

*На правах рукописи*



Алексеев Георгий Алексеевич

СИНХРОННЫЕ УСТРОЙСТВА ФОРМИРОВАНИЯ И ПРИЕМА СИГНАЛОВ  
ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Специальность 2.2.13 –

«Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Москва 2021

Работа выполнена на кафедре 408 «Инфокоммуникации» Московского авиационного института (национального исследовательского университета)

**Научный руководитель:** *Мартиросов Владимир Ервандович*,  
доктор технических наук, профессор

**Официальные оппоненты:** *Куликов Геннадий Валентинович*,  
доктор технических наук, профессор,  
Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образо-  
вания «МИРЭА — Российский технологиче-  
ский университет», профессор

*Сидоркина Юлия Анатольевна*,  
доктор технических наук, доцент,  
Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образо-  
вания «Московский государственный техниче-  
ский университет (МГТУ) имени Н.Э. Баумана»,  
профессор

**Ведущая организация:** Ордена Трудового Красного Знамени феде-  
ральное государственное бюджетное образо-  
вательное учреждение высшего образования  
«Московский технический университет связи  
и информатики»

Защита диссертации состоится «28» декабря 2021 г. в 10:00 на заседании диссертационного совета 24.2.327.01 при ФГБОУ ВО «Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)» по адресу: 125993, г. Москва, А-80, ГСП-3, Волоколамское шоссе, 4.

С диссертацией и авторефератом можно ознакомиться на сайте [mau.ru](http://mau.ru) и в библиотеке МАИ.

Автореферат разослан «\_\_\_» \_\_\_\_\_ 2021 г.

Ученый секретарь  
диссертационного совета  
24.2.327.01, к.т.н.



А.А. Горбунова

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

### Актуальность темы исследования

В современных радиотехнических системах передачи информации, передаваемые информационные сообщения представлены, как правило, в цифровом виде. Соответственно используются цифровые виды модуляции, в частности фазовая манипуляция (англ. phase shift keying, PSK) с различной размерностью сигнального созвездия. Современные тенденции развития таких радиотехнических цифровых систем передачи информации (ЦСПИ) характеризуются непрерывным возрастанием скоростей передачи данных, а также значительным расширением рабочего диапазона частот. Как следствие, в ряде прикладных задач возникают жесткие и противоречивые требования к динамическим характеристикам устройств формирования и обработки сигналов в составе ЦСПИ.

Примером таких постановок задач может служить необходимость значительного увеличения скорости переключения частот терминалов ЦСПИ между множеством литерных значений в достаточно широком диапазоне СВЧ рабочих частот. По сути, это регламентация существенного снижения величины времени готовности к приему/передаче синхронных терминалов ЦСПИ при широкополосной (вплоть до октавы и выше) смене рабочей частоты в процессе функционирования системы.

Наиболее перспективным решением, позволяющим реализовывать системы связи с указанными требованиями, являются синхронные технологии формирования и приема сигналов на основе алгоритмов фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Эффективность систем ФАПЧ с точки зрения минимальных затрат аппаратных ресурсов и возможность реализации на СВЧ компонентах позволяет создавать синхронные устройства в микросхемном исполнении вплоть до микроволнового диапазона с возможностью формирования сигналов непосредственно на рабочих частотах ЦСПИ.

В режиме *синхронной работы (режиме слежения)*, когда частоты и фазы входного сигнала и подстраиваемого генератора уже совмещены, структура (и соответствующее ей дифференциальное уравнение) системы ФАПЧ с определенными приближениями соответствуют оптимальным алгоритмам нелинейной фильтрации угловых параметров входного сигнала, сопровождаемого аддитивным белым гауссовым шумом. Оптимальность этих оценок угловых параметров сигнала в свое время была аргументирована результатами статистического синтеза в работах таких авторов как: Стратонович Р. Л., Тихонов В. И., Кульман Н. К., Ярлыков М. С., Van Trees H. L., Stiffler J. J., Viterbi A. J. и др. Позднее (1985-1997 гг.), в работах Мартиросова В. Е. были получены результаты статистического синтеза оптимальных алгоритмов формирования (модуляции) и приема (демодуляции) для широкого перечня многопозиционных дискретных сигналов с фазовой и частотной манипуляцией. Статистический синтез в этих работах был про-

веден на основе развития математического аппарата теории нелинейной фильтрации для многокомпонентных и многопозиционных дискретно-непрерывных марковских процессов. Было показано, что инженерная реализация синтезированных оптимальных алгоритмов формирования и приема дискретных сигналов также может быть выполнена при определенных приближениях на основе структур систем ФАПЧ.

Однако, актуальной проблемой синхронных устройств, выполненных на основе систем ФАПЧ, остается недостаточное быстродействие существующих структур *в переходном режиме работы (режиме начальной синхронизации)*, которое существенно ухудшается с увеличением начального частотного рассогласования. Поэтому создание оптимизированных по быстродействию синхронных устройств формирования и приема сигналов актуально и необходимо для построения ЦСПИ с высокими динамическими характеристиками, удовлетворяющими требованиям современных и перспективных прикладных задач.

### **Обзор существующих работ по теме диссертации**

Одним из существенных ограничений в задачах статистического синтеза оптимальных алгоритмов оценок блуждающих частоты и фазы является задание значения частоты входного сигнала константой точно известной в точке приема. Соответственно структура традиционной системы ФАПЧ аргументируется результатами статистического синтеза оптимальных алгоритмов *только в синхронном режиме работы*, т.е. при уже совмещенных оценках частоты и фазы входного сигнала и колебания подстраиваемого генератора.

Теоретический подход к улучшению динамических характеристик систем ФАПЧ при наличии ненулевой начальной частотной расстройке (*в переходном режиме работы*) заключается в возможности ее рассмотрении с позиций систем автоматического управления (САУ). При этом ставится задача синтеза корректирующих устройств в цепи регулирования системы, обеспечивающих при возникновении частотного рассогласования оптимальное по быстродействию приведение системы ФАПЧ в синхронный режим работы.

Основными методами, применяемыми при решении задач синтеза оптимального управления, являются принцип максимума Понтрягина, представленный в монографии Понтрягина Л. С., Болтянского В. Г. и др., а также метод динамического программирования, который разработал Bellman R. Кроме того, известен описанный Емельяновым С.В., в рамках теории систем с переменной структурой (СПС), метод структурного синтеза на основе конструирования фазового пространства. Вопросы синтеза оптимального управления в системах САУ рассматривались в работах таких ученых как: Фельдбаум А. А., Лернер А. Я., Новосельцев В. Н., Петров Б. Н., Павлов А. А., Atans M., Falb P. L., Van Trees H. L. и др.

Применительно к исследуемым в диссертации вопросам решения некоторых задач синтеза оптимальных по быстродействию структур систем ФАПЧ в переходном режиме работы

приведены в работах таких авторов как: Sanneman R. W., Gupta S. C., De Couvreur G. A., Ludwiq D., Петрищев В. И., Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Подчеркнем, что существенной особенностью в постановках задач исследований перечисленных авторов является то, что оптимизация проведена для области значений начальной частотной расстройки ограниченной величиной коэффициента петлевого усиления системы, т.е. при  $\Delta\omega_{нач} \leq K_{ФАПЧ}$ .

Таким образом, на сегодняшний день отсутствуют синхронные устройства модуляции и демодуляции сигналов, а также синтезаторы частот косвенного метода синтеза, выполненные на основе систем фазовой автоподстройки частоты, чьи структурные алгоритмы были бы оптимизированы по быстродействию для значительных частотных расстроек отвечающих условию  $\Delta\omega_{нач} \gg K_{ФАПЧ}$ .

### **Объект и предмет исследования диссертационной работы**

Объектом исследования являются высокоскоростные радиотехнические цифровые системы передачи информации (ЦСПИ).

Предмет исследования – оптимизированные по быстродействию синхронные устройства формирования и приема сигналов ЦСПИ.

### **Цель и задачи диссертационной работы**

Целью диссертационной работы является улучшение динамических характеристик синхронных устройств ЦСПИ, осуществляемое методами структурной оптимизации систем ФАПЧ по быстродействию, и созданием на основе этих методов высокоскоростных синхронных устройств формирования (модуляции) и приема (демодуляции) дискретных сигналов, а также устройств высокоскоростного синтеза частоты.

Для достижения указанной цели необходимо поэтапное решение следующих научно-технических задач:

1. Исследование вопросов быстродействия традиционных структур систем ФАПЧ, выполненное на основе построения и анализа их фазовых портретов.
2. Структурный синтез алгоритмов системы синхронизации, оптимизированной по критерию максимального быстродействия в переходном режиме работы, при относительных начальных частотных расстройках ( $\gamma_{нач}$ ) значительно превышающих единицу:

$$\gamma_{нач} = \Delta\omega_{нач} / K_{ФАПЧ} \gg 1.$$

3. Создание на основе оптимизированной по быстродействию системы синхронизации синхронных устройств модуляции, демодуляции и синтезатора частоты косвенного метода синтеза.

4. Разработка методик инженерного проектирования, включая получение аналитических выражений по оценке быстродействия разработанных синхронных структур.

5. Разработка программных комплексов имитационного моделирования и проведение

экспериментальных исследований характеристик разработанных структур. Выработка рекомендаций по их практическому применению для высокоскоростных ЦСПИ.

**Научная новизна** полученных в работе результатов заключается в следующем:

1. Предложена методика структурной оптимизации фазового портрета традиционной системы ФАПЧ соответствующая критерию принципа максимума Л. С. Понтрягина и обеспечивающая линеаризацию фазовых траекторий синхронной системы в условиях значительных начальных частотных расстройек ( $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$ ).

