

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования  
«Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет)»

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

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:

профессор, доктор технических наук

Мартirosов Владимир Ервандович

Москва

2021

## Оглавление

<b>Введение .....</b>	<b>4</b>
<b>1 Системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) .....</b>	<b>15</b>
1.1 Синхронные методы формирования и приема сигналов .....	15
1.2 Синхронный режим работы системы ФАПЧ .....	21
1.3 Переходный режим работы системы ФАПЧ.....	23
1.4 Синтез оптимальной по быстродействию системы ФАПЧ .....	26
1.5 Методы аддитивного захвата частоты в системах ФАПЧ.....	30
1.5.1 Методы нелинейной обработки в алгоритмах управления систем ФАПЧ.....	33
1.5.2 Метод поиска частоты входного сигнала .....	35
1.5.3 Метод переменных параметров системы.....	38
1.5.4 Совместное применение фазового детектора и частотного дискриминатора.....	40
1.5.5 Использование частотно-фазового детектора и схемы накачки заряда .....	43
1.5.6 Программные методы захвата частоты входного сигнала.....	46
1.6 Выводы.....	47
<b>2 Структурный синтез глобально линеаризованной системы синхронизации .....</b>	<b>50</b>
2.1 Фазовые портреты традиционных систем ФАПЧ .....	50
2.2 Структурный синтез системы синхронизации оптимизированной по быстродействию переходного режима работы.....	57
2.3 Выводы.....	65
<b>3 Высокоскоростные синхронные структуры модемов дискретных сигналов.....</b>	<b>66</b>
3.1 Синхронные формирователи (модуляторы) дискретных сигналов .....	66
3.1.1 Синхронный модулятор BPSK сигнала .....	66
3.1.2 Синхронный модулятор QPSK сигнала .....	72
3.1.3 Выводы .....	80
3.2 Синхронные (квазикогерентные) демодуляторы дискретных сигналов .....	81
3.2.1 Синхронный демодулятор BPSK сигнала.....	81
3.2.2 Синхронный демодулятор QPSK сигнала .....	89
3.2.3 Выводы.....	99
3.3 Синтезатор частоты косвенного метода синтеза .....	99
<b>4 Разработка методики проектирования устройств ГЛСС.....</b>	<b>104</b>

4.1 Получение аналитического выражения для расчета времени частотной синхронизации системы ГЛСС.....	104
4.2 Основные соотношения для расчета параметров структур ГЛСС.....	107
<b>5 Экспериментальные исследования характеристик разработанных синхронных структур методами имитационного моделирования.....</b>	<b>109</b>
5.1 Сравнительное исследование ГЛСС и традиционных структур систем ФАПЧ .....	109
5.2 Исследование динамики и помехоустойчивости демодуляторов BPSK сигнала.....	121
5.3 Сравнительное исследование синтезаторов частоты .....	142
5.4 Применение структурных алгоритмов ГЛСС для синтеза частоты и сигналов в СВЧ диапазоне .....	156
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>167</b>
<b>Список сокращений и условных обозначений .....</b>	<b>171</b>
<b>Список обозначений.....</b>	<b>172</b>
<b>Греческие символы .....</b>	<b>173</b>
<b>Список литературы.....</b>	<b>174</b>
<b>Приложение А Свидетельства о государственной регистрации изобретений .....</b>	<b>186</b>
<b>Приложение Б Акт о внедрении результатов диссертационной работы .....</b>	<b>192</b>

## Введение

### 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 наращиванием объемов передаваемых данных. С учетом данной специфики можно обозначить ряд актуальных проблем возникающих на ключевых перспективных направлениях разработки теории и техники ЦСПИ.

- Увеличение плотности эксплуатации частотного диапазона приводит к необходимости оптимального использования спектральных ресурсов и ужесточению требований по электро-магнитной совместимости (ЭМС). Этим обуславливается необходимость разработки алгоритмов и структур устройств, обеспечивающих высокое качество (чистоту) спектра формируемого сигнала, а также спектрально-эффективных сложных видов модуляции.
- Усложнение требований к работе со спектральным ресурсом, приводит к использованию изменяемых параметров (номиналов частот, скоростей передачи информации, видов модуляции, схем кодирования), росту интеллектуализации алгоритмов функционирования ЦСПИ. В частности, возникает необходимость применения при проектировании систем связи концепций программно-определяемого радио (ПОР; англ. software-defined radio, SDR), когнитивного радио (КР; англ. cognitive radio, CR) с перспективой широкого внедрения алгоритмов искусственного интеллекта (ИИ; англ. artificial intelligence, AI).
- Происходит увеличение динамических показателей систем связи, а именно: повышение скоростей передачи данных (до 1 Гбит/с и выше), увеличение номиналов несущих частот (до  $1 \div 12$  ГГц и выше), расширение рабочих частотных диапазонов в которых функционирует ЦСПИ (октава и выше). Вследствие этого возникают жесткие, противоречивые требования к характеристикам элементной базы, реализуемым алгоритмам обработки и создаваемым устройствам связи. Противоречие, в частности, возникает при необходимости обеспечить работу ЦСПИ в широком диапазоне частот с одновременным увеличением скорости переключения устройств ЦСПИ между литерами диапазона частот (время перестройки несущей частоты), то есть снижением времени готовности приема/передачи на новой частоте.

те. Практическая реализация широкого диапазона перестройки при синтезе сигнала на нулевой/промежуточной частоте методами цифровой обработки сигналов (ЦОС) и переносе в микроволновый диапазон методом гетеродинирования наталкивается на проблему сверхвысокочастотной (СВЧ) фильтрации побочных компонентов преобразования частоты. В свою очередь, достижимые скорости передачи информации при формировании модулированного сигнала алгоритмами ЦОС ограничены предельными характеристиками программируемой элементной базы. Комплекс указанных проблем аргументирует актуальность создания спектрально-эффективных видов модуляции и перспективных методов формирования сигналов непосредственно на несущей частоте в СВЧ диапазоне за пределами предельных значений характеристик существующей программируемой элементной базы.

- Происходит ужесточение требований по энергоэффективности, массогабаритным характеристикам. В данном русле развитие электронной компонентной базы идет по направлениям миниатюризации, минимизации топологических норм, усложнения функционала устройств, в том числе путем создания систем на кристалле (СНК; англ. system-on-chip, SoC).

Перспективным решением, позволяющим потенциально реализовывать устройства радиосвязи, с возможностью формирования модулированных сигналов (в том числе сложных видов модуляции) с указанными номиналами скоростей и несущих частот, являются синхронные технологии формирования и приема сигналов на основе алгоритмов фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

В режиме синхронной работы (режиме слежения) структура системы ФАПЧ в определенной степени соответствует оптимальным алгоритмам нелинейной фильтрации угловых параметров входного сигнала, сопровождаемого аддитивным белым гауссовым шумом. Оптимальность получаемых в режиме слежения оценок угловых параметров сигнала системами ФАПЧ, была аргументирована результатами статистического синтеза в работах Стратоновича Р. Л. [59], Тихонова В. И., Кульмана Н. К. [62], [63], Ярлыкова М. С. [71], Van Trees Н. L. [11], Stiffler J. J. [58], Viterbi A. J. [12] и др. Позднее, в работах Мартиросова В. Е. [44, 46, 47], были получены результаты статистического синтеза оптимальных алгоритмов формирования (модуляции) и приема (демодуляции) для широкого перечня многопозиционных дискретных сигналов с фазовой и частотной манипуляцией [45]. Статистический синтез в этих работах проведен на основе развития математического аппарата теории нелинейной фильтрации для многокомпонентных и многопозиционных дискретно-непрерывных марковских процессов. Было показано, что инженерная реализа-

ция синтезированных оптимальных алгоритмов формирования и приема дискретных сигналов может быть выполнена на основе соответствующих структур систем ФАПЧ.

Эффективность алгоритмов ФАПЧ с точки зрения минимальных затрат аппаратных ресурсов и возможность реализации на СВЧ компонентах позволяют создавать устройства формирования и приема в микросхемном исполнении для микроволнового диапазона. В частности, широко применяемые в ЦСПИ микросхемы СВЧ синтезаторов частоты на основе систем ФАПЧ, могут иметь номиналы несущих частот до 20 ГГц и выше (например, для микросхемы ADF4371 в качестве верхней границы диапазона частот выходного сигнала заявлено значение равное 32 ГГц). Некоторые из них обеспечивают возможность формирования модулированных сигналов (например, сигналы с частотной манипуляцией ЧМн и линейной частотной модуляцией ЛЧМ).

Серьезной проблемой синхронных устройств на основе ФАПЧ остается недостаточное быстродействие существующих систем фазовой автоподстройки частоты в переходном режиме работы (режиме синхронизации), которое существенно ухудшается с увеличением начального частотного рассогласования.

### **Обзор научно-технической литературы по теме диссертации**

Одним из существенных ограничений в задачах статистического синтеза оптимальных алгоритмов оценок блуждающих частоты и фазы является задание номинального 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.

Вопросы оптимизации алгоритмов и структур систем ФАПЧ, с целью повышения динамики переходного режима работы, получили широкое обсуждение в научно-технической литературе. При этом рассматривались как теоретические аспекты решения проблемы методами синтеза оптимальной по быстродействию системы, так и предлагались различные эвристические методы структурной оптимизации.

#### *Оптимальное по быстродействию управление в петле ФАПЧ*

Теоретический подход к повышению динамических характеристик систем ФАПЧ при наличии ненулевой частотной расстройке заключается в рассмотрении ФАПЧ с использованием методов теории автоматического управления. Ставится задача синтеза корректирующих устройств в цепи регулирования системы ФАПЧ обеспечивающих оптимальное по быстродействию управление.

Основными методами, применяемыми при решении задач синтеза оптимального управления, являются принцип максимума Понтрягина, разработанный учеными Понтрягиным Л.С., Болтянским В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. [56] и метод динамического программирования, который разработал Bellman R. [75]. Известен также описанный Емельяновым С. В. [15] в рамках теории систем с переменной структурой (СПС) метод структурного синтеза на основе конструирования фазового пространства.

Вопросы синтеза оптимального управления рассматривались в работах таких ученых как: Фельдбаум А. А. [64], Лернер А. Я. [23], Новосельцев В. Н. [50], Петров Б. Н. [54], Павлов А. А. [51], Atans M., Falb P. L. [3], Van Trees H. L. [10]. Задачи синтеза оптимальных по быстродействию систем ФАПЧ исследовались в работах авторов Sanneman R. W., Gupta S. C. [120], De Couvreur G. A., Ludwig D. [83, 84], Lecours M. [103], Петрищев В. И. [52, 53], Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. [68, 69]. Отдельные вопросы оптимизации динамики работы систем ФАПЧ рассматривались авторами Капранов М. В. [19], Oberst J. F. [113], Shaft P. D., Dorf R. C. [121].

В соответствии с представленными в работах решениями задач, оптимальная по быстродействию система ФАПЧ должна иметь линейный фазовый детектор (ФД). В тоже время существующие решения задачи синтеза оптимальной по быстродействию системы ФАПЧ получены с учетом условий, что реальный фазовый детектор имеет периодический характер, а функция управления ограничена по модулю. Решение задачи синтеза оптимального по быстродействию управления для системы фазовой автоподстройки частоты, осуществляемое с привлечением принципа максимума Понтрягина, при данных ограничениях приводит к применению релейной управляющей характеристики управления частотой подстраиваемого генератора. Вследствие указанных ограничений результат оптимизации актуален для значений начальных частотных расстройок не превышающих величину коэффициента петлевого усиления системы ( $\Delta\omega_{\text{нач}} \leq K_{\text{ФАПЧ}}$ ), который определяется в том числе величиной размаха характеристики периодического фазового детектора. В ряде случаев полученный результат не удовлетворяет современным требованиям, когда значения начальных частотных расстройок могут значительно превышать коэффициент петлевого усиления:  $\Delta\omega_{\text{нач}} \gg K_{\text{ФАПЧ}}$ .

По этой причине, несмотря на широкое распространение релейного управления, применительно к задачам повышения динамических характеристик систем ФАПЧ развитие получили различные вспомогательные методы снижения частотной расстройки (методы аддитивного захвата частоты).

#### Методы аддитивного захвата частоты

В целях повышения быстродействия и расширение рабочего диапазона частот системы ФАПЧ было предложено множество методов аддитивного захвата частоты (аддитивного в том смысле, что эти методы осуществляют дополнительную оценку частоты с коррекцией частотной расстройки для системы ФАПЧ). Сравнительное исследование, описание структур и алгоритмов различных методов представлены в работах по системам фазовой автоподстройки частоты таких авторов как: Blanchard A. [77], Egan W. F. [87], Gardner F. M. [91], Goldman S. J. [93], Kroupa V. F. [101], Stephens D. R. [113], Talbot D. B. [124], Wolaver D. H. [127], Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. [68, 69], Белюстина Л. Н., Шалфеев В. Д. [6-8], [65], Капранов М. В. [18-20], Левин В. А. [17, 21], Шахтарин Б. И. [70], Власов В. А. [13, 14], Никитин Н. П. [48, 49] и др.

Существуют различные подходы к классификации методов аддитивного захвата частоты, базирующиеся на выделении характерных различным классам признаков. Сложность заключается в том, что некоторые методы можно отнести одновременно к различным классам, поскольку они обладают сразу несколькими характерными признаками. Принимая во внимание такую неоднозначность, тем не менее, возможно определить следующие классы методов аддитивного захвата:

1) Методы усложнения алгоритмов управления ФАПЧ. Характерным признаком данного класса методов, является наличие блока нелинейного преобразования (помимо петлевого фильтра, ПФ) в цепи управления подстраиваемого генератора (ПГ). Примеры структурных решений данного класса представлены в работах Runge P. K. [118], Hiroshige K. A. [95], Шахгильдяна В. В., Ляховкина А. А. [69], Капранова М. В., Наяновой Т. И. [20], Шалфеева В. Д. [65], Белых В. Н. [4, 5]. К указанному классу можно отнести также метод «проектирования» управляющего сигнала ПГ, представленный в работах авторов De Couvreur G. A., Ludwig D. [83, 84], Sanneman R. W., Gupta S. C. [120].

2) Методы «качания» частоты опорного генератора (метод поисковой ФАПЧ) исследовались в работах авторов Viterbi A. J. [125], Frazier J. P., Page J. [89], Meyer H., Asheid G. [110], Blanchard A. [77], Шахгильдяна В. В., Ляховкина А. А. [69], Власова В. А. [13, 14], Никитина Н. П. [48, 49]. При данном методе с помощью внешней схемы осуществляется перестройка частоты ПГ с заданной скоростью в определённом диапазоне, до тех пор, пока расстройка не окажется минимизированной до значения полосы захвата системы ФАПЧ.

3) Методы частотного дискриминирования (частотно-фазовая автоподстройка частоты, ЧФАПЧ). Алгоритмы и структурные схемы, а также результаты исследований таких устройств представлены в работах авторов Richman D. [117], Messerschmitt D. G. [109],



Белюстина Л. Н. [6-8], Шалфеев В. Д. [65, 66], Капранов М. В. [18]. К данному классу также относится применяемая для косвенного синтеза частоты система ФАПЧ с импульсным частотно-фазовым детектором (ЧФД) и схемой накачки заряда. Структуры данного типа широко рассмотрены в отечественных работах авторов Шахтарина Б. И. [70], Левина В. А., Малиновского В. Н., Романова С. К. [21], Тихомирова В. Н., Леньшина А. В. [60], [61]. В зарубежной литературе это работы Маннаевича В. [20], Gardner F. M. [90], Egan W. F. [85-87], Best R. E. [76], Stephens D. R. [123], Goldman S. J. [93], Kroupa V. F. [101].

4) Метод переменных параметров (расширение полосы системы). Классический метод увеличения коэффициента петлевого усиления в переходном режиме работы синхронной системы. Принципы метода описаны в основных трудах по системам ФАПЧ, например, в работах авторов Gardner F. M. [92], Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. [69].

5) Программные методы улучшения быстродействия – признаком данного класса методов можно считать необходимость использования специализированного вычислителя для реализации математических алгоритмов обработки/управления (в том числе методов цифровой обработки сигналов). Примеры таких алгоритмов можно найти в работах Lyons R. G. [104], Chung C.-C., Lee C.-Y. [80], Natali F. D. [111].

### **Проблемы существующих структур**

Для квазикогерентной демодуляции сигналов, в том числе при пороговых значениях отношения сигнал/шум, обычно применяются алгоритмы на основе ФАПЧ с ФД реализуемые программно в приемнике. Данная система ФАПЧ обладает низким быстродействием при значениях относительной начальной частотной расстройки  $\gamma_{нач} = \Delta\omega_{нач} / K_{ФАПЧ} \gg 2$  и для удовлетворения жестко регламентированных требований по времени синхронизации, используются дополнительно алгоритмы ЦОС обеспечивающие начальную оценку частоты и/или фазы, в том числе программно реализованные частотные дискриминаторы.

Для косвенного синтеза частоты применяют системы ФАПЧ с ЧФД и накачкой заряда (англ. charge-pump phase-lock loop, CPPLL). Данная архитектура системы ФАПЧ широко используется в современных интегральных схемах синтезаторов частот (в том числе включающих функционал формирования модулированных сигналов) таких ведущих производителей как Analog Devices [72] и Texas Instruments [102]. Данная система также применяется для формирования внутрисистемных производных по отношению к эталонному тактовому сигналу в программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) таких фирм производителей как Xilinx [129] и Intel (ранее Altera) [99].

Синтезаторы ФАПЧ применяются при гетеродинировании сигналов: переносе на несущую частоту в передатчике и переносе на промежуточную/нулевую частоту в приемни-

ке. Как правило, при этом модуляция и демодуляция осуществляется программно, с привлечением алгоритмов ЦОС для формирования модулированных сигналов в передатчике (в том числе, методами прямого цифрового синтеза) и демодуляции на приемной стороне.

Система ФАПЧ с ЧФД и накачкой заряда значительно превосходит ФАПЧ с ФД в быстродействии, но ее скоростных характеристик все равно недостаточно для ряда современных приложений. Для увеличения быстродействия используются методы переменных параметров и в особых случаях дублирующие схемы с превентивной установкой частоты одной из структур. Кроме того, данная структура характеризуется рядом специфических проблем:

- имеется ограничение сверху на ширину полосы системы;
- синхронный режим работы носит квазиастатический характер, что обуславливает сложность в реализации алгоритмов манипуляции сигналами по фазе;
- импульсные помехи в режиме синхронной работы приводят к наличию спуров в спектре выходного сигнала;
- существуют проблемы на физическом уровне исполнения, такие как утечка токов заряда.

Таким образом, существующие синхронные структуры ФАПЧ в ряде случаев не способны обеспечить заявленный комплекс требований к характеристикам перспективных ЦСПИ: формирование на несущей частоте, высокоскоростная манипуляция (в том числе по фазе), высокая скорость и широкий диапазон перестройки несущей частоты выходного сигнала.

Возникает актуальная проблема создания оптимизированной по быстродействию для диапазонов частотной расстройки  $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$  структуры фазовой автоподстройки частоты, обладающей полным астатизмом, и разработки на ее основе высокоскоростных синхронных устройств формирования и приема сигналов.

Решение данной проблемы позволит получить алгоритмы формирования и приема сигналов обеспечивающие:

- формирование на несущей частоте в СВЧ диапазоне (до 10 ГГц и выше);
- синтез сигналов с высокой скоростью манипуляции (до 1 Гбит/с и выше);
- сверхширокополосный диапазон перестройки несущей частоты (октава и больше);
- скоростная перестройка несущей частоты ( $\leq 5$  нс);
- формирование сигналов сложных видов модуляции (PSK+ЛЧМ/ППРЧ/РСПП);
- микросхемное исполнение.

**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.

### **Цели 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 структур 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 недостаточного быстродействия традиционных структур систем ФАПЧ, выполненное на основе построения и анализа их фазовых портретов.
2. Структурный синтез системы синхронизации, оптимизированной по критерию максимального быстродействия в переходном режиме работы, при относительных начальных частотных расстройках значительно превышающих единицу:  $\gamma_{нач} \gg 1$ .
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 отвечающая критерию принципа максимума Л. С. Понтрягина и обеспечивающая линеаризацию фазовых траекторий синхронной системы в условиях значительных начальных частотных расстройек ( $\gamma_{нач} \gg 1$ ).
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 получен-

- ных алгоритмов – глобально линеаризованная система синхронизации (ГЛСС) [25], 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 [32], QPSK [33] сигналов.
  4. На основе структуры ГЛСС и с привлечением ремодуляционных способов построения разработаны инновационные квазикогерентные структуры демодуляторов BPSK [28] и QPSK [29] сигналов.
  5. На основе структуры ГЛСС разработано устройство высокоскоростного синтезатора частоты косвенного метода синтеза [40].
  6. Получены аналитические соотношения для оценки времени начальной 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 современных 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 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 примерно 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 зна-

чений относительных начальных частотных расстройек.

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

Достоверность результатов работы обеспечивается:

- корректным использованием применяемых методов, правильностью исходных положений и используемых преобразований;
- верификацией полученных результатов с известными, полученными ранее, в том числе другими авторами, 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, 2015гг.);
- 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 9 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 наименований.

## **1 Системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)**

В данной главе рассмотрены актуальная и перспективная архитектуры построения ЦСПИ с применением синхронных технологий формирования и приема на основе алгоритмов фазовой автоподстройки частоты. Проведен анализ структуры традиционной системы ФАПЧ с фазовым детектором в переходном и синхронном режимах работы. 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 в научно-технической литературе. Проанализированы основные известные методы аддитивного захвата частоты, в том числе, широко применяющиеся на сегодняшний день.

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы в работах автора [2], [35], [36], [41].

### **1.1 Синхронные методы формирования и приема сигналов**

#### **Перспективная архитектура ЦСПИ на основе синхронных методов**

Современные радиосистемы строятся с широким применением методов цифровой обработки, в том числе для задач формирования и приема сигналов. Типовым решением является использование программируемой элементной базы для развертывания алгоритмов формирования сигналов с применением методов прямого цифрового синтеза (англ. direct digital synthesis). Устройство, построенное по данным принципам, называют синтезатором прямого цифрового синтеза – англ. direct digital synthesizer, DDS. В отечественной литературе DDS также носит название цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС). В основе данной технологии лежит процессорное алгоритмическое формирование отсчетов колебания и последующее применение цифро-аналогового преобразования и аналоговой антиалиасной фильтрации для получения выходного колебания синтезатора.

В качестве основного достоинства метода прямого цифрового синтеза необходимо отметить возможность широкодиапазонной дискретной перестройки с предельно малым шагом по частоте формируемого сигнала. Высокая стабильность частоты и малый уровень фазовых шумов выходного колебания генератора DDS обеспечивается высокой стабильностью частоты и малым джиттером тактирующего работу ЦВС импульсного сигнала (clock). Перечисленные свойства, как правило, удовлетворяют требованиям по параметрам создаваемых систем связи, что привело к промышленному производству и наличию на рынке достаточно широкой номенклатуры DDS в микросхемном исполнении.

К недостаткам метода прямого цифрового синтеза можно отнести технологические ограничения на максимальные значения частоты формируемого сигнала и наличие в его спектре многочисленных «спуров» - побочных паразитных дискретных компонент. Это связано с цифровыми методами формирования отсчетов выходного колебания синтезатора и наличием ограничений по быстродействию и разрядности собственных вычислительных средств генератора DDS.

В настоящее время такой подход к формированию радиосигналов технологически ограничен по частоте до значений порядка одного гигагерца. В частности микросхема Analog devices AD9914 обладающая на текущий момент одними из самых высокочастотных характеристик в номенклатурном ряду фирмы-производителя имеет возможность формирования до 1,4 ГГц при величине частоты тактирования (clock) 3,5 ГГц. Нужно отметить, что технология DDS позволяет осуществлять реализацию прямого цифрового синтеза непосредственно внутри целевого специализированного вычислителя, то есть на основе программируемой элементной базы. В качестве таковых могут применяться: цифровые сигнальные процессоры (ЦСП; англ. digital signal processor, DSP), программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС; англ. field programmable gate array, FPGA), заказные сверхбольшие интегральные схемы (СБИС; англ. application-specific integrated circuit, ASIC) с использованием микросхем высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей, ЦАП. Как правило, в этом случае, достижимые частоты еще ниже, чем при использовании отдельных микросхем DDS, даже с учетом применения высокоскоростного интерфейса низковольтной дифференциальной передачи сигналов (англ. low-voltage differential signaling, LVDS) для подключения ЦАП. Ограничением также может выступать достижимая для конкретного проекта тактовая частота непосредственно самого вычислителя.

С учетом заявленных ограничений на предельный диапазон формирования, для перехода в СВЧ диапазон требуется использовать СВЧ автогенераторы для гетеродинирования – переноса частоты сигнала вверх на несущие от нескольких ГГц до десятков ГГц.

Для данных целей широко применяют СВЧ синтезаторы частоты косвенного метода синтеза на основе структур ФАПЧ, поскольку перестраиваемые автогенераторы данного диапазона не обладают требуемыми шумовыми характеристиками спектров формируемых колебаний. Достоинством структуры синтезатора частот косвенного метода синтеза является то, что в синхронном режиме работы системы ФАПЧ частота и фаза СВЧ подстраиваемого автогенератора в составе синтезатора привязывается к частоте и фазе эталонного колебания высокостабильного низкочастотного генератора. Вследствие этого



обеспечивается широкодиапазонная дискретная частотная перестройки и малый уровень фазовых шумов для выходного колебания СВЧ синтезатора частот.

При переносе частоты остро встает проблема обеспечения качественной фильтрации побочных продуктов преобразования частоты, для чего используются высокодобротные СВЧ фильтры. Соответственно для реализации представленных требований по скорости перестройки частоты, ширине рабочего диапазона частот, потребуется создать СВЧ фильтр с высокой динамикой перестройки центральной частоты и изменяемой полосой пропускания, что на текущий момент практически нереализуемо.

Актуальная архитектура ЦСПИ с типовым применением методов прямого цифрового синтеза и программируемой элементной базы, а также синхронных технологий формирования и приема сигналов на основе алгоритмов ФАПЧ представлены на рисунке 1.1.

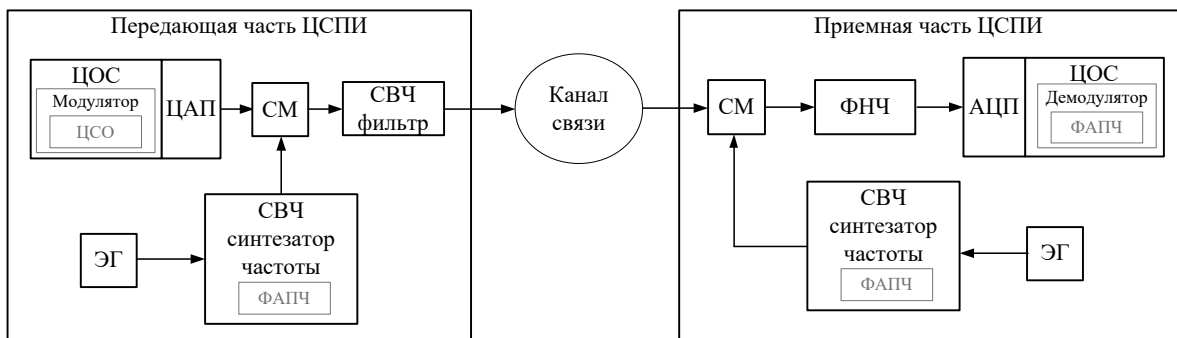


Рисунок 1.1 – Актуальная архитектура построения ЦСПИ

Формирование модулированных сигналов осуществляется, как правило, на нулевой либо промежуточной частоте методами цифровой обработки сигналов. Затем производится преобразование в аналоговую форму и перенос на несущую частоту в СВЧ смесителе. Опорное колебание, в случае принадлежности к СВЧ диапазону 1 ГГц и выше, как правило создается СВЧ синтезатором частоты на основе ФАПЧ типа CPPLL. Далее осуществляется СВЧ фильтрация перед трансляцией сигнала в канал связи. В приемной части сигнал переносится на промежуточную или нулевую частоту, фильтруется и оцифровывается (для упрощения, рис.1.1 не показаны блоки усилителя и системы АРУ линейной части приемника). Далее прием и демодуляция осуществляются методами цифровой обработки. При этом, опять же, используются синхронные методы: демодуляция зачастую реализуется квазигогерентными методами, с применением системы восстановления когерентной несущей (СВКН) и системы восстановления тактовой синхронизации (СВТС).

Как уже было обозначено ранее, у существующей архитектуры построения ЦСПИ имеются следующие ключевые ограничения:

- ограничение на полосу сигнала (и, соответственно на скорость передачи информации) связанное с технологическими ограничениями программируемой элементной базы;
- ограничение на расширение диапазона перестройки несущей частоты вследствие необходимости фильтрации побочных компонентов частотного преобразования СВЧ фильтром выходного сигнала.

Для достижения скоростей 1 Гбит/с и выше и перестройки в широком диапазоне частот (вплоть до октавы и выше) требуется формирование модулированного сигнала непосредственно в СВЧ диапазоне на несущей частоте. Это возможно реализовать с помощью синхронных технологий формирования сигналов и частотного синтеза на основе высокоскоростных систем фазовой автоподстройки частоты (всФАПЧ). То есть использовать принципы косвенного (непрямого) синтеза (англ. indirect synthesis, IS) как для создания СВЧ колебаний опорного гетеродина, так и для квазикогерентного формирования и демодуляции дискретных сигналов.

Архитектура перспективной ЦСПИ на основе методов синхронного формирования и приема сигналов показана на рисунке 1.2.

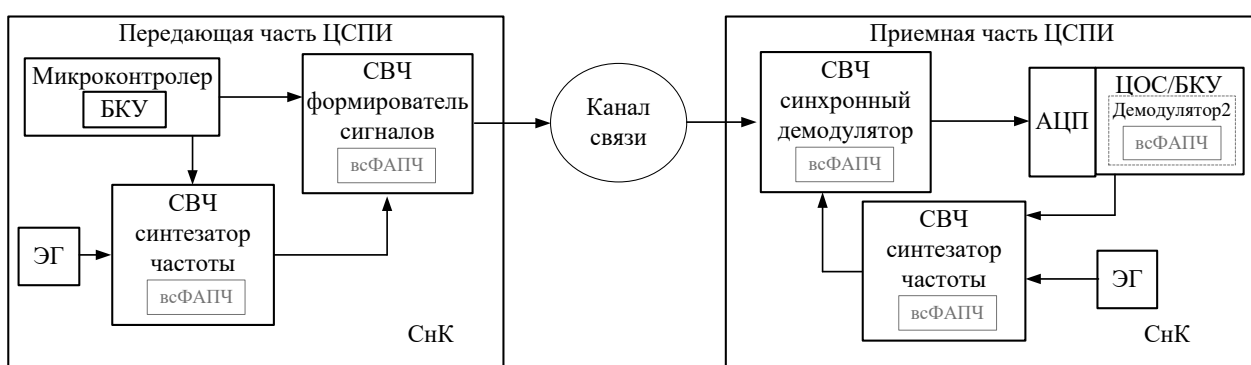


Рисунок 1.2 – Перспективная архитектура ЦСПИ

Формирование модулированных сигналов осуществляется непосредственно на несущей частоте в СВЧ диапазоне синхронными методами. Для этого опорное колебание создается СВЧ синтезатором частоты на основе высокоскоростной системы ФАПЧ (всФАПЧ). Далее модуляция осуществляется СВЧ формирователем синхронного метода синтеза на основе высокоскоростной ФАПЧ на частоте несущего опорного колебания сформированного синтезатором частоты. В перспективе возможно совмещение этих функций в едином устройстве синхронного синтеза частоты и сигналов. Информационный поток и данные по настройке параметров передаются от блока контроля и управления (БКУ) который может быть реализован в составе спецвычислителя (например, микроконтроллера).

В приемной части возможны различные варианты реализации алгоритмов. Первый повторяет показанный на рисунке 1.1 процесс приема, когда сигнал переносится на промежуточную или нулевую частоту, фильтруется, оцифровывается и демодуляция осуществляются методами цифровой обработки. Второй вариант заключается в реализации когерентного приема непосредственно в СВЧ диапазоне синхронными методами – как представлено на рисунке 1.2. Когда демодуляция (либо частичная демодуляция, в случае применения сложных видов модуляции) осуществляется синхронным демодулятором на основе высокоскоростной ФАПЧ в СВЧ диапазоне.

При этом в перспективной архитектуре могут применяться изменяемые параметры: номиналы несущих частот, скорости передачи, виды модуляции (в том числе сложные). Возможно использование сложных, в том числе когнитивных и/или обучающихся алгоритмов управления параметрами канала связи и системы связи.

Использование программируемой элементной базы в сочетании с высокоскоростными синхронными методами формирования и приема позволяет применять управление параметрами системы связи «на лету». Благодаря высоким динамическим характеристикам всФАПЧ, могут быть достигнуты значительные скорости переключения режимов работы (единицы микросекунд и ниже).

Рассмотренная структура отвечает следующим признакам перспективных ЦСПИ:

1. реализация на основе энергоэффективных СнК реализующих функционал множества устройств в едином кристалле;
2. применение концепций SDR, CR, алгоритмов искусственного интеллекта (AI);
3. применение сложных видов модуляции, характеризующихся увеличенной помехоустойчивостью/помехозащищенностью/скрытностью;
4. возможность работы в сверхшироких диапазонах частот до 1 ГГц и выше, с возможностью октавной/сверхоктавной перестройки частоты;
5. сверхвысокие скорости передачи информации (до 1 Гбит/с и выше).

Серьезной проблемой существующих устройств косвенного метода синтеза частоты остается недостаточное быстродействие широкодиапазонной (вплоть до октавной) дискретной перестройки частоты выходного СВЧ колебания. Это связано с параметрическими ограничениями, возникающими при проектировании традиционных структур систем ФАПЧ. Аналогичная проблема быстродействия актуальна и для существующих структур синхронного формирования и приема сигналов.

Таким образом, разработка высокоскоростных синхронных устройств формирования и приема сигналов для создания перспективных ЦСПИ нового поколения обладающих

высокими характеристиками потребует разработки оптимизированной по быстродействию в расширенном диапазоне частотных расстройек  $\Delta\omega_{\text{нач}} \gg K_{\text{ФАПЧ}}$  структуры фазовой автоподстройки частоты.

### Традиционная система фазовой автоподстройки частоты

Рассмотрим традиционную структуру системы фазовой автоподстройки частоты представленную на рисунке 1.3.

В ее состав входят: ФД – фазовый детектор; ПФ – петлевой фильтр; УПТ – усилитель постоянного тока; ПГ – подстраиваемый генератор [45].

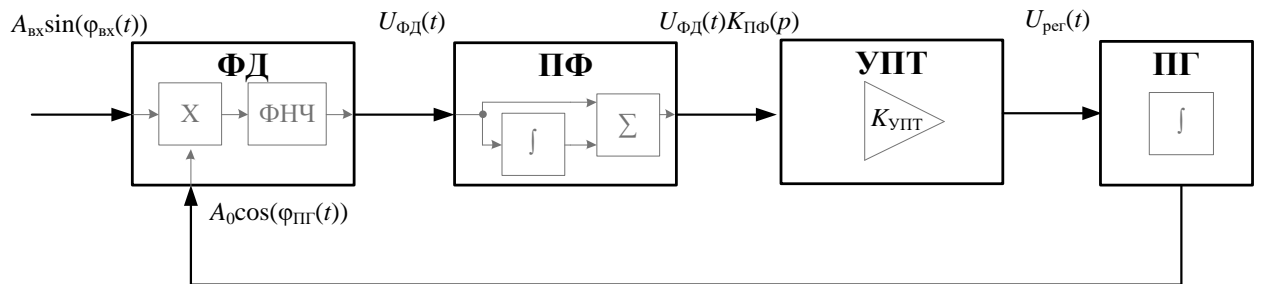


Рисунок 1.3 – Схема традиционной системы ФАПЧ

Фазовый детектор на рисунке 1.3 осуществляет сравнение фаз входного сигнала  $A_{\text{вх}}\sin(\varphi_{\text{вх}}(t))$  и сигнала ПГ  $A_0\cos(\varphi_{\text{ПГ}}(t))$ , где  $A_{\text{вх}}$  и  $A_0$  – амплитуды колебаний входного сигнала и ПГ. Формируемое на выходе ФД напряжение представляет собой оценку разности фаз двух сигналов ( $\Delta\varphi(t) = \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{ПГ}}(t)$ ):  $U_{\text{ФД}}(t) \sim \Delta\varphi^*(t)$ .

Классический фазовый детектор с синусоидальной характеристикой представляет собой перемножитель (смеситель) и фильтр нижних частот (ФНЧ). Сигнал на выходе ФД может быть выражен:

$$U_{\text{ФД}}(t) = U_{\text{ФД0}} \sin(\Delta\varphi(t)) = K_{\text{ФД}} A_{\text{вх}} A_0 \sin(\Delta\varphi(t)),$$

где  $U_{\text{ФД0}}$  – амплитуда сигнала на выходе детектора [В];  $K_{\text{ФД}}$  – коэффициент передачи ФД по амплитуде.

Структура петли ФАПЧ представленная на рисунке 1.3 содержит петлевой фильтр, в котором присутствует прямая и интегрирующая (содержащая идеальный интегратор) ветви. Передаточная функция такого фильтра описывается формулой:

$$K_{\text{ПФ}}(p) = K_1 + \frac{K_2}{p},$$

где  $K_1$  – коэффициент передачи прямой ветви;  $K_2$  – коэффициент передачи интегратора.

Если петлевой фильтр отсутствует, петля описывается дифференциальным уравнением 1-го порядка и носит название ФАПЧ 1-го порядка.

Петлевое усиление системы при нулевой частотной расстройке (усиление на постоянном токе) вычисляется по формуле [45]:

$$K_{\text{ФАПЧ}} = 2\pi S_{\text{ФД}} S_{\text{ПГ}} K_{\text{ПФ}}(0) K_{\text{УПТ}},$$

где  $S_{\text{ФД}}$  – крутизна ФД [В/рад],  $S_{\text{ПГ}}$  – крутизна ПГ [рад/с/В]. В тоже время, удобной для оценки значения петлевого усиления является формула:

$$K_{\text{ФАПЧ}} = U_{\text{ФДО}} S_{\text{ПГ}} K_{\text{ПФ}}(0) K_{\text{УПТ}}. \quad (1.1)$$

В простейшем случае при единичных коэффициентах передачи ПФ  $K_1 = 1$  и УПТ  $K_{\text{УПТ}} = 1$  получим значение коэффициента петлевого усиления:

$$K_{\text{ФАПЧ}} = U_{\text{ФДО}} S_{\text{ПГ}}. \quad (1.2)$$

Этой же величиной определяется полоса захвата  $\Delta\Omega_{\omega}$  петли 1-го порядка – характеристика системы, показывающая максимальное значение модуля начальной частотной расстройки  $\max[|\Delta\omega_{\text{нач}}|]$ , при которой система ФАПЧ может войти в синхронный режим работы.

Система ФАПЧ может трактоваться как перестраиваемый, следящий фильтр. В данном определении отражены особенности поведения системы в двух режимах работы:

- в переходном режиме работы (режиме начальной синхронизации) происходит перестройка частоты и фазы сигнала ПГ, что в спектральной области соответствует перестройке центральной частоты АЧХ системы ФАПЧ;
- в синхронном режиме работы (режиме слежения) системой ФАПЧ осуществляется слежение за параметрами синхронизируемых сигналов (входного колебания и колебания ПГ). При этом реализуется частотная фильтрация в заданной полосе частот – в соответствии с АЧХ петли ФАПЧ.

Таким образом, актуальность применения системы ФАПЧ связана с сочетанием уникальных характеристик: автоматизированная перестройка частоты в рабочем диапазоне и фильтрующие свойства (оценка угловых параметров сигнала), благодаря которым данную систему, можно применять при низких значениях отношения сигнал/шум на входе системы, в том числе при подпороговых значениях меньше  $6 \div 7$  дБ (подробно см.[92]).

Рассмотрим подробнее режимы работы системы.

## 1.2 Синхронный режим работы системы ФАПЧ

В синхронном режиме работы система ФАПЧ в определенной степени соответствует оптимальным алгоритмам нелинейной фильтрации угловых параметров входного сигнала, сопровождаемого аддитивным белым гауссовым шумом, что аргументировано результатами статистического синтеза. В частности, в работе Тихонова В.И., Кульмана Н. К. [62] с

привлечением математического аппарата теории нелинейной фильтрации марковских процессов в ходе статистического синтеза было показано, что в качестве оптимального нелинейного фильтра параметра  $\varphi(t)$  (фазы входного сигнала) при известной частоте сигнала может выступить система ФАПЧ первого порядка. В случае, когда частота входного сигнала также является флуктуирующим случайным марковским процессом, оптимальным нелинейным фильтром частоты и фазы входного сигнала является система ФАПЧ второго порядка.

