение схемы ФС с ЦВС и умножением опорной частоты на ФАПЧ не всегда может быть оправдано, т.к. неизбежно будут возникать трудности в обеспечении низкого уровня искажений выходного сигнала устройства.

Для сравнительного анализа формирователей по уровню фазового шума составим эквивалентные функциональные схемы исследуемых устройств со всеми источниками действующих фазовых шумов (рис. 4.3.4 и 4.3.5) [128]. Здесь и далее система обозначений аналогична принятой в гл. 2 и 3.

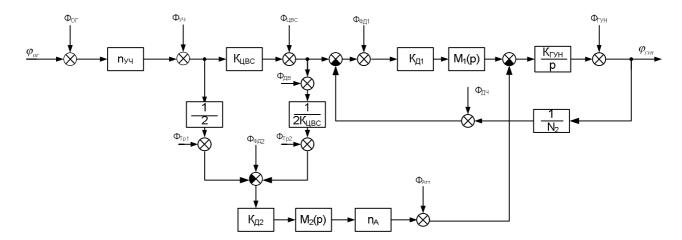


Рисунок 4.3.4 – Функциональная схема ФС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ со всеми источниками действующих фазовых шумов

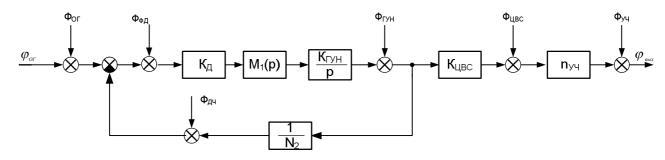


Рисунок 4.3.5 – Функциональная схема ФС на основе ЦВС и умножения опорной частоты на ФАПЧ со всеми источниками действующих фазовых шумов

Для записи конечного выражения СПМ фазовых шумов на выходе устройств воспользуемся, как и в гл. 3, типовыми соотношения для расчета СПМ собственных фазовых шумов звеньев устройств (3.1.2) - (3.1.9), а также передаточными функциями для соответствующих фазовых отклонений:

Для схемы ФС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ

$$S_{BblX}(F) = S_{O\Gamma}(F) |H_{O\Gamma}(F)|^{2} + S_{VY}(F) |H_{VY}(F)|^{2} + S_{LIBC}(F) |H_{LIBC}(F)|^{2} + S_{\Phi \Pi}(F) |H_{\Phi \Pi}(F)|^{2} + S_{TVH}(F) |H_{TVH}(F)|^{2} + S_{HI}(F) |H_{HI}(F)|^{2} + S_{HI}$$

$$\text{где } H_{\mathit{O}\mathit{\Gamma}}(p) = \frac{\Delta \varphi_{\mathit{\Gamma}\mathit{VH}}}{\Delta \varepsilon_{\mathit{O}\mathit{\Gamma}}} = \frac{N_{\mathit{\Pi}} n_{\mathit{Y}\mathit{q}} K_{\mathit{L}\!\mathit{IBC}} \frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{\mathit{c}}p}}, \ H_{\mathit{Y}\mathit{q}}(p) = \frac{\Delta \varphi_{\mathit{\Gamma}\mathit{VH}}}{\Delta \varepsilon_{\mathit{Y}\mathit{q}}} = \frac{N_{\mathit{\Pi}} K_{\mathit{L}\!\mathit{IBC}} \frac{M_{1}(p)}{p}}{1 + \frac{M_{1}(p)}{T_{\mathit{c}}p}}.$$

Символами S и H с нижними индексами обозначены СПМ фазовых шумов и передаточные функции соответствующих блоков.

Шумовой вклад составляющих звеньев ΦC на основе $\Gamma C \Psi$ с $A K \Phi U \ L B C$ в качестве $O \Gamma$ петли $\Phi A \Pi \Psi$ представлен в таблице 4.3.1, где принято

$$\begin{split} M_2(p) &= M_1(p), & K_{\mathcal{I}2} &= K_{\mathcal{I}1}, & H_{31}(p) &= \frac{H_1(p)N_2}{1 + H_1(p)}, & H_{32}(p) &= \frac{1}{1 + H_1(p)}, \\ H_1(p) &= \frac{M_1(p)K_{\mathit{IVH}}\,K_{\mathcal{I}1}}{pN_2} \,. \end{split}$$

Таблица 4.3.1 - Шумовой вклад составляющих звеньев ФС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ

Блок ФС	Модель СПМ фазовых шумов				
ОГ	$S_{O\Gamma}(F) \cdot K_{LJBC}^2 n_{yq}^2 H_{31}(F) ^2$				
уч	$S_{yy}(F) \cdot K_{\mathcal{L}\mathcal{B}\mathcal{C}}^2 \big H_{31}(F) \big ^2$				
ЦВС	$S_{IJBC}(F) \cdot \left(1 - \frac{n_A}{2K_{IJBC}}\right)^2 H_{31}(F) ^2$				
ФД1	$S_{\phi_{H_1}}\!\!\left(F ight)\!\cdot\!\left H_{31}\!\left(F ight)^2 ight $				
ГУН	$S_{\scriptscriptstyle arGamma V\!H}(F) \cdot ig H_{32}(F)ig ^2$				
ДЧ	$S_{\mathcal{A}^{\mathcal{H}}}(F)\cdot \left H_{31}(F)\right ^2$				
Tp1	$S_{Tp1}(F)n_{A}^{2} H_{31}(F) ^{2}$				
ДВ	$S_{\mathcal{A}\mathcal{B}}(F)\left(\frac{n_{A}}{2K_{\mathcal{A}\mathcal{B}C}}\right)^{2}\left H_{31}(F)\right ^{2}$				
Tp2	$S_{Tp2}(F)n_A^2 H_{31}(F) ^2$				
ФД2	$S_{\Phi H2}(F)n_{A}^{2} H_{31}(F) ^{2}$				
Атт	$S_{Amm}(F) \cdot \left(\frac{K_{IVH}}{p}\right)^2 H_{32}(F) ^2$				

Рис. 4.3.6 графически иллюстрирует шумовой вклад звеньев ФС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ [127]. Для моделирования

графических зависимостей использовались следующие параметры ГСЧ: $f_{\Phi C}=1$ ГГц, $n_{V}=10$, $K_{L\!J\!BC}=0.2$, $n_{A}=n_{V}$, $N_{2}=10$.