2. На базе предложенной методики синтезированы оптимальные алгоритмы высокоскоростной системы синхронизации, полученные в виде дифференциального уравнения, описывающего взаимосвязь производной фазового рассогласования  $d(\Delta\phi) / dt$  с самим фазовым рассогласованием  $\Delta\phi$ . Конкретизирована структурная реализация полученных алгоритмов – глобально линеаризованная система синхронизации (ГЛСС) [20], оптимизированная по быстродействию в режиме начальной синхронизации при  $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$ .

3. Разработана методика структурного синтеза устройств управления в цепи регулирования частотой подстраиваемого генератора системы ГЛСС, реализующих манипуляцию фазы подстраиваемого генератора в соответствии с алгоритмами BPSK, QPSK манипуляции. Получены выполненные на основе ГЛСС инновационные синхронные структуры модуляторов BPSK [23] и QPSK [24] сигналов.

4. На основе структуры ГЛСС и с привлечением ремодуляционных способов построения разработаны инновационные квазикогерентные структуры демодуляторов BPSK [21] и QPSK [22] сигналов.

5. На основе структуры ГЛСС разработано устройство высокоскоростного синтезатора частоты косвенного метода синтеза [25].

6. Получены аналитические соотношения для оценки времени частотной синхронизации разработанных на базе ГЛСС структур в зависимости от величины относительной начальной частотной расстройки.

7. Разработаны математические модели устройств и созданы программные стенды, включающие в себя модели разработанных синхронных структур и тестовое окружение. Методами имитационного моделирования получены результаты исследований и сравнительного анализа динамических и спектральных характеристик для разработанных структур и традиционных аналогов, в том числе и с учетом реальных условий современных прикладных задач.

**Практическая значимость результатов работы** заключается в том, что:

1. Разработанные в диссертации синхронные устройства: глобально линеаризованная система синхронизации, модулятор BPSK сигнала, модулятор QPSK сигнала, демодулятор BPSK сигнала, демодулятор QPSK сигнала и синтезатор частот предназначены для работы в совре-

менных ЦСПИ в условиях высоких скоростей передачи данных (до уровня 1,0 Гбит/с) и быстрых изменений несущей частоты сигнала в широком (октавном) диапазоне СВЧ рабочих частот.

2. Проведенные исследования динамических характеристик разработанных синхронных устройств подтвердили существенное улучшение быстродействия по сравнению с известными ранее аналогами. В частности, полученные экспериментальные оценки показывают, что при  $\gamma_{\text{нач}} = 200$  ГЛСС превосходит систему ФАПЧ с импульсным ЧФД и накачкой заряда по быстродействию в 5 раз, а при  $\gamma_{\text{нач}} = 3000$  уже в 62 раза.

3. Результаты диссертационной работы были использованы при разработке микросхемы СВЧ синтезатора частот косвенного метода синтеза в рамках СЧ ОКР «Разработка структурной схемы альтернативной структуры частотно-фазового детектора для сверхвысокочастотных синтезаторов частот», шифр работы «Многоцветник-И2-РК-МАИ», договор № 3-2017/М/53150-04100 от 27.04.2017 года между МАИ и предприятием «НИИМА «ПРОГРЕСС».

### **Методология и методы исследования**

Методология диссертационной работы построена на структурном синтезе алгоритмов синхронизации, оптимизированных по быстродействию в переходном режиме работы.

В процессе выполнения работы использован математический аппарат теории оптимального управления, методы фазового пространства, математического анализа, дифференциальных уравнений, теории вероятности и математической статистики. Использовались как расчетно-аналитические методы исследований, так и экспериментальные методы программной симуляции на ЭВМ.

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Разработанная в диссертации методика структурной оптимизации фазового портрета астатической системы фазовой автоподстройки частоты позволила синтезировать алгоритмы и структуру глобально линеаризованной системы синхронизации (ГЛСС), обладающей высоким быстродействием в переходном режиме работы, при значительных начальных частотных расстройках ( $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$ ).

2. Развитие предложенной методики структурного синтеза для трансформации положений точек устойчивого равновесия на фазовом портрете системы ГЛСС позволило разработать семейство высокоскоростных синхронных устройств формирования (модуляции) и приема (демодуляции) дискретных сигналов ЦСПИ.

3. Результаты проведенных исследований диссертации подтвердили существенные выигрыши в скорости переходных процессов для разработанных синхронных устройств по сравнению с известными и широко применяемыми на практике аналогами. При этом выигрыш в быстродействии нарастает в области значений  $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$  и может достигать нескольких порядков.

4. Полученные в работе аналитические выражения для расчета времени переходных процессов в разработанных синхронных устройствах с достаточно высокой точностью (не хуже 10%) верифицированы результатами проведенного имитационного моделирования. Данный уровень погрешности верификации достигается в области больших значений относительных начальных частотных расстройек.

#### **Степень достоверности и апробация результатов**

Достоверность результатов работы обеспечивается:

- корректностью исходных положений и используемых преобразований;
- верификацией полученных в диссертации результатов с известными ранее, в том числе полученными другими авторами и представленными в отечественных и зарубежных публикациях;
- объемным комплексом экспериментальных исследований и соответствием результатов полученных в ходе имитационного моделирования и расчетно-аналитическими методами;
- использованием апробированных компьютерных программ (MATLAB®/Simulink®, лицензия № 874554).

Результаты исследований докладывались, обсуждались и получили положительную оценку на 9 научно-технических конференциях, в том числе международных:

- молодёжные научно-практическая конференции «Инновации в авиации и космонавтике» (г. Москва, МАИ, 2013, 2015 гг.);
- 13-я и 15-я международные конференции «Авиация и космонавтика» (г. Москва, МАИ, 2014, 2016 гг.);
- 3-я, 5-я, 6-я международные научные конференция «Микроэлектроника – ЭКБ и электронные модули» (г. Алушта, 2017, 2019 гг.; г. Ялта, 2020 г.);
- Международные научные конференции Systems of signals generating and processing in the field of on board communications (г. Москва, МТУСИ, 2020, 2021 гг.).

По теме диссертации опубликовано 25 работ, из них 5 статей опубликовано в изданиях из списка ВАК Минобрнауки России, 5 публикаций в изданиях, входящих в международные системы индексации Scopus и Web of Science, 6 патентов РФ на изобретение (в соавторстве).

#### **Объем и структура работы**

Диссертационная работа имеет объем в 192 машинописных страницы, состоит из введения, пяти глав, заключения, списка литературы и 2 приложений. Иллюстративный материал состоит из 104 рисунков и 24 таблиц. Список литературы содержит 129 наименования.

## **СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ**

Во **введении** обоснована актуальность темы исследования, сформулированы цель и задачи исследования, представлена научная новизна, теоретическая и практическая значимость работы, описана примененная в исследованиях методология, сформулированы положения, выносимые на защиту, аргументирована степень достоверности, приведены данные об апробации результатов, описана структура работы.

В **первой главе** выполнен обзор существующих подходов к решению проблемы недостаточного быстродействия систем ФАПЧ в переходном режиме работы. Рассмотрены результаты решения задачи синтеза оптимальной по быстродействию системы ФАПЧ представленные ранее в научно-технической литературе. Проанализированы основные известные методы аддитивного захвата частоты, в том числе и широко применяющиеся в современных технических решениях.

Во **второй главе** представлен анализ фазовых портретов традиционных систем ФАПЧ и результаты проведенного структурного синтеза оптимизированной по быстродействию переходного режима работы глобально линеаризованной системы синхронизации – ГЛСС (англ. Globally Linearized Synchronization System, GLSS).

Дифференциальное уравнение системы ФАПЧ 1-го порядка имеет следующий вид:

$$d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi). \quad (1)$$

В выражении (1)  $\Delta\varphi$  соответствует временной функции  $\Delta\varphi(t)$  и является текущим фазовым рассогласованием входного колебания и колебания ПГ ( $\varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{ПГ}}$ ). Фазовый портрет такой системы ФАПЧ (рис.1) на каждом втором полупериоде содержит участок (выделенный красным прямоугольником) с точкой *неустойчивого* равновесия **B**, соответствующей  $[d(\Delta\varphi) / dt] = 0$ . В точке **B** при малейших флуктуациях произойдет срыв синхронизма системы с последующей пересинхронизацией в ближайшей точке *устойчивого* равновесия **A**, также соответствующей  $[d(\Delta\varphi) / dt] = 0$ . Такой переход обу-