В работах Мартиросова В. Е. [44, 46, 47], методами статистического синтеза, впервые были получены оптимальные алгоритмы и структуры квазикогерентных модуляторов и демодуляторов различных видов дискретных сигналов (PSK, QPSK, FSK, MSK), в составе которых для оценки параметров входного сигнала применяются системы ФАПЧ соответствующего порядка.

В качестве примера оптимальной структуры на основе системы фазовой автоподстройки частоты на рисунке 1.4 представлен квазикогерентный модем PSK (рис.1.4(a) - модулятор, рис.1.4(b) – демодулятор) сигнала [45]. Здесь:

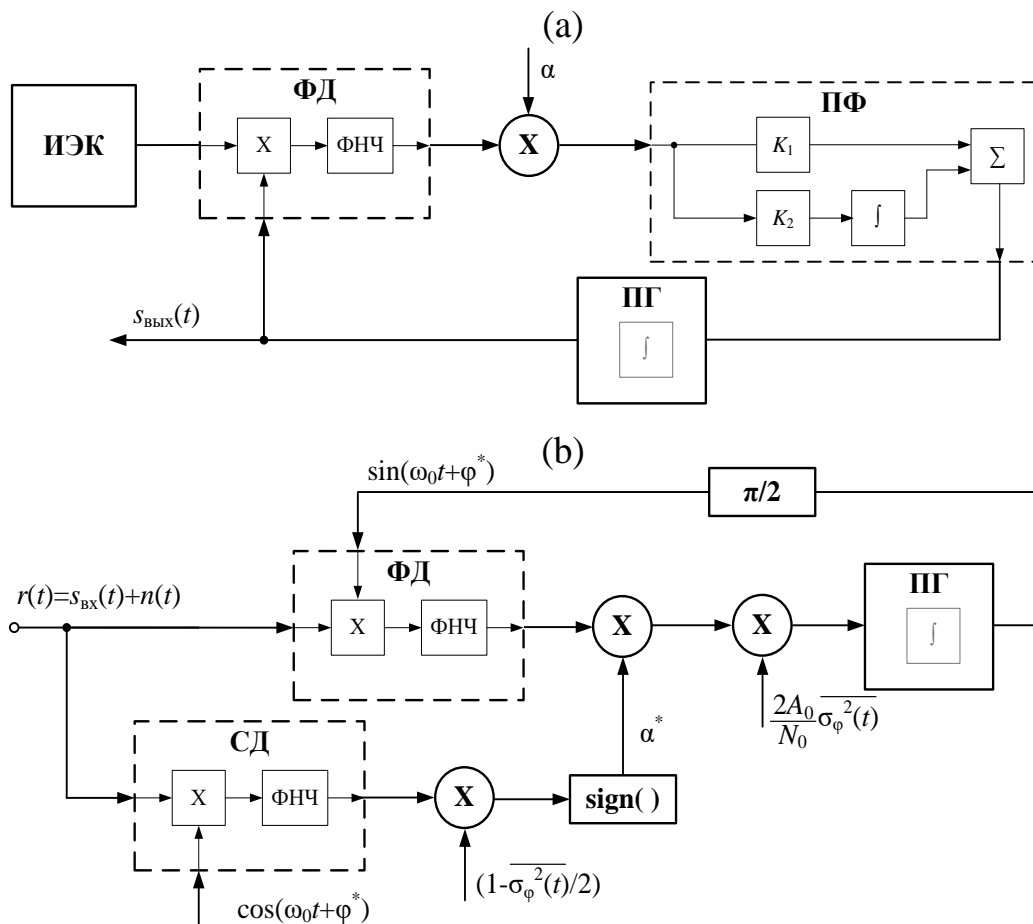


Рисунок 1.4 – Оптимальный квазикогерентный модем PSK сигнала на основе ФАПЧ

$\alpha$  – информационный параметр сигнала,

$\alpha^*$  – оценка информационного параметра сигнала,

$\overline{\sigma_\phi^2(t)}$  – усредненное по времени стационарное значение оценки дисперсии фазы,

$A_0$  – амплитуда сигнала;

$N_0$  – спектральная плотность мощности аддитивного белого Гауссова шума.

Оптимальность указанных алгоритмов и структур *обеспечена только для стационарного (синхронного) режима работы устройств*, что обусловлено существующими ограничениями применяемого в ходе статистического синтеза аппарата теории нелинейной фильтрации марковских процессов. В частности, возможность получить в замкнутом аналитическом виде оптимальные алгоритмы реализуется лишь при выполнении определенных условий, одним из которых является отсутствие начальной частотной расстройки [44].

### 1.3 Переходный режим работы системы ФАПЧ

Основными показателями эффективности переходного режима работы системы ФАПЧ являются *полоса захвата синхронного режима работы системы и быстродействие*. Величиной полосы захвата  $\Delta F_\omega$  ( $\Delta\Omega_\omega$ ) системы характеризуется рабочий диапазон частотных расстроек. Быстродействие системы определяется скоростью переходных процессов, то есть временем достижения системой синхронного режима работы, называемым также временем синхронизации  $T_{\text{син}}$ .

Полоса захвата системы ФАПЧ 1-го порядка ограничена величиной коэффициента петлевого усиления  $\Delta\Omega_{\omega 1} = K_{\text{ФАПЧ}}$ . Данное ограничение может быть снято при использовании систем ФАПЧ с порядком выше первого, за счет наличия дополнительных интегрирующих звеньев в составе петлевого фильтра системы. В частности система ФАПЧ 2-го порядка обладает теоретически бесконечной полосой захвата:  $\Delta\Omega_{\omega 2} \rightarrow \infty$ .

#### Процесс захвата по частоте петли 2-го порядка

Рассмотрим процесс захвата по частоте системы ФАПЧ 2-го порядка при расстройке превышающей петлевое усиление системы по временным диаграммам внутренних сигналов системы. На рисунке 1.5 показаны эпюры сигналов на выходе ФД и ПФ.

По представленному рисунку видно, что в процессе синхронизации колебание на выходе ФД имеет асимметричную форму и сигнал на соседствующих полупериодах дольше находится в верхней полуплоскости графика, когда происходит сближение частот входного и опорного колебаний. Вследствие данного эффекта, образуется разница значений интегралов на соседних полупериодах, которая в процессе синхронизации накаплива-

ется на интеграторе в ПФ. В результате происходит постепенное снижение частотного рассогласования, заканчивающееся переходом системы к синхронному режиму работы.

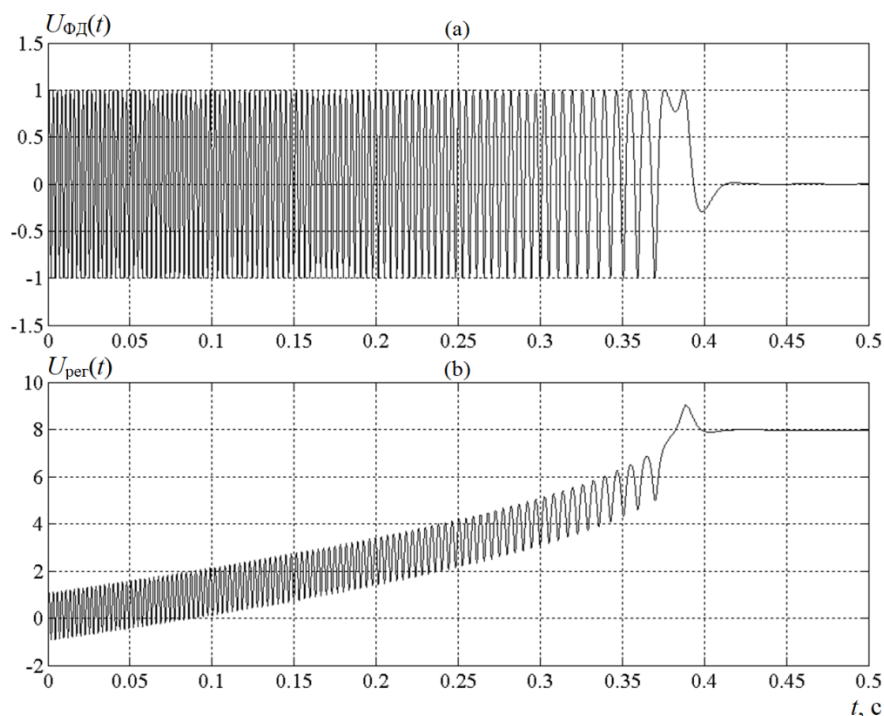


Рисунок 1.5 – Эпюры сигналов системы ФАПЧ 2 порядка в модели Simulink

Протекающий в системе ФАПЧ 2 порядка процесс синхронизации можно обозначить как двухэтапный, имеющий два отдельных участка, обладающих своими характерными особенностями: процесс синхронизации по частоте (захват по частоте) описанный выше и процесс синхронизации по фазе (захват по фазе), схожий с процессом синхронизации системы 1 порядка. В соответствии с этим принято разделять основные характеристики системы в переходном режиме работы на показатели, привязанные к одной из составляющих процесса:

$$\begin{aligned} \Delta\Omega_{\omega} & - \text{полоса захвата по частоте}; & T_{\omega} & - \text{время захвата по частоте}; \\ \Delta\Omega_{\varphi} & - \text{полоса захвата по фазе}; & T_{\varphi} & - \text{время захвата по фазе}. \end{aligned}$$

Использование термина «фаза» в понятиях «захват по фазе», «синхронизация по фазе» логически обусловлена возможностью системы ФАПЧ перейти в синхронный режим работы лишь за счет характеристики фазового детектора, поскольку петлевое усиление определяется, в том числе, крутизной характеристики ФД. Процесс синхронизации по частоте формируется благодаря применению дополнительного интегратора в составе петлевого фильтра и сопровождается сигналом биений разностной частоты в системе.

В англоязычной литературе способность системы 2-го порядка без привлечения дополнительных устройств осуществлять частотную синхронизацию называют самозахватом по частоте – frequency self-acquisition, отделяя его от случая применения вспомога-



тельных методов захвата частоты – frequency aided-aquisition. Также зачастую протекающий в системе ФАПЧ процесс синхронизации по частоте называют процессом «втягивания» – pull-in process. Это связано с трактовкой системы ФАПЧ как перестраиваемого узкополосного фильтра, обладающего АЧХ с заданной полосой пропускания. Способность системы ФАПЧ 2-го порядка к захвату по частоте обусловлена наличием интегратора в петлевом фильтре, цель применения которого – обеспечение одного из ключевых достоинств системы: отсутствие статической фазовой ошибки в синхронном режиме работы. Разность фаз входного и опорного колебаний после достижения синхронизма равна нулю, что видно на рисунке 1.5(а) на выходе ФД.

Нужно отметить, что существует практика обозначения петлевого фильтра как петлевого контроллера (англ. loop controller) [92, p.11] или регулятора, что смещает акцент с восприятия данного блока в качестве фильтрующего звена на идею применения его как устройство конфигурации управления частотой ПГ. С такой точки зрения концептуально сочетается идея применения интегрирующей ветви в составе петлевого фильтра не с целью коррекции фильтрующих свойств системы, а для обеспечения астатизма по фазе – устранения статической фазовой ошибки характерной для петли первого порядка в случае наличия начального рассогласования по частоте.

Это уточнение необходимо сделать для конкретизации причин использования интегратора в традиционной структуре ФАПЧ, поскольку полученное с его применением свойство захвата по частоте системы является низкоэффективным методом коррекции начальной частотной расстройки по ряду причин.

Первой причиной является жесткая взаимосвязь и противоречие основных параметров системы ФАПЧ характеризующих переходный и синхронный режимы работы. Ключевые параметры, характеризующие эффективность системы в переходном режиме работы – время установления синхронизации и полоса захвата по частоте находятся в прямой зависимости от коэффициента петлевого усиления системы ФАПЧ: чем больше значение  $K_{\text{ФАПЧ}}$ , тем быстрее происходит синхронизация и тем больше полоса захвата системы. Но с увеличением  $K_{\text{ФАПЧ}}$  увеличивается и эквивалентная шумовая полоса системы, ухудшаются фильтрующие свойства в режиме синхронной работы. То есть попытка повышения эффективности работы системы ФАПЧ в переходном режиме приводит к деградации основных показателей режима слежения, и наоборот.

Характеристики процесса захвата по фазе системы 2-го порядка жестко фиксированы – полоса захвата по фазе и время захвата по фазе определяются коэффициентом петлевого усиления по формулам:

$$\Delta\Omega_{\varphi} = K_{\text{ФАПЧ}}, \quad (1.3)$$

$$T_{\varphi} = 1,3 / K_{\text{ФАПЧ}}. \quad (1.4)$$

Характеристики процесса захвата по частоте являются переменными параметрами и находятся в зависимости от величины начальной частотной расстройки, которая обычно имеет стохастический характер. Существуют приближенные инженерные формулы для оценки времени захвата по частоте, например [91, р.76]:

$$T_{\omega} = \frac{4,2 \cdot \Delta f_{\text{нач}}^2}{\Delta F_{\text{ш}}^3}. \quad (1.5)$$

Вторая причина заключается в низкой эффективности системы ФАПЧ для решения основных задач переходного режима работы, даже без учета ограничений накладываемых требованиями к системе в режиме синхронной работы. В частности, традиционная структура системы ФАПЧ 2 порядка с фазовым детектором (обычно применяемая в демодуляторах) потенциально обладают бесконечной полосой захвата, но при этом время синхронизации также стремится к бесконечности.

На рисунке 1.5 видно, что при значении начального частотного рассогласования многократно превосходящем коэффициент петлевого усиления время синхронизации по частоте значительно превышает время установления синхронизма по фазе. На каждый период биения разностной частоты тратится определенное время, а уровень постоянной составляющей, накапливаемый за период на интеграторе, тем меньше, чем выше разностная частота, причем зависимость носит нелинейный характер. В результате, при увеличении начальной частотной расстройки происходит резкий рост длительности переходного процесса синхронизации по частоте, что проиллюстрировано эякурами на рисунке 1.5.

Поиск решения проблемы повышения быстродействия системы ФАПЧ в переходном режиме работы исторически формировался в двух направлениях, теоретического и прикладного характера: решение задачи синтеза оптимальной по быстродействию структуры фазовой автоподстройки частоты с использованием методов теории оптимального управления и инженерные методы оптимизации путем создания структурно дополняющих системы ФАПЧ вспомогательных алгоритмов захвата по частоте.

#### **1.4 Синтез оптимальной по быстродействию системы ФАПЧ**

Теоретический подход к повышению динамических характеристик систем ФАПЧ при наличии ненулевой частотной расстройки заключается в рассмотрении ФАПЧ как системы автоматического управления. В этом ключе, предпосылки к решению задачи оптимизации систем ФАПЧ по динамическим характеристикам были сформированы в работах

по теории автоматического регулирования (ТАР), в которых решалась задача синтеза оптимального по быстродействию управления системы ТАР. Методологической основой решения указанных задач стала математическая теория оптимальных процессов, которая активно разрабатывалась с 60-70-х годов 20-го века.

В США под руководством математика Р. Беллмана был создан *метод динамического программирования* [75]. Смысл лежащего в основе метода принципа, заключается в том, что оптимальное управление всегда определяется состоянием системы в данный текущий момент времени и не зависит от ее прошлого состояния. Для решения задачи методом динамического программирования необходимо составить системное уравнение объекта, определить ограничения на управление (как правило, определить максимальную величину), сформулировать краевые условия. Назначение регулятора привести объект в конечный момент времени в искомое положение на фазовой плоскости, в каком бы состоянии не находился объект изначально. Сложность применения метода связана с необходимостью решать уравнения в частных производных. Подробно метод рассмотрен в [51].

Широкое распространение получил *принцип максимума Понтрягина* [56], разработанный академиком Понтрягиным Л.С. и коллективом советских ученых под его руководством Болтянским В. Г., Гамкрелидзе Р.В., Мищенко Е.Ф., который приводит к системе обыкновенных дифференциальных уравнений. Задача об оптимальном по быстродействию управлении решается на основании принципа максимума Понтрягина при фиксированных начальном и конечном положениях изображающей точки в фазовом пространстве, при этом найденное оптимальное управление является функцией времени [51]. Задача состоит в минимизации времени движения системы из одного состояния, в котором она находилась в момент времени  $t_0$  в другое, которое наступает в момент времени  $t_1$ , т.е. в минимизации разности  $(t_1 - t_0)$ . Это достигается соответствующим выбором управляющей функции  $u(t)$ , как правило, ограниченной по модулю (т.е.  $|u(t)| \leq M$ , где  $M = \text{const}$ ).

Также существует метод структурного синтеза на основе конструирования фазового пространства описанный Емельяновым С. В. [15] в теории систем с переменной структурой (СПС). В этом случае определяется управление, которое обеспечивает искомую конфигурацию фазового пространства. Методы СПС не обеспечивают синтез оптимального по быстродействию управления, но представляют ценность с точки зрения сравнительной простоты получающихся при использовании методов СПС алгоритмов управления [53].

В том числе, с использованием вышеуказанной методологической базы вопросы синтеза оптимального управления рассматривались в работах таких ученых как: Фельдбаум А. А. [64], Лернер А. Я. [23], Новосельцев В. Н. [50], Петров Б. Н. [54], Пав-

лов А. А. [51], Atans M., Falb P. L. [3], Van Trees H. L. [10]. В свою очередь, представленные в указанных работах результаты, послужили основой, при решении задач оптимального по быстродействию управления, уже непосредственно применительно к структуре ФАПЧ.

В частности вопросы, связанные с задачей синтеза оптимальных по быстродействию систем ФАПЧ исследовались в работах авторов Sanneman R. W., Gupta S. C. [120], De Couvreur G. A., Ludwig D. [83, 84], Петрищев В. И. [52, 53], Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. [68, 69]. Динамику процессов захвата синхронного режима работы рассматривали Капранов М. В. [19], Oberst J. F. [113]. Теоретические аспекты оптимизации структуры системы ФАПЧ по динамическим критериям затрагиваются в работах авторов Shaft P. D., Dorf R. C. [121].

Существующие работы, посвященные синтезу оптимальных по быстродействию систем ФАПЧ, отличаются особенностями постановки задачи синтеза. Sanneman R. W., Gupta S. C. [120] представили решение задачи оптимизации по быстродействию системы ФАПЧ для случая скачкообразного изменения частоты эталонного сигнала *при изначальном нахождении системы в синхронном режиме работы* и заданной характеристике фазового детектора. Решение было получено на основе принципа максимума Понтрягина с использованием метода фазовой плоскости и заключалось в выборе определенного закона изменения частоты или фазы эталонного сигнала. De Couvreur G. A., Ludwig D. [83, 84] представили решение по применению закона изменения частоты или фазы уже непосредственно к подстраиваемому генератору в составе ФАПЧ.

Петрищевым В. И. [52] были рассмотрены задачи синтеза системы ФАПЧ оптимальной по быстродействию уже *для переходного режима работы*, для случаев отсутствия и наличия шумов. Показано, что оптимальной по быстродействию системой может считаться система ФАПЧ с прямоугольной характеристикой фазового детектора, то есть оптимальное управление осуществляется релейной функцией (соответствующий пример системы ФАПЧ 1 порядка представлен на рисунке 1.6). Решение поставленной в работе задачи осуществляется с привлечением принципа максимума Понтрягина для построения оптимальных траекторий фазового портрета синхронной системы.

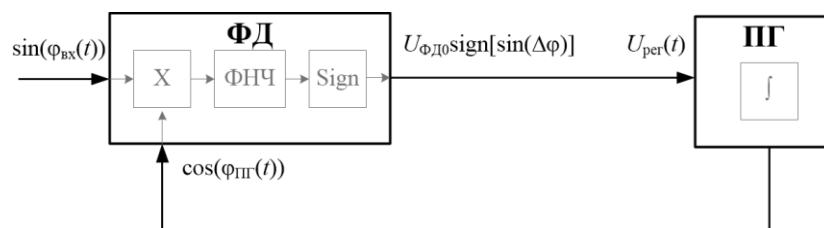


Рисунок 1.6 – Система ФАПЧ 1-го порядка с прямоугольной характеристикой ФД

Постановка задачи не регламентировала характеристику фазового детектора, которая подлежала отысканию в ходе решения, но включала в качестве ограничения периодический характер реального фазового детектора и наличие ограниченной по модулю функции управления. Проведенная оптимизация сводится к обеспечению релейной характеристики управителя системы. Еще один результат, заключающийся в увеличении полосы захвата, был получен автором с использованием метода конструирования фазового пространства.

В соответствии с представленными в работах решениями задач, оптимальная по быстродействию система ФАПЧ должна иметь линейный фазовый детектор. В тоже время существующие решения задачи синтеза оптимальной по быстродействию системы ФАПЧ получены с учетом условий, что реальный фазовый детектор имеет периодический характер, а функция управления ограничена по модулю. Соответственно результат оптимизации актуален для значений начальных частотных расстройек не превышающих величину коэффициента петлевого усиления системы ( $\Delta\omega_{\text{нач}} \leq K_{\text{ФАПЧ}}$ ), который определяется в том числе величиной размаха характеристики периодического фазового детектора. В ряде случаев полученный результат не удовлетворяет современным требованиям, когда значения начальных частотных расстройек могут значительно превышать коэффициент петлевого усиления:  $\Delta\omega_{\text{нач}} \gg K_{\text{ФАПЧ}}$ .

Актуальность такой постановки задачи обусловлена тем, что, как правило, в реальных приложениях жестко регламентируются требования по фильтрации в режиме синхронной работы. В соответствии с этим накладываются ограничения на величину петлевого усиления системы.

Исследованию вопросов влияния на характер управления и быстродействие при структурном дополнении системы ФАПЧ фазовым компаратором (детектором), в том числе в контексте достижения оптимальности процесса захвата частоты, также посвящены работа авторов Shaft P. D., Dorf R. C. [121] и работа Oberst F. J. [113] в которой рассматриваются различные виды компараторов. Кроме этого, динамические характеристики системы с фазовым детектором с релейной характеристикой рассматривались Капрановым М. В. в [19].

В работах ученых Шахгильдяна В. В., Ляховкина А. А. [68, 69] также поднимался вопрос синтеза оптимальной по быстродействию системы ФАПЧ. В [68] кратко рассмотрены примеры синтеза оптимальных систем ФАПЧ, в том числе по критериям переходного режима работы. В частности, для получения ФАПЧ обладающей максимальной полосой захвата и минимальным временем установления указаны следующие рекомендации:

- 1) обеспечить наибольшее значение полосы удержания;
- 2) в зависимости от  $\gamma_{\text{нач}}$  (относительной начальной частотной расстройки) правильно выбрать форму нормированной характеристики фазового детектора: для  $\gamma_{\text{нач}} \leq 0,65$  детектор с прямоугольной характеристикой; для  $\gamma_{\text{нач}} > 0,65$  детектор с косинусоидальной характеристикой.

По сути, предлагаемые решения сводятся к выбору формы дискриминационной характеристики фазового детектора и расчет значений параметров системы ФАПЧ исходя из заданного быстродействия.

В более поздней работе [69] один из параграфов рассматривает задачу синтеза системы ФАПЧ оптимальной по быстродействию исходя из результатов полученных Петрищевым В. И. в работе [52].

### 1.5 Методы аддитивного захвата частоты в системах ФАПЧ

Исследованию методов аддитивного захвата частоты совместно уделяется серьезное внимание в литературе по системам ФАПЧ. Непосредственно захвату частоты посвящена глава в работе Gardner F. M. [91, p.72] (в третьем издании [92, p.189]). Монография 2012 года автора Talbot D. B. [124] полностью сосредоточена на рассмотрении методов захвата частоты применяемых совместно с системами ФАПЧ. Различные методы частотной синхронизации освещены в работах Egan W. F. [87, p.171], Кroupa V. F [101, p.142]. Вопросу вспомогательного захвата частоты также уделено внимание в работах следующих авторов: Goldman S. J. [93, p.275], Stevens D. R. [123, p.113], Blanchard A. [77, p.279], Wolaver D. H. [127, p.173]. В отечественной литературе методы аддитивного захвата частоты представлены в работах Власова В. А. [13], Шалфеева В. Д. [65], Белюстиной Л. Н. [6-8], Шахгильдяна В. В., Ляховкина А. А. [69]. Приоритетность вопросов быстродействия в задачах, для решения которых применяются технологии фазовой автоподстройки частоты подчеркивается значительным объемом журнальных источников и патентной литературы, посвященных проблематике повышения скорости захвата частоты – например, работы [78], [79], [82], [88], [94], [122], [126], [128].

Существующие методы захвата частоты можно в соответствии с имеющимися характерными признаками можно разделить на следующие классы:

- метод нелинейной обработки (сложные системы ФАПЧ);
- метод качания частоты (поисковые системы ФАПЧ);
- метод частотного дискриминирования (система ЧФАПЧ);
- метод переменных параметров (увеличение петлевого усиления системы ФАПЧ);
- метод программной обработки (использование ЭВМ).

Нужно отметить, что некоторые методы могут обладать характерными признаками различных классов, а также существование гибридных структур, когда используются несколько методов аддитивного захвата частоты, в том числе различных классов.

Возможные структурные реализации перечисленных методов иллюстрированы рисунком 1.7(a)-(e).

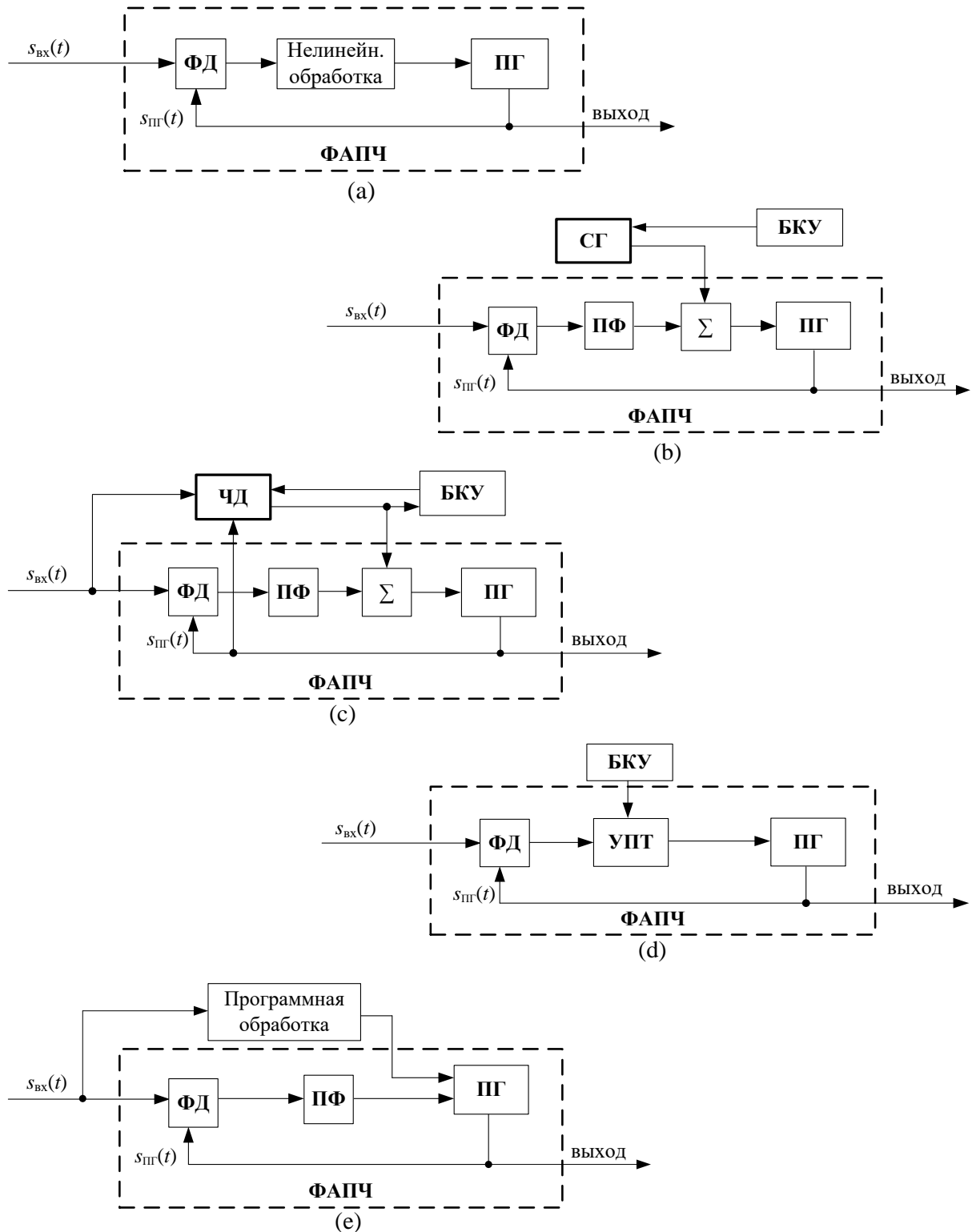


Рисунок 1.7 – Основные методы аддитивного захвата частоты совместно с ФАПЧ

Искомая цель применения этих методов – расширение диапазона допустимых частотных расстроек (многократно превышающих петлевое усиление системы ФАПЧ) и уменьшение времени захвата частоты системой ФАПЧ.

**Метод нелинейной обработки** в цепи управления частотой ПГ, показан на рис.1.7(a). Заключается в усложнении базовых алгоритмов подстройки частоты ПГ традиционной структуры системы ФАПЧ. Обычно достигается путем введения блоков с нелинейными характеристиками. Возможным вариантом реализации является также создание детекторов со сложными нелинейными характеристиками, имеющими изменяемый коэффициент передачи для различных значений частотных и фазовых расстроек.

**Метод поисковой ФАПЧ (качания частоты ПГ)** показан схематично на рис. 1.7(b). На этапе частотной синхронизации применяется дополнительная схема сканирования заданного диапазона частотных расстроек путем смещения значения рабочей частоты приема входного сигнала в смесителе. В частном случае (как на представленном рисунке 1.7(b)), это осуществляется перестройкой частоты ПГ, реализуемой с помощью внешнего управления.

Идея состоит в том, что с помощью данного управления происходит изменение частоты (качание по всему диапазону) ПГ с заданной скоростью в заданном диапазоне до тех пор, пока частотная расстройка не будет снижена до уровня полосы захвата системы ФАПЧ. Управление процедурой качания частоты осуществляется блоком контроля и управления – БКУ. Сигнала дополнительного управления частотой ПГ формируется свип-генератором (СГ).

**Метод частотного дискриминирования** (рисунок 1.7(c)) заключается в применении совместно с фазовым детектором частотного дискриминатора/детектора (ЧД), с помощью которого осуществляется «грубая» оценка начальной частотной расстройки, и ее компенсация с соответствующей точностью. Конечные точные оценки остаточной частотной и фазовой расстроек осуществляет система ФАПЧ. Управление совместной работой двух схем фазового и частотного дискриминаторов происходит с привлечением блока контроля и управления, который в вырожденном случае может быть простым пороговым детектором.

**Метод переменных параметров (увеличение петлевого усиления системы)** представлен на рисунке 1.7(d). Предполагает использование параметрического подхода, когда на этапе начальной синхронизации (переходный режим работы) используется набор значений параметров системы ФАПЧ, обеспечивающих более широкую полосу захвата и, соответственно, меньшее время синхронизации.



**Метод программной обработки** (рис.1.7(е)). Дополнительная оценка частотного рассогласования и управление частотой ПГ осуществляется программно реализованными алгоритмами с применением специализированных вычислителей (программируемой элементной базы). В общем случае возможна реализация и перечисленных выше методов в программном виде, но в тоже время отличительной чертой является применение алгоритмов цифровой обработки сигналов (в частности, преобразование Фурье) и математических методов характерных для программирования, таких как бинарный поиск.

Каждый из существующих методов обладает своим достоинствами и недостатками, подробное рассмотрение различных методов аддитивного захвата частоты с учетом особенностей применения представлено в разделах 1.5.1-1.5.4.

### **1.5.1 Методы нелинейной обработки в алгоритмах управления систем ФАПЧ**

В отечественной литературе структурные методы данного класса также называют сложными системами ФАПЧ. Применение дополнительной нелинейной обработки в цепи управления системы в качестве характерного признака сложных систем ФАПЧ используется в частности в книге Шахгильдяна В. В., Ляховкина А. А. [69].

Цель внедрения дополнительной нелинейности – расширение полосы захвата переходного режима работы системы (улучшение динамических характеристик) при сохранении помехоустойчивости в синхронном режиме работы. Реализация подобной обработки может строиться с помощью: реконструирования характеристики традиционного фазового детектора, внедрения дополнительной обработки сигнала на выходе фазового детектора, обработки сигнала на входе системы, а также с применением дополнительного управления подстраиваемого генератора в петле ФАПЧ.

Результаты разработки и исследования различных структур данного класса можно найти в работах Пономаренко В. П. [55], Шалфеева В. Д. [65, 66], Белых В. Н. [4, 5], Капранова М. В. Наяновой Т. И. [20]. Системный обзор представлен в работе Шахгильдяна В. В., Ляховкина А. А. [69]. В зарубежной литературе примеры структурных решений указанного класса методов можно найти в работах авторов Hiroshige K. A. [95], McGeehan J. P., Eng B. [108], Runge P. K. [118]. При принятии в качестве классового признака структурного усложнения за счет введения специального управления, к указанному классу также будет относиться метод «проектирования» управляющего сигнала ПГ, который рассматривался в работах De Couvreur G. A., Ludwig D. [83, 84], Sanneman R. W., Gupta S. C. [120].

Выдающейся среди данного класса методов с точки зрения теоретической эффективности по критериям переходного режима работы является структура, предложенная в

1965 году Hiroshige К. А. Им была выведена нелинейная схема переключения, которая позволяет снизить на большую величину частотную ошибку на один период колебания разностной частоты, чем это достигается в оригинальной структуре системы ФАПЧ. В своей работе [95] автором были представлены теоретические основы так называемого метода оценки уровня отклонения производной (англ. derived rate rejection, DRR). Соответствующая структурная реализация алгоритма представлена на рисунке 1.8.

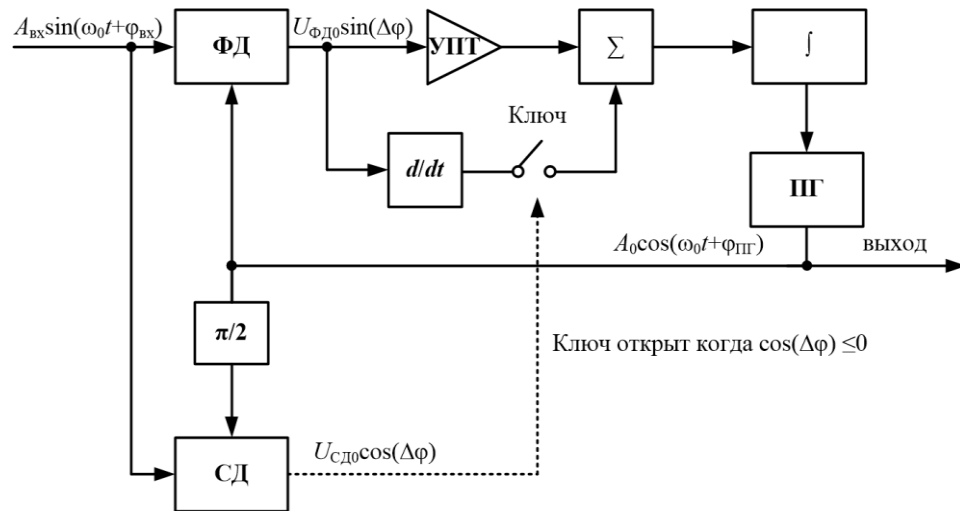


Рисунок 1.8 – Схема аддитивного захвата частоты техникой DRR

В структуре дополнительно используется дифференцирующее звено (блок  $d/dt$ ), входной сигнал для дифференциатора поступает с выхода ФД, а результат дифференцирования подается на сумматор петли обратной связи через ключ, который замыкается на интервалах  $(-\pi/2 + 2\pi k) < \Delta\varphi < (\pi/2 + 2\pi k)$ , где  $k$  – целое число. Выбор интервалов осуществляется выходным сигналом введенного в схему синхронного детектора (СД), на который подается входной сигнал и сигнал ПГ сдвинутый по фазе на  $\pi/2$ . Соответственно на выходе СД сигнал ошибки пропорционален косинусу разности фаз, и ключ замкнут, когда  $\cos(\Delta\varphi) > 0$ . Алгоритм работы системы описывается следующими дифференциальными уравнениями состояния:

$$\begin{aligned} \varphi'' + (2\zeta \cos \varphi) \varphi' + \sin \varphi &= 0 & \text{при} & \quad \cos \varphi > 0; \\ \varphi'' + \sin \varphi &= 0 & \text{при} & \quad \cos \varphi \leq 0. \end{aligned}$$

Таким образом, при достижении захвата  $\cos(\Delta\varphi)$  остается больше нуля, вследствие чего представленная структура в синхронном режиме работы не отличается от исходной системы ФАПЧ 2-го порядка: сохраняется оптимальность традиционной структуры в режиме слежения с точки зрения качества приема в условиях шумов. При этом основным достоинством данного метода является высокая скорость синхронизации при потенциально любых значениях частотной расстройки.

Результаты практического применения метода предложенного Hiroshige K. A. были получены авторами McGeehan J. P., Eng B. в 1976 году и приведены в работе [108].

Рассмотренная структура ФАПЧ с аддитивным захватом частоты техникой DRR несмотря на потенциально высокую эффективность (быстродействие, расширенный диапазон) не нашла широкого применения. Причинами являются высокая сложность инженерной разработки системы обладающей такими параметрами и появление более эффективных с точки зрения практической реализации методов [91, p.78].

Аналогичным образом обстоят дела и в отношении всего класса методов нелинейной обработки: узкое применение, ограниченная эффективность с точки зрения улучшения динамических характеристик, сложность практической реализации.

### 1.5.2 Метод поиска частоты входного сигнала

Метод частотного поиска, называемый в отечественной литературе поисковой ФАПЧ, а в англоязычной литературе методом качания частоты (англ. frequency sweeping) заключается в применении для поиска частоты входного сигнала свип-генератора, качающего с заданной скоростью  $\Lambda$  и в известном диапазоне ожидаемых начальных частотных расстроек  $\max[|\Delta\omega_{\text{нач}}|]$  частоту ПГ (от  $\{\omega_{\text{пг0}} - \max[|\Delta\omega_{\text{нач}}|]\}$  до  $\{\omega_{\text{пг0}} + \max[|\Delta\omega_{\text{нач}}|]\}$ ) с сигналом которого сравнивается входное колебание. Метод подробно рассмотрен в источниках [91, p.79] ([92, p.195]), [87, p.180], [124, p.73] и исследовался такими авторами как Viterbi A. J. [125], Frazier J. P., Page J. [89], Meyer H., Asheid G. [110], Blanchard A. [77]. В отечественной литературе метод рассматривался в частности в работах Шахгильдяна В. В., Ляховкин А. А. [69], Власова В. А. [13, 14], Никитина Н. П. [48, 49].

Существует два основных варианта реализации данного метода вспомогательного захвата частоты: захват по типу открытой петли (англ. open-loop), захват по типу закрытой петли (англ. close-loop) соответствующие разомкнутому и замкнутому состоянию системы ФАПЧ, примеры можно увидеть на рисунке 1.9, рисунке 1.10 (см. также [77, p.283]).

В случае разомкнутой петли (рис.1.9) система ФАПЧ имеет свою традиционную структуру, при этом входной сигнал подается на вход ФД через ключ, который замыкается после окончания процесса вспомогательного частотного захвата. Поиск частоты происходит без применения системы ФАПЧ, только за счет дополнительных блоков введенных в состав системы синхронизации. Это локальный генератор (ЛГ), смеситель (СМ) на котором происходит сравнение частот входного сигнала и сигнала ЛГ, качающий частоту свип-генератор (СГ) а также схема оценки частотного рассогласования, обычно состоящая из решающего фильтра (РФ), детектора и компаратора уровня (КУ).