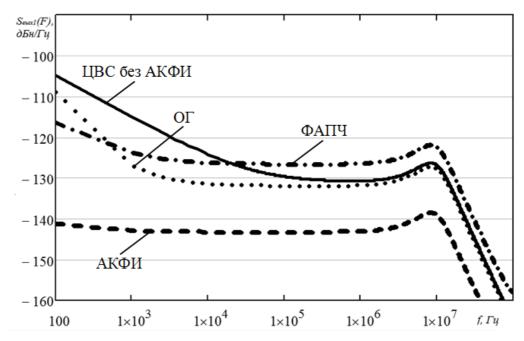


Рисунок 4.3.6 – Шумовой вклад звеньев в СПМ фазовых шумов ФС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ

Из полученной совокупности кривых следует, что основной вклад в СПМ фазовых шумов данного ФС вносят ЦВС и ФАПЧ.

Составим конечное выражение СПМ фазовых шумов на выходе ФС на основе ЦВС и умножения опорной частоты на ФАПЧ. Поскольку передаточные функции воздействий кольца ФАПЧ известны и подробно изложены в [103], дополним их с учетом наличия в схеме ЦВС и УЧ. В результате СПМ фазовых шумов на выходе ФС с ЦВС и умножением частоты на ФАПЧ будет определяться выражением

$$S_{GDLX2}(F) = S_{OF}(F) |H_{OF}(F)|^{2} + S_{\Phi \mathcal{A}}(F) |H_{\Phi \mathcal{A}}(F)|^{2} + S_{FYH}(F) |H_{FYH}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{H}}(F) |H_{\mathcal{A}^{H}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{H}}(F) |H_{\mathcal{A}^{H}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{H}}(F) |H_{\mathcal{A}^{H}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{H}}(F) |H_{\mathcal{A}^{H}}(F)|^{2} + S_{\mathcal{A}^{H}}(F) |H_{\mathcal{A}^{H}}(F)|^{2}.$$

$$(4.3.2)$$

Шумовой вклад составляющих звеньев ФС с ЦВС и умножением опорной частоты на ФАПЧ представлен в таблице 4.2.2, где $H_{31}(p) = \frac{H_1(p)N_2K_{\mathit{ЦВС}}n_{\mathit{уЧ}}}{1+H_1(p)}$,

$$H_{32}(p) = \frac{K_{IJBC} n_{VY}}{1 + H_1(p)}, H_1(p) = \frac{M_1(p) K_{IVH} K_{IJ}}{p N_2}.$$

Таблица 4.3.2 - Шумовой вклад составляющих звеньев ФС с ЦВС и умножением опорной частоты на ФАПЧ

Блок ФС	Модель СПМ фазовых шумов				
ОГ	$S_{O\Gamma}(F) \cdot H_{31}(F) ^2$				
ФД	$S_{\phi \mathcal{I} 1}(F) \left H_{31}(F) \right ^2$				
ДЧ	$S_{\mathcal{A}^{\mathcal{H}}}(F) H_{31}(F) ^2$				
ГУН	$S_{\scriptscriptstyle arGamma V\!H}(F)\!\!\!/ \!\!\!/ H_{32}(F)\!\!\!\!/^2$				
ЦВС	$S_{\mathit{LIBC}}(F) \cdot n_{_{\mathit{YY}}}{}^{2}$				
УЧ	$S_{\scriptscriptstyle { m V}^{\prime}}(F)$				

Рис. 4.3.7 графически иллюстрирует шумовой вклад звеньев ФС на основе ЦВС с умножением опорной частоты на ФАПЧ. Для моделирования использовались следующие параметры устройства: $f_{\Phi C}=1$ ГГц, $n_{Y}=1$, $K_{L\!J\!B\!C}=0.4$, $N_{2}=50$.

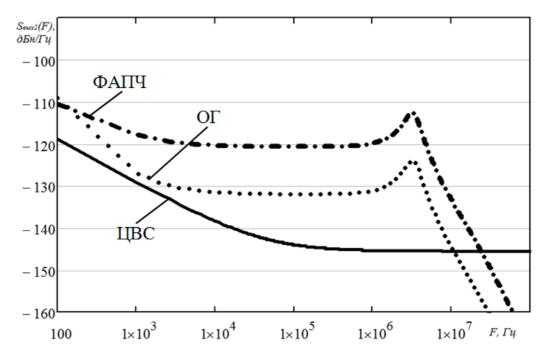


Рисунок 4.3.7 – Шумовой вклад звеньев в СПМ фазовых шумов ФС на основе ЦВС с умножением опорной частоты на ФАПЧ

Для данного ФС основной вклад в СПМ фазовых шумов вносит петля ФАПЧ за счет использования коэффициента деления частоты в петле ОС N_2 = 50, а шумы ЦВС незначительны.

Проведем сравнительный анализ шумовых характеристик ФС с ЦВС и умножением опорной частоты на ФАПЧ с предложенным ФС на основе ГСЧ с ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ при наличии и отсутствии цепи АКФИ. Для этого воспользуемся полученными ранее выражениями СПМ фазовых шумов ФС (4.3.1) и (4.3.2). На рис. 4.3.8 приведены результаты моделирования шумовых характеристик исследуемых схем ФС с ФНЧ 1-го порядка при синтезируемых частотах 1000 и 3000 МГц соответственно [127].

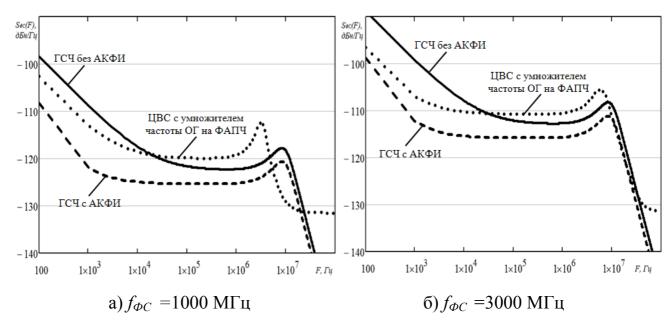


Рисунок 4.3.8 – Шумовые характеристики различных ФС

Наименьшим уровнем фазовых шумов из рассмотренных схем обладает ФС на основе ГСЧ с ЦВС, охваченным цепью АКФИ. В тоже время, схема ФС с ЦВС и умножением опорной частоты на ФАПЧ, обладает лучшими шумовыми характеристиками, чем гибридный синтезатор без автокомпенсации за счет меньшего умножения шумов ЦВС и ОГ в петле ФАПЧ. Увеличение порядка фильтра ФАПЧ для обоих случаев оказывает незначительное влияние на снижение фазового шума.

Также проведено моделирование СПМ фазовых шумов на выходе исследуемых схем ФС в зависимости от выходной частоты устройства при отстройке 1 кГц от несущей частоты - рис. 4.3.9.