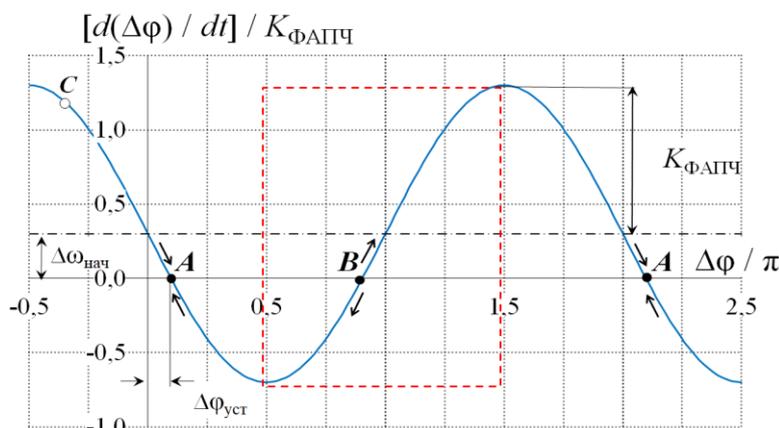


Рис. 1 Фазовый портрет ФАПЧ 1-го порядка

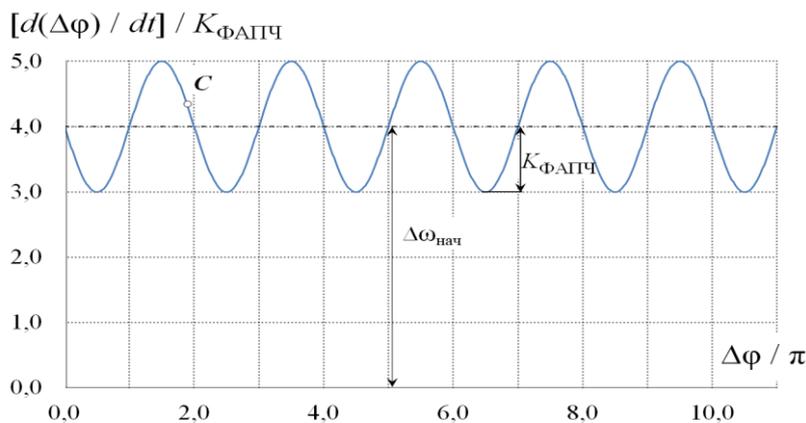


Рис. 2 Фазовый портрет ФАПЧ 1-го порядка

словлен направлением векторов движения изображающей точки портрета  $C$  в полуплоскостях фазового портрета (обозначены стрелками). Очевидно, что система входит в синхронный режим работы только при значениях начальной частотной расстройки  $|\Delta\omega_{нач}| \leq K_{ФАПЧ}$ . При значениях начальных частотных расстроек  $|\Delta\omega_{нач}| > K_{ФАПЧ}$  точки равновесия на фазовом портрете отсутствуют и система ФАПЧ 1-го порядка будет находиться в режиме непрерывных биений – см. рис.2.

Система ФАПЧ 2-го порядка за счет наличия интегратора в петле регулирования способна осуществить синхронизацию и при  $|\Delta\omega_{нач}| > K_{ФАПЧ}$ . Теоретически система обладает бесконечной полосою захвата, но при этом характеризуется крайне низким быстродействием. Это обусловлено длительным периодическим характером

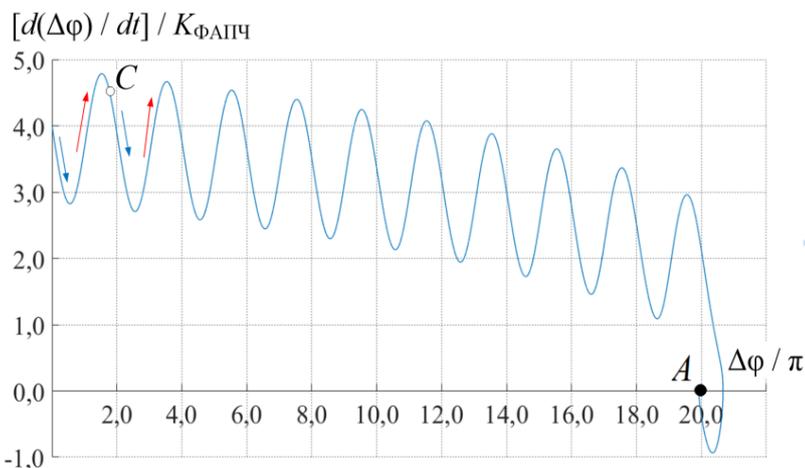


Рис. 3 Фазовый портрет ФАПЧ 2-го порядка

переходного процесса («биениями»). При этом на каждом периоде биений с разностной частотой в состоянии системы попеременно следуют интервалы снижения и увеличения значений текущей частотной расстройки  $[d(\Delta\phi) / dt]$ . На фазовом портрете системы (рис.3) красными стрелками маркированы интервалы, на которых происходит «откат» изображающей точки в направлении противоположном от положения оси разности фаз, на которой находятся точки устойчивого равновесия системы.

На рис. 4 фазовый портрет системы ФАПЧ 2-го порядка представлен в увеличенном масштабе. Укажем на основные причины низкого быстродействия в процессе синхронизации системы: 1) наличие участков траектории с нерациональным (выделены красным цветом) направлением движения изображающей точки  $C$ ;

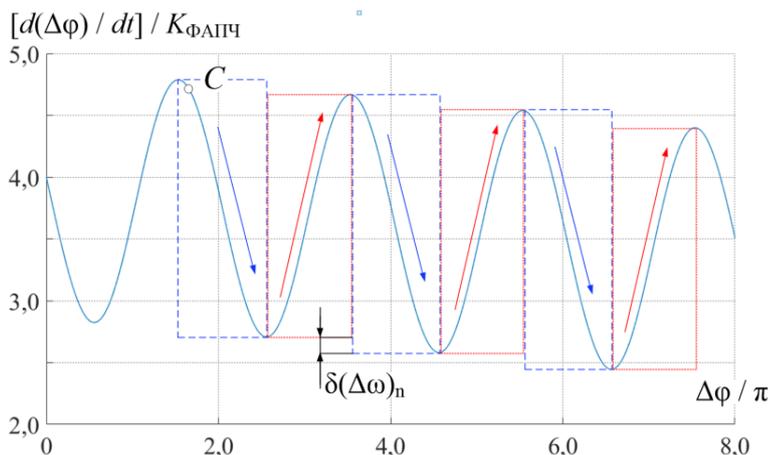


Рис. 4 Фазовый портрет ФАПЧ 2-го порядка

2) многократное повторное прохождение значений текущей частоты по оси ординат на участках с корректным направлением движения (выделены синим цветом); 3) малая величина  $\delta(\Delta\omega)_н$  на которую снижается частотная расстройка  $\Delta\omega$  на каждом периоде биений с текущей разностной

частотой.

Далее изложим предложенную в работе методику структурной оптимизации фазового портрета, выполненную на примере системы ФАПЧ 1-го порядка. Первым очевидным шагом (этап 1) реконструирования фазового портрета является изменение направления движения изображающей точки на выделенных красным цветом участках фазовых портретов традиционных структур. Это можно осуществить путем инверсии полярности функции на участках фазового портрета принадлежащих интервалам значений  $\Delta\varphi = (\pi/2 \pm 2\pi k; 3\pi/2 \pm 2\pi k)$ , где  $k$  – целое число (см. рис. 5). В результате такого преобразования исчезают точки неустойчивого равновесия  $B$  и появляются дополнительные точки устойчивого равновесия  $A^*$ . При этом периодичность расположения точек устойчивого равновесия на фазовом портрете системы становится равной  $\pi$  радиан.

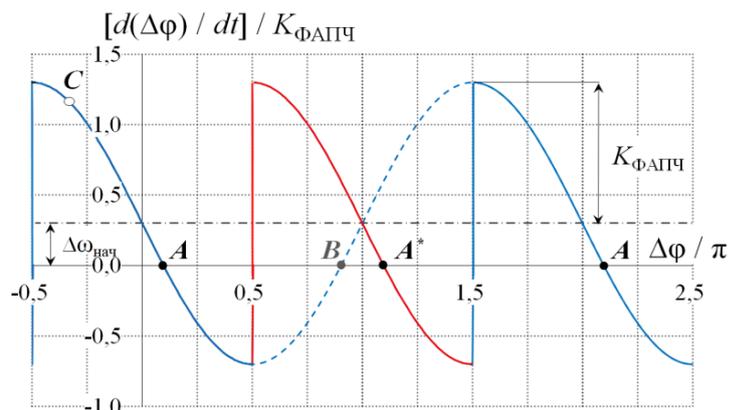


Рис. 5 Реконструирование фазового портрета (этап 1)

Такую выборочную инверсию функции фазового портрета можно осуществить, например, с привлечением оценки знака косинуса разности фаз  $\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}$ . Дифференциальное уравнение системы ФАПЧ после такой реконструкции фазового портрета примет вид:

$$d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi). \quad (2)$$

Второй этап реконструирования фазового портрета заключается в исключении прохождения изображающей точкой  $C$  по многократно повторяющимся областям фазового пространства, где происходит повторение значений текущей частотной расстройки (значений отложенных по оси ординат фазового портрета). Для устранения этой периодичности на фазовом портрете (рис.5) целесообразно было бы расположение каждого последующего участка фазового портрета в точке стыка с предыдущим участком со смещением по оси ординат в сторону сближения с осью  $\Delta\varphi$ . Определив начальное и конечное положение точек стыковок сосед-

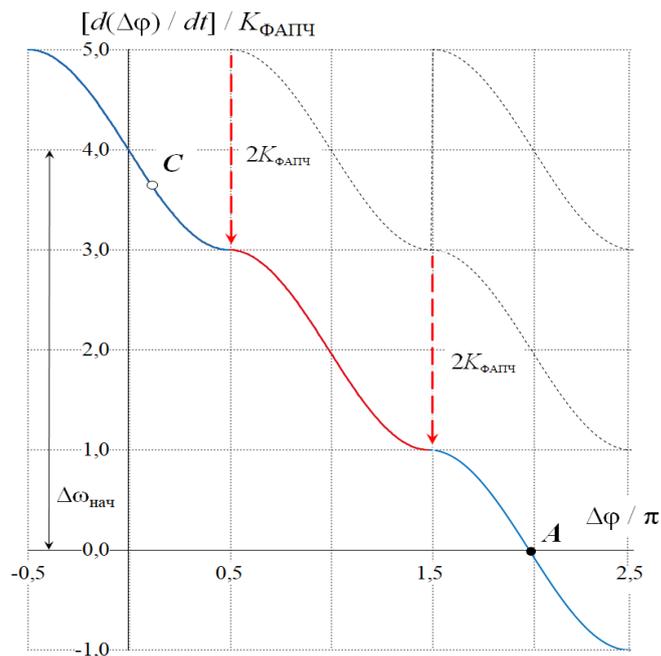


Рис. 6 Реконструирование фазового портрета (этап 2)

них повторяющихся участков фазового портрета, можно найти оптимальное регулирование для перемещения между этими точками, оптимизируя этот процесс в соответствии с принципом максимума Понтрягина. Критерием оптимальности в этом случае является минимизация времени переключения между указанными состояниями системы.