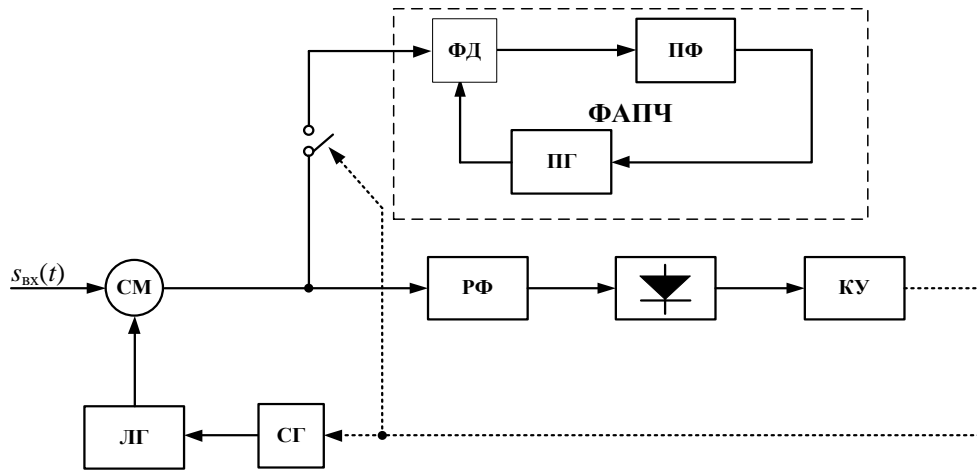


Рисунок 1.9 – Захват частоты методом частотного поиска при разомкнутой петле ФАПЧ

При снижении разности частот до уровня близкого к нулю на входе СГ формируется сигнал индикатор достижения синхронизма по частоте который останавливает качание частоты и замыкает ключ на входе ФД системы ФАПЧ, таким образом, запуская ее работу.

Разновидность схемы поиска частоты по типу замкнутая петля показана на рисунке 1.10, где использованы аналогичные обозначения устройств, что и на рисунке 1.9.

При реализации метода по типу замкнутой петли свип-генератор качает частоту ПГ стоящего в составе петли ФАПЧ, управление частотой осуществляется через введенный в обратную связь сумматор на входе ПГ. Ключ в этом случае располагается внутри петли – на выходе петлевого фильтра и замыкается при достижении синхронизма по частоте.

Примеры программной реализации и результаты моделирования метода захвата частоты с помощью свип-генератора можно посмотреть в [124, р.177].

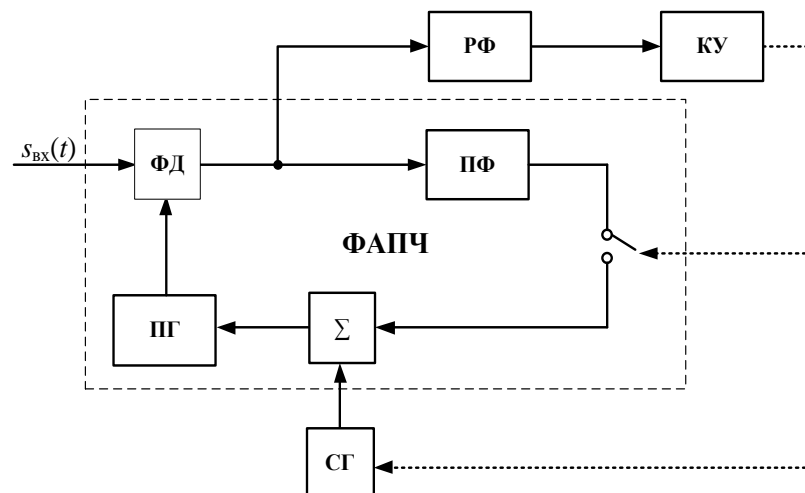


Рисунок 1.10 – Захват частоты методом частотного поиска при замкнутой петле ФАПЧ

Преимуществом данного метода, является возможность работы в шумах, при низком отношении с/ш, поскольку ФАПЧ является когерентным устройством.

Минусом классических структур (рисунок 1.9, 1.10) является слепой поиск частоты: система не знает знака частотной расстройки и может начинать поиск в любом из направлений – как понижения, так и повышения разности частот.

У данного метода имеется ограничение по скорости изменения частоты ПГ (скорости сканирования частотного диапазона), жестко привязанное к петлевым характеристикам применяемой системы ФАПЧ: скорость изменения частоты ПГ  $\omega'$  для обеспечения захвата частоты с заданной вероятностью прямо пропорциональна квадрату собственной (резонансной) частоты  $\omega_n$  ( $n$  – natural) эквивалентного контура ФАПЧ и должна удовлетворять неравенству  $\omega' \leq \omega_n^2$ . В противном случае будет невозможна синхронизация – система ФАПЧ не успеет осуществить захват частоты при достижении значений частотной расстройки на входе петли меньших или равных по модулю величине полосы захвата ФАПЧ: устройство управления частотой ПГ уведет частоту в другой конец рабочего диапазона. В системе будут наблюдаться биения с частотой меняющейся в диапазоне работы свип-генератора. Нужно отметить, что при выборе максимально допустимого значения скорости изменения частоты ПГ время захвата будет линейно увеличиваться с ростом диапазона сканирования.

Gardner F.M. в работе [92, p.197] предложил обобщенную формулу оценки максимально допустимой скорости изменения частоты генератора при величине коэффициента устойчивости (демпинг фактора)  $0,7 \leq \zeta \leq 1$ :

$$\Lambda = \frac{1}{2} \omega_n^2 \left( 1 - \frac{2}{\sqrt{\text{SNR}_L}} \right).$$

Данная формула выведена исходя из обеспечения максимизации вероятности захвата и с учетом работы в шумах:  $\text{SNR}_L$  – отношение с/ш внутри полосы петли ( $L$  – Loop).

Абсолютный, максимальный предел скорости, с которой может работать схема качания частоты (англ. sweep rate) для петли ФАПЧ с фазовым детектором с синусоидальной характеристикой определяется как  $\Delta\omega < \omega_n^2$ . Это значение вытекает из определения максимальной скорости изменения частоты входного сигнала, при которой система ФАПЧ 2-го порядка способна удерживать синхронизм в системе.

В тоже время, практическое ограничение скорости качания частоты генератора, при которой обеспечивается устойчивый захват с единичной вероятностью, было выведено экспериментально Viterbi A. J. и равно  $\Delta\omega < 0,5 \cdot \omega_n^2$ . По полученным в его работе данным, при  $\Delta\omega > 0,5 \cdot \omega_n^2$  система может и не осуществить захват, что обусловлено случай-

ным характером угловых параметров сигналов в системе (частоты и фазы). Также вероятность захвата оказалась связанной с демпинг фактором, соответствующая зависимость описана в литературе. Наибольшую вероятность захвата можно получить при использовании значения демпинг фактора  $\zeta$  в пределах от 0,7 до 1 [91, p.81].

Данный метод способен работать при наличии шумов и при этом допустимое значение скорости качания зависит от их уровня. Коэффициент  $(1-2(\text{SNR}_L)^{-1/2})$  (был получен в работе Frazier J. P., Page J. [89] на основе эмпирических данных), используемый в приведенной формуле, связывает уровень петлевых шумов и допустимую скорость перестройки частоты. В соответствии с указанной формулой захват методом качания частоты становится невозможным в случае уровня шумов в полосе петли  $\text{SNR}_L$  ниже уровня 6дБ, что говорит в целом о высокой устойчивости метода при работе в шумах.

Рассмотренный метод к настоящему времени практически не применяется в задачах формирования и приема сигналов. Причиной служит наличие ограничения по скорости перестройки частоты и существование более эффективных с точки зрения практической реализации альтернативных решений.

### 1.5.3 Метод переменных параметров системы

Классический метод, распространённый в различных прикладных структурах синхронных устройств. Петля может иметь расширенную полосу на этапе захвата частоты и более узкую полосу для улучшения фильтрующих свойств в режиме слежения при наличии шумов. Ограничением данного метода может выступать отношение с/ш при котором работает система.

Полосу системы можно изменять несколькими методами. Можно использовать различный набор параметров петлевого фильтра (в аналоговой реализации переключатель для выбора различных компонентов фильтра в различных режимах – широкой/узкой полосы). Полосу системы можно корректировать путем изменения петлевого усиления.

Во всех случаях потребуется наличие индикатора захвата для определения момента смены параметров системы. Управлять моментом переключения параметров системы можно с помощью системы автоматического контроля частоты.

Метод широко применяется при косвенном синтезе частоты как дополнительный способ ускорения переходного процесса – см. например микросхему ФАПЧ синтезатора фирмы Analog Devices ADF4196 [72], полоса системы изменяется в 8 раз для ускорения процессов частотной синхронизации.

Сочетание широкой полосы и узкой полосы системы ФАПЧ является одним из традиционных решений в задачах квазикогерентного приема, в случае наличия жестких тре-

бований по точности определения угловых параметров входного сигнала – характерная задача оценки параметров.

Параметрический подход также может применяться при реализации схемы восстановления когерентной несущей (СВКН) в случае использования специальных сложных дискриминационных схем для выделения частотного и/или фазового рассогласования несущего колебания входного сигнала. Примером может служить задача слежения за параметрами несущего колебания при приеме сигнала манипуляции минимального сдвига (ММС; англ. *minimum shift keying, MSK*) относящегося к классу частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой. Свертка информации во входном сигнале для выделения состояния фазы несущего колебания может осуществляться методом стробирования принимаемого сигнала в моменты времени, когда информационный компонент равен нулю, вследствие чего сигнал ошибки имеет дискретный характер [2], [35]. Частота выборки сигнала ошибки пропорциональна одной четвертой информационной скорости передачи  $R_b$  (b – bit), соответственно реальная частота дискретизации СВКН при цифровой реализации равна  $f_s = (R_b / 1 \text{ бит}) / 4$  (индекс s – sampling). Это накладывает дополнительные ограничения на ширину полосы петли ФАПЧ функционально реализующей СВКН: для обеспечения устойчивой работы системы в шумах и сохранения величины энергетического проигрыша на приемлемом уровне (до 1 дБ) может потребоваться выбирать значение величины отношения шумовой полосы петли к полосе информационного сигнала (обычно характеризуемой через информационную скорость  $R_b$ :  $\Delta F_{\text{ш}} / (R_b / 1 \text{ бит})$ ) на уровне  $(1 / 60) \div (1 / 40)$ . Что существенно ниже традиционно используемого в задачах демодуляции диапазона значений:

$$\Delta F_{\text{ш}} / (R_b / 1 \text{ бит}) = (1 / 20) \div (1 / 10).$$

Чтобы сохранить динамику системы в переходном режиме работы, когда для осуществления начальной синхронизации в сигнале передается преамбула и отсутствует информационный шум отношение шумовой полосы петли к информационной скорости можно выбирать из стандартного диапазона значений  $\Delta F_{\text{ш}} / (R_b / 1 \text{ бит}) = (1 / 20) \div (1 / 10)$  и выше, в зависимости от уровня отношения сигнал/шум на входе системы.

Достоинством метода является относительная простота реализации и задействование небольшого числа дополнительных ресурсов, что особенно актуально для микроэлектронных изделий СВЧ техники. Метод можно применять совместно с другими подходами аддитивного захвата – частотного дискриминирования, частотного поиска и прочими.

Проблема данного метода очевидна – с расширением полосы системы ФАПЧ падает отношение сигнал/шум в полосе петли, что накладывает жесткие ограничения в приклад-

ных задачах характеризующихся пороговым значением сигнал/шум, таких как квазикогерентная демодуляция.

Ограничение на расширение полосы системы, даже при отсутствии шумов, возникает в случае дискретного характера сигнала на выходе дискриминатора системы. Один из примеров – приведенный выше случай синхронизации по несущему колебанию сигнала с манипуляцией минимального сдвига; другим характерным примером является система ФАПЧ с импульсным частотно-фазовым детектором, для устойчивой работы которой рекомендуется выбирать соотношение собственной частоты  $\omega_n$  к частоте сравнения в детекторе  $f_d$  не ниже  $\omega_n / (2\pi f_d) = 1 / 15$ .

Расширение полосы также не решает кардинально проблему ускорения переходных процессов, поскольку взаимосвязь времени частотной синхронизации и частотной расстройки не меняется. Удел данного метода – выполнение вспомогательной функции в сочетании с другими методами, либо обеспечение ограниченного повышения быстродействия при возможности обеспечить выполнение заявленных требований.

#### **1.5.4 Совместное применение фазового детектора и частотного дискриминатора**

Метод заключается в применении совместно с системой ФАПЧ частотного дискриминатора (детектора) ЧД, с помощью которого осуществляется оценка частоты с определенной точностью в заданном частотном диапазоне. Фактически предлагается использование двойной структуры, когда управление частотой ПГ осуществляется по двум петлям обратной связи с частотным и фазовым детектированием. В отечественной литературе метод называют частотно-фазовой автоподстройкой частоты, ЧФАПЧ. Обзор методов данного класса, алгоритмы и структурные схемы, а также результаты исследований таких устройств представлены в работах авторов Gardner F. M. [92], Richman D. [117], Messerschmitt D. G. [109], Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. [69], Белюстина Л. Н., Шалфеев В. Д. [6-8], Капранов М. В. [18], Капланов М. Р., Левин В. А. [17].

Суть частотного детектирования заключается в выделении постоянной составляющей пропорциональной рассогласованию частоты входного сигнала. Существуют различные алгоритмы оценки частотного рассогласования. Традиционными известными структурами являются ЧД на связанных контурах и расстроенных контурах, известны также классический дискриминатор Фостера-Сили, дискриминатор на линии задержки – [124, p. 85], квадрикоррелятор – [117], [82, p.203], [87, p.177], [124, p.87], векторный частотный дискриминатор [109].

Оценка частотного рассогласования характеризуется более жесткими требованиями к уровню полезного сигнала на входе синхронной системы, вследствие того, что процеду-



ра является некогерентной (в отличие от метода частотного поиска – там захват частоты осуществляется именно петлей ФАПЧ, которая является когерентным устройством) [91, p.86]. Разница в требуемом уровне отношения с/ш для корректной работы может достигать существенных значений – 10дБ и выше (подробнее [77, p.280]).

Для дискриминирования могут быть использованы схемы, в которых происходит оценка абсолютного значения частоты поступающего колебания (такие как дискриминатор Фостера-Сили, схема усреднения импульсов), но распространение получили более эффективные с точки зрения реализации алгоритмы оценки частотной разности. Вместо оценки абсолютного значения частоты, в таких дискриминаторах вычисляется величина частотного рассогласования между входным сигналом и сигналом ПГ.

Традиционная структура аддитивного захвата методом частотного дискриминирования содержит петли фазовой и частотной подстройки. Фазовая петля имеет несущественное влияние на процесс синхронизации, когда значение частотной расстройки находится вне полосы захвата по фазе системы ФАПЧ: частота ПГ управляется в основном петлей частотной подстройки. После захвата частоты, петля автоподстройки по фазе оказывает доминирующее влияние на процесс управления частотой ПГ, поскольку имеет значительно большее усиление по постоянному току (фактически бесконечное) и частотный дискриминатор может быть при необходимости отсоединён в режиме синхронной работы (если его выходное напряжение будет зафиксировано) [92, p.199].

Применение частотного дискриминатора является самым скоростным из рассмотренных методов аддитивного захвата частоты, применяемых совместно с системой ФАПЧ. Для метода частотного дискриминирования время захвата по частоте пропорционально логарифму частотной расстройки [91, p.86]:  $T_{\omega \text{ чд}} \sim \log_n(\Delta\gamma_{\text{нач}})$ .

Успешное промышленное внедрение структуры данного класса называемой квадриккоррелятором сформировало широкий интерес к соответствующим методам частотного захвата, что отразилось в росте научно-технической литературы посвященной исследованиям методам частотного дискриминирования совместно с системами ФАПЧ.

Квадриккоррелятор (типовая структура представлена на рисунке 1.11) является дискриминатором частотной разности, который представил Richman D. в работе [117]. Дословное название – dc quadricorrelator – квадратурный коррелятор постоянной составляющей, что подразумевает применения в качестве дополнения к традиционной структуре ФАПЧ с ФД еще одной квадратурной ветви с детектированием. Структура работала в двух режимах: при значительных расстройках срабатывала схема частотного дискриминирования; при малых расстройках остаточная синхронизация велась за счет исходной

структуры ФАПЧ. Предложенная схема предназначалась для синхронизации цвета в телевизионных сигналах (NTSC color Television) и характеризовалась высокой эффективностью в плане повышения диапазона захвата, минимизации времени и конечной стоимости с точки зрения промышленного производства [117].

Структура широко представлена в научно-технической литературе – разбор принципов работы данного метода можно найти, например в [117], [92, p.203], [87, p.177], [124, p.87]. Существуют вариации данной структуры представленные различными авторами. На рисунке 1.11 представлена концептуальная структура квадрикоррелятора [87, p.177].

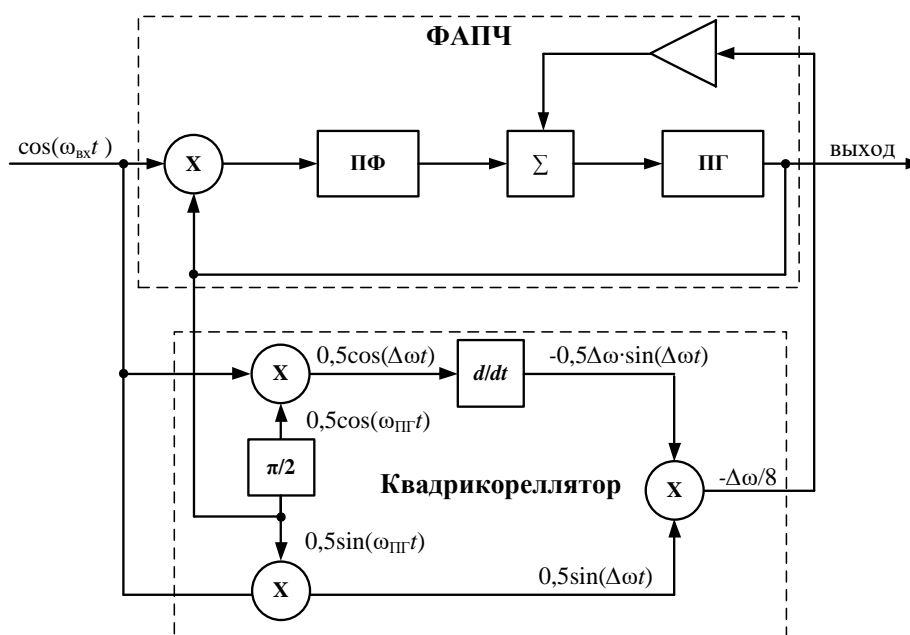


Рисунок 1.11 – Схема аддитивного захвата частоты квадрикоррелятором

Для получения значения пропорционального частотной расстройке используется квадратурная схема, в которой задействованы два смесителя частоты опорного и входного сигналов, дифференцирующее звено для извлечения мгновенного значения частотной расстройке из аргумента функции косинуса разности частот, а также третий смеситель для получения итоговой оценки частотной разности.

Входной сигнал на промежуточной частоте преобразуется в квадратурный с переносом центральной частоты в нулевое значение с помощью пары смесителей (фазовых детекторов) на которые поступает сигнал ПГ – реализуется процедура получения комплексной огибающей. Значение ширины полосы ФНЧ в составе детекторов определяет рабочий диапазон разности частот, в котором возможно функционирование структуры.

В исходную структуру, которую представил Richman D. , также включалась схема высокочастотной фильтрации, для автоматического отключения квадрикоррелятора при очень маленьких расстройках частоты, когда управление синхронизацией полностью осуществимо ФАПЧ.

Одна из полученных квадратурных компонент пропускается через дифференцирующее звено и затем перемножается на другую компоненту. Результирующий сигнал содержит постоянную составляющую пропорциональную разности частот входного сигнала и колебания ПГ, включая знак расстройки.

Также в составе имеется компонента высокочастотных биений удвоенной разностной частоты, которая может стать помехой при попытке использовать квадрикоррелятор как ЧМ демодулятор, но разность частот стремится к нулю при становлении синхронного режима работы ФАПЧ, соответственно биения гасятся при применении квадрикоррелятора как техники аддитивного захвата частоты совместно с ФАПЧ.

Несмотря на широкую известность методов данного класса, их применение на практике ограничено. Одной из основных проблем, которыми обладает метод частотного дискриминирования – практическая не реализуемость классических структур ЧФАПЧ в СВЧ диапазоне

### **1.5.5 Использование частотно-фазового детектора и схемы накачки заряда**

Структура системы ФАПЧ с импульсным частотно-фазовым детектора (ЧФД) и схемой накачки (англ. charge-pump phase-lock loop, CPPLL) с точки зрения классификации относится к методам частотного дискриминирования. Благодаря своей эффективности данная система получила наибольшее распространение и промышленное внедрение в мировом масштабе, в основном в задачах синтеза частоты. Вследствие этого научно-технические исследования данной структуры фактически выделены в отдельное направление. Структурам данного типа в контексте задачи косвенного синтеза частоты посвящены работы отечественных и зарубежных авторов: Шахтарин Б. И. [70], Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. [21], Тихомиров В. Н. и Леньшин А. В. [60, 61], Маннаевич В. [24], Gardner F. M. [90], Egan W. F. [87], Best R. E. [76], Stephens D. R. [123], Goldman S. J. [93], Kroupa V. F. [101].

Системы ФАПЧ с ЧФД и накачкой заряда используется в современных интегральных схемах синтезаторов частот (в том числе с возможностью формирования отдельных видов модулированных сигналов) таких ведущих производителей как Analog Devices [72] и Texas Instruments [102]. Структурные алгоритмы также используются для формирования внутрисистемных тактирующих сигналов производных по отношению к эталонному так-

товому колебанию в программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) таких фирм производителей как Xilinx [129] и Intel (ранее Altera) [99].

Рассматриваемая система содержит в своей структуре частотно-фазовый детектор относящийся к классу нелинейных дискриминаторов [92, р.201] который сравнивает входной сигнал и сигнал ПГ преобразованные в логические уровни «0» и «1». В зависимости запаздывает или опережает фронт сигнала ПГ фронт входного сигнала, ЧФД выдает на выходе управляющие сигналы вверх/вниз – up/down, подаваемые на схему генератора накачки заряда (ГНЗ). В соответствии со значением управляющих сигналов ГНЗ подает постоянный ток  $I_{НЗ}$  с помощью которого происходит заряд конденсатора петлевого фильтра, вследствие чего происходит изменение регулирующего напряжения ПГ в сторону снижения частотной расстройки.

Нужно отметить, что существуют различные вариации детекторов и схемы накачки заряда; подробное описание системы можно найти в литературе [21], [61], [70], [76], [86], [90]. Пример структуры с ЧФД на Д-триггерах и токовым генератором накачки заряда представлен на рис.1.12.

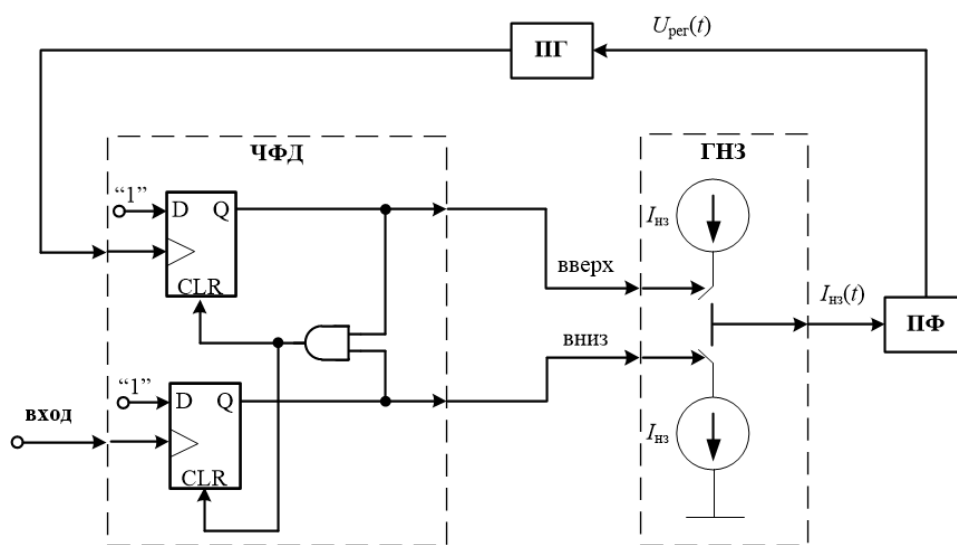


Рисунок 1.12 – Система ФАПЧ с частотно-фазовым детектором и накачкой заряда

Нелинейность дискриминатора проявляется в характере сигнала ошибки. Когда система ФАПЧ находится в переходном режиме работы, в случае если разность частот мала по сравнению с номинальной рабочей частотой сигналов на входе детектора ( $f_d$ ), называемой также частотой сравнения (ее значение равно величине частоты сигнала ПГ, которая установится после синхронизации), сигнал на выходе ЧФД усредненный на множестве циклов можно аппроксимировать константой со значением равным  $K_d / 2$  (где  $K_d$  – коэффициент передачи детектора). С увеличением частотной ошибки усредненный уровень аппроксимированной константы возрастает до величины  $K_d$ .

Характер работы системы при синхронизации схож с работой схемы частотного поиска. Сигнал ошибки с выхода ЧФД аппроксимируется константой с диапазоном значений  $[K_d / 2; K_d]$  которая на уровне физического представления является постоянным током заряжающим конденсатор фильтра (ток накачки заряда  $I_{нз}$ ). Напряжение регулирования ПП растет пропорционально заряду конденсатора, перестраивая частоту выходного сигнала подстраиваемого генератора. Перестройка частоты происходит практически с постоянной скоростью, что схоже с механизмом работы схемы частотного поиска, но в отличие от последней применение ЧФД позволяет однозначно определить направление перестройки частоты (знак частотной расстройки), что снижает время достижения синхронизации. Традиционная схема частотного поиска с этой точки зрения является «слепой»: перестройка может стартовать как в правильном, так и в неправильном направлении (будет происходить наращивание, а не минимизации частотного рассогласования).

Кроме этого, постоянный ток на выходе ЧФД величиной  $K_d / 2$  генерирует скорость качания (частоту развертки)  $\pi\omega_n^2$  [рад/с<sup>2</sup>], что в  $2\pi$  раза быстрее, чем максимально допустимая скорость перестройки по методу частотного поиска на основе ФАПЧ с фазовым детектором имеющим синусоидальную характеристику. Такое увеличение скорости происходит по двум причинам [92, p.201]:

- Крутизна (передаточная характеристика) ЧФД является линейной на интервале равному  $4\pi$  радиан, а не  $2\pi$  радиан, как у синусоидального ФД.
- ЧФД плавно преобразуется из нелинейного частотного детектора в линейный фазовый детектор со снижением частотной ошибки до значения внутри диапазона захвата по фазе.

Простота схемы – сохранение полной автоматизации процессов (работа без использования внешней решающей схемы), малое число компонентов и использование цифровой логики для детектирования сигнала ошибки наряду с достаточно высоким быстродействием обеспечили системе ФАПЧ с накачкой заряда монополю на применение в интегральных схемах. Она практически повсеместно используется в синтезаторах частоты косвенного метода синтеза, ее применение особенно характерно при микросхемном исполнении компонентов СВЧ диапазона. Область применения характеризуется высоким отношением сигнал/шум в канале принимаемого сигнала, который в синтезаторах частоты формируется высокостабильным эталонным генератором.

Система обладает рядом проблем, которые обусловлены технологией формирования сигнала ошибки импульсным частотно-фазовым детектором системы. С точки зрения спектральной чистоты формируемого сигнала система ФАПЧ с накачкой заряда в ряде

случаев проигрывает традиционной системе ФАПЧ с фазовым детектором. Кроме того, требование по фильтрации импульсных шумов и дискретный характер сигнала ошибки накладывает ограничение на быстродействие системы. Время синхронизации имеет обратную зависимость от параметров, характеризующих полосу системы ФАПЧ. Величина которой ограничивается требованиями по обеспечению устойчивости системы (в частности рекомендуется чтобы соотношение частоты сравнения – частоты сигналов поступающих на детектор – и собственной, натуральной частоты контура ФАПЧ было  $f_d / f_n \geq 15$ ) и по эффективному подавлению негармонических паразитных составляющих (спуров) в спектре выходного сигнала ПГ порождаемых импульсным характером ЧФД.

Несмотря на высокую скорость работы по сравнению с системой ФАПЧ с фазовым детектором, быстродействие CPPLL не всегда удовлетворяет современным требованиям. Это приводит к рождению гибридных структур, в которых используются две петли ФАПЧ, системы с переменными параметрами [72] и/или дополнительным управлением. Необходимо отметить, что быстродействие данного метода ниже, чем при использовании дополнительного частотного дискриминатора, и в тоже время он применяется в задачах с более высоким входным отношением сигнал/шум чем традиционные системы ФАПЧ с фазовым детектором.

Сложность вызывает также создание на основе данных структур синхронных формирователей требующих фиксированного фазового сдвига, то есть алгоритмов с использованием фазовой манипуляции типа BPSK, QPSK, QAM. Проблема в том числе связана с тем, что система является квазиастатичной: в режиме синхронной работы в структуре ФАПЧ на выходе импульсного ЧФД наблюдаются импульсные биения вследствие дискретного характера сигнала рассогласования.

### 1.5.6 Программные методы захвата частоты входного сигнала

Грубую оценку начальной частотной расстройке можно делать с привлечением набора полосовых фильтров (гребенки) перекрывающих анализируемую полосу частот в заданных границах предполагаемого частотного рассогласования, осуществляя оценку частоты в ходе анализа мощности сигнала на выходах фильтров. Такой подход активно применяется в современных системах связи, где обработка сигналов ведется преимущественно в цифровой форме. Оценка частоты (и фазы) в этом случае может делаться как набором узкополосных цифровых фильтров, так и с привлечением вычислительно-эффективных алгоритмов цифровой обработки сигналов (ЦОС) [104] – быстрого преобразования Фурье (БПФ), оконного дискретного преобразования Фурье (ДПФ), метода Герцеля. При использовании алгоритмов в связке с программно реализованной системой

ФАПЧ полученные этими методами оценки применяются для начальной корректировки частоты местного подстраиваемого генератора (реализуемого в этом случае как цифровой синтезатор отсчетов) стоящего в петле ФАПЧ системы восстановления когерентной несущей. Например, система автоматического контроля частоты на основе алгоритма ДПФ представлена F.D. Natali в [111].

Основная проблема – громоздкость алгоритмов, сложность управления (зачастую оценка осуществляется однократно перед началом работы непосредственно системы ФАПЧ), а также необходимость применения спецвычислителей для реализации цифровых алгоритмов обработки сигналов – цифровых сигнальных процессоров, ПЛИС. С учетом указанных особенностей применения такие подходы по начальной оценке частотной расстройке устоялись в области демодуляции для построения СВКН квазикогерентных приемников цифровых систем передачи информации, которые сами реализуются программно внутри DSP/FPGA. Среди особенностей методов следует отметить ограничение по частотному разрешению – конечная точность по оценке частоты (для улучшения оценки зачастую применяют дополнительно алгоритмы интерполяции), для БПФ определяется частотой выборки отсчетов (дискретизации)  $f_s$  и числом точек  $N$ , а также инерционность – время, требуемое на накопление отсчетов для выполнения обработки с заданным разрешением по частоте.

Еще один метод, исторически имеющий математические корни и широко применяемый в программировании – *бинарный поиск*, также реализуется программно с привлечением вычислительного устройства. Идея состоит в том, что диапазон частот, в котором работает ПГ, управляемый системой ФАПЧ, разбивается дискретной сеткой на поддиапазоны. С помощью внешней схемы по алгоритму бинарного поиска осуществляется дискретная перестройка ПГ по поддиапазнам, которая заканчивается после попадания частоты ПГ в соответствующий поддиапазон, в котором находится положение частоты ПГ совпадающее с искомым значением. Подробное рассмотрение алгоритма приведено в источнике [80].

## 1.6 Выводы

Системы ФАПЧ применяемые в задачах синхронного формирования и приема сигналов в модемах ЦСПИ имеют два основных режима функционирования – переходный режим работы и синхронный режим работы. В синхронном режиме работы структура системы ФАПЧ при определенных условиях соответствует оптимальному нелинейному фильтру, что аргументировано результатами статистического синтеза.

В переходном режиме работы традиционная система ФАПЧ характеризуется низкой эффективностью, а именно:

- при первом порядке система имеет полосу захвата синхронного режима работы ограниченную величиной петлевого усиления;
- при втором порядке (и выше) система имеет теоретически бесконечную полосу захвата за счет наличия интегратора в составе ПФ, но низкое быстродействие, вызванное особенностями алгоритма – время захвата может в теории достигать бесконечности.

Современные прикладные задачи, в которых применяются системы ФАПЧ, как правило, сопровождаются жесткими требованиями по времени синхронизации и ширине диапазона частот, которым не удовлетворяют характеристики традиционной структуры системы ФАПЧ в переходном режиме.

Сформулированные требования к характеристикам систем ФАПЧ приводит к использованию на практике дополнительных инженерных решений, которые в той или иной мере компенсируют недостаточное быстродействие системы ФАПЧ в переходном режиме работы, при значительных частотных расстройках. Эти решения, которые получили название методов аддитивного захвата частоты, относятся к следующим классам:

- методы нелинейной обработки (сложные структуры ФАПЧ) – применяется нелинейная обработка в цепи управления подстраиваемого генератора (ПГ);
- методы частотного поиска (поисковые ФАПЧ) – осуществляется сканирование рабочего диапазона частот путем изменения центральной частоты, на которой происходит обработка входного сигнала системой ФАПЧ;
- методы переменных параметров (расширения полосы системы ФАПЧ) – увеличение полосы системы в переходном режиме работы;
- метод частотного дискриминирования (система ЧФАПЧ) – совместное применение частотного и фазового дискриминатора, то есть реализация двухпетлевой структуры ЧАПЧ-ФАПЧ; в том числе применение импульсного частотно-фазового детектора и схемы накачки заряда в системе ФАПЧ;
- методы программной обработки – применение совместно с ФАПЧ программно реализуемых алгоритмов для снижения частотной расстройки, таких как преобразование Фурье (ДПФ, БПФ), цифровая фильтрация, бинарный поиск.

В задачах синхронной обработки в СВЧ диапазоне реальное применение нашла система ФАПЧ с импульсным ЧФД и схемой накачки заряда. Данная структура получила широкое распространение, преимущественно в области синтеза и формирования сигналов



– синтезаторах частоты косвенного метода синтеза и внутрисистемных формирователей эталонов частоты и времени. В тоже время данная структура обладает рядом существенных недостатков, в том числе недостаточное быстродействие, которое на сегодняшний день повышают применением дополнительно техники расширения полосы системы и использованием дублированных структур для предварительной синхронизации. Кроме того, данная структура имеет квазиастатический характер в синхронном режиме работы, что осложняет практическую реализацию на ее основе формирователей фазоманипулированных сигналов.

Теоретические подходы к оптимизации системы ФАПЧ в переходном режиме работы сводятся к задаче синтеза оптимальной по быстродействию системы фазовой автоподстройки частоты как частного случая системы автоматического управления, которая решается с привлечением принципа максимума Понтрягина и аналитического метода фазовых траекторий. Существующие решения данной задачи приводят к применению релейной характеристики управления частотой ПГ. При этом, в исходных условиях постановки задачи регламентирована величина и принцип работы управителя частоты: осуществлена привязка к методу фазового детектирования, а решение задачи сводится к выбору оптимальной характеристики ФД с уже заданным размахом. Вследствие этого достигаемая оптимизация не обеспечивается для частотных расстройек многократно превосходящих петлевое усиление системы.

Таким образом, актуальной остается задача синтеза оптимальных по быстродействию для расширенного диапазона частотных расстройек алгоритмов фазовой автоподстройки частоты, с последующим созданием на их основе высокоскоростных структур синхронных модуляторов, демодуляторов, синтезатора частоты. Решение указанных задач необходимо в рамках проблемы создания перспективных ЦСПИ обладающих высокими динамическими характеристиками, где формирование модулированных сигналов осуществляется непосредственно в СВЧ диапазоне на несущей частоте.

## 2 Структурный синтез глобально линеаризованной системы синхронизации

В данной главе с привлечением метода фазовой плоскости проанализированы особенности фазовых портретов традиционных структур систем ФАПЧ приводящие к ограничениям динамических характеристик в переходном режиме работы. Представлена методика структурной оптимизации фазового портрета традиционной системы ФАПЧ. Разработанная методика обеспечивает линеаризацию фазовых траекторий синхронной системы в условиях значительных начальных частотных расстройок ( $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$ ) и отвечает принципу максимума Понтрягина оптимального по быстродействию управления. Для оптимизированного фазового портрета синтезированы оптимальные алгоритмы высокоскоростной системы синхронизации (дифференциальное уравнение, описывающее взаимосвязь производной фазового рассогласования  $d(\Delta\varphi) / dt$  с самим фазовым рассогласованием  $\Delta\varphi$ ). Представлена структурная реализация полученных алгоритмов – глобально линеаризованная система синхронизации (ГЛСС).

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы в работах автора [25], [42].

### 2.1 Фазовые портреты традиционных систем ФАПЧ

Схема традиционной структуры системы фазовой автоматической подстройки частоты представлена на рисунке 2.1.

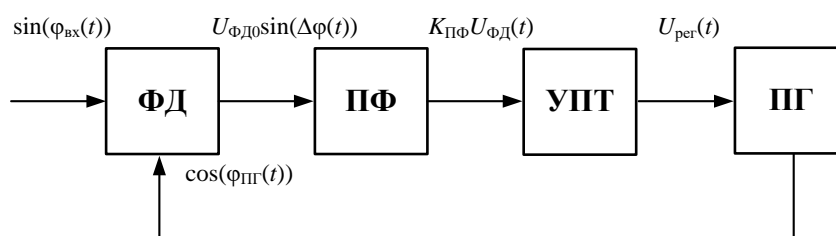


Рисунок 2.1 – Схема традиционной системы ФАПЧ с ФД

Она включает в себя: фазовый детектор (ФД), петлевой фильтр (ПФ), усилитель постоянного тока (УПТ) и подстраиваемый генератор (ПГ). Происходящие в системе ФАПЧ процессы можно описать дифференциальным уравнением в операторной форме (2.1):

$$p(\Delta\varphi) + K_{\text{ФАПЧ}} K_{\text{ПФ}}(p) \sin(\Delta\varphi) = \Delta\omega_{\text{нач}}. \quad (2.1)$$

В уравнении (2.1) приняты следующие обозначения:

- $\Delta\varphi = (\varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{ПГ}})$  – текущее фазовое рассогласование входного колебания и колебания ПГ ( $\Delta\varphi$  соответствует временной функции  $\Delta\varphi(t)$ );
- $K_{\text{ФАПЧ}}$  – коэффициент петлевого усиления системы;

- $K_{\text{ПФ}}(p)$  – комплексный коэффициент передачи петлевого фильтра;
- $\Delta\omega_{\text{нач}} = (\omega_{\text{вх}} - \omega_{\text{ПГ}})$  – начальная частотная расстройка (разность частот входного сигнала и колебания ПГ в начальный момент времени).

В составе системы ФАПЧ первого порядка петлевой фильтр отсутствует, соответственно его коэффициент принимается тождественно равным единице ( $K_{\text{ПФ}}(p) \equiv 1$ ) и уравнение (2.1) преобразуется к виду:

$$d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi). \quad (2.2)$$

Уравнение (2.2) описывает функциональную зависимость производной аргумента от самого аргумента, что соответствует математическому понятию фазовый портрет системы. В данном случае аргументом является фазовое рассогласование  $\Delta\varphi$ , а его производной по времени является текущая частотная расстройка ( $d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega$ ) определяемая как текущая разность частот входного колебания и колебания ПГ  $\Delta\omega = (\omega_{\text{вх}} - \omega_{\text{ПГ}})$ . Графическое отображение фазового портрета системы описываемой уравнением (2.2) представлено на рисунке 2.2.

Для удобства представления оси нормированы. Обозначенные как  $A$  и  $B$  на рис. 2.2 точки пересечения функции фазового портрета с осью фазового рассогласования называются точками равновесия системы – в них достигается нулевое значение частотной расстройки, то есть состояние синхронизма по частоте.