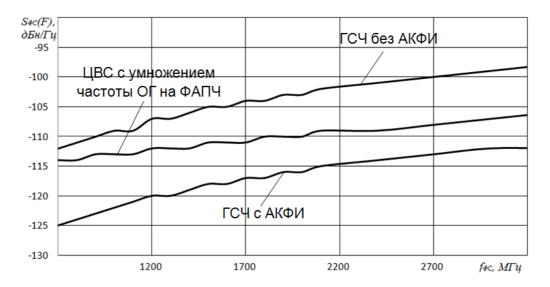


Рисунок 4.3.9 - Зависимость СПМ фазовых шумов различных ФС от выходной частоты

Как видно из рис. 4.3.9, ФС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС в качестве ОГ петли ФАПЧ превосходит ФС с ЦВС и умножением опорной частоты на ФАПЧ по уровню фазового шума в заданном диапазоне синтезируемых частот максимально на 10 дБ и минимально - на 4 дБ [127].

Результат проведенного исследования свидетельствует о том, что схема с ЦВС и умножением опорной частоты на ФАПЧ по уровню СПМ фазового шума находится на границе предъявляемых к формирователю требований. Использование разработанных в гл.2 схем ГСЧ с АКФИ позволяет удовлетворить заданные требования, тем самым улучшить технические показатели ФС и РТС, а также смягчить требования к параметрам блоков устройства.

Достоверность полученных результатов и правильность использованных математических моделей блоков устройства и фазовых шумов подтверждена схемотехническим моделированием и сравнением результатов теоретического исследования с экспериментальными данными.

В табл. 4.3.3 приведены результаты сравнения основных технических параметров ФС РТС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС AD9914 и ФАПЧ ADF5355 с

характеристиками современных микросхем ГСЧ на основе ЦВС и однопетлевой ФАПЧ [127, 138,139].

Таблица 4.3.3 - Основные технические параметры современных микросхем ГСЧ на основе ЦВС и однопетлевой ФАПЧ

Производитель	Модель	Выходная	Разрешение	СПМ	СПМ	Время
		частота,	по частоте,	фазовых	фазовых	переклю-
		МΓц	Гц	шумов на	шумов на	чения, мкс
				частоте	частоте	
				1ГГц при	3ГГц при	
				отстройке	отстройке	
				ОТ	OT	
				несущей	несущей	
				на 1 кГц,	на 1 кГц,	
				дБ/Гц	дБ/Гц	
Digital Signal	DPL-3.2	5-3200	0,001	-104	-93	-
Technology	GXF					
Digital Signal	DPL-4.2	50-4200	1	-112	-103	< 5000
Technology	GF					
Signal Core	SC800	25-6000	1	-103	-98	<500
	Nano Synth					
Гибридный с	l интезато n	54-3200	<1	-122	-112	<500
частот с АК		34 3200	`1	122	112	-500
АD9914 и ФАП	1					

Сравнительный анализ приведенных в табл. 4.2.3 характеристик современных микросхем ГСЧ на основе ЦВС и однопетлевой ФАПЧ свидетельствует о том, что предложенный в данной главе ФС на основе ГСЧ с АКФИ ЦВС АD9914 и ФАПЧ ADF5355 обладает схожими параметрами с приведенными устройствами по диапазону синтезируемых частот, их разрешению и быстродействию. При этом рассмотренный вариант формирователя с цепью автокомпенсации фазовых искажений ЦВС обладает на 10 дБ меньшим уровнем фазового шума, чем известные микросхемы ГСЧ.

4.4 Выводы

1. Проведено схемотехническое моделирование и экспериментальное исследование гибридного синтезатора частот с автокомпенсатором фазовых искажений ЦВС AD9854, подтверждающие достоверность разработанного

алгоритма выделения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС и доказывающие работоспособность предложенных устройств. Установлено, что в зависимости от выходной частоты ЦВС и точности настройки звеньев автокомпенсатора улучшение спектральных характеристик устройства может достигать 10 дБ.

- 2. Проведена разработка системы формирования сигналов радиотехнической системы. Исходя из заданных технических требований, предъявляемых к разрабатываемому устройству, в качестве формирователя рассмотрена схема гибридного синтезатора частот с автоматической компенсацией фазовых искажений ЦВС AD9914 в качестве опорного генератора петли ФАПЧ ADF5355, определены ее основные технические характеристики и на основе разработанных программ для ЭВМ осуществлено моделирование частотных и динамических свойств.
- 3. Для сравнительного анализа предложенного формирователя при наличии и отсутствии цепи автокомпенсации с практической схемой на основе ЦВС и умножения опорной частоты на ФАПЧ по уровню фазового шума составлены эквивалентные функциональные схемы исследуемых устройств со всеми источниками действующих фазовых шумов, определены шумовые вклады составляющих звеньев и получены математические модели СПМ фазовых шумов.
- 4. По результатам исследования шумовых характеристик рассмотренных устройств установлено, что формирователь на основе гибридного синтезатора с ЦВС, охваченным цепью автокомпенсации фазовых искажений, обладает на 10 дБ меньшим уровнем фазового шума в заданном диапазоне синтезируемых частот, чем схема с ЦВС и умножением опорной частоты на ФАПЧ.
- 5. Сравнительный анализ современных микросхем гибридных синтезаторов частот показал, что предложенный вариант формирователя сигналов с автоматической компенсацией фазовых искажений ЦВС АD9914 и ФАПЧ ADF5355 обладает близкими техническими характеристиками с известными устройствами по многим параметрам, при этом превосходя их по уровню фазового шума почти на 10 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленная диссертационная работа посвящена решению актуальной задачи — улучшению спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов. Для ее решения разработан алгоритм выделения фазовых искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов и их автоматической компенсации, предложены структурные схемы устройств, реализующих данный алгоритм. Для разработанных устройств определены основные математические соотношения и проведено исследование их характеристик, рассмотрена возможность практического применения.

Основные результаты работы заключаются в следующем:

- 1. Исследованы источники искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов, их влияние на спектральные характеристики и проанализированы известные способы их снижения.
- 2. Разработан алгоритм выделения фазовых искажений выходного сигнала цифровых вычислительных синтезаторов и их автоматической компенсации, а также структурные схемы устройств, реализующих данный алгоритм.
- 3. Получены дифференциальные уравнения, передаточные функции, условия полной компенсации фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов и на их основе проведен анализ частотных и динамических свойств предложенных устройств.
- 4. Получены математические модели, позволяющие исследовать шумовые характеристики цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений, определены потенциальные возможности указанных устройств. Установлено, что применение автокомпенсации позволяет снизить уровень ПСС и фазового шума сигнала на 6-13 дБ.
- 5. Разработан математический аппарат и инструментальные средства в виде программ расчета на ЭВМ цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений, позволяющие исследовать основные параметры и характеристики данных устройств.