Обозначенные состояния при одинаковом значении абсциссы (разности фаз) отличаются значениями по оси ординат (разности частот) на величину равную  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ . Соответственно отвечающее поставленной задаче регулирование должно обеспечивать сдвиг каждой последующей области портрета по оси ординат на величину  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ , в сторону сближения с осью абсцисс в моменты перехода между соседними повторяющимися участками фазового портрета. Реконструированный фазовый портрет системы с подобным регулированием представлен на рис.6, на котором вертикальными пунктирными линиями со стрелками показано смещение рабочих областей фазового портрета.

В результате введенного в ходе реконструирования управления фазовые траектории «линеаризуются», т.е. исчезает их периодичность (возврат изображающей точки  $C$  к уже пройденным значениям по оси ординат), что было характерно для системы ФАПЧ 2-го порядка. Также подчеркнем, что введенное на стыках участков фазового портрета регулирование обеспечивает оптимизацию структуры по быстродействию в соответствии с принципом максимума Понтрягина.

Предложенные выше преобразования траекторий фазового портрета можно описать следующими математическими выражениями. Очевидно, что множитель  $\text{sgn}\{d(\Delta\varphi) / dt\}$  позволяет определять полярность текущего частотного рассогласования в системе. В зависимости от этой полярности происходит алгебраическое суммирование функции преобразованного на первом этапе фазового портрета и ступенчатой функции  $2K_{\text{ФАПЧ}} \sum \{ \int \delta [\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)] dt \}$ , где  $2K_{\text{ФАПЧ}}$  – единичный дискрет шага по оси ординат, а  $\sum \{ \int \delta [\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)] dt \}$  представляет собой сумму интегралов от дельта функций, которые определяют временные положение границ соседних повторяющихся участков фазового портрета (рис.5).

Окончательный вид дифференциального уравнения оптимизированной по быстродействию системы синхронизации выглядит следующим образом

$$d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi) / dt\}2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \int [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt, \quad (3)$$

где  $\Delta\varphi_i = \pm i\pi$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots$ . Полученное дифференциальное уравнение (3) полностью соответствует описанным выше преобразованиям траекторий фазового портрета, которые проведены в соответствии с предложенной в работе методикой структурной оптимизации.

На рис. 7 показана структурная инженерная реализация оптимизированных алгоритмов



ляемой по фронтам выходного сигнала ПУ<sub>1</sub> (рис.8(b) –  $U_{ПУ1}(t)$ ) происходит формирование импульса на выходе ФИ (рис.8(c) –  $U_{ФИ}(t)$ ), который с некоторой задержкой (через ЛЗ) поступает на счетный вход РС. Далее происходит изменение содержимого реверсивного счетчика (рис.8(d) –  $N_{РС}(t)$ ) на единичный шаг вверх/вниз в зависимости от знака текущего частотного рассогласования колебаний ПГ и ЭГ, оценку которого дает логическая схема «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ». Соответственно ступенчато изменяется напряжение на выходе цифровой ветви управления частотой ПГ (выходного сигнала ЦАП  $U_{ЦАП}(t)$  – рис.9(c)) на уровень  $\Delta U_{ЦАП}$ , которое соответствует полному размаху амплитуды сигнала  $2A_0$  по аналоговой ветви управления (сигнал на выходе КП рис.9(b) –  $U_{КП}(t)$ ).

Благодаря этому, в ходе последующего суммирования напряжений  $U_{ЦАП}(t)$  и  $U_{КП}(t)$ , обеспечивается «сшивание» сигналов по цифровой и аналоговой ветвям управления в единый линейризованный сигнал регулирования частоты ПГ ( $U_{рег}(t)$  на рис.9(d)). Минимальный дискретный шаг напряжения ЦАП  $\Delta U_{ЦАП}$  равен размаху амплитуды  $2A_0$  сигнала  $U_{КП}(t)$  и, следовательно, соответствует удвоенному петлевому коэффициенту передачи аналоговой ветви управления  $2K_{ФАПЧ}$ . Таким образом, в процессе начальной синхронизации система ГЛСС *дважды на периоде биений разностной частоты осуществляет оценку полярности частотного рассогласования*, каждый раз осуществляя снижение текущей частотной расстройки ПГ относительно частоты входного сигнала на величину  $2K_{ФАПЧ}$ .

Для сравнительной демонстрации различия скорости переходных процессов синхронизации в ГЛСС и в системе ФАПЧ 2-го порядка на рис.10 показаны их фазовые портреты, полученные в Simulink при одинаковых начальных частотных расстройках  $\Delta\omega_{нач}$ . В выбранном диапазоне расстроек (до  $5K_{ФАПЧ}$ ) ГЛСС осуществляет синхронизацию в пределах  $2\pi$  радиан (в пределах одного периода биений разностной частоты). В тоже время для системы ФАПЧ число периодов биений до установки синхронизма значительно больше.

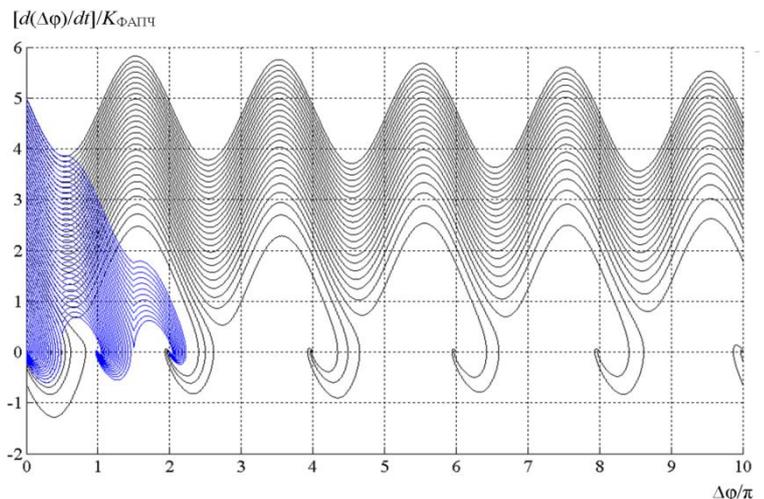


Рис. 10 Фазовые портреты ФАПЧ 2-го порядка и ГЛСС

В **третьей главе** представлены полученные в ходе дальнейшего развития методов структурного синтеза синхронные структуры модуляторов и демодуляторов BPSK, QPSK сигналов, а также синтезатора частоты, выполненные на основе ГЛСС. Формирование манипулированных по фазе сигналов осуществляется путем трансформации положений точек устойчивого равновесия на фазовом портрете системы ГЛСС. В соответствии с аналитической записью формиру-

емого манипулированного сигнала конкретизируется необходимые число и порядок расположения точек устойчивого равновесия на фазовом портрете синхронной системы. Далее определяется оптимальное по быстродействию управление, обеспечивающее формирование и высокоскоростную перестройку синхронной системы между заданными точками устойчивого равновесия на фазовом портрете.

Полученная по этой методике структура формирователя BPSK-GLSS представлена на рисунке 11. Фазовый портрет ГЛСС имеет период расположения точек устойчивого равновесия  $\pi$  радиан. Реализация алгоритма бинарной фазовой манипуляции (BPSK) выходного колебания ПГ осуществляется путем принудительной скоростной перестройки системы между соседними точками устойчивого равновесия.

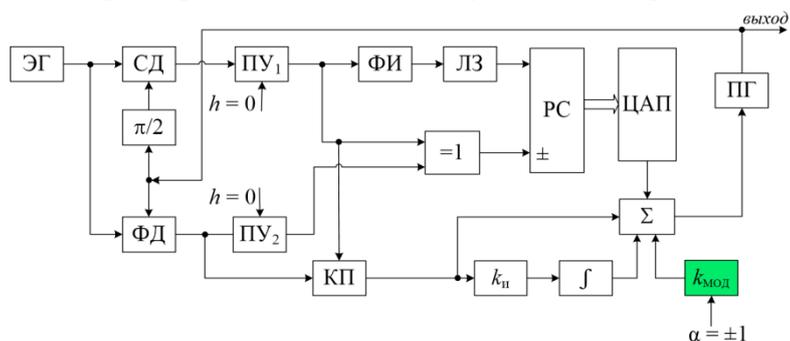


Рис. 11 Синхронный модулятор BPSK

Управляемая перестройка системы осуществляется путем подачи на дополнительный четвертый вход сумматора подставки напряжения равной по величине амплитуде сигнала  $A_0$  аналоговой ветви управления и манипулируемой по полярности информационным сигналов  $\alpha$ . При смене знака подставки, разница уровня сигнала на выходе сумматора меняется на  $\pm 2A_0$ , из-за чего мгновенно сдвигается частота ПГ на величину  $\pm 2K_{\text{ФАПЧ}}$ . Ответная реакция системы компенсирует созданную расстройку посредством цифровой ветви, при этом система оказывается в соседней точке равновесия. Описанные процессы перехода между точками равновесия  $A, A^*$  в режиме манипуляции фазы отражены на фазовом портрете модулятора BPSK-GLSS на рис.12.