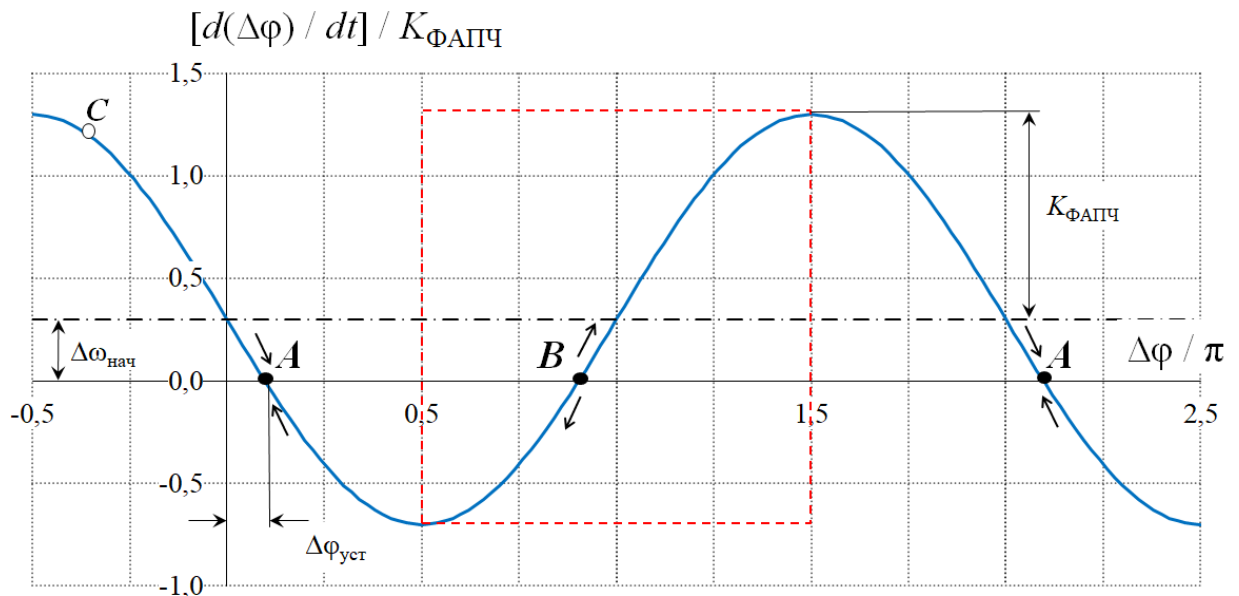


Рисунок 2.2 – Фазовый портрет ФАПЧ 1-го порядка

Текущее состояние системы ФАПЧ иллюстрируется изображающей точкой  $C$ , которая в момент времени начала переходного процесса может оказаться в произвольном положении на фазовом портрете системы.

Положительное частотное рассогласование  $d(\Delta\varphi) / dt > 0$  соответствует нахождению изображающей точки  $C$  в верхней координатной полуплоскости. В этом случае движение точки  $C$  происходит слева направо по направлению оси фазового рассогласования  $\Delta\varphi$ . При расположении изображающей точки в нижней координатной полуплоскости частотная расстройка отрицательна ( $d(\Delta\varphi) / dt < 0$ ) и движение происходит справа налево, против направления оси фазового рассогласования. Соответствующие направления обозначены векторами движения на рис.2.2.

Перемещение во времени изображающей точки  $C$  по фазовому портрету свидетельствует о нахождении системы ФАПЧ в переходном режиме работы. Синхронный режим работы устанавливается после достижения точкой  $C$  ближайшей точки равновесия системы  $A$  или  $B$ , в которых выполняется условие  $d(\Delta\varphi) / dt = 0$  ( $\Delta\varphi = \text{const}$ ) и движение изображающей точки прекращается.

Согласно поведению системы в прилегающих областях к точкам пересечения фазового портрета с осью фазовых рассогласований различают точки *устойчивого* ( $A$ ) и *неустойчивого* ( $B$ ) равновесия. Отличие состоит в том, что при возникновении каких либо частотно-фазовых флуктуаций система согласно логике заложенного алгоритма выталкивается из точки  $B$  в соответствии с векторами движения перемещается в ближайшую точку устойчивого равновесия  $A$  расположенную справа или слева в зависимости от знака частотной расстройки возникшего после выхода из точки  $B$ . В случае, когда система находится изначально в точке  $A$  и смещается из нее под воздействием флуктуаций, направление вектора движения изображающей точки способствует возврату системы в эту же точку  $A$ . Отсюда можно заключить, что наличие на фазовом портрете точек неустойчивого равновесия  $B$  (обусловленных характером функции на участках фазового портрета, где  $\Delta\varphi = (\pi / 2 + 2\pi k; 3\pi / 2 + 2\pi k]$ ,  $k$  – целое) является излишним с позиции минимизации времени переходных процессов в системе ФАПЧ. Соответствующий участок на рис.2.2 выделен красным прямоугольником.

При значениях начальных частотных расстроек  $|\Delta\omega_{\text{нач}}| > K_{\text{ФАПЧ}}$  точки равновесия на фазовом портрете отсутствуют и система ФАПЧ 1-го порядка будет находиться в режиме непрерывных биений. Соответствующий случай представлен на рис.2.3.

Достижение синхронного режима работы для системы ФАПЧ 1-го порядка возможно только в случае существования на фазовом портрете точек устойчивого равновесия  $A$  – точек пересечения фазового портрета с осью абсцисс, т.е. синхронный режим работы возникает в диапазоне начальных частотных расстроек  $|\Delta\omega_{\text{нач}}| \leq K_{\text{ФАПЧ}}$ .

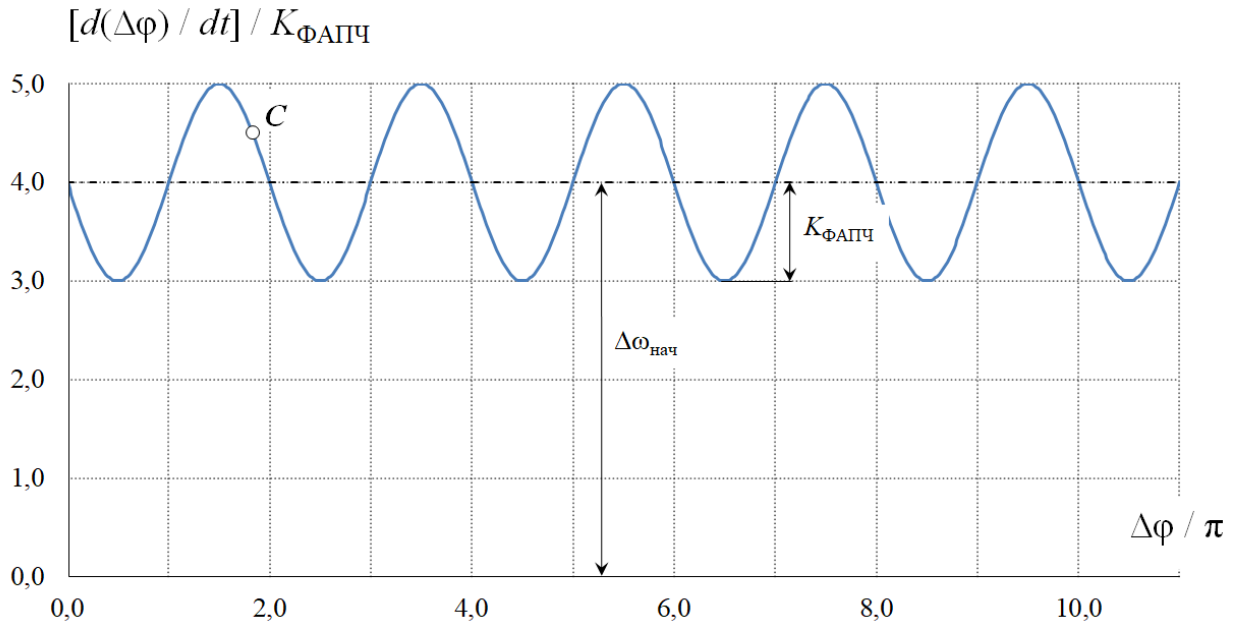


Рисунок 2.3 – Фазовый портрет ФАПЧ 1-го порядка при  $|\Delta\omega_{нач}| > K_{ФАПЧ}$

### Имитационное моделирование системы ФАПЧ 2-го порядка

Ограничение по величине допустимой начальной частотной расстройке определяемое коэффициентом петлевого усиления может быть снято при использовании систем ФАПЧ с порядком выше первого, за счет наличия в них дополнительных интегрирующих звеньев в составе петлевого фильтра.

Рассмотрим систему ФАПЧ второго идеального порядка, в которой петлевой фильтр содержит интегратор и имеет комплексный коэффициент передачи  $K_{ПФ}(p) = (K_1 + K_2 / p)$ , где  $K_1 = 1$ . Ее модель в Simulink с раскрытием функциональных блоков представлена на рисунке 2.4. Модель разработана с учетом требований по реализации процедуры получения фазового портрета системы. Программирование блок схемы системы ФАПЧ для получения фазового портрета является традиционным способом, позволяющим решить нелинейное дифференциальное уравнение, описывающее состояние системы ФАПЧ 2-го порядка и выше. Таким методом пользовался в частности Viterbi A. J., при исследовании поведения системы ФАПЧ второго порядка [125].

Для построения фазового портрета необходимо знать следующие параметры:

- $\omega_{вх}(t)$  частота входного колебания (в модели ref\_freq);
- $\omega_{ПГ}(t)$  частота колебания ПГ (в модели pll\_2ord\_freq);
- $\varphi_{вх}(t)$  фаза входного колебания (в модели ref\_ph);
- $\varphi_{ПГ}(t)$  фаза колебания ПГ (в модели pll\_2ord\_ph).

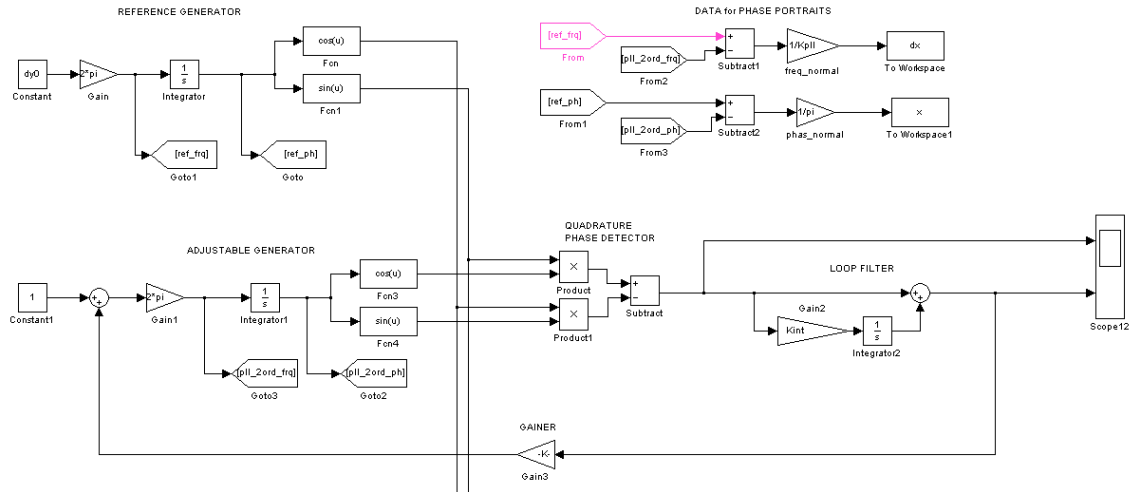


Рисунок 2.4 – Модель системы ФАПЧ 2-го порядка в Simulink

Разработанная модель имеет ряд ограничений и особенностей:

- все блоки идеализированы и не имеют собственных шумов;
- сигналы ЭГ и ПГ представлены в комплексной форме;
- вместо фазового детектора для получения  $\sin(\Delta\varphi)$  применяется схема комплексного перемножения, что не противоречит алгоритмам работы ФАПЧ и позволяет использовать теоретически бесконечное значение начальной частотной расстройки.

В таблице 2.1 приведены значения параметров, применяемые в компьютерной модели.

Таблица 2.1 значений параметров модели

Коэффициент интегратора	$K_2$	157
Коэффициент УПТ	$K_{УПТ}$	50
Коэффициент петлевого усиления	$K_{ФАПЧ}$	314Гц

Также в модели на рисунке 2.4 используются величины  $x_0$ ,  $dx_0$ ,  $y_0$ ,  $dy_0$  смысл которых расшифрован в комментариях к представленному ниже коду на языке matlab (m-код), с помощью которого осуществляется запуск модели и получение фазового портрета.

*Код для построения фазового портрета*

```

hold on
for x0=0      % Переменная аргумент
for dx0=0    % Переменная производная аргумента
for y0=0     % Начальное значение по фазе
for dy0= 0*Kpll/(2*pi):0.1*Kpll/(2*pi):5*Kpll/(2*pi) %Диапазон начальных значений по частоте
sim('pll_2order_ph_prtrt') % Имя simulink модели
plot(x,dx,'k')
grid on
end
end
end
end
hold off

```

Указанные данные сгружаются из модели в рабочее пространство (workspace) MATLAB откуда потом берутся для построения графика зависимости частотной расстройки  $\Delta\omega = d(\Delta\varphi) / dt$  от фазового рассогласования  $\Delta\varphi$ . Предварительно применяется нормировка значений к  $K_{\text{ФАПЧ}}$  и  $\pi$  соответственно.

Полученный в программной среде MATLAB/Simulink фазовый портрет системы ФАПЧ второго порядка представлен на рис.2.5. На нем видно, что фазовые траектории имеющие в исходных точках смещение по оси ординат значительно большее чем  $K_{\text{ФАПЧ}}$  все равно достигают оси абсцисс и оканчиваются в точках устойчивого равновесия расположенных с периодом  $2\pi$  радиан. То есть установление синхронного режима работы возможно даже при значительном превышении начальной частотной расстройки  $\Delta\omega_{\text{нач}}$  величины коэффициента петлевого усиления  $K_{\text{ФАПЧ}}$ . Разность фаз после установления синхронного режима кратна  $2\pi$  – см. точки равновесия  $A$  на рис.2.5.

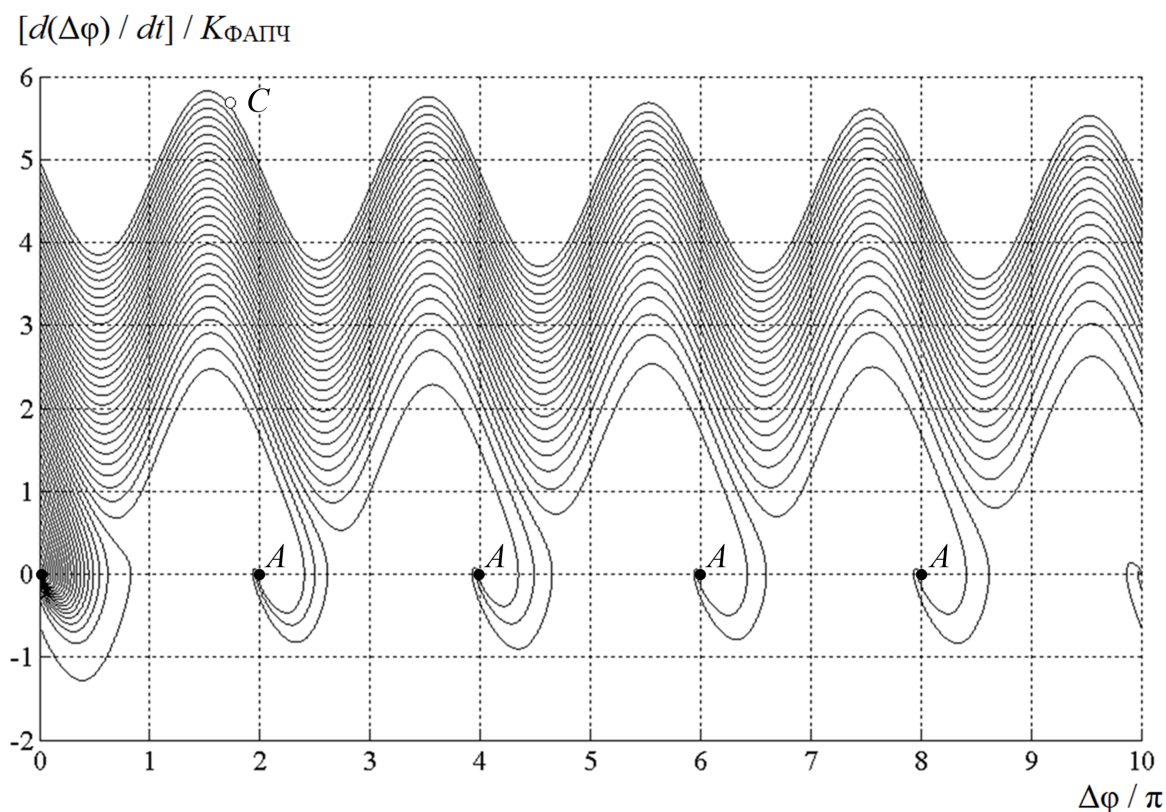


Рисунок 2.5 – Фазовый портрет системы ФАПЧ 2-го порядка в модели Simulink

Рассмотрим подробнее структурные особенности по одиночной траектории фазового портрета, представленной в различном масштабе на рисунках 2.6, 2.7.

С ростом значения начального частотного рассогласования значительно увеличивается количество периодов фазового портрета в составе фазовой траектории, которую проходит изображающая точка до совмещения с точкой устойчивого равновесия (момента установления стационарного режима работы в системе). Сближение фазового портрета с

осью абсцисс (осью разности фаз) осуществляется не монотонно: на каждом втором полу-периоде фазовых траекторий происходит «откат» в сторону увеличения частотной расстрой-ки. На рис.2.6 красными стрелками маркированы соответствующие интервалы, на которых происходит «откат» изображающей точки в направлении противоположном от положения оси разности фаз, на которой находятся точки устойчивого равновесия систе-мы. Теоретически система обладает бесконечной полосой захвата, но при этом характери-зуется крайне низким быстродействием.

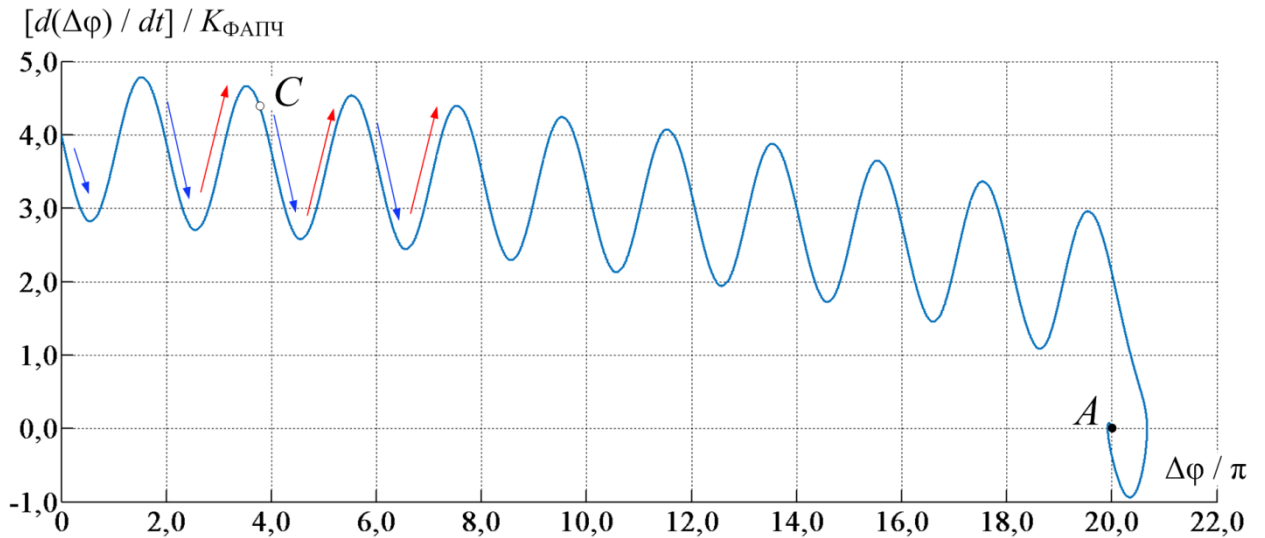


Рисунок 2.6 – Фазовый портрет системы ФАПЧ 2-го порядка в модели Simulink

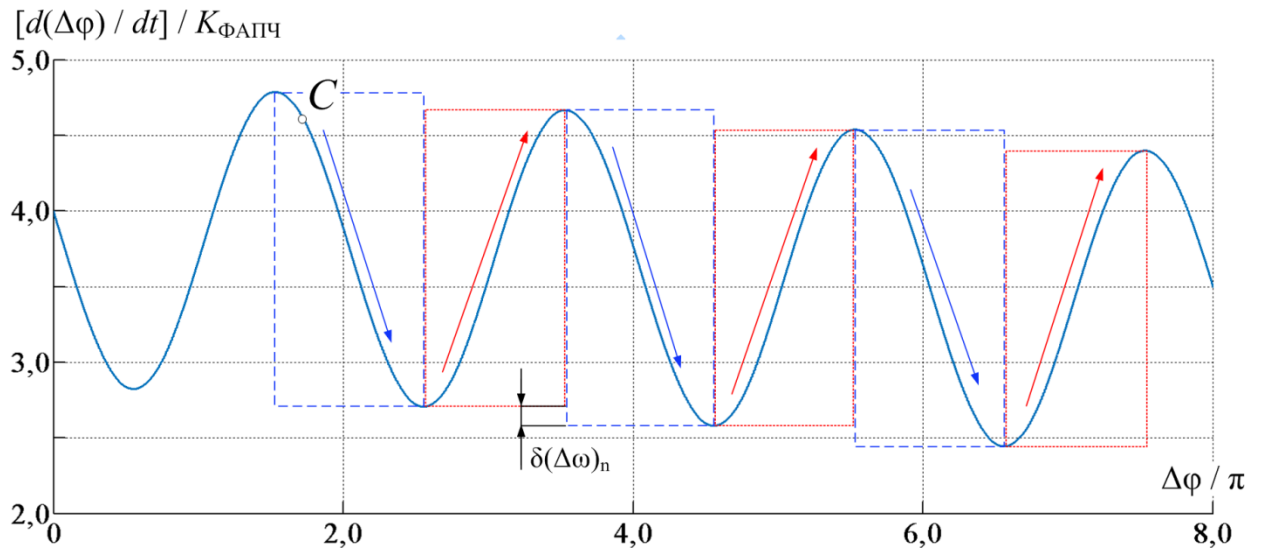


Рисунок 2.7 – Фазовый портрет системы ФАПЧ 2-го порядка в модели Simulink

На рис.2.7 проиллюстрированы основные причины низкого быстродействия в про-цессе синхронизации системы ФАПЧ 2-го порядка:

- 1) Присутствуют участки траектории с нерациональным (выделены красным цветом) направлением движения изображающей точки  $C$ .



- 2) Происходит многократное повторное прохождение значений текущей частоты по оси ординат на участках с корректным направлением движения (выделены синим цветом).
- 3) Имеет малое значение величина  $\delta(\Delta\omega)_n$  на которую снижается частотная расстройка  $\Delta\omega$  на каждом периоде биений с текущей разностной частотой.

## 2.2 Структурный синтез системы синхронизации оптимизированной по быстродействию переходного режима работы

Исходя из результатов анализа на фазовой плоскости процессов синхронизации систем ФАПЧ 1-го, 2-го порядков осуществим конкретизацию задачи получения системы синхронизации оптимизированной по быстродействию в переходном режиме работы. В частности, требуется провести реконструирование фазового портрета системы ФАПЧ таким образом, чтобы:

1. исключить участки траектории с нерациональным направлением движения изображающей точки;
2. исключить многократное повторное прохождение значений текущей частоты по оси ординат на участках с корректным направлением движения.

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 (см. рис.2.8).

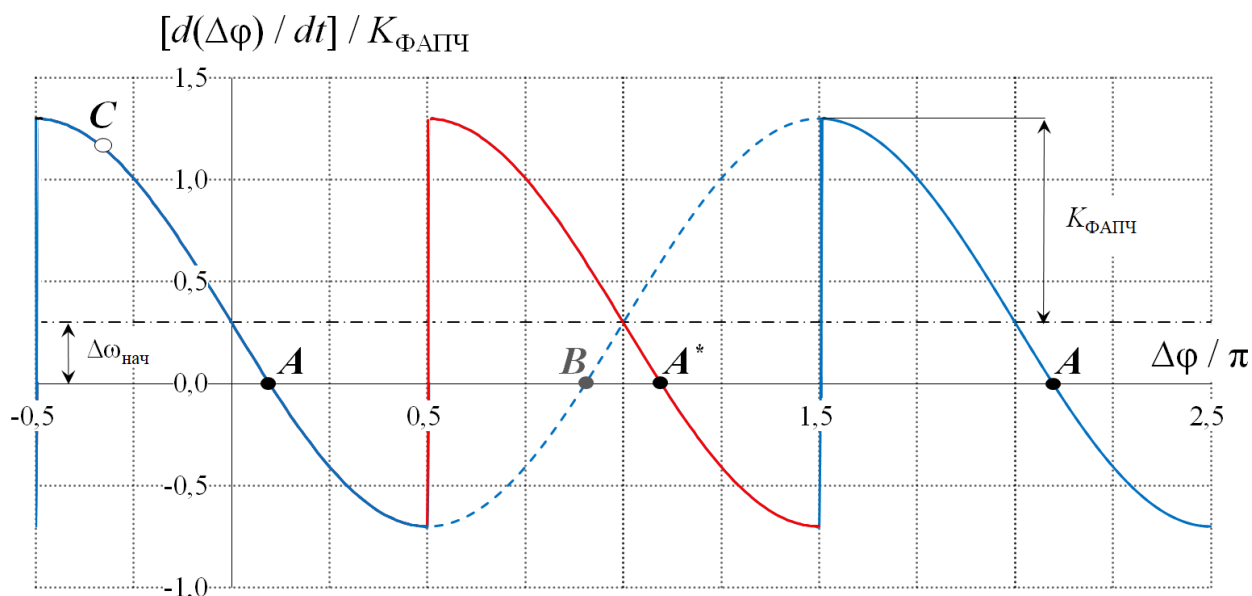


Рисунок 2.8 – Первый этап реконструирования фазового портрета ФАПЧ

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. 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.

На практике осуществить инверсию знака на указанных участках можно используя информацию о знаке косинуса разности фаз  $\text{sign}\{\cos(\Delta\varphi)\}$ . В этом случае, дифференциальное уравнение системы ФАПЧ 1-го порядка (выражение 2.2), соответствующее фазовому портрету на рисунке 2.8, примет следующий вид:

$$d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi). \quad (2.3)$$

Второй этап реконструирования осуществляется исходя из характера, полученного на первом этапе реконструирования фазового портрета (рис.2.8) и с учетом проблем собственных фазовых траекторий системы ФАПЧ 2-го порядка для случая начальной расстройки превышающей петлевое усиление (рис.2.7). Оптимизация фазового портрета на данном этапе 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 целесообразно расположить каждый последующий участок фазового портрета в точке стыка с предыдущим участком со смещением по оси ординат в сторону сближения с осью  $\Delta\varphi$ .

Начальное и конечное положения точек стыковок соседних повторяющихся участков фазового портрета 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.2.9, на котором вертикальными пунктирными линиями со стрелками показано смещение рабочих областей фазового портрета.

В результате такой трансформации фазовая траектория портрета «линеаризуется», то есть исчезает периодичность и откат изображающей точки к уже пройденным значениям по оси ординат, что характерно для системы ФАПЧ 2-го порядка (рисунок 2.4).

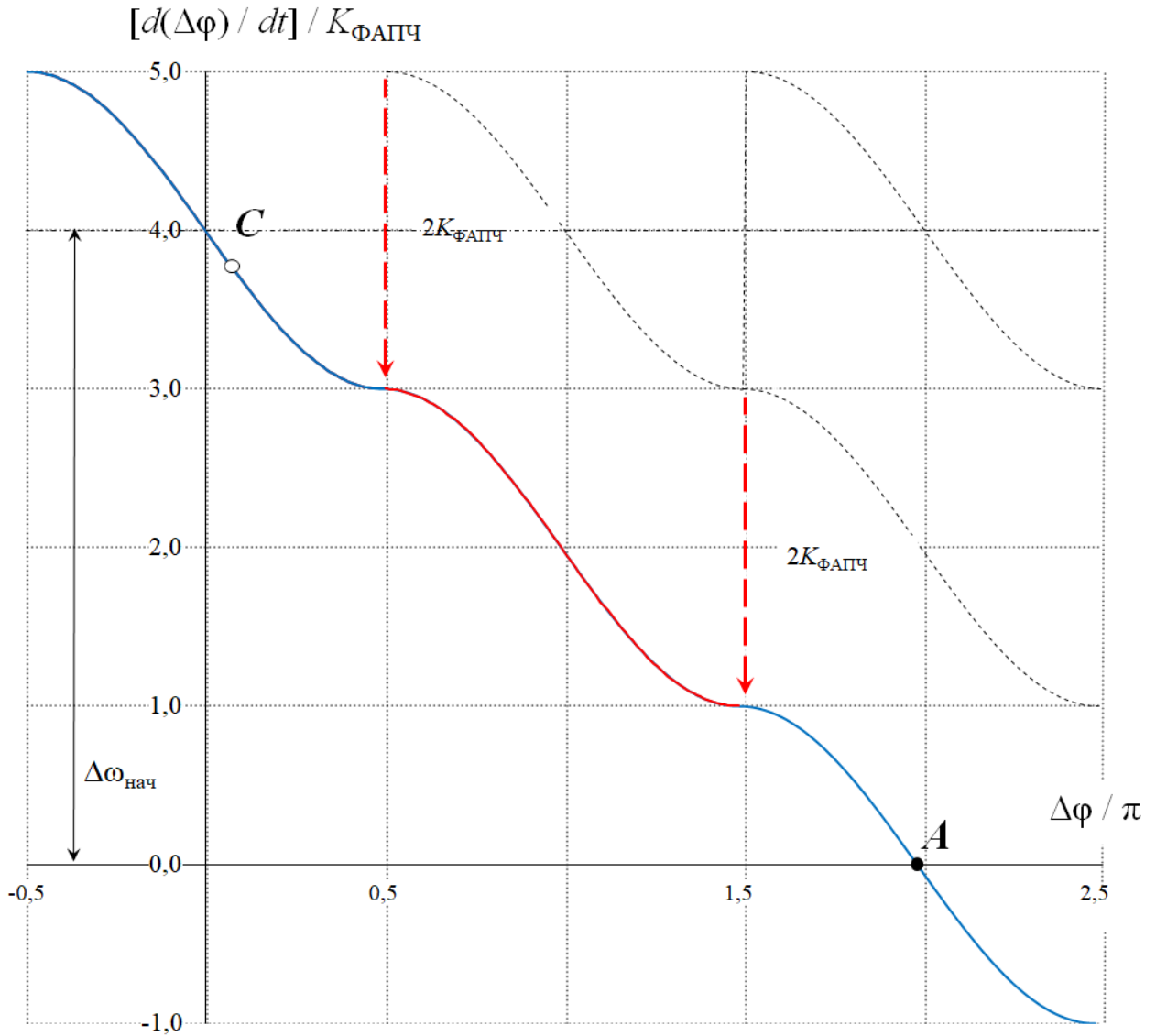


Рисунок 2.9 – Второй этап реконструирования фазового портрета ФАПЧ

Чтобы получить представленный фазовый портрет нужно в случае положительной частотной расстройки вычесть из функции описывающей фазовый портрет ступенчатую функцию с дискретом изменения по оси ординат  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ , а в случае отрицательной частотной расстройки, когда первая область портрета находилась бы ниже оси абсцисс производить суммирование этих функций. Данные структурные преобразования фазового портрета можно выразить следующим дифференциальным уравнением системы:

$$\begin{aligned}
 d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_n - \operatorname{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \\
 - \operatorname{sgn}\{d(\Delta\varphi) / dt\} 2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \quad (2.4)
 \end{aligned}$$

где  $\Delta\varphi_i = \pm i\pi$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots$ . По сравнению с выражением (2.2) в правой части уравнения (2.4) добавлен третий компонент, отвечающий за второй этап модификации фазового портрета. Множитель  $\operatorname{sign}\{d(\Delta\varphi) / dt\}$  определяет знак *текущего* частотного рассогласова-

ния в системе. В зависимости от этого знака происходит алгебраическое суммирование функции модифицированного на первом этапе фазового портрета и ступенчатой функции  $2K_{\text{ФАПЧ}} \sum \{ \delta [\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)] \} dt$ , где  $2K_{\text{ФАПЧ}}$  – дискрет шага по оси ординат,  $\sum \{ \delta [\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)] \} dt$  представляет собой сумму интегралов от дельта функций.

Введенные на втором этапе модификации фазового портрета управляемые смещения направленные к оси ординат соответствуют оптимизации динамических переходов состояния системы, отвечающей принципу максимума Понтрягина [55] который лежит в основе оптимального по быстродействию управления в теории автоматического регулирования. Критерием оптимальности в этом случае является минимизация времени переключения между указанными состояниями системы (которым соответствуют начальное и конечное положения точек стыковки). В представленном выражении (2.4) такое переключение осуществляется одномоментно, при формировании очередной ступени введенной функции управления частотой ПГ.

На рис. 2.10 показана структурная инженерная реализация оптимизированных алгоритмов синхронизации (2.4) – глобально линейризованная система синхронизации ГЛСС [25].

При конкретизации данной структуры ГЛСС в качестве исходной была выбрана традиционная система ФАПЧ 2-го идеального порядка, что дополнительно обеспечило ее астатические свойства за счет аналоговой ветви регулирования. Соответствующая аналоговая ветвь реализуется блоками фазового детектора (ФД), интегратора с регулирующим его коэффициентом передачи ( $k_i$ ) и сумматора напряжений. Дополнительные блоки, необходимые для реализации поведения системы в соответствии с модифицированным фазовым портретом, также показаны на рисунке 2.10.

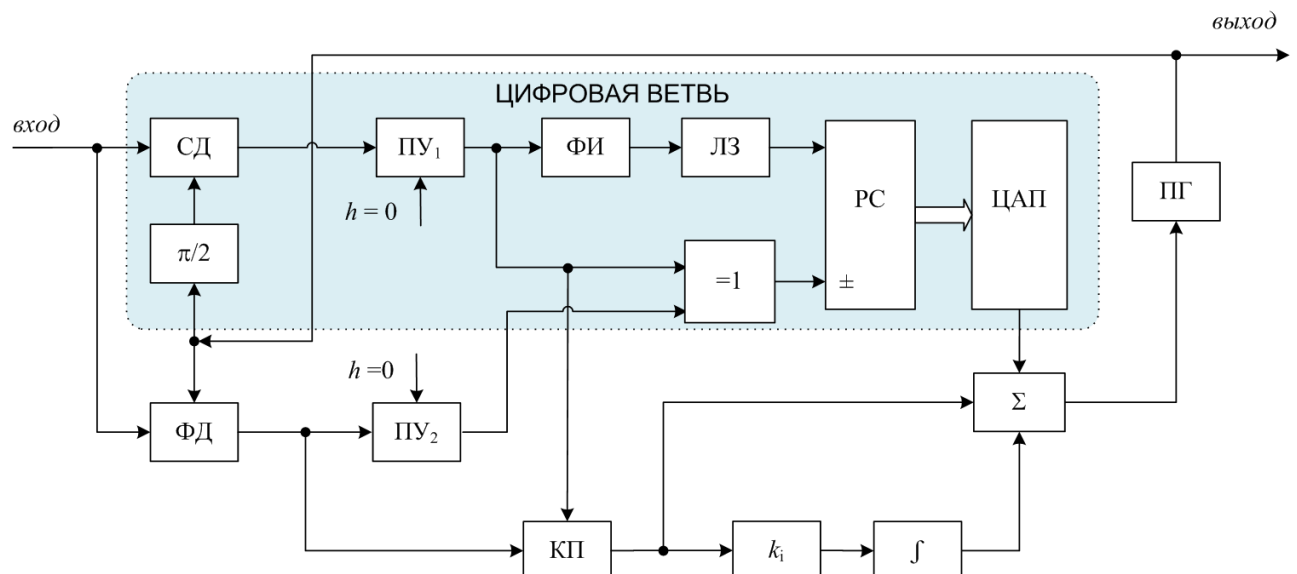


Рисунок 2.10 – Глобально-линейризованная система синхронизации (ГЛСС)

Введением фазовращателя на  $\pi / 2$ , синхронного детектора (СД), порогового устройства (ПУ<sub>1</sub>) и коммутатора полярности (КП) функционально реализуется инверсия участков фазового портрета содержащих точки неустойчивого равновесия, то есть первый этап структурной оптимизации. Работа этих блоков описывается множителем  $\text{sign}\{\cos(\Delta\varphi)\}$  в дифференциальном уравнении (2.4).

Второй этап структурного преобразования фазового портрета и соответственно 3-й компонент правой части уравнения (2.4) реализуется «цифровой ветвью» управления частотой ПГ, содержащей пороговые устройства (ПУ<sub>1</sub> и ПУ<sub>2</sub>), логическую схему «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ» (=1), формирователь импульсов (ФИ), линию задержки (ЛЗ), реверсивный счетчик (РС) и цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП).

В схеме «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ» происходит сравнение знаков синуса и косинуса разности фаз входного и опорного колебаний. В момент времени, следующий за сменой знака косинуса (что означает переход в векторном представлении функции косинуса через границу полуплоскостей с противоположным знаком относительно нуля по оси абсцисс – см. рисунок 2.11) происходит формирование импульса, который с некоторой задержкой поступает на счетный вход РС. Далее происходит изменение содержимого реверсивного счетчика на единичный шаг вверх/вниз в зависимости от знака частотного рассогласования, оценку которого дает схема «ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ». По векторной диаграмме на рисунке 2.11 видно, что знак частотного рассогласования можно оценить по знаку произведения косинуса и синуса разности фаз сигнала, что в булевой алгебре соответствует функции сравнения их знаков.

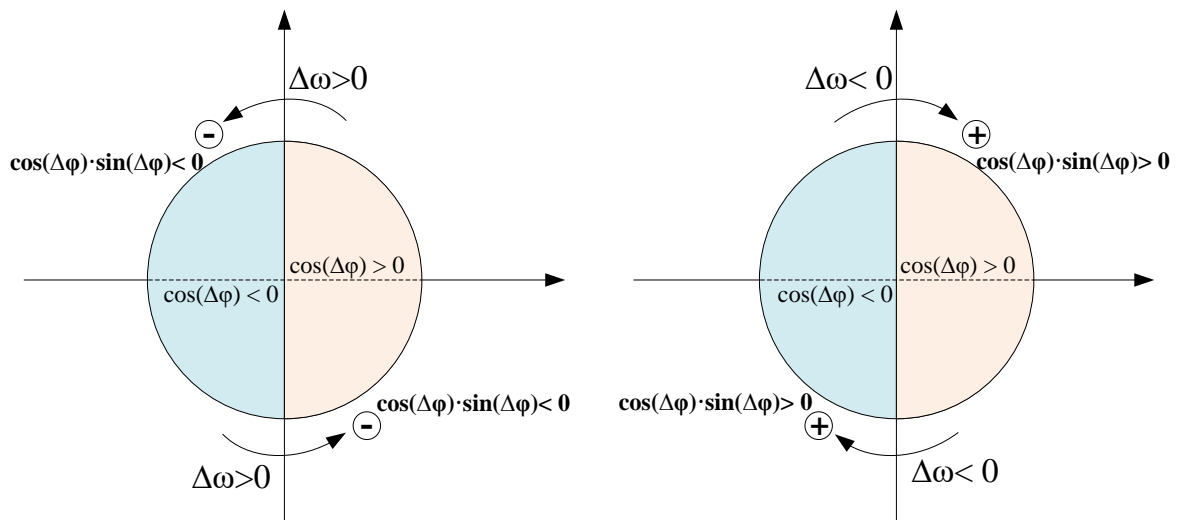


Рисунок 2.11 – Движение сигнала разностной частоты в векторной плоскости

Таким образом, на выходе РС происходит формирование ступенчатого сигнала, который преобразуется с помощью ЦАП в аналоговое напряжение и через сумматор напряжений обеспечивает ступенчатую регулировку частоты ПГ с дискретом  $2K_{\Phi АПЧ}$  в сторону снижения текущей разности частот входного и опорного колебаний. Вследствие этого движения изображающей точки системы происходит в соответствии с траекториями модифицированного фазового портрета представленного на рисунке 2.7.

После достижения системой синхронного режима работы регулирование частоты ПГ осуществляется в пределах одного периода модифицированного фазового портрета и только по аналоговой ветви управления, в соответствии с чем, ГЛСС наследует оптимальность в синхронном режиме работы традиционной структуры ФАПЧ по статистическим критериям.