- 6. Проведено моделирование и экспериментальное исследование гибридного синтезатора частот с автокомпенсатором фазовых искажений ЦВС AD9854, подтверждающие достоверность результатов проведенных исследований.
- 7. На основе цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений разработан формирователь сигналов радиотехнической системы с заданными параметрами, позволяющий уменьшить уровень ПСС и фазового шума сигнала на 4-10 дБ.

Таким образом, приведенные результаты свидетельствуют о том, что в диссертационной работе решена важная научная задача улучшения спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов, имеющая большое значение в области формирования стабильных частот и сигналов, методов и устройств снижения фазовых искажений.

ЛИТЕРАТУРА

- 1. Кестер, У. Аналого-цифровое преобразование / Под ред У. Кестера. Москва: Техносфера, 2007. 1016 р.
- 2. Vankka, J. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications / J. Vankka, K. Halonen. Helsinki University of Technology, 2000. 208 p.
- 3. Kroupa, V.F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis / V.F. Kroupa. John Wiley & Sons, Ltd, 2003. 320 p.
- 4. Goldberg, Bar-Giora. Digital Frequency Synthesis Demystified DDS and Fractional-N PLLs / Bar-Giora Goldberg. LLH Technology Publishing, 1999. 355 p.
- 5. Белов, Л.А. Формирование стабильных частот и сигналов: Учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Л.А. Белов. М.: Издательский центр «Академия», 2005. 224 с.
- 6. Ямпурин, Н.П. Формирование прецизионных частот и сигналов: Учеб. пособие. / Н.П. Ямпурин, Е.В. Сафонова, Е.Б. Жалнин. Нижегород. гос. техн. унт. Нижний Новгород, 2003. 187 с.
- 7. Ильин, А.Г. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебное пособие. Ч.1: Генераторы с внешним возбуждением, автогенераторы и синтезаторы частот / А.Г. Ильин. Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2009. 213 с.
- 8. Израэлсон, Д. Прецизионное формирование формы синусоидального сигнала на DDS-структурах / Д. Израэлсон // Chipnews. 2006. №6. С.32-35.
- 9. Ридико, Л.И. DDS: прямой цифровой синтез частоты / Л.И. Ридико // Компоненты и технологии. 2001. №7.
- 10. Рябов, И.В. Системы синтеза частот и сигналов как основные функциональные узлы современных радиоэлектронных средств / И.В. Рябов, П.М. Юрьев // Вестник МарГТУ. 2009. №2. С.22-34.
- 11. Макаренко, В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Chipnews. 2006. №6-7.
 - 12. Мёрфи, Е. Всё о синтезаторах DDS / Е. Мёрфи, К. Слэттери //

- Компоненты и технологии. 2005. №1.
- 13. Стариков, О. Прямой цифровой синтез частоты и его применение / О. Стариков // Application news. 2002. №3. С.56-64.
- 14. Кочемасов, В. Цифровые вычислительные синтезаторы современные решения. Часть 2 / В. Кочемасов, Д. Сток, А. Черкашин // Электроника: наука, технология, бизнес. -2014. №4. С.154-158.
- 15. Жодзишский, М.И. Цифровые системы фазовой синхронизации / М.И. Жодзишский, С.Ю. Сила-Новицкий, В.А. Прасолов. М.: Сов. радио. 1980. 208с.
- 16. Ченакин, А. Частотный синтез: текущие решения и новые тенденции / А. Ченакин // Электроника: наука, технология, бизнес. 2008. №1.
- 17. Chenakin, A. Building a Microwave Frequency Synthesizer/ A. Chenakin // High Frequency Electronics. 2008.
- 18. Смекалов, А. Метод прямого цифрового синтеза гармонического сигнала. Анализ и математическое моделирование / А. Смекалов // Радиотехника. 2011. №1. С.16-29.
- 19. Макарычев, Е.М. Оценка влияния нелинейных искажений цифрового и аналогового тракта DDS на спектры гетеродинных сигналов в области доплеровских отстроек / Е.М. Макарычев // Радиотехника. 2015. №4. С.105-111.
- 20. Макаренко, В. Компоненты для построения беспроводных устройств связи, часть 7. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. 2010. №1. С.34-46.
- 21. Стешенко, В. Школа схемотехнического проектирования устройств обработки сигналов. Занятие 2 / В. Стешенко // Компоненты и технологии. 2000. №4.
- 22. Ромашов, В.В. Оценка уровня побочных спектральных составляющих цифровых вычислительных синтезаторов вследствие усечения кода фазы / В.В. Ромашов, А.В. Мергурьев // Научно-технический вестник Поволжья. 2010. №1. С.120-124.

- 23. Lokken, I. Digital-to-Analog Conversion in High Resolution Audio: Doctoral Thesis / Lokken I. Norwegian University of Science and Technology. 2008.
- 24. Ридер, Б. Оптимизация генератора тактовых импульсов в блоке аналогоцифрового преобразования / Б. Ридер, У. Грин, Р. Шиллито // Мир электронных компонентов. 2009. №3. С.32 39.
- 25. Пенг, Ли. Джиттер, шум и целостность сигнала в высокоскоростных системах коммуникации /Ли Пенг // Электронные компоненты. 2009. №10. C.81-85.
- 26. Мёрфи, Е. Все о синтезаторах DDS. Пер.: Власенко А. / Е. Мёрфи, К. Слэттери // Analog Dialogue. 2004. №38-08.
- 27. Брэндон, Д. Требования к тактированию для быстродействующих преобразователей сигналов / Д. Брэндон // Компоненты и технологии. 2010. №1. С.118 121.
- 28. Янг, К. Получение плоской частотной характеристики ЦАП / К. Янг // Chipnews. 2007. №2. С.41-44.
- 29. Поликаровских, А.И. Прямой цифровой вычислительный синтезатор частоты с дельта-сигма фазовой интерполяцией / А.И. Поликаровских // Доклады БГУИР. 2014. №6. С.42-47.
- 30. Fa, Foster Dai. A Direct Digital Frequency Synthesizer With Fourth-Order Phase Domain Δ∑ Noise Shaper and 12-bit Current-Steering DAC / Foster Dai Fa, Ni Weining, Yin Shi, C. Jaeger Richard // IEEE journal of solid-state circuits. 2006. vol.41. P.839-850.
 - 31. DDS compiler. LogiCORE IP product guide. PG141. 2015. 76 p.
- 32. Choi, H. Jitter measurement of high speed digital signals using low-cost signal acquisition hardware and associated algorithms: Doctor thesis / Choi H. Georgia Institute of Technology. 2010.
- 33. Weigandt, T. C. Low-phase-noise, low-timing-jitter design techniques for delay cell based VCOs and frequency synthesizers: Doctor thesis / Weigandt T. C. University of California. 1998. 222 p.
 - 34. Шиляев, С. Особенности применения высокочастотных АЦП / С.