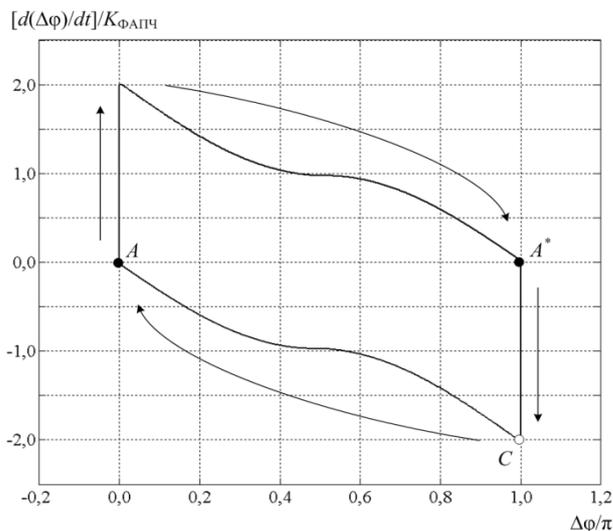


Рис. 12 Фазовый портрет модулятора BPSK

Для синтеза QPSK сигнала необходимо чтобы фаза ПГ относительно фазы ЭГ фиксировалась в четырех возможных состояниях с шагом  $\pi / 2$  радиан. Это соответствует наличию в фазовом портрете системы четырех точек устойчивого равновесия, расположенных также с интервалом  $\pi / 2$  радиан по оси разности фаз  $\Delta\phi$ .

Такая конфигурация фазового портрета системы достигается следующим образом: точки равновесия исходного фазового портрета ГЛСС сдвигаются по оси разности фаз, путем создания постоянного фазового рассогласования между колебаниями ЭГ и ПГ. Для этого в аналого-



мационных символов  $\alpha, \beta$  используются оценки принятых символов  $\alpha^*, \beta^*$ , получаемые с выходов пороговых устройств: ПУ<sub>1</sub> для BPSK и ПУ<sub>1</sub>, ПУ<sub>2</sub> для QPSK. Такой подход к их построению реализует ремодуляционный принцип формирования опорных колебаний демодулятора в условиях воздействия на его вход манипулированных по фазе сигналов.

Структура синтезатора частоты на основе ГЛСС представлена на рис.15. В ее состав входит дополнительно блок делителя частоты  $f_{ПГ}/m$  который в общем случае может иметь как целое, так и дробное значение коэффициента  $m$ . В опорном тракте эталонного генератора, формирующего высо-

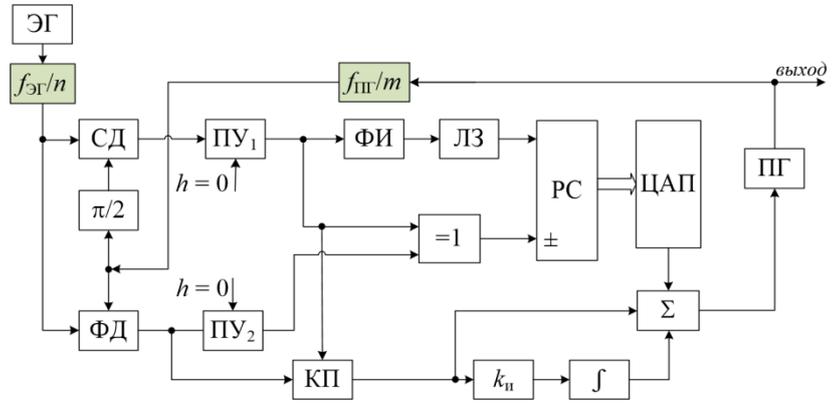


Рис. 15 Синтезатор частоты

костабильное опорное колебание, также располагается делитель частоты с коэффициентом деления  $n$ , в общем случае принимающий целые и дробные значения.

В четвертой главе представлены основные соотношения для расчета параметров разработанных структур GLSS, позволяющие осуществлять проектирование синхронных устройств на основе GLSS. Получено следующее аналитическое соотношение для оценки времени синхронизации по цифровой ветви управления GLSS в зависимости величины начальной частотной расстройки  $T_{\omega}(\Delta\gamma_{нач})$ :

$$T_{\omega} = \frac{\pi}{2K_{ФАПЧ}} \left( \ln \left( \left[ \frac{\Delta\omega_{нач}}{2K_{ФАПЧ}} \right] \right) + 0,5772 \right). \quad (4)$$

Выражение (4) получено при следующих ограничениях: отсутствуют шумы (сигналы и устройства идеализированы); характеристики генераторов линейны; не учитывается вклад аналоговой ветви в процесс синхронизации. Соотношение (4) отражает логарифмический характер зависимости  $T_{\omega} \sim \log_e(\Delta\gamma_{нач})$ . По данному показателю система относится к классу наиболее быстродействующих методов аддитивного захвата частоты, а именно - применение совместно с ФАПЧ дополнительного частотного дискриминатора. Отличие в том, что GLSS не осуществляет оценку частоты или частотной разности как в случае классических структур частотных дискриминаторов. Цифровая ветвь управления осуществляет оценку полярности частотного рассогласования дважды на периоде биений (сигналов с разностной частотой на выходе ФД и СД).

Таким образом, можно представить, что процесс синхронизации в GLSS по цифровой ветви состоит из конечной суммы интервалов времени, соответствующих полупериодам разностной частоты, снижающейся на каждом последующем полупериоде на фиксированное зна-

чение –  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ . Последовательность значений указанных временных интервалов соответствует гармоническому ряду, сумма которого определяется по формуле Эйлера, и на основе которой получено выражение (4). Точность оценки по данному соотношению зависит от величины относительной расстройки  $\gamma_{\text{нач}}$  и с ростом ее значения  $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$  улучшается (остаточная погрешность не превышает 10%).

Время синхронизации по фазе зависит от петлевого усиления системы и определяется так же, как и для традиционной структуры системы ФАПЧ:

$$T_{\phi} = 1,3 / K_{\text{ФАПЧ}}. \quad (5)$$

Суммарное время  $T_{\text{син}} = T_{\omega} + T_{\phi}$  является оценкой времени полной синхронизации GLSS.

В пятой главе представлены результаты экспериментальных исследований методами имитационного моделирования в Simulink характеристик разработанных устройств на основе ГЛСС в сравнении с существующими аналогами на основе традиционных структур.

В разделе 5.1 представлены результаты сравнительного анализа динамических характеристик глобально линеаризованной системы синхронизации (GLSS), традиционной системы ФАПЧ 2-го идеального порядка (обозначена как LPLL, англ. Linear Phase Lock Loop,) и системы ФАПЧ с импульсным частотно-фазовым детектором и схемой накачки заряда (англ. Charge Pump Phase Lock Loop, CPPLL). Корректность сравнения обеспечена выравниванием значений основных показателей систем – коэффициента петлевого усиления и эквивалентной шумовой полосы:  $K_{\text{ФАПЧ}} = 26,664 \cdot 10^6$  рад/с;  $\Delta F_{\text{ш}} = 10 \cdot 10^6$  Гц.

Полученные в ходе симуляции зависимости времени синхронизации от начальной частотной расстройки для сравниваемых структур представлены на рис. 16. Для системы LPLL время частотной синхронизации  $T_{\text{син}} \cdot \Delta F_{\text{ш}}$  пропорционально квадрату значения относительной начальной частотной расстройки:  $T_{\omega} \sim \Delta \gamma_{\text{нач}}^2$ . Усреднённая зависимость времени синхронизации от частотной расстройки для CPPLL носит характер прямой пропорциональности:  $T_{\omega} \sim \Delta \gamma_{\text{нач}}$ . Для GLSS время частотной синхронизации пропорционально логарифму начальной частотной расстройки:  $T_{\omega} \sim \log_e(\Delta \gamma_{\text{нач}})$ .

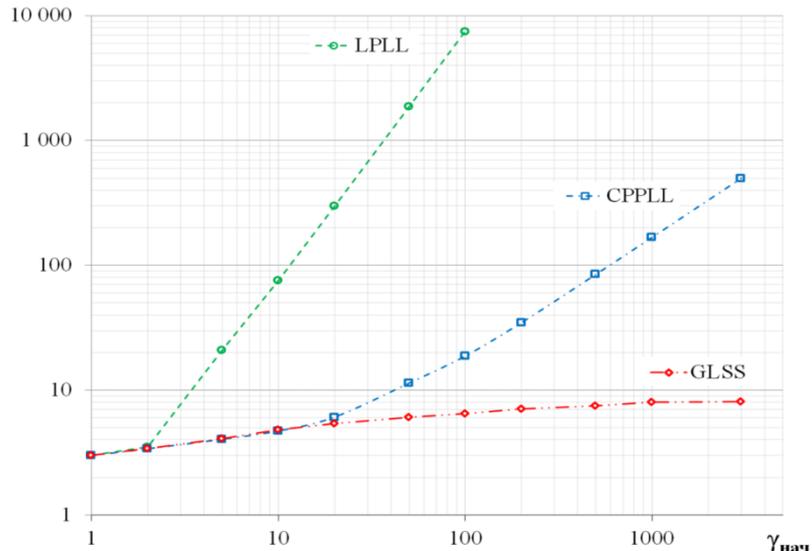


Рис. 16 Динамические характеристики систем синхронизации

Быстродействие системы CPPLL сравнимо с быстродействием системы GLSS на интер-

вале частотных расстроек до  $\gamma_{\text{нач}} = 20$ . Далее, с ростом частотной расстройки CPPLL все больше начинает уступать системе GLSS в быстродействии. При  $\gamma_{\text{нач}} = 200$  проигрыш CPPLL во времени составляет примерно  $T_{\text{син}} \text{CPPLL} / T_{\text{син}} \text{GLSS} \approx 5$  раз, а при  $\gamma_{\text{нач}} = 3000$  уже 62 раза.