С учетом наличия интегрирующей ветви в составе структуры ГЛСС итоговое уравнение состояния системы можно записать в интегрально-дифференциальной форме:

$$\begin{aligned} d(\Delta\varphi)/dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\Phi АПЧ} \sin(\Delta\varphi) - \\ - k_{\text{инт}} \int_t [\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\Phi АПЧ} \sin(\Delta\varphi)]dt - \\ - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi)/dt\}2K_{\Phi АПЧ} \sum_i \int_t \{\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]\}dt, \end{aligned} \quad (2.5)$$

где  $\Delta\varphi_i = \pm i\pi, i = 0, 1, 2, \dots$

На рисунке 2.12 представлена модель ГЛСС в Simulink адекватная структуре на рисунке 2.10. Параметры модели указаны в таблице 2.2. Эпюры сигналов при работе системы показаны на рисунке 2.13, 2.14 где приведены выходные сигналы для блоков СД, ПУ<sub>1</sub>, ФИ, РС (рисунок 2.13) и ФД, КП, ЦАП и сумматора (рисунок 2.14).

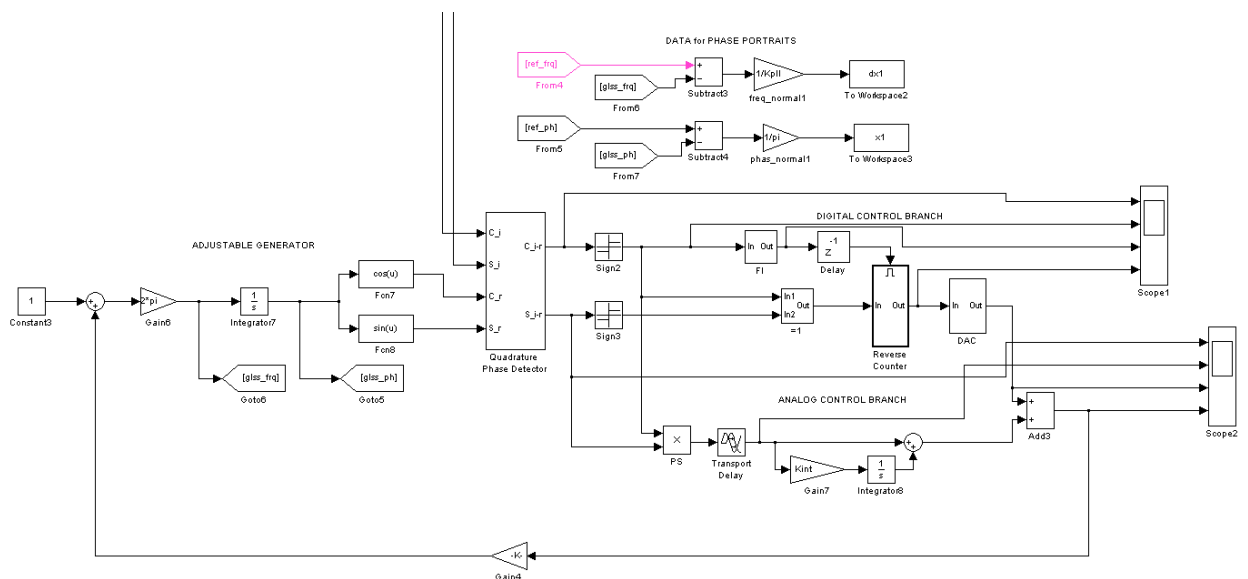


Рисунок 2.12 – Модель ГЛСС в Simulink

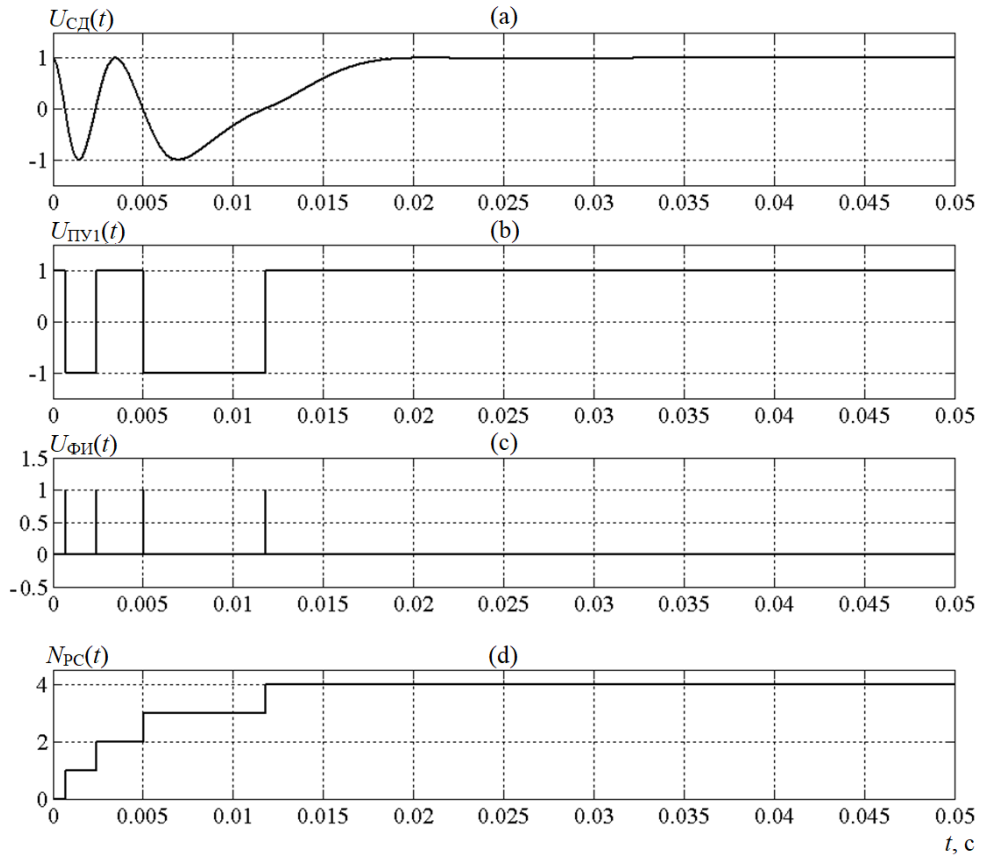


Рисунок 2.13 – Эпюры сигналов ГЛСС в Simulink

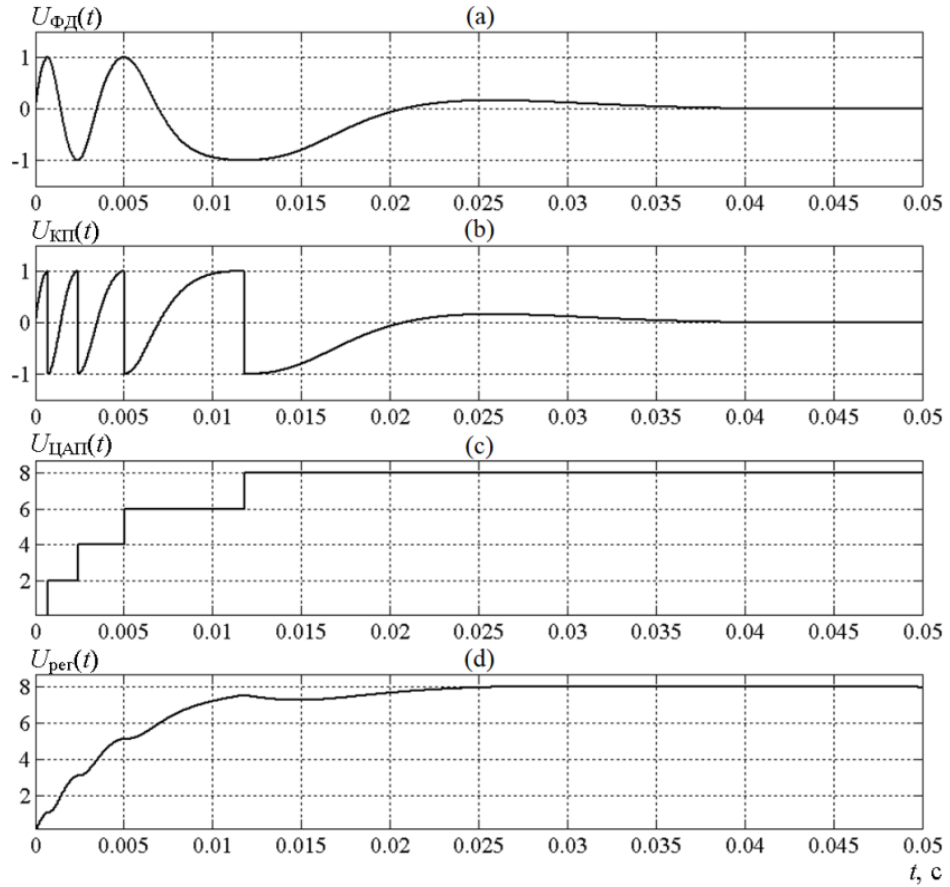


Рисунок 2.14 – Эпюры сигналов ГЛСС в Simulink

Таблица 2.2 значений параметров модели

Коэффициент интегратора	$K_{\text{ИНТ}}$	157
Коэффициент УПТ	$K_{\text{УПТ}}$	50
Коэффициент петлевого усиления	$K_{\text{ФАПЧ}}$	314 Гц

На рисунках приняты следующие обозначения:  $U_{\text{СД}}(t)$  и  $U_{\text{ФД}}(t)$  – напряжения на выходе синхронного и фазового детекторов соответственно,  $U_{\text{ФИ}}(t)$  – напряжение на выходе формирователя импульсов,  $N_{\text{РС}}(t)$  – код реверсивного счетчика,  $U_{\text{КП}}(t)$  – напряжение на выходе коммутатора полярности,  $U_{\text{ЦАП}}(t)$  – напряжение на выходе ЦАП,  $U_{\text{рег}}(t)$  – напряжение регулировки частоты ПГ.

По сравнению с характером переходных процессов в системе ФАПЧ 2-го порядка (рисунок 1.5) сигнал значительно сократилось число периодов колебаний сигнала биений разностной частоты, которые проходят до момента перехода системы в синхронный режим работы.

Фазовый портрет ГЛСС полученный в ходе имитационного моделирования представлен на рисунке 2.15. Полученные при одинаковых значениях  $\Delta\omega_{\text{нач}}$  фазовые портреты ГЛСС и ФАПЧ 2-го порядка с ФД представлено на рисунке 2.16. В сравнении с фазовым портретом астатической ФАПЧ видно, что фазовые траектории ГЛСС (рисунок 2.16) не имеют участков с откатом в обратную сторону, противоположно основному направлению движения изображающей точки, в чем проявляется линеаризованный характер системы и благодаря чему обеспечивается оптимизация динамических характеристик.

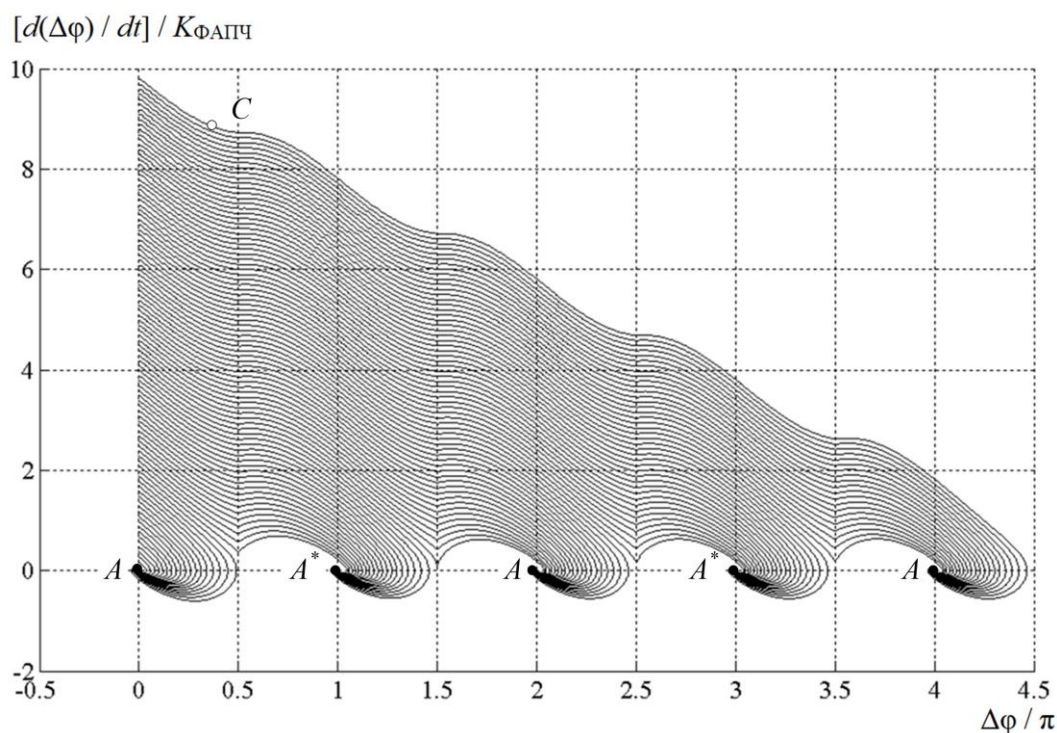


Рисунок 2.15 – Фазовый портрет модели ГЛСС в Simulink



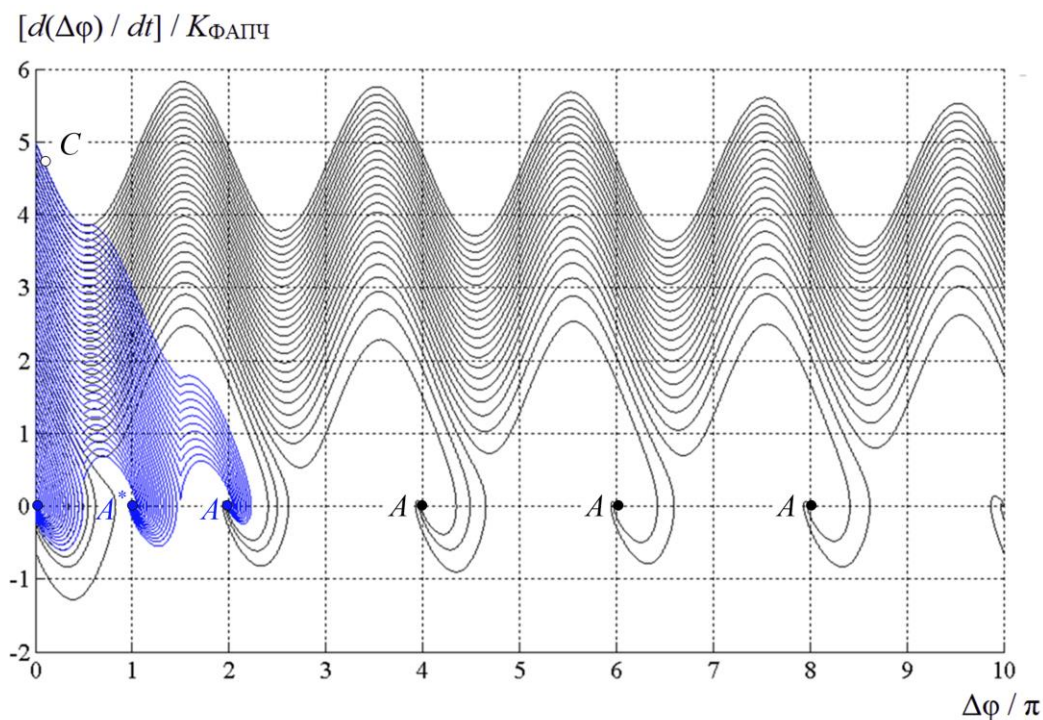


Рисунок 2.16 – Фазовые портреты ФАПЧ 2-го порядка и ГЛСС в Simulink

### 2.3 Выводы

Анализ традиционных структур ФАПЧ 1-го, 2-го порядков во временной области и на фазовой плоскости позволил выявить основные причины ограничений динамических характеристик данных структур в переходном режиме работы. Путем двухэтапного преобразования (оптимизации) фазового портрета были сняты данные ограничения. В частности, была проведена инверсии знака функции на участках фазового портрета  $\Delta\varphi = (\pi / 2 \pm 2\pi k; 3\pi / 2 \pm 2\pi k)$ , где  $k$  – целое. Это позволило избавиться от точек неустойчивого равновесия и получить период расположения точек устойчивого равновесия равный  $\pi$  радиан. Дальнейшее суммирование фазового портрета со ступенчатой функцией привело к сдвигу каждого последующего участка исходной функции по оси ординат на величину  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ , в сторону сближения с осью абсцисс. Введенное на границах участков регулирование отвечает принципу максимума Понтрягина оптимального по быстродействию управления. Итоговая траектория фазового портрета была линеаризована – исчезла периодичность при  $|\Delta\omega_{\text{нач}}| > K_{\text{ФАПЧ}}$ .

Привлечение метода структурного синтеза совместно с методом анализа фазовой плоскости позволило модифицировать традиционную структуру системы ФАПЧ в соответствии с преобразованным фазовым портретом, и получить структуру системы синхронизации, оптимизированную по быстродействию в переходном режиме работы для  $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$ .

### 3 Высокоскоростные синхронные структуры модемов дискретных сигналов

В данной главе представлены полученные, в ходе дальнейшего развития методов структурного синтеза, структуры модуляторов и демодуляторов BPSK, QPSK сигналов и синтезатора частоты на основе ГЛСС. Синхронный синтез сигналов с манипуляцией фазы на основе ГЛСС осуществляется путем перехода состояния системы между точками равновесия на фазовых портретах. Рассмотрены принципы работы структурных алгоритмов во временной области и аналитическим методом фазовой плоскости. Представлены соответствующие фазовые портреты модуляторов и демодуляторов

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы в работах автора [28, 29], [31-34], [40], [73,74], [105, 106].

#### 3.1 Синхронные формирователи (модуляторы) дискретных сигналов

##### 3.1.1 Синхронный модулятор BPSK сигнала

Синхронизация системы ГЛСС может быть завершена двумя устойчивыми состояниями системы: формируемое системой колебание синфазно с входным колебанием; формируемое системой и входное колебания находятся в противофазе. Точки устойчивого равновесия для обоих состояний располагаются поочередно на фазовом портрете системы с шагом  $\pi$  радиан. Для удобства примем, что точки равновесия  $A$ , соответствующие синфазному состоянию системы (размещенные на оси фазовых расстройек в координатах  $2\pi k$ , где  $k$  – целое), будут называться *четными* точками равновесия, а точки равновесия  $A^*$ , в которых система находится в противофазе с входным колебанием (размещенные на оси фазовых расстройек в координатах  $\pi + 2\pi k$ , где  $k$  – целое) – *нечетными*.

Соответственно при перестройке положения системы между четной и нечетной точками равновесия будет осуществляться манипуляция фазы формируемого системой колебания на  $\pi$  радиан, что соответствует алгоритму бинарной фазовой манипуляции.

Для анализа условий, которые способствуют установлению системы в ту или иную точку равновесия, обратимся к фазовому портрету системы ГЛСС. На рисунке 2.13 видно, что фазовые траектории, начинающиеся из точек в которых начальное частотное рассогласование ( $\Delta\omega_{\text{нач}}$ ) не превышает значения  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ , оканчиваются в первой точке устойчивого равновесия (четной) с координатами  $(0; 0)$ , в то время как фазовые траектории, исходные точки которых характеризуются начальным частотным рассогласованием  $4K_{\text{ФАПЧ}} > \Delta\omega_{\text{нач}} \geq 2K_{\text{ФАПЧ}}$ , завершаются во второй точке устойчивого равновесия (нечетной) с координатами  $(1; 0)$ . В соответствии с этим, можно сформулировать условие реали-

зации перехода системы находящейся в какой-либо из точек равновесия фазового портрета в положение соответствующее соседней точке равновесия: необходимо мгновенное возникновение в системе постоянного сдвига между частотами эталонного и подстраиваемого генераторов абсолютное значение которого лежит в пределах  $4K_{\text{ФАПЧ}} > |\Delta\omega| \geq 2K_{\text{ФАПЧ}}$ . После каждого сдвига будет осуществляться перестройка системы в соседнюю точку устойчивого равновесия, соответственно происходить манипуляции фазы колебания генератора охваченного петлей обратной связи ГЛСС на  $\pi$  радиан относительно колебания эталонного генератора.

Соответствующее уравнение синхронного формирователя BPSK сигнала на основе ГЛСС 1-го порядка будет выглядеть следующим образом:

$$d(\Delta\varphi)/dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha K_{\text{ФАПЧ}} + K_{\text{ФАПЧ}} - \\ - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi)/dt\}2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \text{ где } \alpha = \pm 1. \quad (3.1)$$

В уравнении введены дополнительно два компонента:  $\alpha K_{\text{ФАПЧ}}$  и  $(-K_{\text{ФАПЧ}})$ , где  $\alpha = \pm 1$  поток символов модулирующей последовательности. В зависимости от знака  $\alpha$  уравнение (3.1) будет принимать следующий вид:

$$d(\Delta\varphi)/dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \\ - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi)/dt\}2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \text{ при } \alpha = +1.$$

$$d(\Delta\varphi)/dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) + 2K_{\text{ФАПЧ}} - \\ - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi)/dt\}2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \text{ при } \alpha = -1.$$

Данная логика работы осуществима путем подачи специальной подставки напряжения на вход ПГ. При этом будет формироваться указанный частотный сдвиг, для компенсации которого система осуществит перестройку в точку равновесия, отстоящую от исходного состояния на  $\pi$  радиан. Соответствующая структура формирователя BPSK сигнала на основе ГЛСС [32] представлена на рисунке 3.1.

В режиме синхронной работы устройства осуществляется процесс манипуляции фазы колебания подстраиваемого генератора на два положения 0 или  $\pi$  радиан. Для этого на четвертый вход сумматора подается специальная подставка напряжения абсолютной величиной равная  $A_0$  (напряжение вносимого сигнала фазового рассогласования) и манипулированная по полярности потоком символов модулирующей последовательности  $\alpha = \pm 1$ .

Выбор величины этой специальной подставки обусловлен значением частотного сдвига, который необходимо реализовать в системе для перестройки в соседнюю точку равновесия:  $\Delta\omega = 2K_{\text{ФАПЧ}}$ . Смещение частоты подстраиваемого генератора на величину

равную  $K_{\text{ФАПЧ}}$  происходит при максимальном уровне напряжения на выходе фазового детектора, то есть при значении сигнала ошибки  $U_{\text{ФД}}(t) = A_0 \sin(\Delta\varphi) = A_0$ .

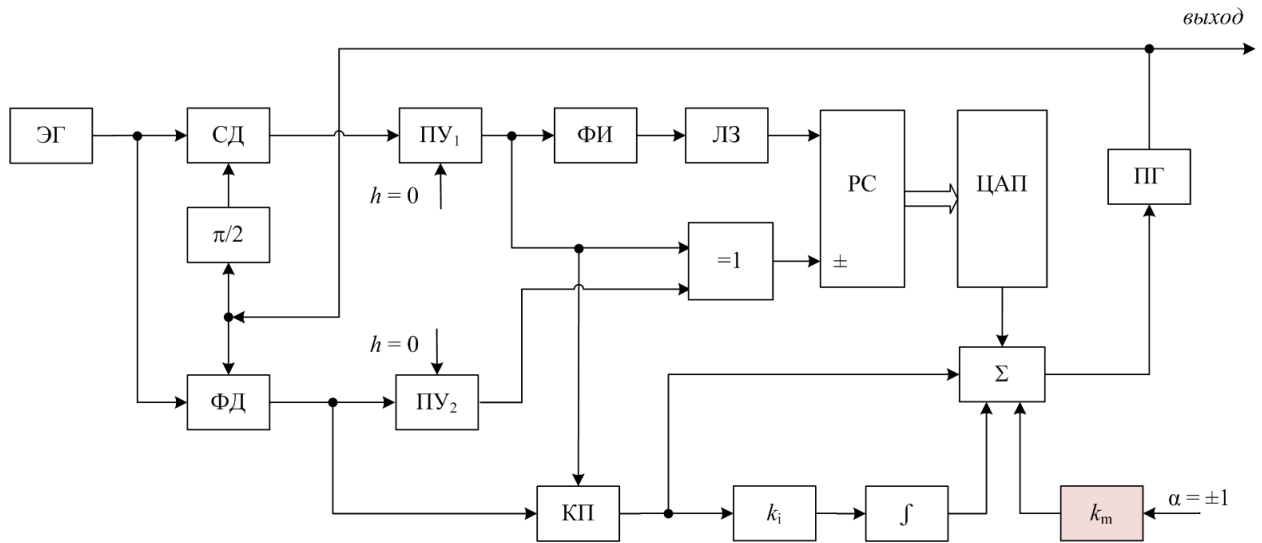


Рисунок 3.1 – Квазикогерентный модулятор BPSK сигнала на основе ГЛСС

Соответственно, при такой модификации структуры, после окончания начальной синхронизации (перехода в синхронный режим работы), в системе будет скомпенсирован полный частотный сдвиг между формируемым колебанием и колебанием эталонного генератора, включая сдвиг обусловленный введением дополнительной подставки  $\alpha A_0$  (см. рисунок 3.1). Далее в режиме манипуляции при смене знака подставки  $\alpha A_0$  (смене знака  $\alpha$ ), в системе произойдет мгновенное смещение напряжения сигнала ошибки на выходе сумматора ветвей управления на величину  $2A_0$ , что эквивалентно внесению частотного сдвига  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ .

Представленная структурная реализация построена на системе 2-го порядка и имеет дополнительно интегрирующую ветвь. В соответствии с этим, компонент  $(-K_{\text{ФАПЧ}})$  можно убрать из рассмотрения, поскольку интегратор возьмет на себя начальную компенсацию компонента  $\alpha K_{\text{ФАПЧ}}$ , который в начальный момент времени при  $\alpha = 1$  даст сдвиг  $K_{\text{ФАПЧ}}$ . А итоговое уравнение системы, описывающее представленную на рис.3.1 структуру будет иметь вид:

$$\begin{aligned} d(\Delta\varphi)/dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha K_{\text{ФАПЧ}} - \\ - k_{\text{инт}} \int_t [\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi)] dt - \\ - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi)/dt\} 2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \quad \text{где } \alpha = \pm 1. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Методами имитационного математического моделирования в среде MATLAB/Simulink в созданном программном стенде (рисунок 3.2; параметры модели

представлены в таблице 3.1) был получен фазовый портрет формирователя BPSK-GLSS, содержащий фазовые траектории перехода между состояниями системы в режиме манипуляции (представлен на рисунке 3.3, рисунке 3.4). На рисунках видны фазовые траектории соответствующие начальной синхронизации (из точки с координатами  $(0; -1)$  в точку с координатами  $(0; 0)$ ). Траектории, соответствующие манипуляции можно охарактеризовать указанием 3-х ключевых точек: 1-ая – исходная, 2-ая – промежуточная (в которой система оказалась после формирования частотного смещения), 3-я – конечная. Исходная и конечная точки являются точками равновесия. Траекторий в базовом случае бинарной фазовой манипуляции будет две:  $(0; 0) \rightarrow (0; 2) \rightarrow (1; 0)$  и  $(1; 0) \rightarrow (1; -2) \rightarrow (0; 0)$ .

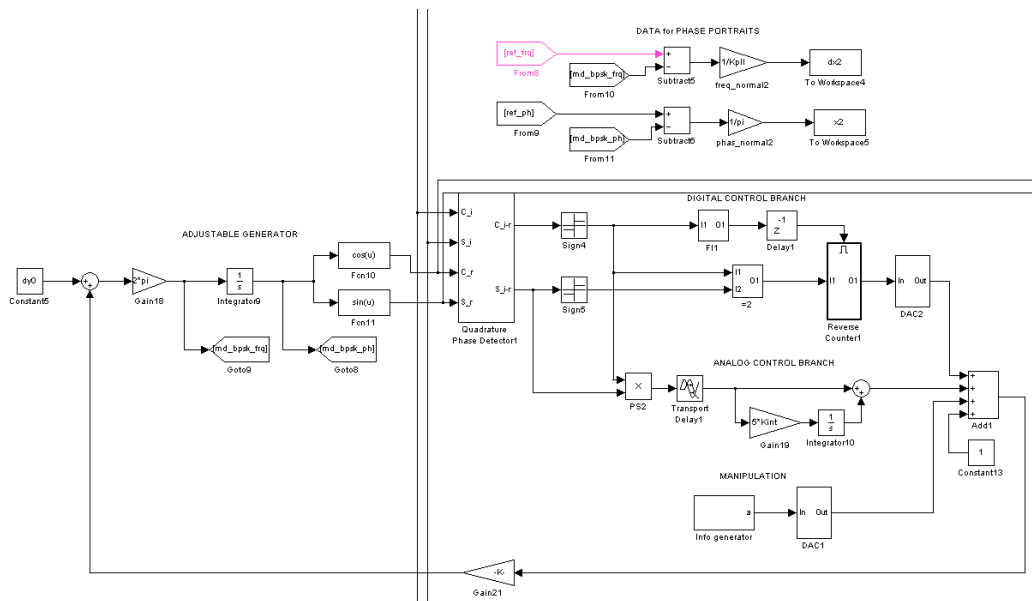


Рисунок 3.2 – Модель квазикогерентного модулятора BPSK-GLSS в Simulink

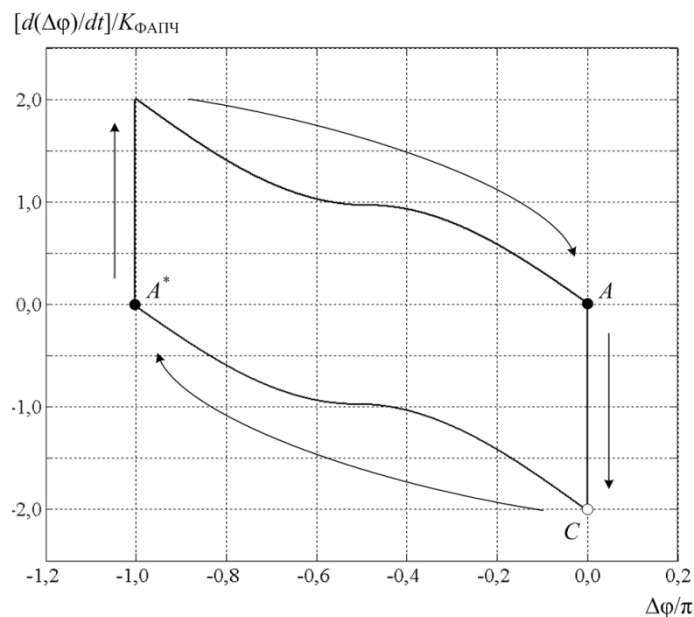


Рисунок 3.3 – Фазовый портрет модулятора BPSK-GLSS при повышении  $f_{\text{ПЧ}}$

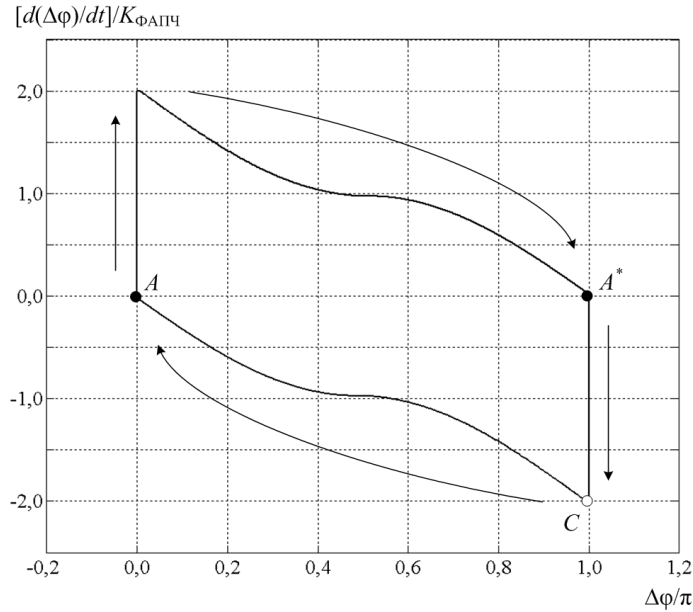


Рисунок 3.4 – Фазовый портрет модулятора BPSK-GLSS при понижении  $f_{ПГ}$

Таблица 3.1 Параметры модели модулятора BPSK-GLSS

Частота дискретизации модели	$f_s$	$1,5 \cdot 10^6$ Гц
Символьная скорость	$R_s$	10 бит/с
Коэффициент усиления УПТ	$K_{УПТ}$	$1,5 \cdot 10^3$
Коэффициент усиления ФАПЧ	$K_{ФАПЧ}$	9425 рад/с
Коэффициент интегратора	$K_{ИНТ}$	$4712 \text{ с}^{-1}$

Начиная работу модулятора BPSK-GLSS в четной точке устойчивого равновесия, можно в качестве парной точки выбирать ближайшую нечетную точку из расположенных двух слева и справа по фазовой оси. В зависимости от полярности сдвига частоты будет происходить переход в одну из указанных нечетных точек устойчивого равновесия. Положительный сдвиг частоты соответствует снижению частоты ПГ (рис. 3.4), а отрицательный – увеличению (рис. 3.3), поскольку разность частот определяется как  $\Delta\omega = \omega_{вх} - \omega_{ПГ}$ .

Работа формирователя во временной области показана на рисунках 3.5, 3.6.

В момент изменения полярности  $\alpha(t)$  на управляющем входе, образовывается дискретный сдвиг регулирующего напряжения  $U_{рег}(t)$  – возникает частотная расстройка в системе. После чего начнется изменение уровня напряжений на выходах  $U_{ФД}(t)$  и  $U_{СД}(t)$  (рисунок 3.6), соответственно и на выходе  $U_{КП}(t)$  (рисунок 3.5). При пересечении нулевого уровня  $U_{СД}(t)$  произойдет срабатывание цифровой ветви: на выходе ЦАП сформируется компенсирующее манипуляционную подставку напряжение – см.  $U_{ЦАП}(t)$  на рисунке 3.5.

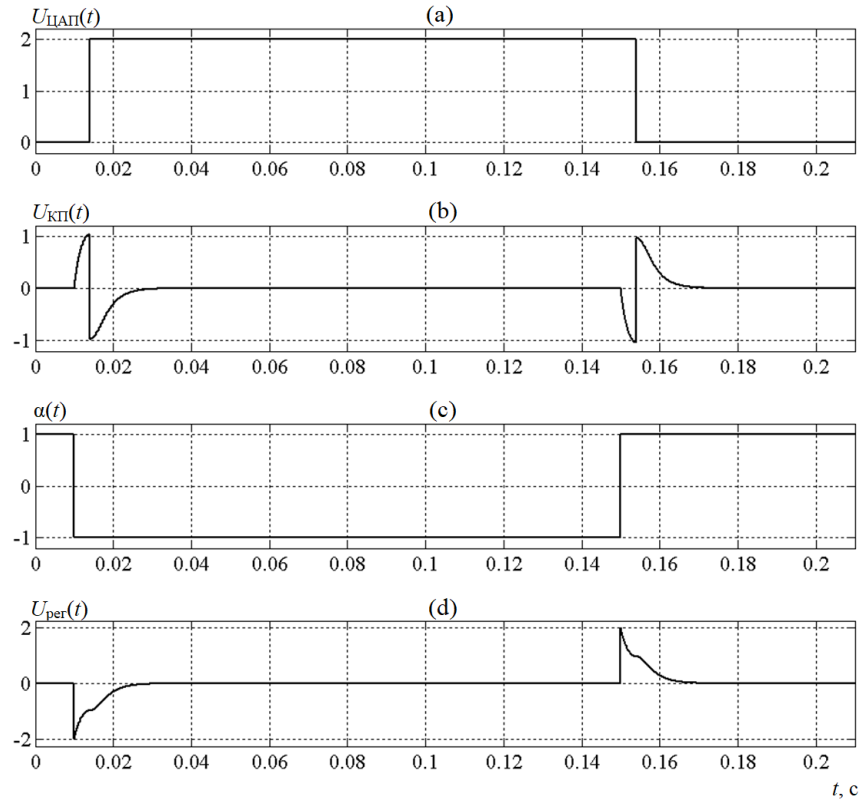


Рисунок 3.5 – Эпюры сигналов модулятора BPSK-GLSS

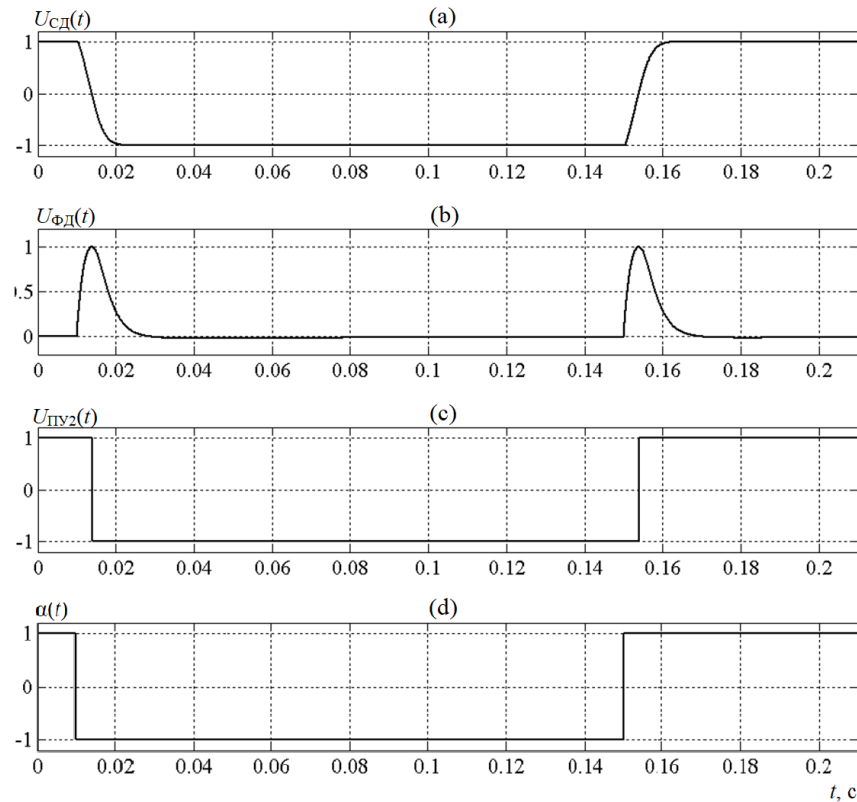


Рисунок 3.6 – Эпюры сигналов модулятора BPSK-GLSS

### 3.1.2 Синхронный модулятор QPSK сигнала

При реализации квадратурной фазовой манипуляции требуется создать на фазовом портрете четыре точки равновесия системы с равномерным шагом расстановки равным  $\pi / 2$  в пределах интервала  $2\pi$ , для каждой из которых будет устанавливаться определенное смещение фазы между колебанием ЭГ и колебанием, формируемым ПГ в составе системы. Примем, что смещение фаз между колебаниями должно иметь одно из следующих значений:  $-\pi / 4, \pi / 4, 3\pi / 4, 5\pi / 4$ . В данном случае каждому из 4-х значений разности фаз колебаний соответствует уникальная комбинация значений модулирующих квадратурных потоков символов  $\alpha$  и  $\beta - [0; 0], [0; 1], [1; 0], [1; 1]$ . Традиционно в астатической системе ФАПЧ синхронному режиму работы соответствует нулевое значение формируемого на выходе ФД сигнала разности фаз  $\Delta\varphi = 0$  входного и опорного колебаний. При наличии разности фаз  $\Delta\varphi = \pi / 4$  у входных сигналов ФД, на выходе детектора будет ненулевое значение  $U_{\text{ФД}}(t) = A_0 \sin(\pi/4) = A_0 / \sqrt{2}$ , но, в соответствии с логикой работы астатической системы ФАПЧ, за счет наличия интегратора стоящего в петле обратной связи, фазовое смещение будет скомпенсировано системой через некоторое время. Для сохранения  $\Delta\varphi_{\text{уст}} \neq 0$  необходимо, чтобы для системы фазовое рассогласование (управляющее частотой ПГ) имело нулевое значение при ненулевой разности фаз.

Такое состояние может быть реализовано путем компенсации ненулевого значения на выходе ФД с помощью дополнительной подставки напряжения суммируемого с выходным сигналом ФД. Соответственно используя уравнение (3.1) синхронного формирователя BPSK-GLSS 1-го порядка можно записать:

$$d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - (\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi / 4)) - \alpha K_{\text{ФАПЧ}} + K_{\text{ФАПЧ}} - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi) / dt\} 2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_i [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \quad (3.3)$$

где  $\alpha = 1$ .