- Шиляев, О. Фомин // Электроника: наука, технология и бизнес. 2008. №1. C.84-87.
- 35. Hancock, J. Jitter understanding it, measuring it, eliminating it / J. Hancock // High frequency electronics. 2004. P.44-50.
- 36. New, T. Clock jitter analyzed in the time domain / T. New // Analog applications journal. 2010. P.5-9.
- 37. Болмусов, Ю. Д. Проверка и калибровка цифровых сетей по параметрам фазового дрожания / Ю.Д. Болмусов, В.А. Мартынов // Мир измерений. 2008. № 5. С.6-11.
- 38. Королев, А.С. Влияние джиттера на работу современных высокоскоростных устройств обработки сигналов / А.С. Королев // Вестник Нижегородского государственного университета. 2015. №8(91). С.61 64.
- 39. Сторожук, Н.Л. Еще раз о джиттере / Н.Л. Сторожук, В.А. Белоруков, В.И. Щитников // Метрология и измерительная техника в связи. 2006. №2. С.49-52.
- 40. Сосулин, Ю.Г. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех / Ю.Г. Сосулин, В.В. Костров, Ю.Н. Паршин. М.: Радиотехника. 2014. 632 с.
- 41. Курилов, И.А. Системы компенсации фазы и амплитуды в измерительных устройствах / И.А. Курилов, П.А. Попов, В.В. Ромашов. Под ред. Е.Н. Федорова / М.: Наука. 1984. С.145-155.
- 42. Ромашов, В.В. Теория и применение усилителей радиосигналов с автоматической компенсацией амплитудно-фазовых искажений: дис. докт. техн. наук: / Ромашов Владимир Викторович. Муром, 1999.- 267 с.
- 43. Курилов, И.А. Устройства автокомпенсации фазовых помех на основе автоподстройки фазы: дис. канд. техн. наук: / Курилов Игорь Александрович. Муром, 1985.- 263 с.
- 44. Курилов, И.А. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот / И.А. Курилов, А.М. Рудаков, С.М. Харчук, Д.Н. Романов // Радиотехнические и

- телекоммуникационные системы. 2013. №2 (10). С. 19-25.
- 45. Васильев, Г.С. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот / Г.С. Васильев, И.А. Курилов, С.М. Харчук // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. №2. С. 30-38.
- 46. Суржик, Д.И. Разработка алгоритма выделения фазовых искажений выходного сигнала ЦВС / Д.И. Суржик // Закономерности и тенденции развития науки в современном обществе. 2016. С. 85-89.
- 47. Суржик, Д. И. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот / Д. И. Суржик, И. А. Курилов, Г. С. Васильев // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 4(20). С. 13-19.
- 48. Surzhik, D.I. Design and mathematical modeling of hybrid frequency synthesizers with automatic compensation of DDS interferences / D.I. Surzhik, I.A. Kurilov, G.S.Vasilyev, S.M. Kharchuk // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications. 2015. IEEE Catalog Number: CFP15794-CDR.
- 49. Суржик, Д.И. Моделирование спектральных характеристик звеньев автокомпенсатора фазовых искажений цифровых вычислительных синтезаторов / Д.И. Суржик // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2016. № 18. С.17-21.
- 50. Васильев, Г.С. Автоматический компенсатор фазовых помех на выходе цифро-аналогового преобразователя синтезатора частот / Г.С. Васильев, Д.И. Суржик, И.А. Курилов, С.М. Харчук, Д.Н. Романов // Патент на полезную модель № 2015130455 от 22.07.2015.
- 51. Васильев, Г.С. Автоматический компенсатор фазовых помех с суммированием опорного и информационного сигналов цифро-аналогового преобразователя / Г.С. Васильев, Д.И. Суржик, И.А. Курилов, С.М. Харчук, Д.Н. Романов // Патент на полезную модель № 2015129903 от 22.07.2015.
- 52. Поляков, А. Е. Синтезаторы частот с ЦВС в тракте обратной связи/ А.Е. Поляков, А.С. Кузменков, Л.В. Стрыгин // Труды МФТИ. 2015. Том 7, №1, С.119 131.

- 53. Макаренко, В. Фазо-цифровые и частотно-цифровые синтезаторы частоты, части 1-2. / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. 2012. №11-12.
- 54. Мёрфи, Е. Прямой цифровой синтез (DDS) в тестовом, измерительном и коммуникационном оборудовании. / Е. Мёрфи, К. Слэттери. Пер.: А. Власенко // Компоненты и технологии. 2006. №8.
- 55. Surzhik, D.I. Modeling the noise properties of hybrid frequency synthesizers with automatic compensation of phase noise of DDS / D.I. Surzhik, I.A. Kurilov, O.R. Kuzichkin, G.S.Vasilyev, S.M. Kharchuk // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications. 2015. C. 7147015.
- 56. Vasilyev, G.S. Analysis of noise properties of a hybrid frequency synthesizer with autocompensating phase noise of DDS and PLL / G.S. Vasilyev, O.R. Kuzichkin, I.A. Kurilov, D.I. Surzhik // 2016 International Siberian Conference on Control and Communications. –2016. C. 7491742.
- 57. Surzhik, D.I. Automatic compensation of phase noise of DDS of hybrid frequency synthesizer with mixer / D.I. Surzhik, G.S. Vasilyev, I.A. Kurilov, S.M. Kharchuk // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии».— 2015. Т. 1: IEEE Catalog Number CPF15788-CDR. C. 207-208.
- 58. Ромашов, В.В. Передаточные функции гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых искажений и регулированием по возмущению / В.В. Ромашов, Г.С. Васильев, И.А. Курилов, Д.И. Суржик, С.М. Харчук // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2016. № 2(22). С. 12-20.
- 59. Суржик, Д.И. Анализ ЧХ гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых помех ЦВС / Д.И. Суржик // VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения. 2015. С. 225-226.
- 60. Васильев, Г.С. Частотные характеристики автокомпенсатора фазовых помех цифрового вычислительного синтезатора частот / Г.С. Васильев, И.А. Курилов, Д.И. Суржик, С.М. Харчук // Радиотехнические и

телекоммуникационные системы. - 2015. - № 1(17). - С. 12-20.