В разделе 5.2 приводятся результаты сравнительного исследования демодулятора BPSK сигнала на основе GLSS и демодулятора BPSK на основе традиционной структуры ФАПЧ (LPLL) в двух-петлевом исполнении, предложенном в 1956 году Дж. Костасом. Структура исследований построена на примере инженерной разработки демодулятора для низкоорбитальной спутниковой скоростной цифровой системы связи. Принятая битовая скорость передачи данных  $R_b = 1 \text{ Мбит/с}$ , начальная неопределённость частоты  $\Delta f_{\text{нач max}} = 136 \text{ кГц}$ , допустимое время начальной синхронизации  $T_{\text{син}} = 96 \text{ мкс}$ , эквивалентная шумовая полоса  $\Delta F_{\text{ш}} = 63 \cdot 10^3 \text{ Гц}$ .

На рисунках 17, 18 представлены эпюры сигналов демодуляторов BPSK сигнала на основе LPLL и на основе GLSS снятых при смещении несущей частоты принимаемого сигнала 136 кГц при отсутствии шумов в канале связи. Значения по оси ординат представляют собой нормированный сигнал регулировки частоты ПГ:  $S_{\text{рег}}(t) = U_{\text{ПГ}}(t) \cdot K_{\text{ФАПЧ}} / 2\pi$ .

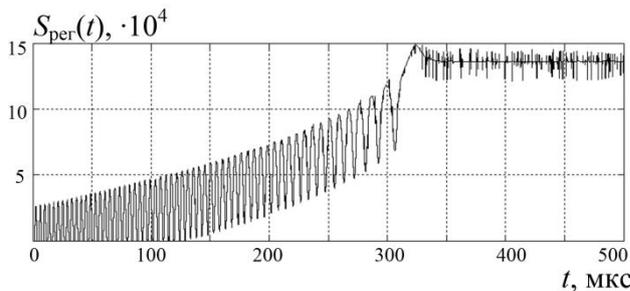


Рис. 17 Синхронизация демодулятора Костаса

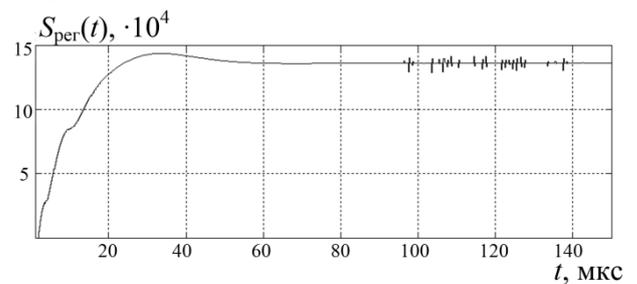


Рис. 18 Синхронизация демодулятора ГЛСС

Экспериментальная оценка разницы по времени синхронизации по частоте при начальной расстройке частоты  $\Delta f_{\text{нач}} = 136 \cdot 10^3 \text{ Гц}$  (относительная расстройка  $\gamma_{\text{нач}} = 5$ ) показывает практически 30-ти кратный выигрыш демодулятора BPSK-GLSS как для случая отсутствия шумов ( $T_{\text{син}} \text{LPLL} = 316 \text{ мкс}$ ,  $T_{\text{син}} \text{GLSS} = 10,2 \text{ мкс}$ ), так и при наличии в канале связи аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) и битовом отношении сигнал/шум  $E_b / N_0 = 8 \text{ дБ}$  ( $T_{\text{син}} \text{LPLL} = 1,02 \text{ мс}$ ,  $T_{\text{син}} \text{GLSS} = 29 \text{ мкс}$ ). При этом для обеих структур примерно в 3 раза возрастает время синхронизации по отношению к случаю работы без шумов.

Максимальная величина частотной расстройки, которую система синхронизации может компенсировать за регламентированное время  $T_{\text{син}} = 48,5 \text{ мкс}$  для структуры GLSS на два порядка больше:  $\Delta f_{\text{GLSS}} / T_{\text{син}} = 5,355 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ ;  $\Delta f_{\text{LPLL}} / T_{\text{син}} = 53,839 \cdot 10^3 \text{ Гц}$ .

При этом энергетический проигрыш по отношению к потенциальной помехоустойчивости демодуляции BPSK сигнала аналогичен для обеих структур и составляет  $0,35 \div 0,54 \text{ дБ}$ .

В разделе 5.3 приводятся результаты сравнительного исследования структур синтезаторов частоты на основе ГЛСС и на основе системы ФАПЧ с ЧФД и схемой накачки заряда

(CPPLL). Исследование проведено на примере разработки модели СВЧ синтезатора косвенного метода синтеза с рабочим диапазоном выходных частот ПГ  $f_{ПГ} = 3,2 \div 6,4$  ГГц, при частоте эталонного генератора  $f_{ЭГ} = 100$  МГц, частоте сравнения детекторов  $f_{Д} = 100$  МГц (без делителя в опорном тракте). Для каждой структуры было рассчитано по четыре набора значений петлевых параметров, соответствующих значениям эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{Ш}$  равной 4,908 МГц, 980 кГц, 490 кГц и 196 кГц. Оценка динамических характеристик проводилась в режиме целочисленного деления при дискретных шагах частоты ПГ размером от 100 МГц до 3,2 ГГц (октава).

На рис. 19 показана перестройка частоты ПГ с 4,8 ГГц до 6,4 ГГц для случая

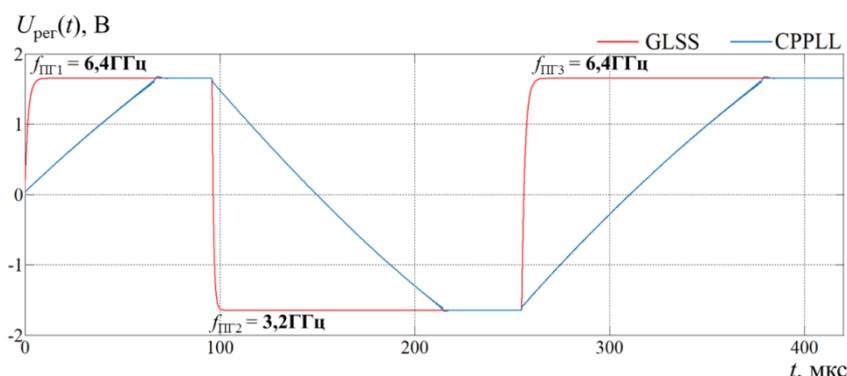


Рис. 19 Переходные процессы синтезаторов частоты

$\Delta F_{Ш} = 490$  кГц, а также октавные перестройки  $6,4$  ГГц  $\rightarrow$   $3,2$  ГГц и  $3,2$  ГГц  $\rightarrow$   $6,4$  ГГц. Видно, что с увеличением частотного шага происходит возрастание проигрыша CPPLL структуры относительно структуры GLSS. При октавной пере-

стройке выигрыш в быстродействии GLSS достигает 8,8 раз:  $T_{син} CPPLL = 124$  мкс;  $T_{син} GLSS = 14$  мкс.

Экспериментальные данные по времени перестройки исследуемых структур были нормированы с использованием скорректированных значений петлевых параметров, в которых учитывалось отклонение реальных значений характеристик (шумовой полосы, петлевого усиления) систем в различных точках диапазона частот. Результирующие значения представлены на рис.20. Полученные экспериментальные значения обозначены маркерами. Там же построены аппроксимационные кривые, показывающие характер зависимости времени синхронизации от частотной расстройки для структур: – логарифмическая для GLSS и линейная для CPPLL.

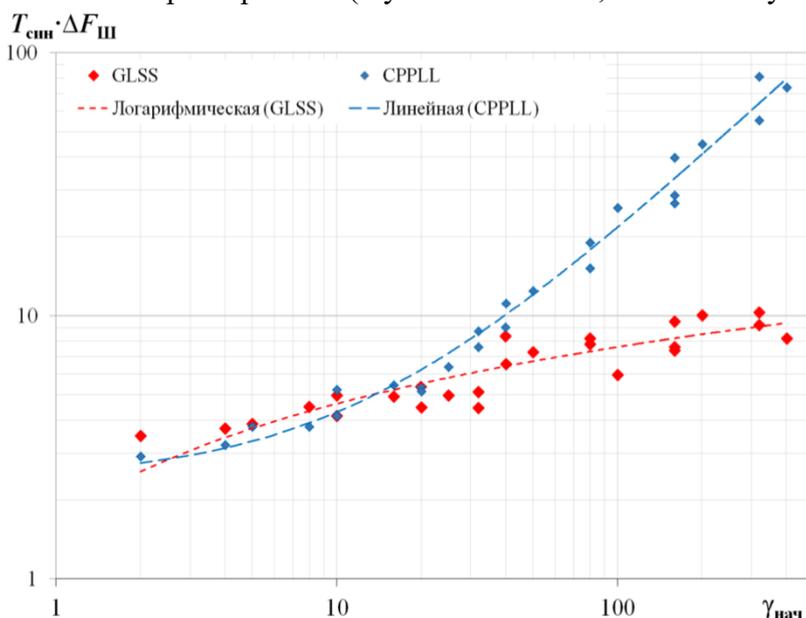


Рис. 20 Динамические характеристики синтезаторов частоты

Полученные результаты сравнения быстродействия структур синтезаторов численно со-

гласуются с результатами эксперимента для структур без делителей частоты. При значении эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{III} \approx 200$  кГц и относительной начальной расстройке на входе детектора  $\gamma_d = 200,8$  (перестройка на четверть октавы  $\Delta f_{III} = 800$  МГц) время синхронизации синтезатора GLSS равно  $T_{\text{син GLSS}} = 52$  мкс, в то время как синтезатор CPPLL имеет время  $T_{\text{син CPPLL}} = 232$  мкс. Выигрыш во времени составляет 4,5 раза. При  $\gamma_d = 402$ , что соответствует шагу по частоте в половину октавы  $\Delta f_{III} = 1600$  МГц проигрыш CPPLL синтезатора составляет 9 раз.