Компонент  $\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi)$  при  $\Delta\varphi = \pi / 4$  будет ненулевым, но благодаря его компенсации введенным компонентом  $K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi / 4)$  в системе достигается равновесие. Если произвести манипуляцию  $\alpha$  (параметр примет значение «-1»), произойдет переход в соседнюю точку равновесия  $A^*$ , введенный в уравнение (2.1) компонент  $K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi / 4)$  должен поменять знак, поскольку изменится знак у компонента  $\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi)$ . Нужно отметить, что в этом случае  $A^*$  будет также сдвинута на  $\pi / 4$  от своей исходной позиции (в положение  $5\pi / 4$ ). Тогда уравнение учитывающее влияние манипуляции потоком  $\alpha = \pm 1$  примет вид:



$$\begin{aligned}
d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - (\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi/4)) - \alpha K_{\text{ФАПЧ}} + \\
+ K_{\text{ФАПЧ}} - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi) / dt\} 2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \quad (3.4) \\
\text{где } \alpha = \pm 1.
\end{aligned}$$

Для полного набора фазовых соотношений требуется осуществить манипуляцию еще на два положения фазы: установить  $\Delta\varphi = -\pi/4$  и  $\Delta\varphi = 3\pi/4$ . Синхронное состояние в системе при данных сдвигах будет достигнуто при смене знака компонента  $\alpha K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi/4)$  (без учета изменения знака  $\alpha$ ). Соответственно необходимо дополнительное управление знаком компонента квадратурным потоком  $\beta = \pm 1$ :

$$\begin{aligned}
d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - (\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha\beta K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi/4)) - \alpha K_{\text{ФАПЧ}} + \\
+ K_{\text{ФАПЧ}} - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi) / dt\} 2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \quad (3.5) \\
\text{где } \alpha = \pm 1, \beta = \pm 1.
\end{aligned}$$

В случае ГЛСС 2-го порядка, уравнение (2.5) содержит интегральный компонент, отражающий присутствие в составе структуры интегратора. Аналогично (2.2) уравнение для формирователя QPSK на основе ГЛСС 2-го порядка можно записать как:

$$\begin{aligned}
d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - (\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha\beta K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi/4)) - \alpha K_{\text{ФАПЧ}} - \\
- k_{\text{инт}} \int_t [(\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha\beta K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi/4))] dt - \\
- \text{sgn}\{d(\Delta\varphi) / dt\} 2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \quad (3.6) \\
\text{где } \alpha = \pm 1, \beta = \pm 1.
\end{aligned}$$

Структура формирователя QPSK-GLSS сигнала [33], которой соответствуют полученные алгоритмы, представлена на рисунке 3.7.

Отличие от представленной на рисунке 3.1 структуры модулятора BPSK-GLSS заключается в наличии второго сумматора  $\Sigma_2$  стоящего на выходе КП, блока умножения на модулирующую константу  $k_{m2} = A_0 / \sqrt{2}$  подключенного ко второму входу  $\Sigma_2$  и блока умножения потоков  $\alpha$  и  $\beta$  (для согласования с работой КП). Дополнительная подставка напряжения  $A_0 / \sqrt{2}$  вычитаемая из сигнала ошибки на сумматоре  $\Sigma_2$  обеспечивает достижение в системе состояния устойчивого равновесия при разности фаз кратной  $\pi/4$ .

При установке  $\beta = 1$  в синхронном режиме работы системой будет установлен фазовый сдвиг равный  $\pi/4$  между входным эталонным колебанием и колебанием формирователя. Фазовый портрет системы для данного случая представлен на рисунке 3.8. На нем видно, что, после введения дополнительной подставки, произошло смещение точек устойчивого равновесия относительно исходного положения (см. рисунок 3.3). Текущее поло-

жение точек стало  $\pi / 4$  и  $5\pi / 4$ . Нужно также отметить, что изменилась и форма фазовых траекторий переходов в точки равновесия.

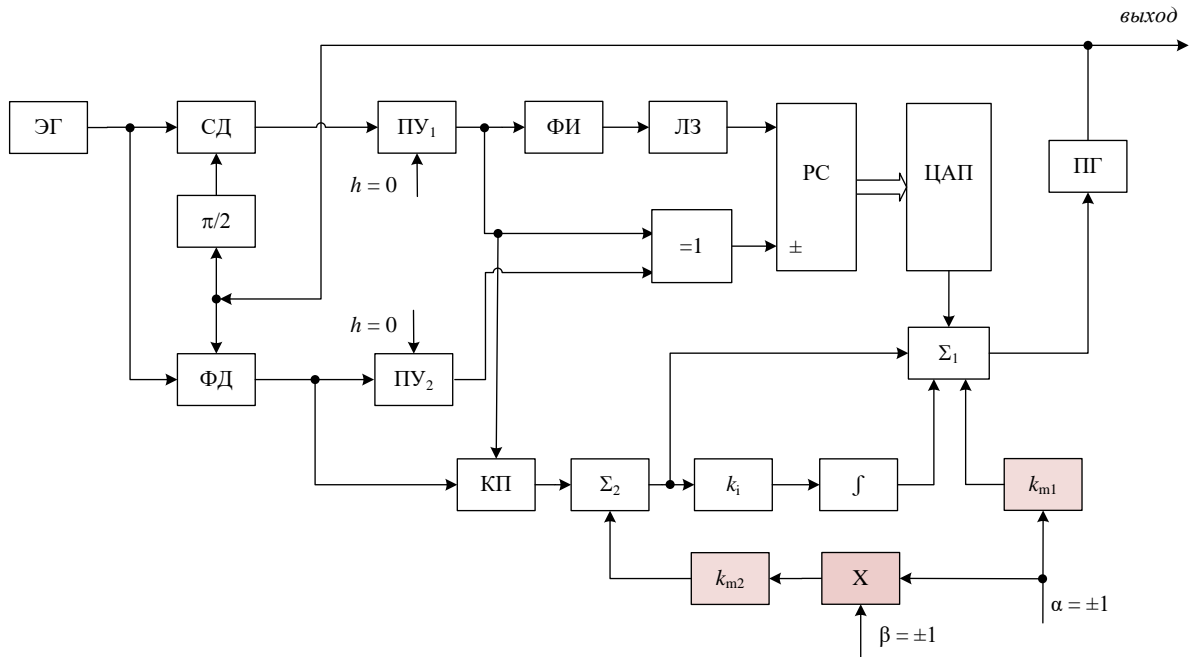


Рисунок 3.7 Квазикогерентный модулятор QPSK сигнала на основе ГЛСС

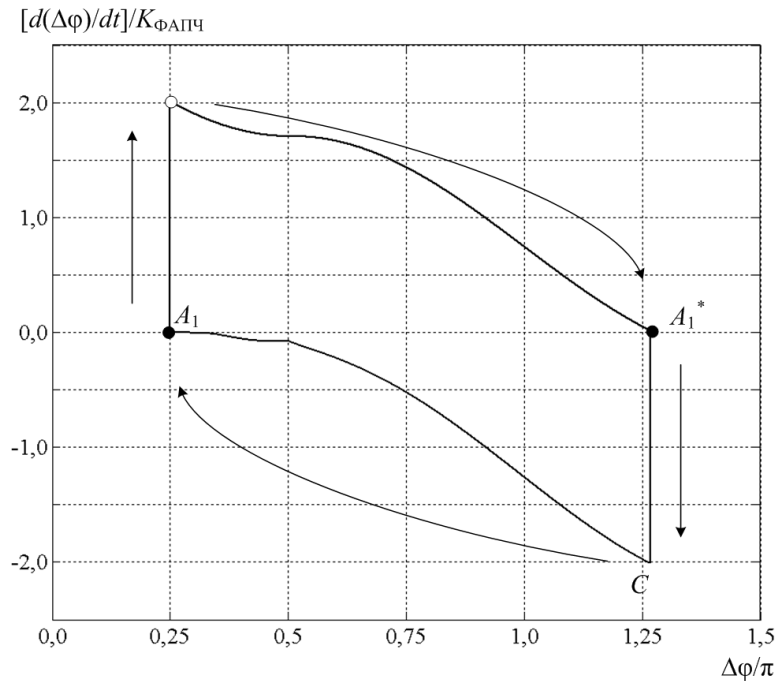


Рисунок 3.8 – Фазовый портрет модулятора QPSK-GLSS при  $\alpha(t) = \pm 1$ ,  $\beta(t) = 1$

Если в отсутствии манипуляции первой подставки равной  $A_0$  (на управляющем входе установлено  $\alpha(t) = 1$ ) осуществить манипуляцию знаком второй подставки  $A_0 / \sqrt{2}$  (что будет эквивалентно смене дополнительного смещения между фазами опорного колебания и колебания ПГ с  $\pi / 4$  на  $-\pi / 4$  в синхронном режиме работы) устойчивая точка на фазовом

портрете будет перемещаться между положениями  $\pi / 4$  (точка  $A_1$ ) и  $-\pi / 4$  (точка  $A_2$ ). Соответствующий фазовый портрет представлен на рисунке 3.9.

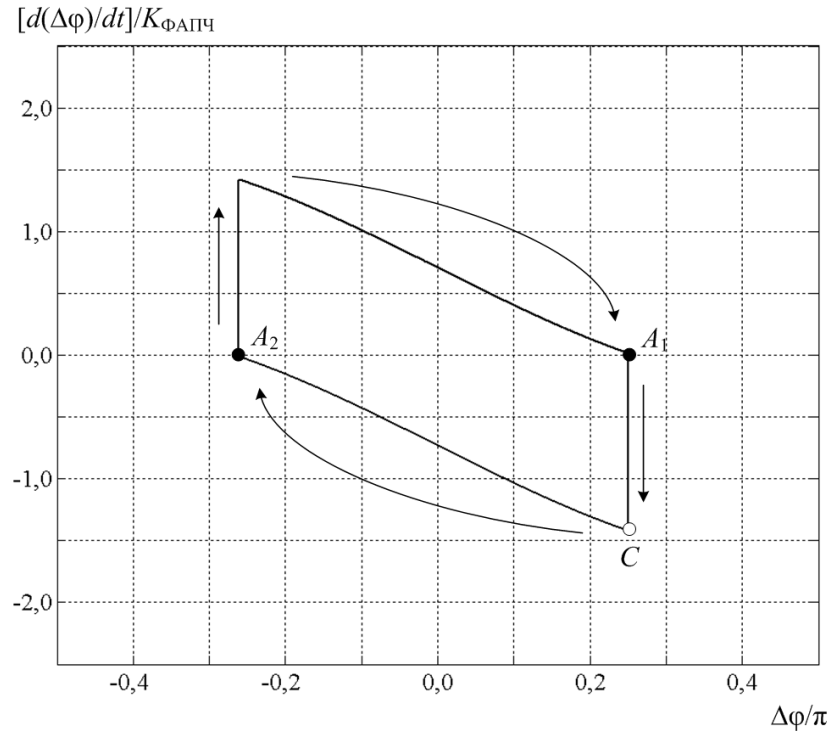


Рисунок 3.9 – Фазовый портрет модулятора QPSK-GLSS при  $\alpha(t) = 1$ ,  $\beta(t) = \pm 1$

Таким образом, для получения на интервале  $2\pi$  фазового портрета системы 4 точек устойчивого равновесия, равноотстоящих друг от друга (с шагом  $\pi / 2$ ), необходимо осуществить совместную манипуляцию введенными подставками равными  $2A_0$  (что эквивалентно  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ ) и  $A_0 / \sqrt{2}$ . При этом в режиме синхронной работы устройства будет осуществляться процесс манипуляции фазы колебания подстраиваемого генератора на четыре положения ( $-\pi / 4$ ,  $\pi / 4$ ,  $3\pi / 4$  и  $5\pi / 4$  радиан), в соответствии со значениями символов двух входных модулирующих последовательностей  $\alpha(t) = \pm 1$  и  $\beta(t) = \pm 1$ , что означает реализацию на практике манипуляции QPSK.

Фазовый портрет системы с одновременной манипуляцией обоих квадратурных потоков  $\alpha(t)$  и  $\beta(t)$  представлен на рисунке 3.10. Точкам устойчивого равновесия  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_1^*$ ,  $A_2^*$  соответствуют значения  $\Delta\varphi_{\text{уст}1} = \pi / 4$ ,  $\Delta\varphi_{\text{уст}2} = -\pi / 4$ ,  $\Delta\varphi_{\text{уст}3} = 5\pi / 4$ ,  $\Delta\varphi_{\text{уст}4} = 3\pi / 4$ .

Нужно отметить, что введенные специальные подставки напряжения принципиально различаются по своему воздействию. Введение первой подставки ( $2A_0$ ) на четвертый вход сумматора напряжений  $\Sigma_1$  фактически означает создание в системы дискретной расстройки по частоте, поскольку она суммируется напрямую с напряжением регулировки ПГ. При этом происходит смещение частоты ПГ, которое при переходе в синхронный режим рабо-

ты компенсируется цифровой ветвью управления и/или интегратором стоящим в аналоговой ветви управления.

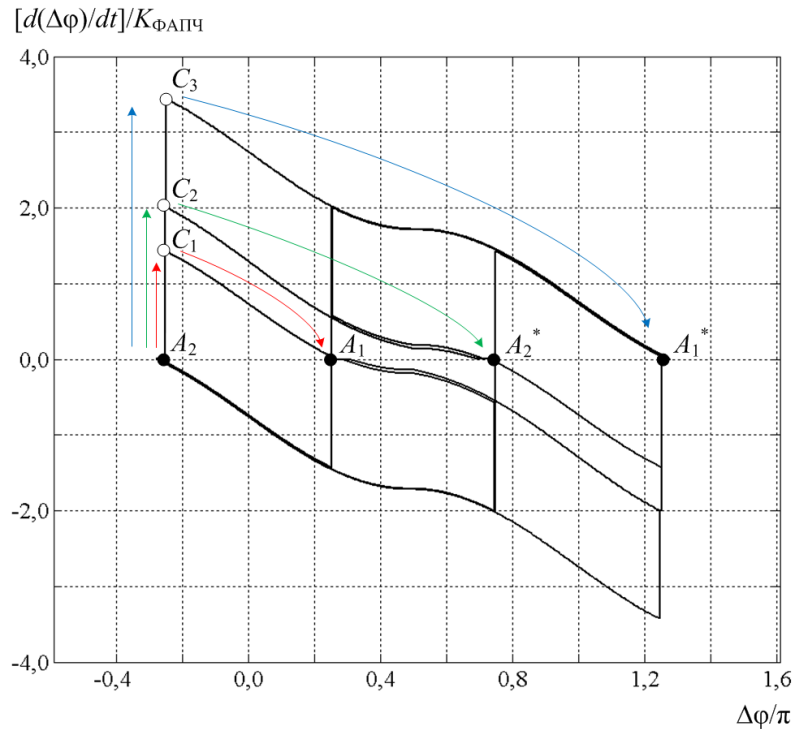


Рисунок 3.10 – Фазовый портрет модулятора QPSK-GLSS

Введение второй подставки на выходе КП ( $A_0 / \sqrt{2}$ ) воспринимается системой как дискретная расстройка по фазе, поскольку это воздействие эквивалентно случаю возникновения на выходе ФД постоянного уровня, то есть фазового сдвига между колебаниями на входе ФД. Система, как и в случае первой подставки, оказывается в состоянии частотной расстройки, поскольку изменяется управляющее напряжение ПГ. В то же время, компенсировать вторую введенную подставку возможно лишь за счет ненулевого уровня сигнала на выходе ФД, то есть постоянной разности фаз колебаний в синхронном режиме работы.

Первая подставка не меняет положение точек устойчивого равновесия на фазовом портрете системы, в то время как за счет второй происходит смещение точек равновесия (создание нового места положения точек равновесия). В режиме совместной манипуляции потоков  $\alpha(t) = \pm 1$  и  $\beta(t) = \pm 1$  происходит изменение места размещения точек равновесия, а также перестройка между точками равновесия в пределах выбранного интервала  $2\pi$ .

Рассмотрим типовые фазовые траектории, обозначенные на рисунке 3.10 цветными стрелками. В зависимости от знака второй подставки в системе текущими точками равновесия являются  $A_1 = \pi / 4$  и  $A_1^* = 5\pi / 4$  либо  $A_2 = -\pi / 4$  и  $A_2^* = 3\pi / 4$ . Допустим, система находится в точке  $A_2 = -\pi / 4$  и необходимо перестроиться в точку  $A_1$  (сместить положение точек равновесия). Для этого необходимо изменить знак второй подставки, при этом воз-

никнет смещение частоты величиной  $+2A_0 / \sqrt{2} \approx +1,4A_0$ . Произойдет построение следующей фазовой траектории обозначенной на рисунке 3.10 красными стрелками: из начальной точки равновесия  $A_2$  с координатами  $(-0,25; 0)$  изображающая точка  $C$  мгновенно переместится в промежуточное положение  $C_1$  с координатами  $(-0,25; 1,4)$  и затем, в результате реакции системы произойдет переход в конечную точку равновесия  $A_1$  с координатами  $(0,25; 0)$

Во втором случае, обозначенном зелеными стрелками, система перестраивается из исходной точки  $A_2 = \pi / 4$  в парную точку равновесия  $A_2^*$ , для чего требуется изменить знак первой подставки. В результате на фазовом портрете появится следующая траектория:

$$A_2 (-0,25; 0) \rightarrow C_2 (-0,25; 2) \rightarrow A_2^* (0,75; 0).$$

Фазовая траектория для третьего случая, обозначена синими стрелками: система находится в точке  $A_2 = -\pi / 4$  и необходимо перестроиться в точку  $A_1^*$  (сместить положение точек равновесия и одновременно перестроится в парную точку равновесия). Для этого необходимо изменить знак обеих подставок, при этом возникнет смещение частоты величиной  $A_0 / \sqrt{2} + 2A_0 \approx 3,4A_0$ . Произойдет построение следующей фазовой траектории:

$$A_2 (-0,25; 0) \rightarrow C_3 (-0,25; 0.6) \rightarrow A_1^* (1,25; 0).$$

На рисунке 3.10 можно увидеть, что для каждой точки равновесия существует 3 возможных прямолинейных перехода в промежуточные точки фазового портрета. При одновременной манипуляции двумя подставками может возникнуть 4 уникальных значений алгебраической суммы этих подставок:

$$\begin{aligned} 2A_0 + A_0 / \sqrt{2} &\approx 3,4A_0, \\ -2A_0 - A_0 / \sqrt{2} &\approx -3,4A_0, \\ 2A_0 - A_0 / \sqrt{2} &\approx 0,6A_0, \\ -2A_0 + A_0 / \sqrt{2} &\approx -0,6A_0. \end{aligned}$$

Соответственно на входе ПГ может возникнуть одно из 8 значений сдвига управляющего напряжения в результате манипуляции:

$$[2A_0; -2A_0; 1,4A_0; -1,4A_0; 3,4A_0; -3,4A_0; 0,6A_0; -0,6A_0].$$

На рисунке 3.11 представлена модель формирователя в QPSK-GLSS в Simulink, в которой были получены фазовые портреты.

Параметры модели приведены в таблице 3.2.

Временные эпюры напряжений сигналов полученные в различных точках в модели представлены на рисунках 3.12, 3.13.

Таблица 3.2 Параметры модели модулятора QPSK-GLSS

Частота дискретизации модели	$f_s$	$1,5 \cdot 10^6$ Гц
Символьная скорость	$R_s$	10 бит/с
Битовая скорость	$R_b$	20 бит/с
Коэффициент усиления УПТ	$K_{УПТ}$	$1,5 \cdot 10^3$
Коэффициент усиления ФАПЧ	$K_{ФАПЧ}$	9425 рад/с
Коэффициент интегратора	$K_{ИНТ}$	$4712 \text{ с}^{-1}$

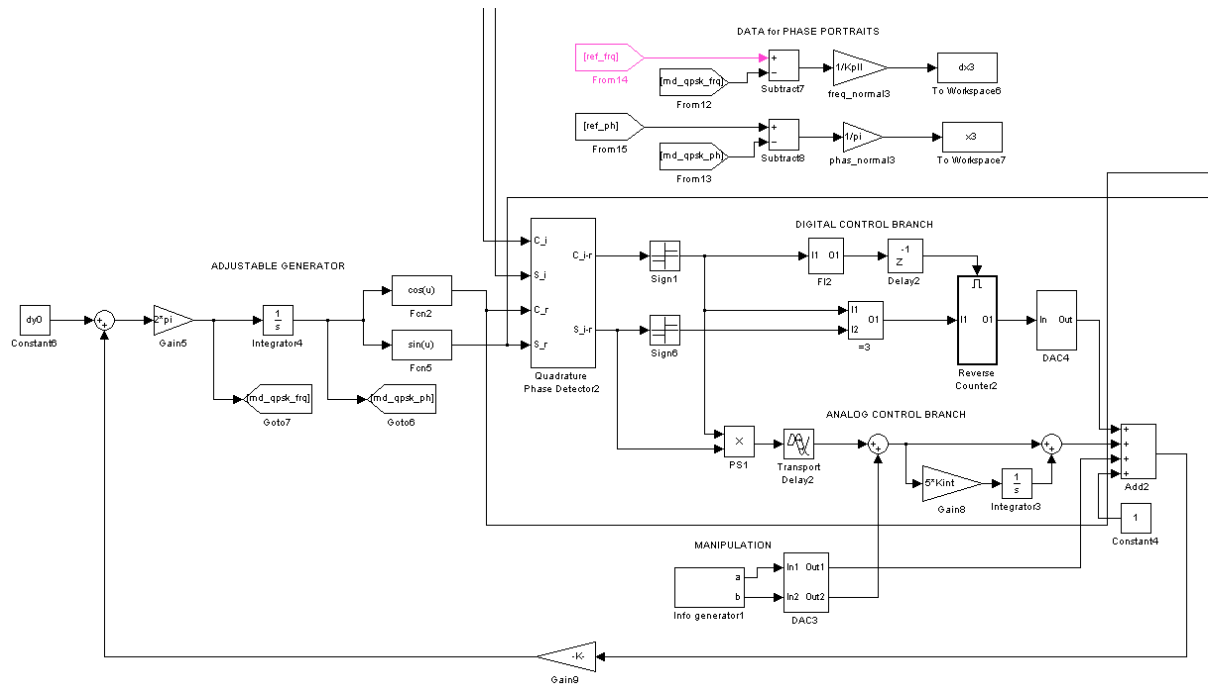


Рисунок 3.11 – Модель квазикогерентного модулятора QPSK-GLSS в Simulink

Процесс манипуляции фазы колебания ПГ по алгоритму формирования QPSK можно контролировать по выходным сигналам СД (рисунок 3.12(a)) и ФД (рисунок 3.12(b)), которые формируют напряжения равные косинусу и синусу текущей разности фаз сигналов ПГ и ЭГ. При этом очевидно наличие взаимосвязи временных эпюр (рис. 3.12(a)) и (рис. 3.12(b)) с эпюрами (рис. 3.12(c)) и (рис. 3.12(d)) соответственно, что позволяет верифицировать дискретные позиции фазы формируемого сигнала QPSK с входными потоками модулирующих символов  $\alpha(t) = \pm 1$  и  $\beta(t) = \pm 1$ , представленными на эпюрах (рис. 3.12(c)) и (рис. 3.12(d)).

Посимвольное сравнение эпюр (рис. 3.12(a)) и (рис. 3.12(b)) с эпюрой (рис. 3.13(a)) подтверждает то, что полярность напряжения на выходе КП является логическим произведением полярностей напряжений с выходов ФД и СД, что соответствует алгоритму работы аналоговой ветви управления системы.

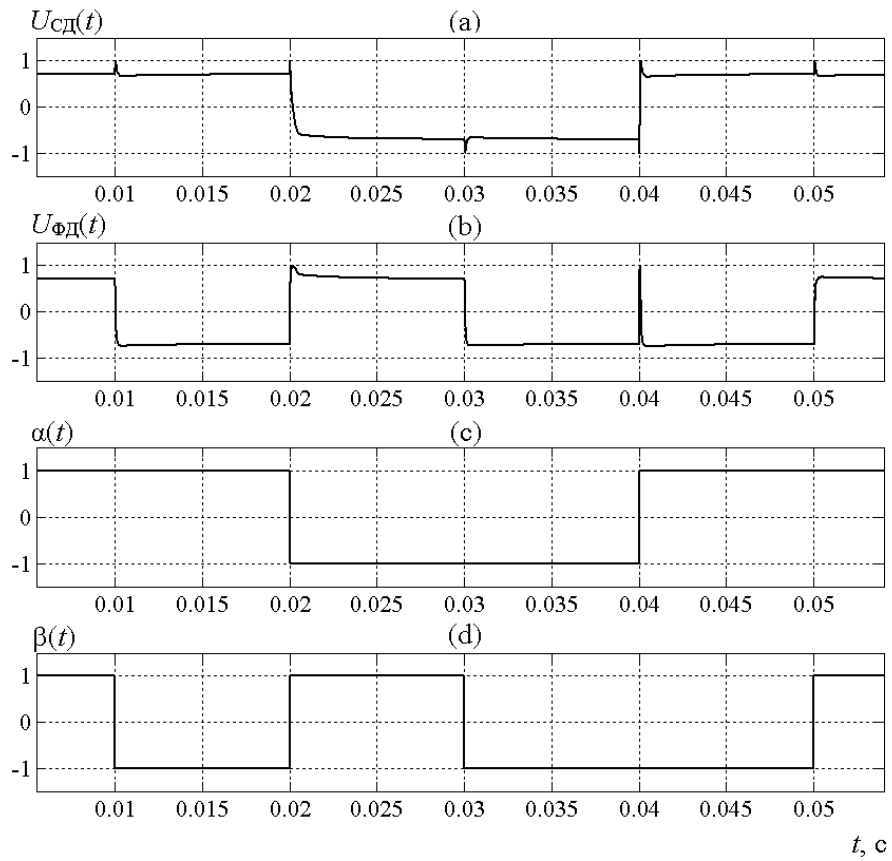


Рисунок 3.12 – Эпюры сигналов модулятора QPSK-GLSS

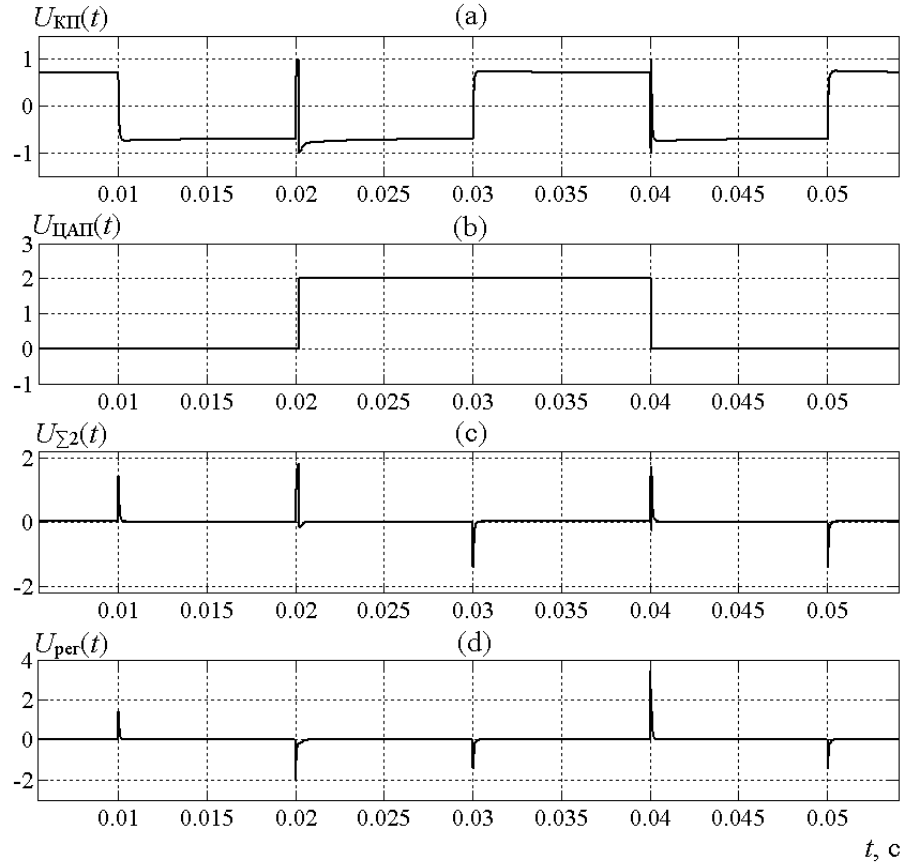


Рисунок 3.13 – Эпюры сигналов модулятора QPSK-GLSS

Изменения уровня напряжения (рис.3.13(b)) на выходе ЦАП, возникающие сразу после изменения полярности символов манипулирующего потока  $\alpha(t)$  (рис.3.12(c)), свидетельствуют о корректности работы цифровой ветви формирователя.

Эпюры напряжений на выходе сумматора  $\Sigma_2$  аналоговой ветви управления (рис.3.13(c)) и входе управления частотой ПГ (рис.3.13(d)) свидетельствуют о том, что формирователь сигнала QPSK-GLSS в процессе дискретной манипуляции фазы не выходит из состояния синхронного режима работы.

Полученные результаты подтверждают корректность функционирования формирователя сигнала QPSK-GLSS и соответствие переключения фазовых позиций манипуляции QPSK.

### 3.1.3 Выводы

Введенные структурные изменения глобально линеаризованной системы синхронизации позволяют получить структуры синхронных формирователей BPSK и QPSK сигналов, оптимизированные по критерию минимизации времени вхождения в синхронный режим работы при максимизации диапазона начальных частотных расстроек для режима начальной синхронизации. При этом синтезированные структуры формирователей сохраняют оптимальность по критерию фильтрации собственных частотно-фазовых флуктуаций в синхронном режиме работы.

Примененная в работе методология структурного синтеза оптимизированных синхронных структур базируется на комплексе анализа и синтеза фазовых портретов системы. Аналитическое исследование фазового портрета системы включает в себя две ключевых позиции. Первое – это выявление условий размещения точек устойчивого равновесия в конкретных координатах фазового портрета системы. Второе – это выявление причин обуславливающих характер конкретных фазовых траекторий перемещения изображающей точки системы. Решение данных задач приводит к получению инструментария по проектированию фазового портрета системы с требуемыми характеристиками и раскрывает механизм управления процессами и состояниями синхронной системы. Таким механизмом является внедрение управляемых частотных и фазовых расстроек в синхронной системе.

С помощью управляемых расстроек происходит направленная перестройка изображающей точки системы между точками устойчивого равновесия, а также модификация фазового портрета системы – смещение положения точек устойчивого равновесия. Смена положения точек равновесия на фазовом портрете осуществляться как статически, так и в динамике. Использованная методология может применяться при синтезе квазикогерентных формирователей различных видов сигналов, в том числе многопозиционных.



## 3.2 Синхронные (квазикогерентные) демодуляторы дискретных сигналов

### 3.2.1 Синхронный демодулятор BPSK сигнала

Проведем разработку алгоритмов демодуляции BPSK сигнала, выполненных на базе структуры ГЛСС. При манипуляции фазы входного колебания на  $\pi$  радиан, сигнал на выходе СД изменит свою полярность на противоположную, соответственно изменится состояние логического сигнала на выходе ПУ<sub>1</sub>, что в случае исходной структуры ГЛСС (рис.2.8) ведет к формированию счетного импульса в РС и соответственно возникновению дополнительной ступени напряжения на выходе ЦАП. Вследствие этого возникает резкое смещение управляющего частотой ПГ напряжения, изображающая точка системы окажется выбита из точки устойчивого равновесия. В системе возникнет переходный процесс, по окончании которого окажется, что в фазе колебания ПГ произошел дополнительный набег равный  $\pi$  радиан, система переместилась в соседнюю точку устойчивого равновесия. Если бы после манипуляции фазы на входе ПГ не возникло дополнительного напряжения, система оставалась бы в исходной точке устойчивого равновесия, при этом, с выхода ПУ происходил съём оценок поступающих символов.

Для получения аналитического описания структуры используем уравнение ГЛСС 1-го порядка. Примем, что  $\Delta\omega_{\text{нач}} / 2K_{\text{ФАПЧ}} = N$ , тогда к моменту установления синхронного режима работы, накопленное значение на выходе цифровой ветви достигнувшее величины  $2NK_{\text{ФАПЧ}}$  полностью компенсирует начальную расстройку  $\Delta\omega_{\text{нач}}$ . Для данного момента времени выражение (3.1) примет вид:

$$d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \text{sgn}\{\Delta\omega_{\text{нач}}\}N2K_{\text{ФАПЧ}}. \quad (3.2)$$

При осуществлении в последующий момент времени манипуляции фазы входного сигнала, выходной сигнал синхронного детектора совершит переход через нулевой уровень, произойдет срабатывание цифровой ветви и сформируется ступень на выходе ЦАП. При увеличении напряжения на выходе ЦАП выражение (3.2) примет вид:

$$d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - 2K_{\text{ФАПЧ}} - \text{sgn}\{\Delta\omega_{\text{нач}}\}N2K_{\text{ФАПЧ}}. \quad (3.3)$$

Возникшее дополнительное смещение частоты величиной  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ , будет скомпенсировано системой в соответствии с логикой работы цифровой ветви. При этом выходной сигнал синхронного детектора совершит вновь переход через нулевой уровень, и установится в прежнее значение, а фаза ПГ перевернется вслед за фазой входного сигнала.

Соответственно, необходимо осуществить компенсацию возникающего сдвига частоты в уравнении (3.3) добавив компонент  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ . Компонент должен появляться только

при срабатывании цифровой ветви (после манипуляции фазы входного сигнала). При последующем срабатывании (поступлении следующей символической посылки противоположной полярности) необходимо, чтобы компонент устранялся, поскольку выход цифровой ветви возвращается к прежнему положению. Состояния системы, описываемые выражениями (3.2) и (3.3) до манипуляции и после манипуляции соответственно, можно переписать следующим образом:

$$d(\Delta\varphi)/dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \operatorname{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha^* K_{\text{ФАПЧ}} + K_{\text{ФАПЧ}} - \operatorname{sgn}\{\Delta\omega_{\text{нач}}\}N2K_{\text{ФАПЧ}}, \text{ при } \alpha^* = 1. \quad (3.4)$$

$$d(\Delta\varphi)/dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \operatorname{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - 2K_{\text{ФАПЧ}} - \alpha^* K_{\text{ФАПЧ}} + K_{\text{ФАПЧ}} - \operatorname{sgn}\{\Delta\omega_{\text{нач}}\}N2K_{\text{ФАПЧ}}, \text{ при } \alpha^* = -1. \quad (3.5)$$

В соответствии с выражениями (3.4) и (3.5), в системе после манипуляции фазы входного сигнала должен измениться знак параметра  $\alpha^*$  с «1» на «-1» и, соответственно, возникнуть дополнительный сдвиг частоты  $(\alpha^* K_{\text{ФАПЧ}} - K_{\text{ФАПЧ}}) = -2K_{\text{ФАПЧ}}$  который компенсирует сформированную ступень на выходе цифровой ветви. При последующей манипуляции, знак  $\alpha^*$  должен измениться обратно в положение «1». Введенный параметр  $\alpha^*$  определяется полярностью информационного параметра  $\alpha$  входного сигнала. Поскольку смена полярности входного сигнала наблюдается на выходе синхронного детектора, можно определить параметр  $\alpha^* = \operatorname{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}$  - оценкой информационного параметра  $\alpha$  и записать следующее уравнение синхронной системы:

$$d(\Delta\varphi)/dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \operatorname{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha^* K_{\text{ФАПЧ}} + K_{\text{ФАПЧ}} - \operatorname{sgn}\{d(\Delta\varphi)/dt\}2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \quad (3.6)$$

где  $\alpha^* = \operatorname{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}$ .

Для системы 2-го порядка, компонент  $(-K_{\text{ФАПЧ}})$  можно убрать из рассмотрения. Итоговое уравнение демодулятора BPSK сигнала на основе ГЛСС будет иметь вид:

$$d(\Delta\varphi)/dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - \operatorname{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha^* K_{\text{ФАПЧ}} - k_{\text{инт}} \int_t [\operatorname{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi)] dt - \operatorname{sgn}\{d(\Delta\varphi)/dt\}2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt \right\}, \quad (3.7)$$

где  $\alpha^* = \operatorname{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}$ .

На рисунке 3.14 представлена схема демодулятора BPSK сигнала на основе ГЛСС [28], в которой реализована компенсация формируемых вследствие реакции ГЛСС на манипуляцию фазы входного сигнала подставок напряжения на входе ПГ.

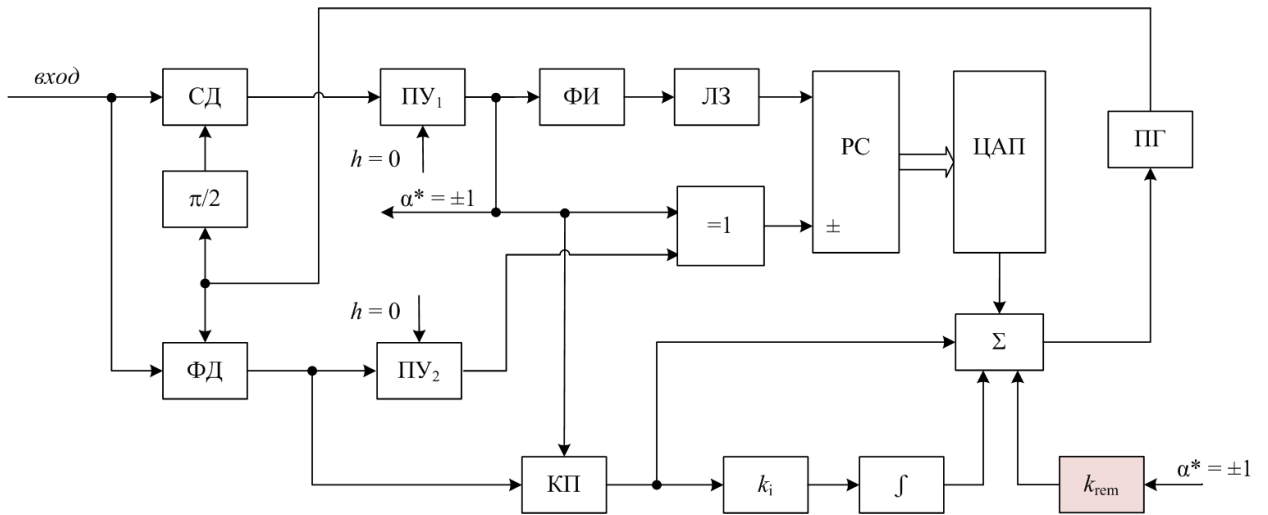


Рисунок 3.14 – Квазикогерентный демодулятор BPSK сигнала на основе ГЛСС

Компенсация реализуется с помощью управляемой по знаку подставки напряжения, которая подается на вход сумматора. Управление знаком подставки происходит сигналом с выхода ПУ, который в данном случае является сигналом оценки символов поступающего на вход ГЛСС фазоманипулированного сигнала. Оценки переданных символов  $\alpha^* = \pm 1$  берутся с выхода первого порогового устройства (компаратора напряжения).

Соответствующий программный стенд (модель структуры и тестовое окружение), в котором получены временные эпюры и фазовые портреты показан на рисунке 3.15. Параметры модели представлены в таблице 3.3.