- 61. Васильев, Г.С. Динамические и частотные характеристики формирователя сигналов с ЦВС, ФАПЧ и автокомпенсацией помех / Г.С. Васильев, И.А. Курилов, Д.И. Суржик, С.М. Харчук // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2016. № 18. С.4-10.
- 62. Данилин, С.Н. Частотные характеристики автокомпенсаторов помех с совместным регулированием в синтезаторах частот / С.Н. Данилин, И.А. Курилов, Д.И. Комаров // Алгоритмы, методы и системы обработки данных. 2000. №5. С. 54-58.
- 63. Суржик, Д.И. Переходные характеристики гибридных синтезаторов частот с автоматической компенсацией фазовых помех ЦВС / Д.И. Суржик // VII Всероссийские научные Зворыкинские чтения. 2015. С. 229-230.
- 64. Суржик, Д.И. Исследование динамических режимов неавтономного синтезатора частот при воздействии детерминированных возмущений / Д.И. Суржик // VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения. 2014. С. 489-490.
- 65. Суржик, Д.И. Анализ динамических режимов синтезаторов частот на основе аппроксимации непрерывными кусочными функциями / Д.И. Суржик // V Всероссийские научные Зворыкинские чтения. 2013. С. 478-479.
- 66. Surzhik, D.I. Correlation Analysis of the PLL with an Arbitrary Filter Based on Continuous Piecewise-Linear Functions / D.I. Surzhik, G.S. Vasilyev // 2013 International Siberian Conference on Control and Communications. 2013. C.6693654.
- 67. Курилов, И.А. Воздействие дестабилизирующего фактора на нелинейный преобразователь сигналов с фильтрами второго порядка / И.А. Курилов, Г.С. Васильев, Д.И. Суржик // РНТОРЭС им А.С. Попова «Научная сессия, посвящённая Дню радио». 2012. Сб. трудов 67-й Международной конференции. С. 126-128.
- 68. Шахгильдян, В.В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин. М., «Связь», 1972.
- 69. Акимов, В.Н. Системы фазовой синхронизации / В.Н. Акимов, Л.Н. Белюстина, В.Н. Белых и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна, Л.Н. Белюстиной. М.:

- Радио и связь, 1982. 288 с.
- 70. Шахтарин, Б.И. Синтезаторы частот: Учебное пособие / Б.И. Шахтарин. М.: Горячая линия Телеком, 2007. 128 с.
- 71. Левин, В.А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройкой / В.А. Левин, В.Н. Малиновский, С.К. Романов. М.: Радио и связь, 1989.- 233 с.
- 72. Манассевич, В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: пер. с англ. / В. Манассевич; Под. ред. А.С. Галина. М.: Связь, 1979. 384 с.
- 73. Клэппер, Дж. Системы фазовой и частотной автоподстройки частоты. (Следящие демодуляторы сигналов с угловой модуляцией): пер. с англ. / Дж. Клэппер, Дж. Фрэнкл; под ред. А. Ф. Фомина. М., «Энергия», 1977. 442 с.
- 74. Капранов, М.В. Радиотехнические системы с частотным и фазовым управлением: Конспект лекций / М.В. Капранов, В.К. Снедкова, Н.Н. Удалов; под ред. М.В. Капранова. М.: Изд-во МЭИ, 1998. 48 с.
- 75. Da Silva, E. High Frequency and Microwave Engineering / E. Da Silva. A division of Reed Educational and Professional Publishing Ltd, 2001. 440 p.
- 76. Hagen, Jon B. Radio-Frequency Electronics Circuits and Applications / Jon B. Hagen. Cambridge University Press, 2009. 454 p.
- 77. Голуб, В. Несколько слов о системе ФАПЧ / В. Голуб // Компоненты и технологии. 2003. №8.
- 78. Шапиро, Д.Н. Основы теории синтеза частот / Д.Н. Шапиро, А.А. Паин. М.: Радио и связь, 1981. 264 с.
- 79. Первачев, С.В. Радиоавтоматика: Учебник для вузов / С.В. Первачев. М.: Радио и связь, 1982. 296 с.
- 80. Бессекерский, В.А. Теория систем автоматического регулирования / В.А. Бессерский. М.: Наука, 1975. 768 с.
- 81. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов. Изд. 2-е, перераб. и доп. / И.С. Гоноровский. М.: «Советское радио», 1971.-672 с.
 - 82. Первачев, С.В. Статистическая динамика радиотехнических следящих

- систем / С.В. Первачев, А.А. Валуев, В.М. Чиликин. М., 1973. 488 с.
- 83. Душин, С.Е. Теория автоматического управления: Учеб. для вузов / С.Е. Душин. М.: Высшая школа, 2003. 567 с.
- 84. Каганов, В.И. Радиотехника+Компьютер+MathCad / В.И. Каганов. М.: Горячая линия Телеком, 2001. 416 с.
- 85. Каганов, В.И. Радиоэлектронные системы автоматического управления. Компьютеризированный курс. Учебное пособие для вузов / В.И. Каганов. — М.: Горячая линия — Телеком, 2009. — 432 с.
- 86. Курилов, И.А. Динамические характеристики линейного амплитуднофазового преобразователя произвольного порядка / И.А. Курилов // Радиотехника. 2007. №6. С. 31-35.
- 87. Курилов, И.А. Динамические характеристики нелинейного амплитуднофазового преобразователя с регулированием по отклонению / И.А. Курилов, Г.С. Васильев // Радиотехника. 2009.- №11.
- 88. Курилов, И.А. Анализ динамических процессов амплитудно-фазового преобразователя сигналов / И.А. Курилов, Г.С. Васильев, С.М. Харчук // Вопросы радиоэлектроники, серия Общая теория. 2010. вып. 1. С. 70-74.
- 89. Бутенко, А.А. Анализ характеристик синтезаторов частот с ФАПЧ 2-го и 3-го порядка / А.А. Бутенко, Д.Ю. Гречищев, Б.И. Шахтарин // Научный вестник МГТУ ГА. 2006. №98. С. 98-107.
- 90. Никитин, Ю. Частотный метод анализа характеристик синтезаторов частот с импульсно-фазовой автоподстройкой частоты Analog Devices / Ю. Никитин, Д. Сергеев // Компоненты и технологии. 2003. №3-6.
- 91. Никитин, Ю. Элементная база фазовой автоподстройки: системный подход / Ю. Никитин // Современная электроника. 2008. №6.
- 92. Харни, О. Разработка точной петли фазовой автоподстройки частоты с высоковольтным ГУН / О. Харни // Компоненты и технологии. 2010. №7.
- 93. Шокман, П. Системные тактовые генераторы: синтезатор с фазовой синхронизацией против кварцевого генератора. Пер. Самков И / П. Шокман // Компоненты и технологии. 2009. №8. С.65-68.