Таким образом, превосходство структуры GLSS подтверждается и в случае наличия делителя в петле обратной связи. Время синхронизации структур GLSS и, в частности синтезатора GLSS, с ростом шага перестройки по частоте (начальной частотной расстройке) практически не меняется (стабилизировано), что обусловлено логарифмическим характером зависимости времени синхронизации от начальной частотной расстройке.

В разделе 5.4 приводятся результаты синтеза частоты и формирования BPSK, QPSK сигналов непосредственно в СВЧ диапазоне на основе структурных алгоритмов GLSS, полученные в ходе имитационного моделирования в среде MATLAB/Simulink.

В частности, приведены исследования спектрально-шумовых характеристик СВЧ синтезатора GLSS диапазона частот  $3,2 \div 6,4$  ГГц при использовании в качестве эталонного генератора прямого цифрового синтеза (англ. DDS, Direct Digital Synthesizer) с заданием моделей собственных частотно-фазовых шумов DDS и СВЧ автогенератора (ПГ). Были проведены оценки влияния значения коэффициента петлевого усиления системы (эквивалентной шумовой полосы) GLSS на характеристики фазовых шумов СВЧ автогенератора.

Шумовые модели синтезатора частот учитывают собственные частотно-фазовые флуктуации СВЧ подстраиваемого генератора и вносимый в выходное колебание фазовый шум DDS. На рис.21 видны заданные собственные шумы в спектре сигнала СВЧ ПГ. На рисунках 22, 23 показаны спектры сигнала СВЧ ПГ в составе синтезатора GLSS

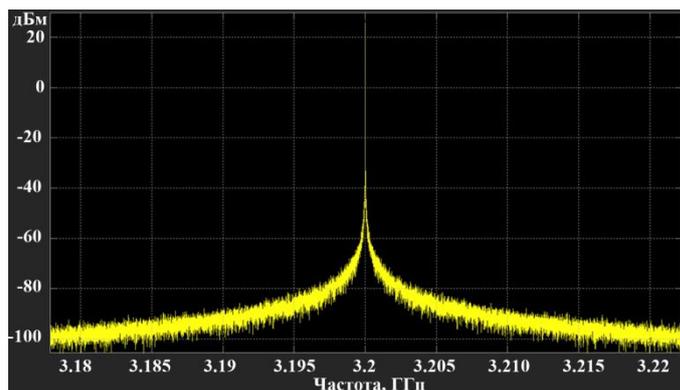


Рис. 21 Спектр сигнала ПГ (петля разомкнута)

(петля обратной связи замкнута) при задании величины эквивалентной шумовой полосы системы  $\Delta F_{III}$  равной 3,7 МГц и 22МГц соответственно. Наблюдается существенное подавление собственных фазовых шумов колебания ПГ в ближней к номинальной частоте колебания ПГ зоне. В рассмотренном случае увеличение коэффициента петлевого усиления синтезатора GLSS приводит к улучшению спектральных характеристик выходного сигнала в более широкой полосе прилегающих частот:  $\Delta f_1 = f_{III} \pm 1$  МГц на рис.22,  $\Delta f_2 = f_{III} \pm 7$  МГц на рис.23.

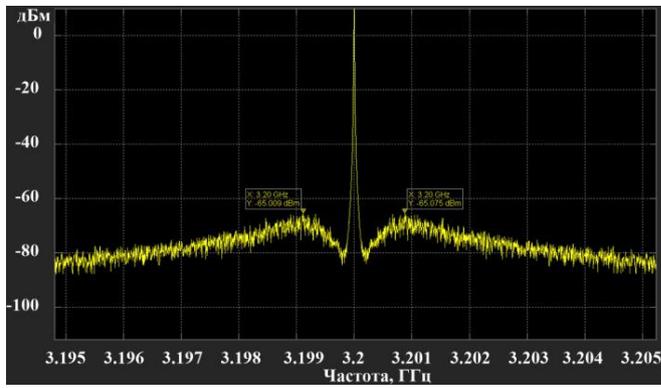


Рис. 22 Спектр сигнала ПГ при  $\Delta F_{III} = 3,7$  МГц

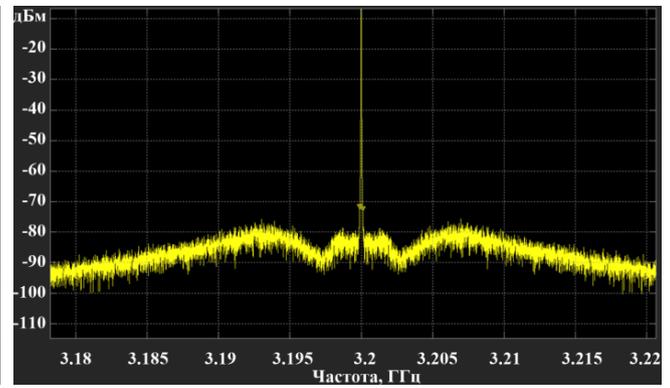


Рис. 23 Спектр сигнала ПГ при  $\Delta F_{III} = 22$  МГц

На рисунках 24, 25 соответственно представлены спектры сигнала, сформированного синхронным модулятором BPSK-GLSS при несущих частотах 3,2 и 6,4 ГГц. Полученные в ходе имитационного моделирования результаты подтверждают возможность применения разработанных синхронных устройств для формирования дискретных сигналов ЦСПИ непосредственно на рабочей частоте СВЧ диапазона со скоростями до 300 Мбит/с и с несущими частотами до 6,4 ГГц.

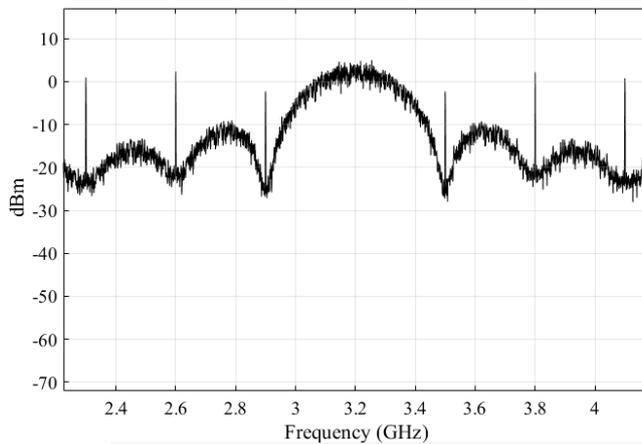


Рис. 24 Спектр сигнала модулятора BPSK

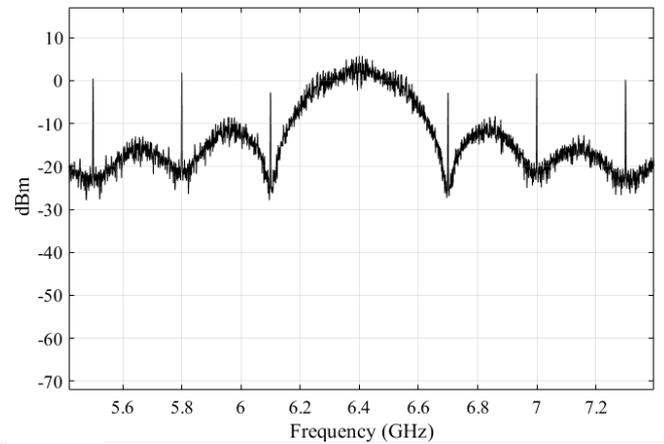


Рис. 25 Спектр сигнала модулятора BPSK

Отметим, что приведенные по результатам моделирования параметры не имеют принципиальных ограничений и при последующей инженерной реализации будут определяться в основном скоростными характеристиками доступной элементной базы.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленная диссертационная работа посвящена разработке и исследованию высокоскоростных структур синхронных устройств формирования и приема сигналов ЦСПИ, выполненных на основе систем фазовой автоподстройки частоты. Основные достигнутые результаты заключаются в следующем:

1. Предложена методика структурной оптимизации фазового портрета системы ФАПЧ, на основе которой разработаны оптимизированные по быстродействию алгоритмы и соответствующая им структура глобально линеаризованной системы синхронизации ГЛСС (англ. Globally Linearized Synchronization System, GLSS). Система GLSS построена на основе традици-

онной системы ФАПЧ 2-го порядка и обладает дополнительной цифровой ветвью управления частотой подстраиваемого генератора, алгоритмы и структура которой получены с привлечением критерия принципа максимума Понтрягина. Благодаря такому подходу система GLSS оптимизирована по быстродействию начальной синхронизации при значительных частотных расстройках ( $\Delta\omega_{\text{нач}} \gg K_{\text{ФАПЧ}}$ ).

2. Значительное превосходство динамики разработанной структуры GLSS по сравнению с традиционными аналогами подтверждено в ходе имитационного моделирования. Полученные экспериментальные данные показывают, что GLSS имеет аналогичное системе ФАПЧ с импульсным ЧФД и накачкой заряда (CPPLL) быстродействие на интервале частотных расстроек до значений  $\gamma_{\text{нач}} = \Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}} = 20$ , после чего возникает и нарастает выигрыш по времени синхронизации по сравнению со структурой CPPLL. При  $\gamma_{\text{нач}} = 200$  выигрыш во времени синхронизации составляет  $T_{\text{син}} \text{CPPLL} / T_{\text{син}} \text{GLSS} \approx 5$  раз, а при  $\gamma_{\text{нач}} = 3000$  уже  $T_{\text{син}} \text{CPPLL} / T_{\text{син}} \text{GLSS} \approx 62$  раза.