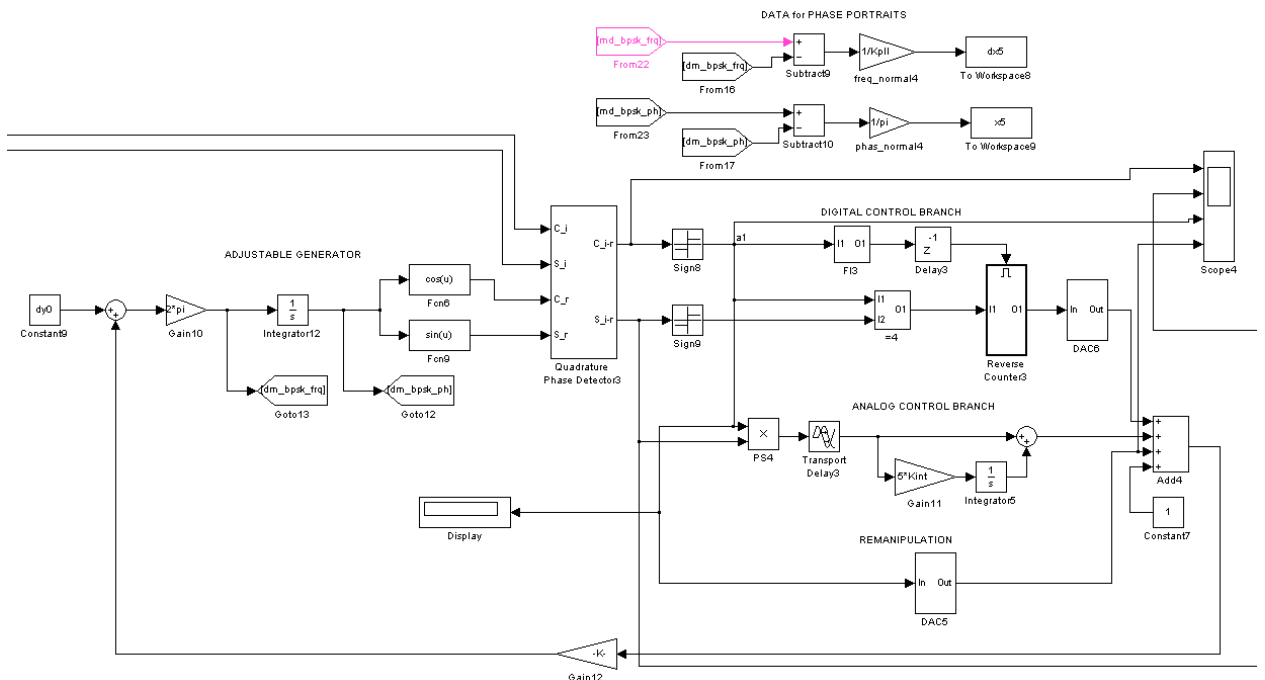


Рисунок 3.15 – Модель квазикогерентного демодулятора BPSK-GLSS в Simulink

Таблица 3.3 Параметры модели демодулятора BPSK-GLSS

Частота дискретизации модели	$f_s$	$1,5 \cdot 10^6$ Гц
Символьная скорость	$R_s$	10 бит/с
Коэффициент усиления УПТ	$K_{УПТ}$	$0,3 \cdot 10^3$
Коэффициент усиления ФАПЧ	$K_{ФАПЧ}$	1885 рад/с
Коэффициент интегратора	$K_{ИНТ}$	$1885 \text{ с}^{-1}$

Эпюры сигналов демодулятора BPSK на основе ГЛСС в режиме демодуляции в различном масштабе времени представлены на рисунках 3.16(a)-(e), 3.17(a)-(e). В частности приведены: выходные сигналы синхронного и фазового детекторов (эпюры (a), (b)); ремодулирующая последовательность  $\alpha^*$  (эпюры (c)); сигнал на выходе ЦАП (эпюры (d)); выходной сигнал сумматора (эпюры (e)).

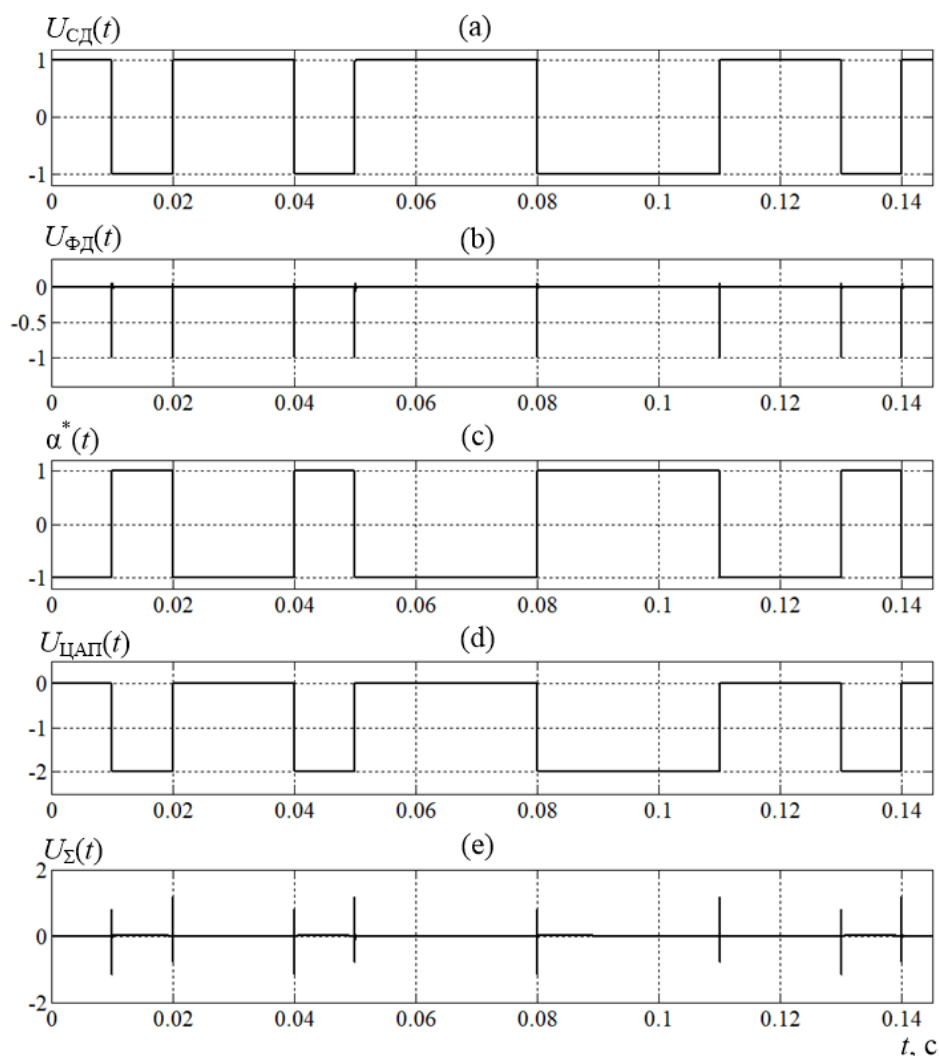


Рисунок 3.16 – Эпюры сигналов демодулятора BPSK-GLSS

На представленных рисунках 3.16, 3.17 можно увидеть, что при смене знака косинуса (сигнал на выходе СД) с «1» на «-1» значение сигнала ФД совершает проход от нуля с

возвращением к нему через уровень минимального значения (равного « $-A_0$ »). Это означает, что поворот вектора на комплексной плоскости идет по часовой стрелке. Соответственно, создаваемая на интервале манипуляции частотная расстройка отрицательна. ФД на выходе выдает сигнал пропорциональный  $\sin(\varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{пг}})$ , соответственно получается, что частота входного сигнала при формировании фронта становится меньше, что и фиксируется изменением напряжения ЦАП в меньшую сторону.

Следовательно, символы ремодулирующие подставку частоты для компенсации сдвига ЦАП, должны иметь противоположный знак. Этим объясняется инверсия полярности потока ремодуляционных символов  $\alpha^*$  относительно полярности выходного сигнала СД.

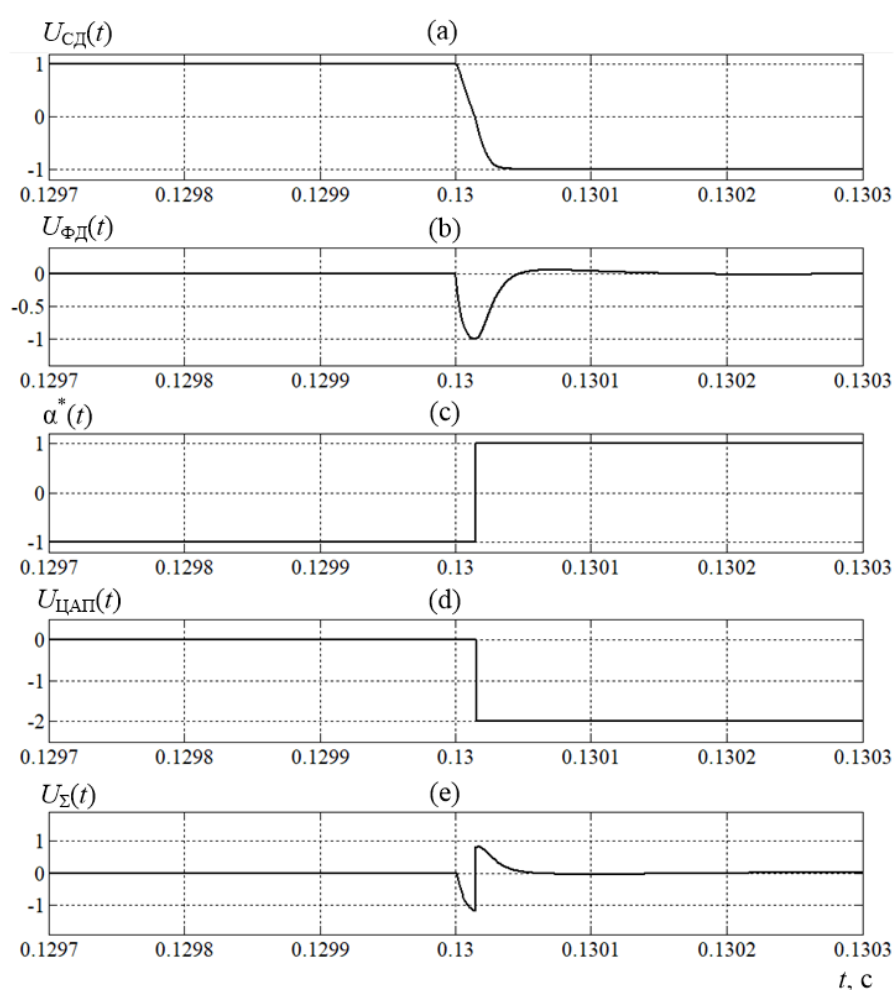


Рисунок 3.17 – Эпюры сигналов демодулятора BPSK-GLSS в ув. масштабе

Нужно отметить, что в рассматриваемом случае идет анализ работы схемы без учета различных схем кодирования, таких как дифференциальное кодирование, при котором не учитывается уровень символов, а анализируется факт изменения уровня (оценка по фронту). Аппаратно, на полярность модулирующих подставок и сдвигов частоты влияет выбор

исходных точек равновесия (четная/нечетная) как в формирователе, так и в демодуляторе, а также возможные инверсии частотных сдвигов – что может происходить при преобразованиях частоты в линейных трактах передатчика и приемника.

В соответствии с указанными обстоятельствами, на практике выбор полярности (прямой/инверсный) при оценке символьных посылок осуществляется разработчиком с учетом требований технического задания и решаемых задач при проектировании связной системы.

В рассмотренном случае, синхронному состоянию системы перед началом манипуляции соответствовало нахождение в четной точке устойчивого равновесия (ноль радиан), что и фиксировалось знаком фазовой расстройки на выходе СД равной «1». Соседней точкой равновесия оказывается точка, в которую происходит перемещение при отрицательном частотном сдвиге – то есть точка, смещенная на минус  $\pi$  радиан. Это видно, как на временных эпюрах на рисунках 3.16, 3.17, так и на фазовом портрете демодулятора, представленном на рисунке 3.18. На нем показаны траектории перемещения изображающей точки между выбранными точками устойчивого равновесия, при манипуляции фазы во входном сигнале на  $\pi$  радиан. Рассмотрим подробно фазовые траектории на рисунке 3.18.

После начальной синхронизации демодулятор находится в состоянии равновесия, обозначенном точкой  $A$ . Траектория движения изображающей точки демодулятора в соседнюю точку равновесия  $A^*$  (при манипуляции) содержит четыре участка обозначенные номерами 1, 2, 3, 4 на рис.3.18. В момент манипуляции фазы, в соответствии с алгоритмом модуляции BPSK-GLSS, происходит сдвиг частоты между входным колебанием и колебанием ПГ демодулятора абсолютной величиной  $2K_{\text{ФАПЧ}}$  – участок 1 на рис.3.18. Новому состоянию системы соответствует точка  $C$ . Отрицательное значение обусловлено тем, что в модуляторе произошел отрицательный сдвиг частоты. На участке 2 происходит компенсация расстройки – изображающая точка движется к нулевому уровню частотной расстройки (на оси разности фаз). После пересечения нулевого уровня участок 2 содержит короткий промежуток нарастания частотной расстройки (помечен на рис.3.18 красным указателем). Затем, при достижении разности фаз  $\Delta\varphi \approx -0,5\pi$ , участок 2 траектории сменяется участком 3, который также как и участок 1 характеризуется мгновенным сдвигом разности частот на величину « $-2K_{\text{ФАПЧ}}$ ». Далее следует участок 4, на котором также как и на участке 2 происходит движение к нулевому уровню частотной расстройки, при этом данный участок завершается установкой состояния системы в точке устойчивого равновесия  $A^*$ .

На рис.3.18 видно, что движение на участках 2, 4 происходит в сторону отрицательных значений разности фаз  $\Delta\varphi$ . Это обусловлено тем, что разность частот модулятора и демодулятора при манипуляции отрицательна – см. участок 1 на рис.3.18. Характер движения (в сторону  $\downarrow\Delta\varphi$ ) согласуется с процессами, наблюдаемыми на выходе СД и ФД на рис.3.17(a), (b):

сигнал  $U_{СД}(t) = A_0\cos(\Delta\varphi(t))$  меняется между значениями:  $A_0 \rightarrow 0 \rightarrow -A_0$ ,

сигнал  $U_{ФД}(t) = A_0\sin(\Delta\varphi(t))$  меняется между значениями:  $0 \rightarrow -A_0 \rightarrow 0$ ,

$\Delta\varphi(t)$  меняется между значениями:  $(0 + 2\pi k) \rightarrow (-\pi / 2 + 2\pi k) \rightarrow (-\pi + 2\pi k)$ ,

где  $k$  – целое.

Выделенный на рис.3.18 красным отрезок участка 2 соответствует перерегулированию сигнала  $U_{\Sigma}(t)$  на рис.3.17(e), когда его уровень пересекает величину «-1» (что соответствует « $-A_0$ ») в отличие от сигнала  $U_{ФД}(t)$  который достигнув уровня «-1» не превышает его. Это связано с интегрирующей ветвью в составе петлевого фильтра, которая также имеет свой вклад в напряжение  $U_{\Sigma}(t)$  и к моменту смены полярности сигнала на входе сумматора уже имеет некое накопленное значение (в данном случае отрицательное). Именно поэтому после смены полярности уровень сигнала  $U_{\Sigma}(t)$  не равен «1», а меньше его: напряжение прямой ветви положительное и достигает «1», а напряжение интегрирующей ветви в данный момент накопило незначительное отрицательное значение, и их сумма соответственно меньше «1».

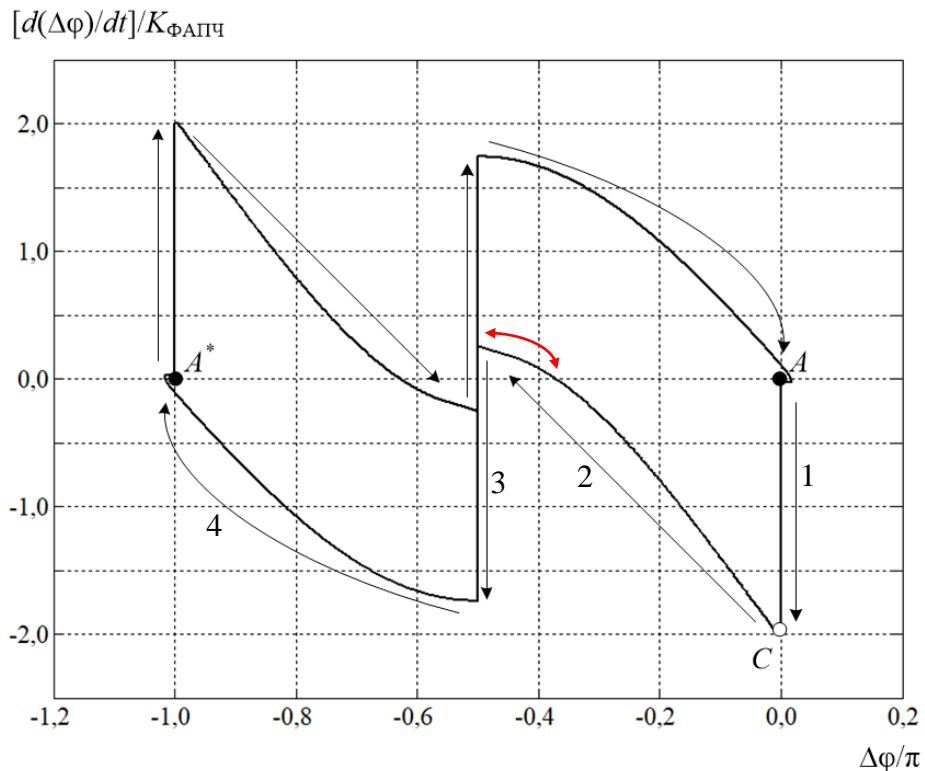


Рисунок 3.18 – Фазовый портрет демодулятора BPSK-GLSS

Участок 3 на рис.3.18 соответствует моменту пересечения  $U_{\text{СД}}(t)$  нулевого уровня, практически в этот же момент происходит срабатывание цифровой ветви и изменение на выход ЦАП ступенчатого напряжения на один дискрет в отрицательную сторону (так как возникшая расстройка отрицательна). В тоже время оценка сигнала на выходе СД изменяется (с учетом инверсии) по полярности в положительную сторону соответствующее напряжение подставки компенсирует образовавшийся на выходе ЦАП сдвиг. Вследствие такой компенсации данные процессы не видны в сигнале  $U_{\Sigma}(t)$ .

Для улучшения визуального различия фазовых траекторий при противоположных переходах между точками равновесия, получен и представлен на рисунке 3.19 трехмерный график, где пространство образовано добавлением к фазовой плоскости временной оси. Это позволяет увидеть изменение фазового портрета с течением времени. На рисунках 3.20(а), (b) приведены проекции трехмерного фазового портрета: на рисунке 3.20(а) показан процесс изменения разности фаз с течением времени, на рисунке 3.20(б) – процесс изменения во времени разности частот.

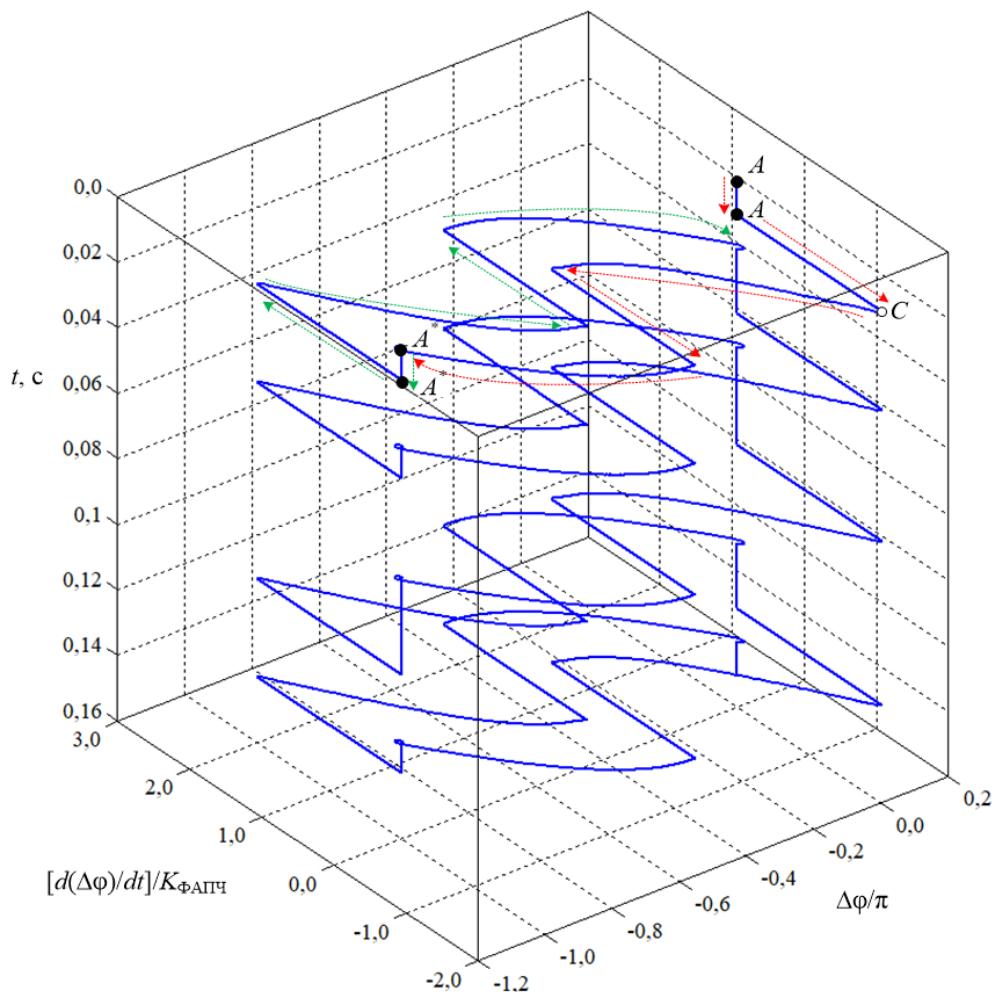


Рисунок 3.19 – Изменение фазового портрета демодулятора BPSK-GLSS во времени



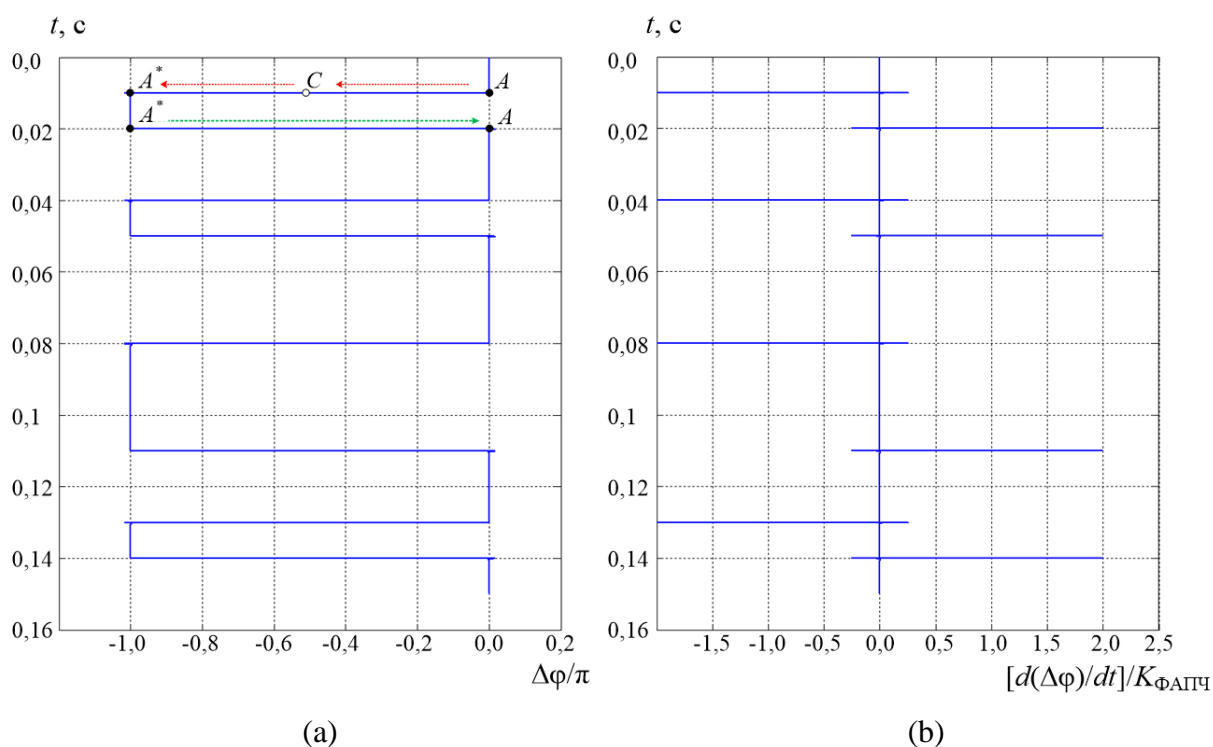


Рисунок 3.20 – Проекция фазового портрета демодулятора BPSK-GLSS на ось времени

Трехмерный анализ фазовых траекторий подтверждает корректность обозначенных на фазовом портрете (рис.3.18) траекторий движения изображающей точки. Проекция осей разности фаз и разности частот фазового портрета на ось времени (рисунки 3.20(a) и 3.20(b)) соответствуют характеру протекающих в системе процессов изменения сигналов – на выходе СД и на входе ПГ, которые показаны на рисунках 3.16, 3.17 (графики (а), (е)).

### 3.2.2 Синхронный демодулятор QPSK сигнала

Структурный алгоритм демодуляции QPSK сигнала на основе ГЛСС [28] показанный на рисунке 3.21 строится на аналогичном подходе, что и в случае демодулятора BPSK-GLSS: в структуре демодулятора QPSK введены подставки напряжений, как и в формирователе QPSK-GLSS, но управляемые оценками  $\alpha^*$ ,  $\beta^*$  получаемые с выходов синхронного и фазового детекторов.

Рассмотрим соответствующую аналитическую запись алгоритмов демодуляции QPSK сигнала на основе структуры ГЛСС. Во входном сигнале осуществляется манипуляция фазы между 4-мя возможными положениями с интервалом между ближайшими фазовыми состояниями  $\pi/2$ . Необходимо обеспечить ненулевой сдвиг фазы кратный  $\pi/4$  при нахождении системы в синхронизме. Такой сдвиг можно реализовать добавив постоянную составляющую  $K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi/4)$ :

$$\begin{aligned}
 d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} - (\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi / 4)) - \\
 - k_{\text{инт}} \int_t [(\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi / 4))]dt - \\
 - \alpha^* K_{\text{ФАПЧ}} - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi) / dt\} 2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]]dt \right\}, \\
 \text{где } \alpha^* = \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}.
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

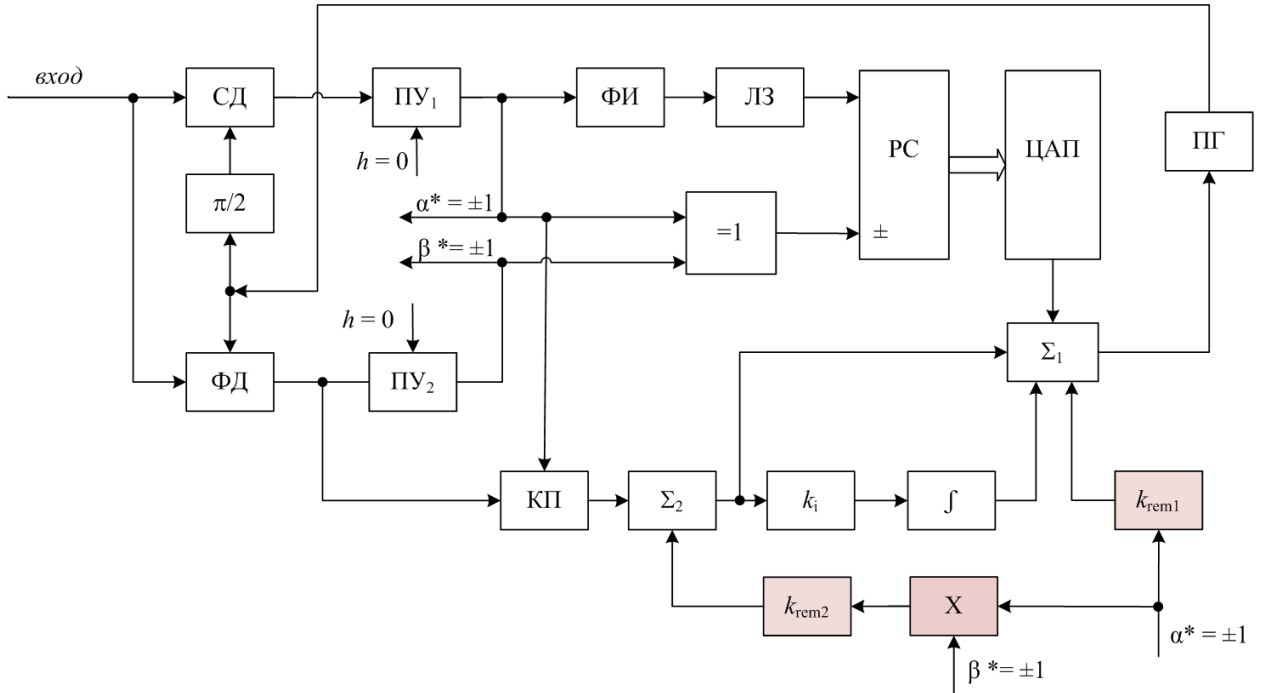


Рисунок 3.21 – Квазикогерентный демодулятор QPSK сигнала на основе ГЛСС

При манипуляции фазы входного сигнала на π радиан произойдет переход на другой участок фазового портрета (с инверсией) и инвертируется полярность сигнала на выходе КП. Для учета данной ситуации необходимо определять полярность введенной константы исходя из оценки принимаемого информационного параметра, то есть использовать  $\alpha^* K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi / 4)$ . Поскольку сигнал на выходе фазового детектора может менять уровень, в том числе, при сохранении уровня на выходе синхронного детектора (когда в модуляторе происходит смена положения точек равновесия между положениями  $-\pi / 4$  и  $\pi / 4$ ), необходимо также учитывать полярность на выходе второго порогового устройства –  $\text{sgn}\{\sin(\Delta\varphi)\}$ . В соответствии с логикой алгоритмов информационной манипуляции QPSK сигнала, полярность сигнала на выходе второго порогового устройства будет являться оценкой квадратурного информационного параметра  $\beta^*$ . Таким образом, введенная константа должна будет учитывать полярность оценок символов поступающих по обоим квадратурным каналам:  $\alpha^* \beta^* K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi / 4)$ . Соответственно, итоговое уравнение демодулятора QPSK сигнала на основе ГЛСС будет иметь вид:

$$\begin{aligned}
 d(\Delta\varphi) / dt = \Delta\omega_{\text{нач}} &- (\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha^* \beta^* K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi/4)) - \\
 &- k_{\text{ИНТ}} \int_t [(\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi) - \alpha^* \beta^* K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\pi/4))] dt - \\
 &- \alpha^* K_{\text{ФАПЧ}} - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi) / dt\} 2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi - \Delta\varphi_i)]] dt, \\
 \text{где } \alpha^* &= \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi)\}, \beta^* = \text{sgn}\{\sin(\Delta\varphi)\}.
 \end{aligned}
 \tag{3.9}$$

Данное уравнение соответствует структуре демодулятора представленной на рисунке 3.21.

Структура модели в Simulink представлена на рисунке 3.22, параметры модели даны в таблице 3.4.

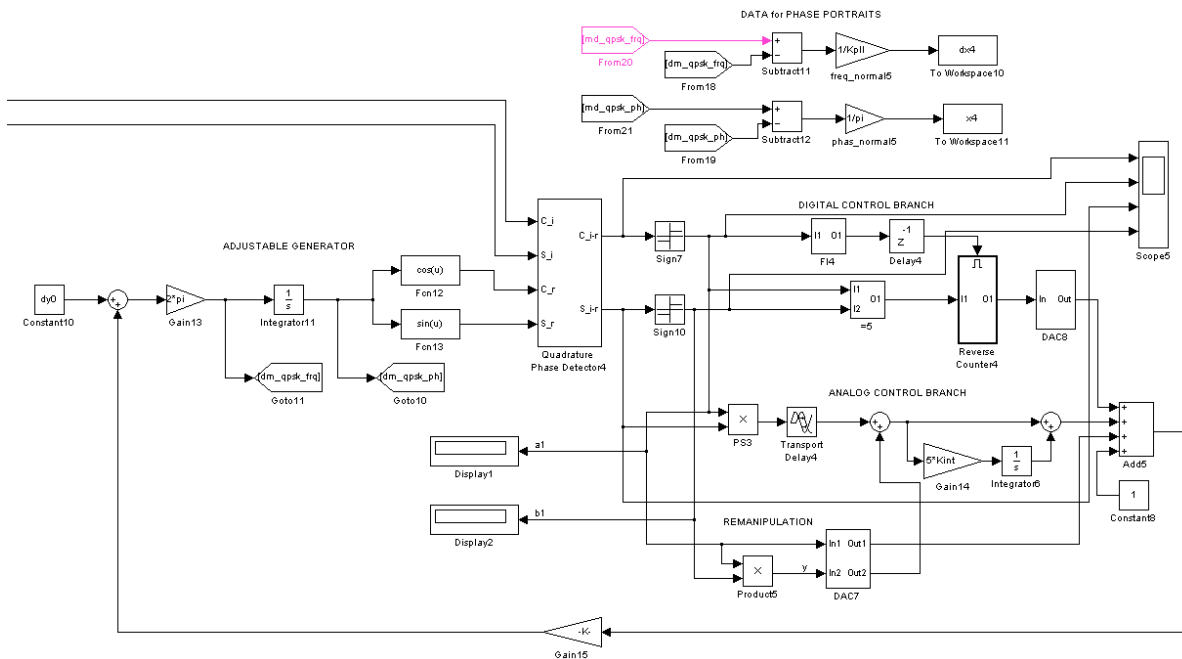


Рисунок 3.22 – Модель квазиогерентного демодулятора QPSK-GLSS в Simulink

Таблица 3.4 Параметры модели демодулятора QPSK-GLSS

Частота дискретизации модели	$f_s$	$1,5 \cdot 10^6$ Гц
Символьная скорость	$R_s$	10 бит/с
Битовая скорость	$R_b$	20 бит/с
Коэффициент усиления УПТ	$K_{\text{УПТ}}$	10
Коэффициент усиления ФАПЧ	$K_{\text{ФАПЧ}}$	63 рад/с
Коэффициент интегратора	$K_{\text{ИНТ}}$	$31 \text{ с}^{-1}$

Временные эпюры формирователя QPSK-GLSS представлены на рисунках 3.23, 3.24 и в увеличенном масштабе времени на рисунках 3.25, 3.26. Приведены: сигналы на выходе синхронного и фазового детекторов (эпюры (a), (b) на рис.3.23, 3.25); а) выход СД; б) выход ФД; оценки принимаемых символов – последовательности  $\alpha^*$ ,  $\beta^*$  (эпюры (c), (d) на рис.3.23, 3.25); сигнал на выходе ЦАП (эпюры (a) на рис. 3.24, 3.26); введенные подставки напряжения управляемые оценками принятых символов (эпюры (b), (c) на рис.3.24, 3.26).

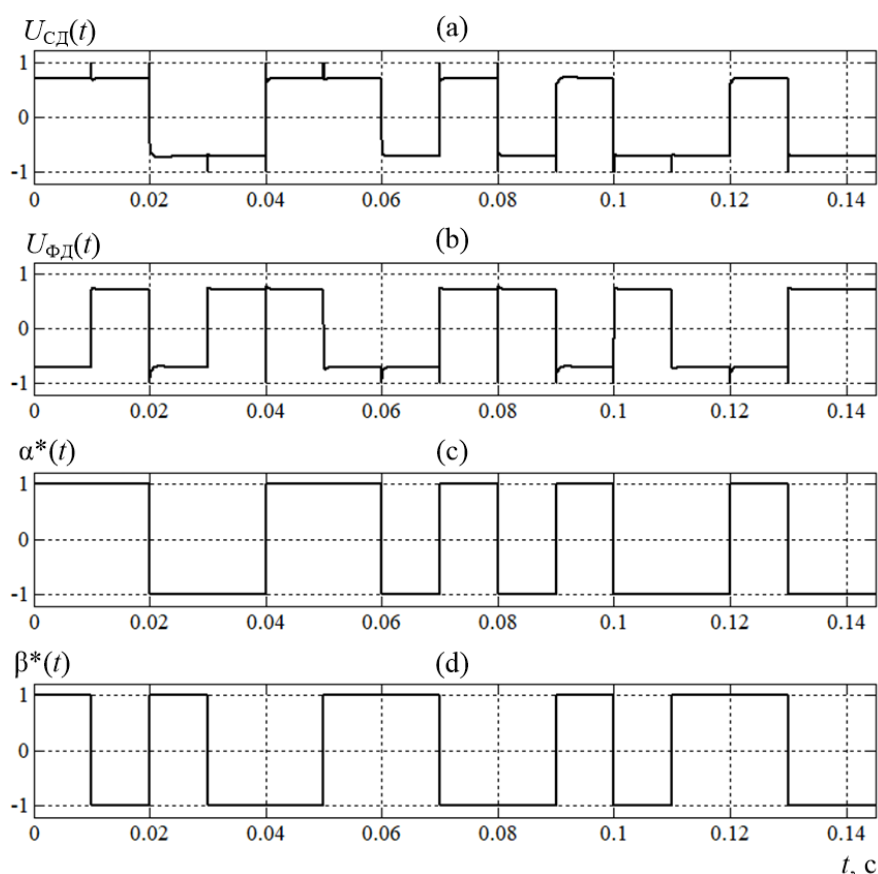


Рисунок 3.23 – Эпюры сигналов демодулятора QPSK-GLSS

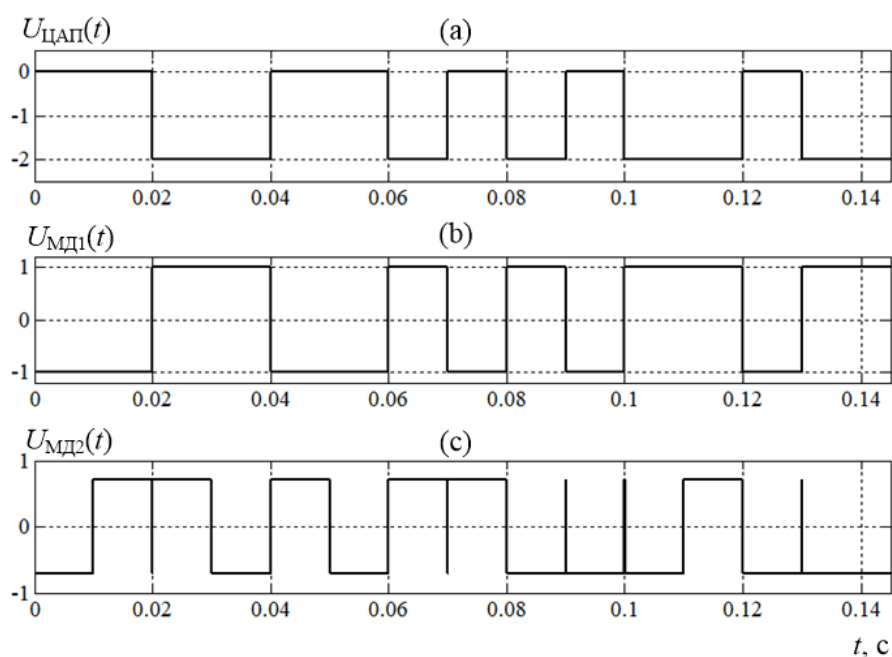


Рисунок 3.24 – Эпюры сигналов демодулятора QPSK-GLSS

На рисунке 3.23 видно, что в начальный момент времени представленного интервала анализа демодулятор находится в синхронном состоянии. При этом, исходя из значений выходных сигналов СД и ФД, следует, что разность фаз входного колебания и колебания ПГ демодулятора составляет  $\varphi_{вх} - \varphi_{ПГд} = -\pi / 4$  радиан (индекс д – демодулятор). Это кор-

ректно, поскольку в модуляторе QPSK-GLSS (рис.3.12) в начальный момент времени разность фаз равна  $\varphi_{ЭГ} - \varphi_{ПГМ} = \pi / 4$  (индекс м – модулятор). Отличие в отсчете фазы для структур модулятора и демодулятора приводит к противоположному знаку сдвига фазы.

Нужно отметить, что начальное состояние фазы демодулятора не регламентировано, и может в общем случае быть произвольным; система может находиться в любой из заданных точек устойчивого равновесия. Выбор начального состояния осуществляется разработчиком исходя из конкретных задач, при этом может учитываться необходимость применения дифференциального кодирования, а также структурные особенности применяемых кодовых конструкций (специализированных маркерных слов, синхропреамбулы).

На рисунке 3.24 видно, как происходит компенсация реакции цифровой ветви (напряжения на выходе ЦАП) за счет подставки напряжения №1 ( $U_{МД1}(t)$  – рис.3.24(b)). Также видно, что в моменты смены полярности напряжения подставки №1 наблюдаются кратковременные изменения полярности напряжения подставки №2 ( $U_{МД2}(t)$  – рис.3.24(c)), что вызвано переходными процессами в системе. В частности, скоростным проходом вектора сигнала в комплексной плоскости через квадранты. Это можно увидеть на рисунках 3.25, 3.26.