- 94. Ковальчук, А.А. Воздействие на ФАП второго порядка гармонической помехи и аддитивного шума / А.А. Ковальчук // Наука и образование: электронное научно техническое издание. 2012. №9.
- 95. Леньшин, А.В. Переходные процессы в синтезаторах частот с кольцом ИФАПЧ с переменной инерционностью / А.В. Леньшин, Н.М. Тихомиров, А.А. Попов // Вестник Воронежского института МВД России. 2011. №1. С. 120-126.
- 96. Прохладин, Г.Н. Анализ динамики нелинейной системы ФАПЧ синтезаторов частот / Г.Н. Прохладин // Научный вестник МГТУ ГА. 2010. №152. С. 51-56.
- 97. Сидоркина, Ю.А. Воздействие на систему синхронизации гармонических помех и шума / Ю.А. Сидоркина, А.А. Ковальчук, М.А. Рязанова // Наука и образование: электронное научно-техническое издание. − 2011. №3.
- 98. Курилов, И.А. Анализ характеристик синтезаторов частот на основе схемы амплитудно-фазового преобразователя сигналов / И.А. Курилов, Г.С. Васильев, С.М. Харчук, Д.И. Суржик // Радиопромышленность. 2012. Вып. 2. С. 20-26.
- 99. Курилов, И.А. Методы анализа радиоустройств на основе функциональной аппроксимации / И.А. Курилов, В.В. Ромашов, Е.А. Жиганова, Д.Н. Романов, Г.С. Васильев, С.М. Харчук, Д.И. Суржик // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. -2014. N 1. С. 35-49.
- 100. Курилов, И.А. Аппроксимация характеристик и сигналов на основе включающих непрерывных кусочно-линейных функций / И.А. Курилов, Д.Н. Романов, С.М. Харчук // Методы и устройства передачи и обработки информации. -2007. № 8. С. 7-11.
- 101. Курилов, И.А. Анализ устройств амплитудно-фазового преобразователя сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций / И.А. Курилов // Радиотехника. 2006. №11. С. 57-59.
- 102. Курилов, И.А. Аппроксимация функциональных зависимостей с помощью непрерывных кусочно-линейных функций / И.А. Курилов, Д.Н. Романов // Радиотехника. 2006. №6. С. 94-98.

- 103. Рыжков, А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. М. Радио и связь, 1991. 264 с.
- 104. Жалуд, В. Шумы в полупроводниковых устройствах / В. Жалуд, В. Кулешов. М., «Сов радио», 1997. 416 с.
- 105. Букингем, М. Шумы в электронных приборах и системах. Пер. с англ / М. Букингем. М.- Мир, 1986. 399 с.
- 106. Бельчиков, С. Фазовый шум: как спуститься ниже -120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или борьба за децибелы / С. Бельчиков // Компоненты и технологии. 2009. №5-6.
- 107. Ромашов, В.В. Моделирование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова, К.К. Храмов, А.Н. Докторов, К.А. Якименко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. − 2014. №1. − С. 5-20.
- 108. Никитин, О.Р. Спектральные характеристики гибридных синтезаторов частот / О.Р. Никитин, Л.В. Ромашова, А.В. Ромашов, А.Н. Фомичев // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2011. №1. С. 16-20.
- 109. Kamache, M. Accurate simulation of an X-band frequency synthesizer / M. Kamache // Microwave journal. 2006. P. 136-144.
- 110. Quemada, C. A CMOS frequency synthesizer with self-biasing current source for a 5 GHz wireless LAN receiver / C. Quemada, H. Solar, G. Bistue, J. De No, I. Sancho // Microwave journal. 2007. P. 68-98.
- 111. Tanygin, V. A practical design of a low phase noise airborne X-band frequency synthesizer / V. Tanygin // Microwave journal. 2006. P. 92-104
- 112. Drucker, E. Model PLL Dynamics and Phase-Noise Performance / E. Drucker // Microwaves & RF. 2000. № 2.
- 113. Rohde, U.L. Frequency Generation and Synthesis: cost-effective& power-efficient solutions / U.L. Rohde, A.K. Poddar // Microwave journal. 2009. P. 160-184.
- 114. Esterline, J. Phase noise: theory versus practicality / J. Esterline // Microwave journal. 2008. P. 72-86.

- 115. Puglia, K.V. Oscillator phase noise: theory and prediction / K.V. Puglia // Microwave journal. 2007. P. 178-194.
- 116. Kameche, S. Simulating and Designing a PLL Frequency Synthesizer for GSM Communications / S. Kameche, M. Feham, M. Kameche // High Frequency Electronics. 2008. P. 36-41.
- 117. Dunleavy, L.P. Understanding noise parameter measurement / L.P. Dunleavy // Microwave journal. 2009. P. 92-100.
- 118. Kameche, M. Accurate simulation of an X-band frequency synthesizer / M. Kameche // Microwave journal. 2006. P. 136-144.
- 119. Chenakin, A. Frequency Synthesis: current solution and new trends / A. Chenakin // Microwave journal. 2007. P. 256-266.
- 120. Друкер, Э. Системы ФАПЧ в синтезаторах частот. Методы снижения шумов и паразитных сигналов / Э. Друкер // Электроника. 2012. №6.
- 121. Поляков, А.Е. Влияние аддитивных составляющих на фазовые шумы делителей частоты в составе цифрового синтезатора частот / А.Е. Поляков, Л.В. Стрыгин, П.И. Бобкович // Труды МФТИ. 2009. том1, №2. С. 107-120.
- 122. Амелина, М.А. Программа схемотехнического моделирования Місго-Сар. Версия 9, 10. / М.А. Амелина, С.А. Амелин. - Смоленск, Смоленский филиал НИУ МЭИ, 2013. - 618 с.
- 123. Касьянов, А.Н. Місго-Сар в схемотехнике: Учебное пособие / А.Н. Касьянов. Тамбов: Изд. тамб. гос. техн. ун-та, 2004. 112 с.
- 124. Разевиг, В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7 / В.Д. Разевиг. М.: Горячая линия Телеком, 2003. 368 с.
- 125. Цифровые синтезаторы сигналов (DDS) и модуляторы [Электронный ресурс]: сайт фирмы Analog Devices, Inc. 2016. Режим доступа: http://www.analog.com/ru/rfif-components/directdigital-synthesis-dds/products/index.html.
- 126. Хоровиц, П. Искусство схемотехники. Перевод с англ. под ред. М.В. Гальперина / П. Хоровиц, У. Хилл. М.: "Мир", 1998. 698 с.
 - 127. Суржик, Д.И. Разработка формирователя сигналов на основе гибридного