3. На основе GLSS созданы высокоскоростные структуры синхронных модуляторов и демодуляторов сигналов BPSK, QPSK и синтезатора частоты косвенного метода синтеза. Структуры модуляторов сигналов BPSK и QPSK получены за счет трансформации положений точек устойчивого равновесия в фазовом пространстве базовой структуры GLSS и создания высокоскоростных траекторий переключения между ними. Структуры демодуляторов были получены с использованием принципа ремодуляции, позволяющего устранить влияние информационной манипуляции фазы входного сигнала демодулятора на процесс формирования опорного колебания. Для разработанных синхронных структур проанализирована работа полученных алгоритмов и структур, как во временной области, так и на основе анализа траекторий фазового портрета.

4. Разработаны методики проектирования синтезированных структур, включающие в себя полученные в ходе работы и верифицированные в процессе экспериментальной симуляции аналитические выражения для оценки динамических характеристик проектируемых структур. Представлены рекомендации по инженерному проектированию структур и выбору их параметров. Приведены примеры инженерного расчета параметров для следующих структур: система синхронизации GLSS, демодулятор BPSK-GLSS и СВЧ синтезатор частоты GLSS.

5. В процессе имитационного моделирования показано, что демодулятор сигнала BPSK-GLSS превосходит традиционную структуру Костаса по скорости синхронизации примерно в 30 раз при относительной начальной расстройке частоты  $\gamma_{\text{нач}} = 5$ . Показано, что аналитическая оценка величины максимальной начальной частотной расстройки, которую за регламентированное системное время синхронизации  $T_{\text{син}} = 48,5$  мкс может устранить синхронный демодулятор BPSK-GLSS на два порядка больше чем для структуры LPLL. При этом энергетический

проигрыш в синхронном режиме работы (при демодуляции BPSK сигнала) по отношению к потенциальной помехоустойчивости составил одинаковое значение  $0,35 \div 0,54$  дБ для обеих структур.

6. По результатам моделирования СВЧ синтезаторов частот, выполненных на основе GLSS и на основе CPPLL (с диапазоном выходных частот ПГ  $f_{ПГ} = 3,2 \div 6,4$  при относительной начальной расстройке частоты на входе детекторов  $\gamma_d = 201$  ( $\Delta f_{ПГ} = 800$  МГц)), выигрыш синтезатора GLSS по времени синхронизации составляет 4,5 раза, а при  $\gamma_d = 402$  ( $\Delta f_{ПГ} = 1600$  МГц) - 9 раз. Моделирование проведено при выровненных номинальных значениях эквивалентной шумовой полосы систем (для приведенных значений величина составила  $\Delta F_{ш} \approx 200$  кГц).

7. Методами имитационного моделирования подтверждена возможность формирования синхронными модуляторами BPSK-GLSS и QPSK-GLSS манипулированных сигналов непосредственно на рабочих частотах СВЧ диапазона с номиналами 3,2 ГГц; 6,4 ГГц и скоростями передачи данных, превышающими 300 Мбит/с.

8. Разработанные в ходе диссертационных исследований структуры обладают существенной новизной и защищены патентами на изобретения РФ. Созданные алгоритмы, структуры, математические модели и результаты исследований были использованы при выполнении СЧ ОКР по промышленной разработке микросхемы высокоскоростного СВЧ синтезатора частоты. Полученные в процессе выполнения СЧ ОКР результаты математического моделирования подтвердили быстродействие разработанного СВЧ синтезатора на уровне  $5 \div 7$  мкс при октавной перестройке частоты между краями рабочего диапазона частот  $3,2 \div 6,4$  ГГц.

## СПИСОК РАБОТ ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

### Публикации в изданиях из перечня ВАК Минобрнауки РФ:

- [1] Мартиросов В.Е., Алексеев Г.А. Квазикогерентный демодулятор BPSK-сигнала на основе системы синхронизации GLSS // Электросвязь. –2016. – № 7. – С.58-62.
- [2] Мартиросов В.Е., Алексеев Г.А. Квазикогерентный модулятор сигнала QPSK // Труды МАИ. – 2015. – №80.
- [3] Мартиросов В.Е., Алексеев Г.А. Программная реализация квазикогерентного демодулятора сигнала манипуляции минимального сдвига // Вестник Московского авиационного института. – 2013. – Т.20. – № 5. – С.134-148.
- [4] Мартиросов В.Е., Алексеев Г.А. Программная реализация системы фазовой автоподстройки частоты // Труды МАИ. – 2013. – №71.
- [5] Мартиросов В.Е., Алексеев Г. А., Парамонов А. А. и др. Структурный синтез системы синхронизации с высокими динамическими характеристиками // Радиотехника и электроника. – 2019. – Т.64. – № 2. – С.1-5. doi:10.1134/S0033849419020153

### **Публикации, индексируемые в Scopus и Web of Science:**

- [6] Alekseev G.A., Martirosov V.E. Dynamic Characteristics of the BPSK-GLSS Demodulator // 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416110
- [7] Alekseev G.A., Martirosov V.E. QPSK Signal Generation Based on Globally Linearized Synchronization System // 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078592
- [8] Martirosov V. E., Alekseev G. A. Investigation of the QPSK-GLSS Demodulator using Phase Space Methods// 2021 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416093
- [9] Martirosov V. E., Alekseev G. A. Synchronous Methods of BPSK Signal Generation // 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, Moscow, Russia, 2020, pp. 1-4, doi: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078562.
- [10] Martirosov V. E., Alekseev G. A., Paramonov A. A., Savvateev Yu. I. Structural Synthesis of Synchronization Systems with High Dynamic Characteristics // Journal of Communications Technology and Electronics. Pleiades Publishing Ltd, v.64, no.2, February 2019, pp. 158-162. doi:10.1134/S1064226919020153

### **Прочие публикации:**

- [11] Алексеев Г.А., Мартиросов В.Е. Исследование динамических характеристик систем синхронизации. // Московская молодёжная научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике – 2015». 21–23 апреля 2015 года. Москва. Сборник тезисов докладов. – М.: МАИ. – 332 с. С. 97 – 98.
- [12] Алексеев Г.А., Мартиросов В.Е. Разработка программной модели квазикогерентного демодулятора MSK сигнала с учётом реальных условий приёма // Московская молодёжная научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике -2013». 16–18 апреля 2013 г. Москва. Тезисы докладов. – М.: ООО «Принт-салон». – 354 с. С. 200 – 201.
- [13] Мартиросов В.Е., Алексеев Г.А. Динамические характеристики современных высокоскоростных систем синхронизации // Международный форум «Микроэлектроника-2019» 5-я Международная научная конференция «Электронная компонентная база и микроэлектронные модули». Сборник тезисов докладов. Республика Крым, г. Алушта, 30 сентября – 5 октября 2019. – М.: Техносфера, 2019. – 592с. – С.281-285
- [14] Мартиросов В.Е., Алексеев Г.А. Квазикогерентные методы формирования сигналов BPSK // 13-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2014». 17–21 ноября 2014 года. Москва. Тезисы. – СПб.: Мастерская печати, 2014. – 712 с. С. 360 – 362.

- [15] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Синтезатор частот с высокой скоростью дискретной перестройки частоты. // 15-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2016». 17–21 ноября 2014 г. Москва. Тезисы. – СПб.: Мастерская печати, 2014. – 712 с. С. 360 – 362.
- [16] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. СВЧ синтезатор частот в микроэлектронном исполнении // Наноиндустрия. 2018 № S (82). Москва. АО "РИЦ "ТЕХНОСФЕРА" 2017. – 712 с. С. 456-458. doi: 10.22184/1993-8578.2018.82.456.458
- [17] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. СВЧ синтезатор частот косвенного метода синтеза // Наноиндустрия. 2020. Москва. АО "РИЦ "ТЕХНОСФЕРА" 2020. Т.13. № S5-2 (102). С.445-462. doi: 10.22184/1993-8578.2020.13.5s.455.462
- [18] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Динамические характеристики современных высокоскоростных систем синхронизации. // Наноиндустрия. 2020. Москва. АО "РИЦ "ТЕХНОСФЕРА" 2020. № S96-1. С. 277-285. doi: 10.22184/1993-8578.2020.13.3s.277.285
- [19] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Спектральные характеристики СВЧ синтезатора частоты косвенного метода синтеза // Наноиндустрия. 2020. Москва. АО "РИЦ "ТЕХНОСФЕРА" 2020. Т.13. № S4 (99). С.391-395. doi: 10.22184/1993-8578.2020.13.3s.277.285

#### **Патенты РФ на изобретения:**

- [20] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Глобально линеаризованная система синхронизации. Патент на изобретение № 2554535 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2015. №18.
- [21] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Квазикогерентный демодулятор сигналов бинарной фазовой манипуляции. Патент на изобретение № 2566813 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2015. №30.
- [22] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Квазикогерентный демодулятор сигналов квадратурной фазовой манипуляции. Патент на изобретение № 2582331 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2016. №12.
- [23] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Квазикогерентный модулятор сигналов бинарной фазовой манипуляции. Патент на изобретение № 2567002 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2015. №30.
- [24] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Квазикогерентный модулятор сигналов квадратурной фазовой манипуляции. Патент на изобретение № 2581646 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2016. №11.
- [25] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. Синтезатор частот. Патент на изобретение № 2595629 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2016. №24.