- синтезатора частот с автокомпенсатором фазовых искажений ЦВС AD9914 и ФАПЧ ADF5355 / Д.И. Суржик // Новая наука: современное состояние и пути развития. 2016. №10-2. С. 216-219.
- 128. Васильев, Г.С. Шумовые свойства формирователя сигналов с автокомпенсацией фазовых помех. / Г.С. Васильев, И.А. Курилов, Д.И. Суржик, С.М. Харчук // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. − №4(20). С. 5-12.
- 129. Васильев, Г.С. Передаточные функции формирователя сигналов с ЦВС, ФАПЧ и автокомпенсацией помех / Г.С. Васильев, И.А. Курилов, Д.И. Суржик, С.М. Харчук // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2016. № 18. С. 11-16.
- 130. Белов, Л. Синтезаторы стабильных частот / Л. Белов // Электроника: наука, технология, бизнес. 2004. №3. С. 38-44.
- 131. Михалев, П. Микросхемы ФАПЧ и синтезаторы на их основе производства компании Analog Devices / П. Михалев // Компоненты и технологии. 2006. №4.
- 132. Макаренко, В. Компоненты для построения беспроводных устройств связи, часть 8. Синтезаторы частот с ФАПЧ / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. 2010. \mathbb{N}_2 3. С. 45-55.
- 133. Макаренко, В. Универсальный широкополосный синтезатор частоты со встроенным ГУН / В. Макаренко, Б. Парашак // Электронные компоненты и системы. 2009. №4. С. 56-61.
- 134. Никитин, Ю. Полный радиочастотный синтезатор с дробным коэффициентом деления ADF 4350 / Ю. Никитин // Компоненты и технологии. 2010. №3.
- 135. Дмитриев, С. Одиночные радиочастотные синтезаторы с импульснофазовой автоподстройкой частоты серии ADF 4000 / С. Дмитриев, Ю. Никитин // Компоненты и технологии. -2002. №9.
- 136. Дмитриев, С. Двойные радиочастотные синтезаторы с импульснофазовой автоподстройкой частоты серии ADF 4000 / С. Дмитриев, Ю. Никитин //.

- Компоненты и технологии. -2003. №1.
- 137. Диделев, С. ВЧ/СВЧ компоненты компании SYNERGY. Генераторы управляемые напряжением и синтезаторы / С. Диделев // Компоненты и технологии. 2005. №4.
- 138. Кочемасов, А. Цифровые вычислительные синтезаторы применение в системах синтеза частот и сигналов / А. Кочемасов, А. Голубков, Н. Егоров, А. Черкашин, А. Чугуй // Электроника: наука, технология, бизнес. 2014. №8. С.171-178.
- 139. Кузменков, А.С. Обзорный анализ современных архитектур синтезаторов частот с ФАПЧ / А.С. Кузменков, А.Е. Поляков, Л.В. Стрыгин // Труды МФТИ. 2013. №19.
- 140. Серков, Д. Прецизионные высокочастотные синтезаторы FSW: быстродействие и многофункциональность / Д. Серков // Электроника: наука, технология, бизнес. 2011. №3. С. 92 95.
- 141. Бобкович, П. Отечественный синтезатор частот с высоким быстродействием и низким уровнем фазовых шумов / П. Бобкович, А. Кузменков // Современная электроника. 2015. $\mathbb{N}2$. С. 2-6.
- 142. Суржик, Д.И. Программа моделирования динамических режимов синтезаторов частот с системой фазовой автоподстройки частоты при детерминированных воздействиях спектральным методом на основе аппроксимации непрерывными кусочно-линейными функциями / Д. И. Суржик, Г.С. Васильев, И.А. Курилов, С.М. Харчук // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2014618814 от 29.08.2014.
- 143. Суржик, Д.И. Программа моделирования динамических режимов синтезаторов частот с системой фазовой автоподстройки частоты при случайных воздействиях на основе аппроксимации непрерывными кусочно-линейными функциями / Д.И. Суржик, Г.С. Васильев, И.А. Курилов, С.М. Харчук // Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2014618815 от 29.08.2014.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Акты внедрения результатов диссертационной работы

УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель директора
Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО
«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича
и Николая Григорьевича Столетовых»
А. Л. Жизняков

// «<u>17</u> » оказур 2016 г.

об использовании результатов диссертационной работы Суржика Д. И. «Цифровые вычислительные синтезаторы с автоматической компенсацией фазовых искажений», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 — «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», в учебном процессе Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени

Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» Мы, нижеподписавшиеся, начальник учебного отдела Педя Т.Н.,

Мы, нижеподписавшиеся, начальник учебного отдела Педя Т.Н., заведующий кафедрой радиотехники д.т.н., профессор Ромашов В.В., заведующий лабораториями кафедры радиотехники Синев П.Г., составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Суржика Д. И. внедрены в учебный процесс на кафедре радиотехники:

- материалы диссертационной работы Суржика Д. И. используются при чтении лекций и проведении практических работ по дисциплине «Радиопередающие устройства» для студентов направления 11.03.01 «Радиотехника»;
- разработанные математические модели цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений и программы моделирования их характеристик на ЭВМ (свидетельства о регистрации №2014618814, 2014618815) используются при проведении лабораторных работ по курсу «Функциональное моделирование радиоэлектронных устройств» для студентов направления 11.03.01 «Радиотехника».

Начальник учебного отдела Заведующий кафедрой радиотехники, д.т.н., профессор

Заведующий лабораториями кафедры радиотехники

Т.Н. Педя

В.В. Ромашов



АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы Суржика Дмитрия Игоревича

«Цифровые вычислительные синтезаторы с автоматической компенсацией фазовых искажений», представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Научно-технический Совет отдела Главного конструктора Муромского завода РИП составил настоящий акт в подтверждение того, что теоретические и практические материалы кандидатской диссертационной работы Суржика Д. И., а именно:

- структурные схемы цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений с уменьшенным до 13 дБ уровнем фазового шума (патенты на полезные модели № 2015130455, 2015129903) и результаты их теоретических исследований;
- математические модели спектральных плотностей мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов с автоматической компенсацией фазовых искажений и программы расчета динамических характеристик данных устройств на ЭВМ (свидетельства о регистрации №2014618814, 2014618815)

использованы на предприятии при проведении НИОКР и модернизации изделия 64Л6.

Главный конструктор
Заместитель главного конструктора

Г. Г. Пискунов Д. Д. Богатов