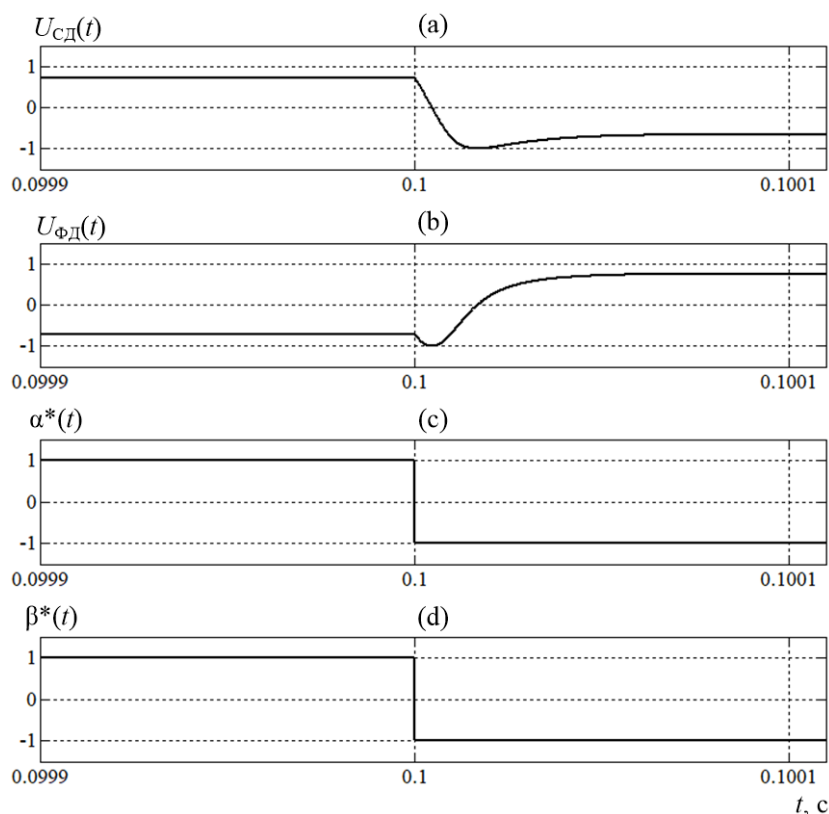


Рисунок 3.25 – Эпюры сигналов демодулятора QPSK-GLSS в ув. масштабе

После перехода через нулевое значение напряжения  $U_{СД}(t)$  (рис.3.25(a)) происходит изменение напряжения на выходе ЦАП (рис.3.26(a)) и одновременная его компенсация

изменением полярности первой подставки (рис.3.26(b)). Вместе с тем изменяется знак второй подставки (рис.3.26(c)), поскольку он определяется, в том числе через знак управляющего сигнала первой подставки. Затем, при пересечении нулевого уровня напряжения  $U_{ФД}(t)$  (рис.3.25(b)), происходит коррекция знака второй подставки – система перешла в нужный квадрант комплексной плоскости.

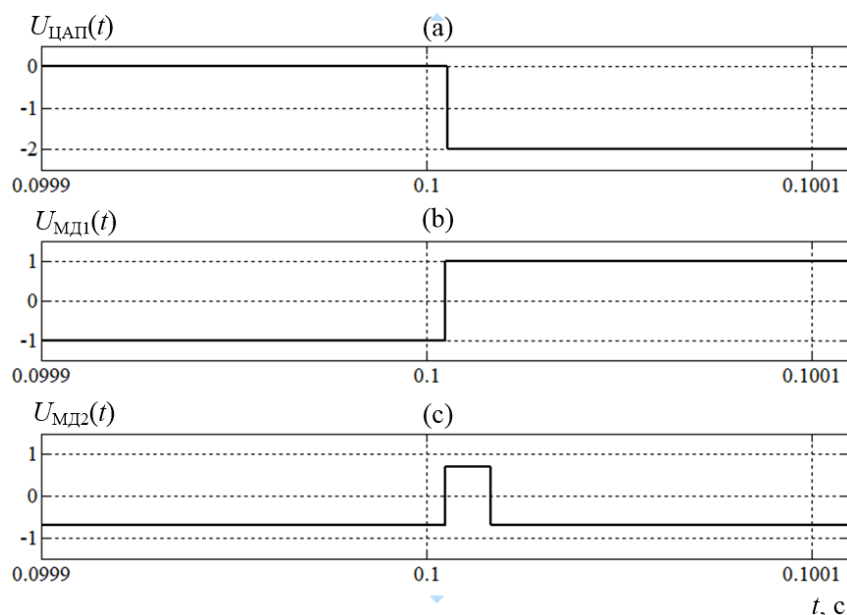


Рисунок 3.26 – Эпюры сигналов демодулятора QPSK-GLSS в ув. масштабе

Полученные временные эпюры свидетельствуют, что алгоритм демодуляции, реализованный за счет введения подставок напряжения, ремодулируемых получаемыми оценками с выходов детекторов ФД, СД, является корректным. Выходные уровни детекторов соответствуют исходным модулирующим последовательностям  $\alpha(t)$  и  $\beta(t)$ .

Показанный на рисунке 3.25 в увеличенном масштабе времени переходной процесс манипуляции (с момента  $t = 0,1$  с) в определенных точках соответствует следующим состояниям уровней напряжений и соответствующей разности фаз входного колебания и колебания ПГ демодулятора:

сигнал  $U_{СД}(t) = A_0 \cos(\Delta\varphi(t))$  меняется между значениями:  $0,7A_0 \rightarrow 0 \rightarrow A_0 \rightarrow -0,7A_0$ ,

сигнал  $U_{ФД}(t) = A_0 \sin(\Delta\varphi(t))$  меняется между значениями:  $-0,7A_0 \rightarrow -A_0 \rightarrow 0 \rightarrow 0,7A_0$ ,

$\Delta\varphi(t)$  меняется между:  $(-\pi/4 + 2\pi k) \rightarrow (-\pi/2 + 2\pi k) \rightarrow (-\pi + 2\pi k) \rightarrow (-3\pi/4 + 2\pi k)$ ,

где  $k$  – целое.

Фазовый портрет демодулятора QPSK-GLSS представлен на рисунке 3.27. Цветными стрелками показаны примеры фазовых траекторий переходов между точками устойчивого равновесия  $A_1, A_2, A_1^*, A_2^*$ , которые также как и в модуляторе расположены с шагом  $\pi/2$ .

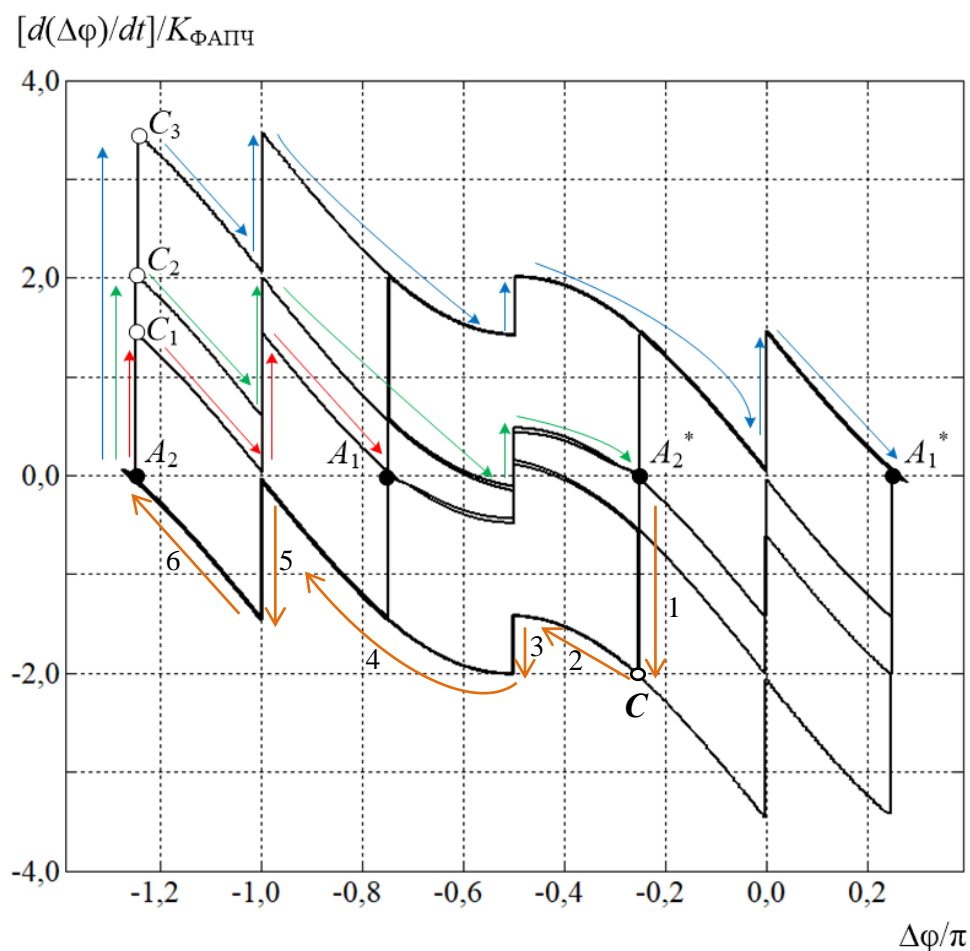


Рисунок 3.27 – Фазовый портрет демодулятора QPSK-GLSS

Рассмотрим соответствующую приведенному на рисунках 3.25, 3.26 в увеличенном масштабе времени процессу манипуляции траекторию фазового портрета. Она обозначена оранжевыми стрелками на рисунке 3.27 и содержит шесть участков (соответственно с номерами 1, 2, 3, 4, 5 и 6). В начальный момент времени, система находится в точке  $A_2^*$ . Конечному состоянию системы соответствует точка  $A_2$ . В соответствии с представленной выше последовательностью сменяемых значений разности фаз, движение фазовой траектории строится в сторону отрицательных значений  $\Delta\varphi$ . Показанная оранжевыми стрелками траектория согласуется с данными положениями. Первый участок траектории соответствует сдвигу частоты в момент манипуляции равному минус  $2K_{\text{ФАПЧ}}$  (точка  $C$  на рисунке 3.27). Данный сдвиг осуществляется в модуляторе, его размер обусловлен заданным интервалом перестройки  $\pi$  радиан между точками равновесия. Далее траектория содержит участок плавного перемещения изображающей точки до точки портрета, где величина фазовой расстройки равна  $(-\pi/2)$ , а модуль возникшей частотной расстройки снижен примерно до  $1,4K_{\text{ФАПЧ}}$ . В этот момент происходит пересечение нуля сигналом на выходе СД, срабатывание цифровой ветви и изменение полярности ремультируемых подставок напряжения – см. рис.3.25, 3.26. На фазовом портрете (участок 3) этому моменту соответ-

ствует увеличение модуля частотной расстройки дополнительно примерно на  $0,6K_{\text{ФАПЧ}}$  (возврат к значению « $-2K_{\text{ФАПЧ}}$ »). Это обусловлено образовавшимся в указанный момент времени сдвигом напряжения регулировки частоты ПГ на выходе сумматора. Если обратиться к рисунку 3.26, то видно, что изменения напряжений  $U_{\text{ЦАП}}$  и  $U_{\text{МД1}}$  компенсируют друг друга. При этом в момент пересечения нуля напряжением с выхода СД, напряжение на выходе ФД имеет значение « $-A_0$ » (поскольку  $U_{\text{ФД}} = A_0 \sin(\Delta\varphi)$ , а  $\Delta\varphi = -\pi/2$ ). Соответственно на выходе напряжение КП  $U_{\text{КП}} = U_{\text{ФД}} \cdot \text{sgn}(U_{\text{СД}})$  резко изменяется с « $-A_0$ » к « $A_0$ ». В это же время происходит смена полярности подставки  $U_{\text{МД2}}$  которая, в соответствии с логикой работы модулятора и демодулятора QPSK-GLSS, используется для компенсации  $U_{\text{КП}}$ , и равна по модулю  $0,7A_0$ . Таким образом,  $\Sigma U$  (разница напряжений  $U_{\text{КП}}$  и  $U_{\text{МД}}$ ) изменяется в положительную сторону на величину  $0,6A_0$ :

$$\begin{aligned}\Sigma_1 U &= U_{\text{КП}} - U_{\text{МД2}} = -A_0 - (-0,7A_0) = -0,3A_0 \rightarrow \\ \rightarrow \Sigma_2 U &= U_{\text{КП}} - U_{\text{МД2}} = A_0 - (+0,7A_0) = 0,3A_0 \rightarrow \\ \rightarrow \Delta \Sigma_2 U &= \Sigma_2 U - \Sigma_1 U = 0,6A_0.\end{aligned}$$

Вследствие описанного процесса на участке 3 траектории фазового портрета происходит снижение расстройки на  $0,6K_{\text{ФАПЧ}}$ . Сдвиг идет в отрицательную сторону поскольку отсчет разности частот ведется от частоты входного сигнала:  $\Delta\omega = \omega_{\text{вх}} - \omega_{\text{ПГ}}$ . Соответственно в рассмотренном конкретном случае увеличение напряжения регулировки ПГ на  $0,6A_0$  ведет к увеличению частоты ПГ и одновременно уменьшению  $\Delta\omega$  на  $0,6K_{\text{ФАПЧ}}$ . А поскольку в данном примере  $\Delta\omega < 0$ , то  $|\Delta\omega|$  увеличивается.

Далее следует участок траектории 4, который оканчивается в точке, в которой разность частот  $\Delta\omega = 0$ , а разность фаз  $\Delta\varphi = \pi$ . Этой точке соответствует момент времени, когда  $U_{\text{ФД}}(t)$  пересекает нулевой уровень ( $\sin(\Delta\varphi) = 0$ ). Следующий пятый участок траектории представляет собой резкий скачок частоты величиной  $1,4K_{\text{ФАПЧ}}$  чему во временной области соответствует очередная смена полярности второй подставки напряжения – см. рис.3.26. Разница в уровне напряжения на входе сумматора как раз и составляет  $1,4A_0$  что эквивалентно изменению частоты ПГ на  $1,4K_{\text{ФАПЧ}}$ . Итоговый участок под номером 6 завершает траекторию перемещения в точку равновесия  $A_2$  и соответствует переходным процессам установления уровней представленных на рис. 3.25 сигналов  $U_{\text{СД}}(t)$  и  $U_{\text{ФД}}(t)$  в уровни  $(-0,7A_0)$  и  $0,7A_0$  соответственно.

Изменения фазового портрета демодулятора QPSK-GLSS во времени (пространственный фазовый портрет) можно увидеть на рисунке 3.28.



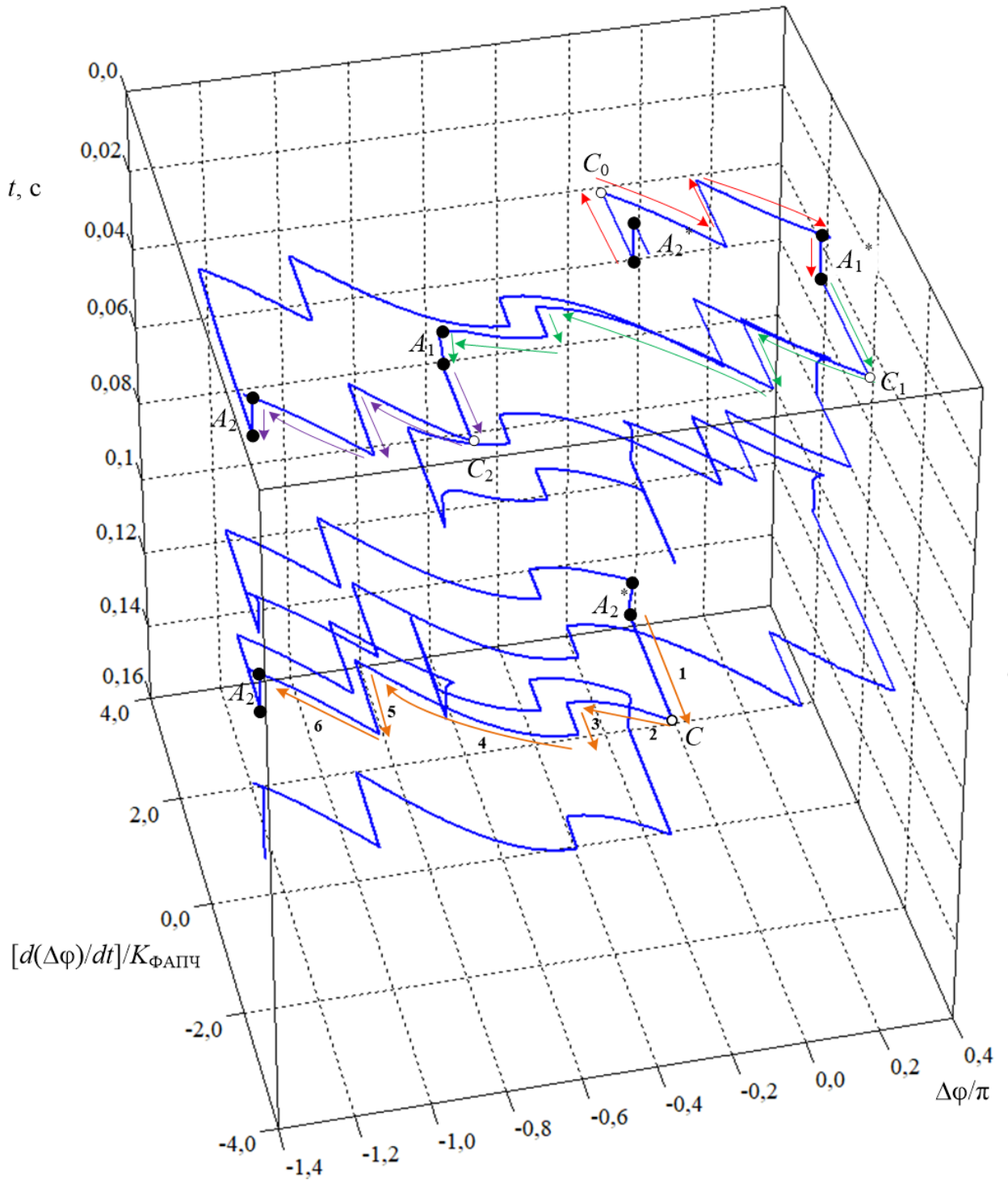


Рисунок 3.28 Изменение фазового портрета демодулятора QPSK-GLSS во времени

Рассмотрение фазового портрета в трехмерном пространстве с введением оси времени позволяет однозначно определить существующие фазовые траектории, по которым происходит перестройка системы в моменты манипуляции. На рисунке 3.28 цветными стрелками (красным, зеленым и фиолетовым цветом соответственно) обозначены, следующие три фазовые траектории:

$$A_2^* \rightarrow C_0 \rightarrow A_1^*,$$

$$A_1^* \rightarrow C_1 \rightarrow A_1,$$

$$A_1 \rightarrow C_2 \rightarrow A_2.$$

Нужно отметить, что данные траектории соответствуют первым трем манипуляциям фазы на рис.3.23, 3.24 (цветовое совпадение с обозначенными цветом траекториями на рисунке 3.27 случайно, сами траектории не эквивалентны). При этом выделенная оранжевым цветом фазовая траектория перестройки между точками равновесия  $A_2^*$  и  $A_2$  соответствует подробно разобранному случаю перестройки описанному выше: траектория полностью совпадает с обозначенной на рис.3.27.

Проекция фазового портрета на ось времени представлены на рисунке 3.29(a), (b). В частности на рисунке 3.29(a) показан процесс изменения разности фаз с течением времени, на рисунке 3.29(b) – процесс изменения во времени разности частот.

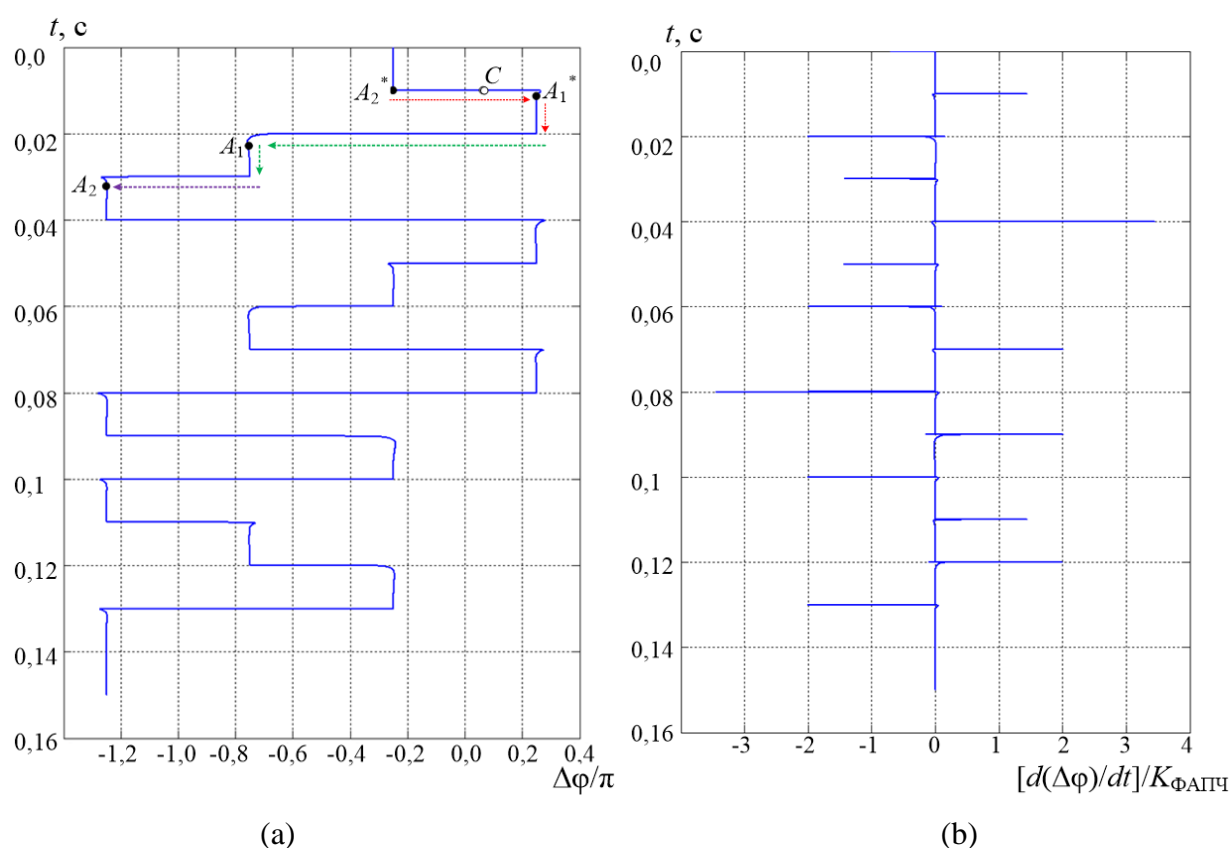


Рисунок 3.29 – Проекция фазового портрета демодулятора QPSK-GLSS на ось времени

Проекция на ось времени фазовой расстройки демонстрирует корректность алгоритмов демодуляции: фиксируются положения системы в четырех точках равновесия сдвинутых на  $\pi/2$  радиан. Также видны все протестированные в модели комбинации манипуляции.

Проекция на ось времени частотной расстройки показывает, что величины частотной расстройки возникающие в системы совпадают со значениями используемыми при модуляции:  $\pm 1,4K_{\text{ФАПЧ}}$ ,  $\pm 2K_{\text{ФАПЧ}}$ ,  $\pm 3,4K_{\text{ФАПЧ}}$ .

### 3.2.3 Выводы

Распространенные эвристические методы квазикогерентной демодуляции дискретных сигналов фазовой манипуляции можно условно разделить по способу устранения информационного параметра в принимаемом сигнале для получения немодулированной несущего колебания на две основные группы: методы умножения полной фазы сигнала и методы ремодуляции (повторной модуляции). Удвоение полной фазы сигнала с целью получения эталонного опорного колебания синхронного с входным несущим колебанием и устранения информационного параметра в случае бинарной манипуляции BPSK является основным принципом классической схемы Пистолькорса и улучшенной схемы Сифорова [45]. Аналогичный в своей сути метод свертки информационной составляющей входного сигнала лежит в основе широко применяемой схемы Костаса.

Каршиным В.М. был предложен реверсивно-модуляционный способ устранения информационной составляющей в принимаемом сигнале путем ремодуляции (повторной модуляции) входного колебания оценками поступающих символов. Развитие данного способа квазикогерентной демодуляции было сделано в работе Иокогама. Суть новшества заключается в модуляции эталонного колебания и подачи на фазовый детектор петли ФАПЧ входного модулированного и эталонного ремодулированного сигналов. Метод известен как ремодуляционно-компараторный, нашел практическое применение в ряде схем квазикогерентных демодуляторов высокоскоростных ЦСПИ [45].

Также в работе [45] было показано, что полученные методом статистического синтеза оптимальные алгоритмы квазикогерентного приема дискретных сигналов фазовой манипуляции PSK соответствуют структурным схемам демодуляторов реверсного и ремодуляционно-компараторного типов, которые были предложены в свое время эвристически. Соответственно использованный в диссертации подход, основанный на указанных принципах (реверсной и ремодуляционно-компараторный), при структурном синтезе квазикогерентных демодуляторов дискретных сигналов фазовой манипуляции можно считать методологически правомерным.

## 3.3 Синтезатор частоты косвенного метода синтеза

Структура синтезатора частоты на основе ГЛСС [40] представлена на рисунке 3.30. В ее состав входит дополнительно блок делителя частоты  $f_{\text{ПГ}} / m$  который в общем случае

может иметь как целое, так и дробное значение коэффициента  $m$ . А также эталонный генератор, формирующий опорное высокостабильное колебание и делитель в тракте опорного колебания  $f_{ЭГ} / n$  с коэффициентом деления  $n$ .

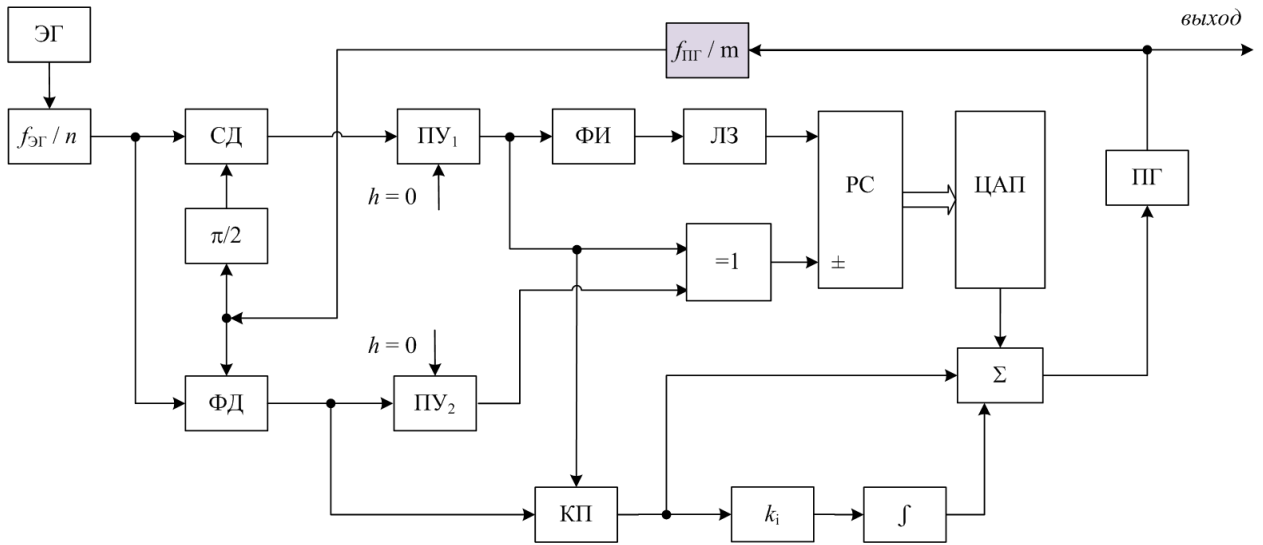


Рисунок 3.30 – Синтезатор частоты косвенного метода синтеза на основе ГЛСС

В этом случае система рассматривается с точки зрения частотной  $\omega_{нач\ Д}$  и фазовой  $\Delta\varphi_{\text{Д}}$  расстроек на выходе детектора, которые определяются исходя из коэффициентов деления в опорном тракте ( $n$ ) и петле обратной связи ( $m$ ). Уравнение синтезатора частоты на основе ГЛСС 2-го порядка будет следующим:

$$\begin{aligned}
 d(\Delta\varphi_{\text{Д}}) / dt = & \Delta\omega_{\text{нач\ Д}} - \text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi_{\text{Д}})\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi_{\text{Д}}) \\
 & - k_{\text{инт}} \int_t [\text{sgn}\{\cos(\Delta\varphi_{\text{Д}})\} K_{\text{ФАПЧ}} \sin(\Delta\varphi_{\text{Д}})] dt - \\
 & - \text{sgn}\{d(\Delta\varphi_{\text{Д}}) / dt\} 2K_{\text{ФАПЧ}} \sum_i \left\{ \int_t [\delta[\cos(\Delta\varphi_{\text{Д}} - \Delta\varphi_{\text{Д}i})]] dt \right\},
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

где  $\Delta\varphi_{\text{Д}} = (\varphi_{\text{ПГ}} / m - \varphi_{\text{ЭГ}} / n)$ ,  $\omega_{\text{нач\ Д}} = (\omega_{\text{ПГ0}} / m - \omega_{\text{ЭГ}} / n)$ ,  $m, n$  - неотрицательные целые числа.

Для иллюстрации алгоритма работы структуры синтезатора ГЛСС используется разработанная в Simulink модель, представленная на рисунке 3.31. Значения параметров и характеристики модели устройства представлены в таблице 3.5. Блоки идеализированы – не учитываются собственные шумы генераторов и других компонентов синтезатора.

На рисунках 3.32, 3.33 представлены временные эпюры, снятые в различных точках модели во время симуляции. В ходе моделирования осуществляется начальная установка синтезатора на номинальную частоту и дискретная перестройка между краями диапазона рабочих частот синтезатора. При этом применяется целочисленное деление частоты. Код ДПКД устанавливается контроллером.

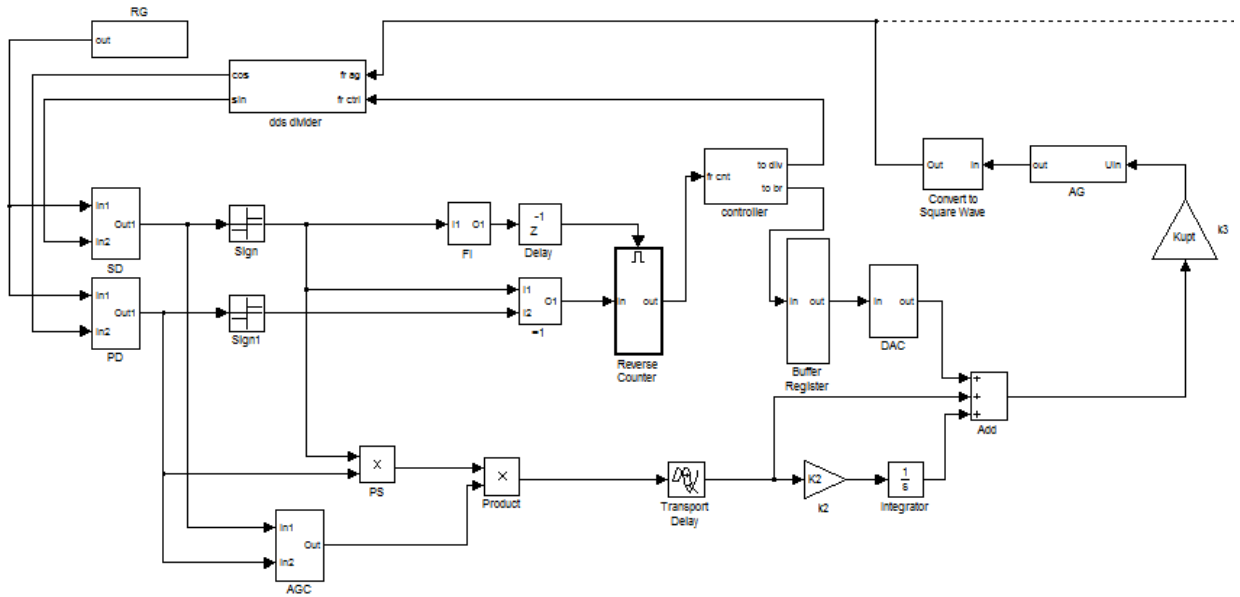


Рисунок 3.31 – Модель синтезатора частоты GLSS в Simulink

Таблица 3.5 Параметры модели синтезатора частоты ГЛСС

Частота эталонного генератора	$f_{ЭГ}$	$10 \cdot 10^6$ Гц
Частота сравнения (детекторов)	$f_{Д}$	$10 \cdot 10^6$ Гц
Диапазон частот ПГ	$f_{ПГ \min} \div f_{ПГ \max}$	$1,28 \cdot 10^9$ Гц $\div$ $2,56 \cdot 10^9$ Гц
Диапазон изменения коэффициента ДПКД	$N_{ДПКД \min} \div N_{ДПКД \max}$	$128 \div 256$
Коэффициент петлевого усиления	$K_{ФАПЧ0}$	$25 \text{ кГц}$
Чувствительность ПГ	$K_0$	$500 \cdot 10^6$ Гц/В
Амплитуда сигнала СД/ФД в полосе пропускания ФНЧ	$U_{Д}$	1В
Коэффициент усиления УПТ	$K_{УПТ}$	0,1024
Коэффициент интегратора	$K_{ИНТ}$	$266,667 \cdot 10^3$
Тип ФНЧ в составе СД/ФД	Баттерворт	
Порядок ФНЧ в составе СД/ФД	order	2
Частота среза ФНЧ в составе СД/ФД	$f_c$	$2 \cdot 10^6$ Гц

Эпюры на рисунках 3.32, 3.33 показывают переходные процессы в синтезаторе при последовательности следующих установок частоты ПГ синтезатора:

- начальная синхронизация на частоту  $f_{ПГ0} = 1,92 \text{ ГГц}$ ;
- перестройка частоты с  $f_{ПГ0} = 1,92 \text{ ГГц}$  на  $f_{ПГ \min} = 1,28 \text{ ГГц}$ ;
- перестройка частоты с  $f_{ПГ \min} = 1,28 \text{ ГГц}$  на  $f_{ПГ \max} = 2,56 \text{ ГГц}$ ;
- перестройка частоты с  $f_{ПГ \max} = 2,56 \text{ ГГц}$  на  $f_{ПГ \min} = 1,28 \text{ ГГц}$ .

На рисунке 3.32 представлены следующие эпюры сигналов синтезатора: (а) – напряжение на выходе синхронного детектора  $U_{СД}(t)$ ; (б) – напряжение на выходе фазового детектора  $U_{ФД}(t)$ ; (в) – напряжение на выходе коммутатора полярности КП  $U_{КП}(t)$ ; (г) – напряжение КП после стабилизации блоком установки и стабилизации петлевого усиления  $k_{ст}U_{КП}(t)$ . На рисунке 3.33 представлены: (а) – напряжение на выходе ЦАП цифровой ветви  $U_{ЦАП}(t)$ ; (б) – напряжение пропорциональной (прямой) ветви петлевого фильтра в

составе аналоговой ветви управления частотой ПГ  $U_{ABП}(t)$ ; (с) – выходное напряжение интегратора петлевого фильтра аналоговой ветви управления  $U_{ABИ}(t)$ ; (d) – напряжение на выходе сумматора  $U_{\Sigma}(t)$ . Особенность представленных на рисунке 3.32 эюр – изменение амплитуды сигналов на выходе детекторов, – связана с реализацией в модели традиционной схемы фазового (синхронного) детектирования: используется перемножитель с последовательно включенным фильтром нижних частот с заданными параметрами АЧХ.

При значениях частотной расстройки выходящей за границы полосы пропускания ФНЧ происходит падение амплитуды сигнала разностной частоты на выход СД и ФД – напряжения  $U_{СД}(t)$ ,  $U_{ФД}(t)$  на рисунке 3.32(a), (b) соответственно.

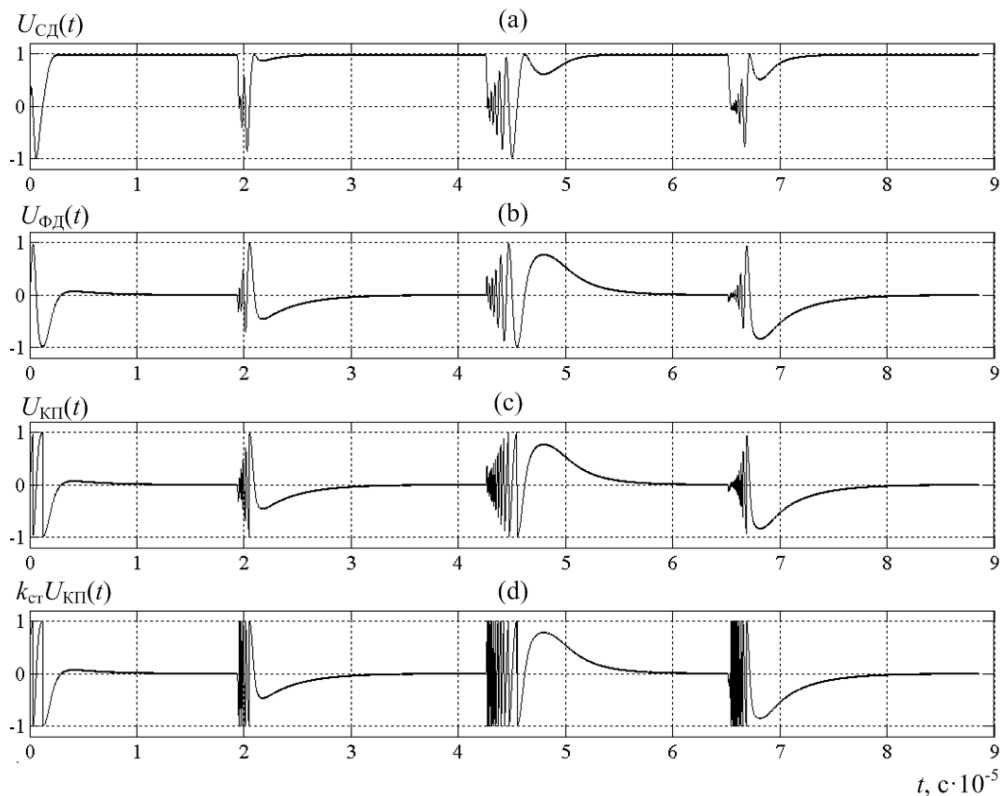


Рисунок 3.32 – Эпюры сигналов синтезатора частоты GLSS в Simulink

В составе модели также применен блок автоматической регулировки усиления (automatic gain control, AGC). В структурах ГЛСС такую функцию выполняет блок установки и стабилизации петлевого усиления (БУСПУ) [21], [35]. Соответствующие результаты показаны на рисунке 3.32(a)-(c): видно, что при резком изменении частоты на входе детекторов со стороны ДПКД происходит падение амплитуды, из-за того что текущая разность частот уходит за частоту среза ФНЧ в составе детекторов. Применение алгоритмов оценки отклонения амплитуды от номинального значения позволят вычислить коэффициент стабилизации –  $k_{ст}$  и осуществить компенсацию падения амплитуды в АВ – рис.3.32(d).

При этом цифровая ветвь также продолжает успешно функционировать (выходное напряжение ЦАП  $U_{ЦАП}(t)$  на рис.3.33(a)), поскольку алгоритм ее работы основан на оценке

полярности сигнала разностной частоты и не зависит от его амплитуды. Благодаря этому сохраняется быстроедействие системы в процессе частотной синхронизации, что в свою очередь позволяет осуществлять существенное подавление второй гармоники сигнала разностной частоты с помощью ужесточения требований к ФНЧ в составе детекторов.

Работа аналоговой ветви иллюстрируется на рисунке 3.33 (графики (b) и (c)) напряжениями  $U_{ABП}(t)$ ,  $U_{ABИ}(t)$  которые снимаются на выходах прямой и интегрирующей ветвей на входе сумматора. В переходном режиме работы во время биения частоты сигнала в аналоговой ветви, на выходе интегратора также идут биения. После попадания системы в область, в которой присутствует точка устойчивого равновесия (оканчиваются биения по цифровой ветви и на выходе КП) происходит установка астатизма по фазе в системе за счет работы интегратора АВ: выход интегратора устанавливается в постоянный уровень, в то время как выход ФД (и соответственно КП) устремляется к нулевому значению.

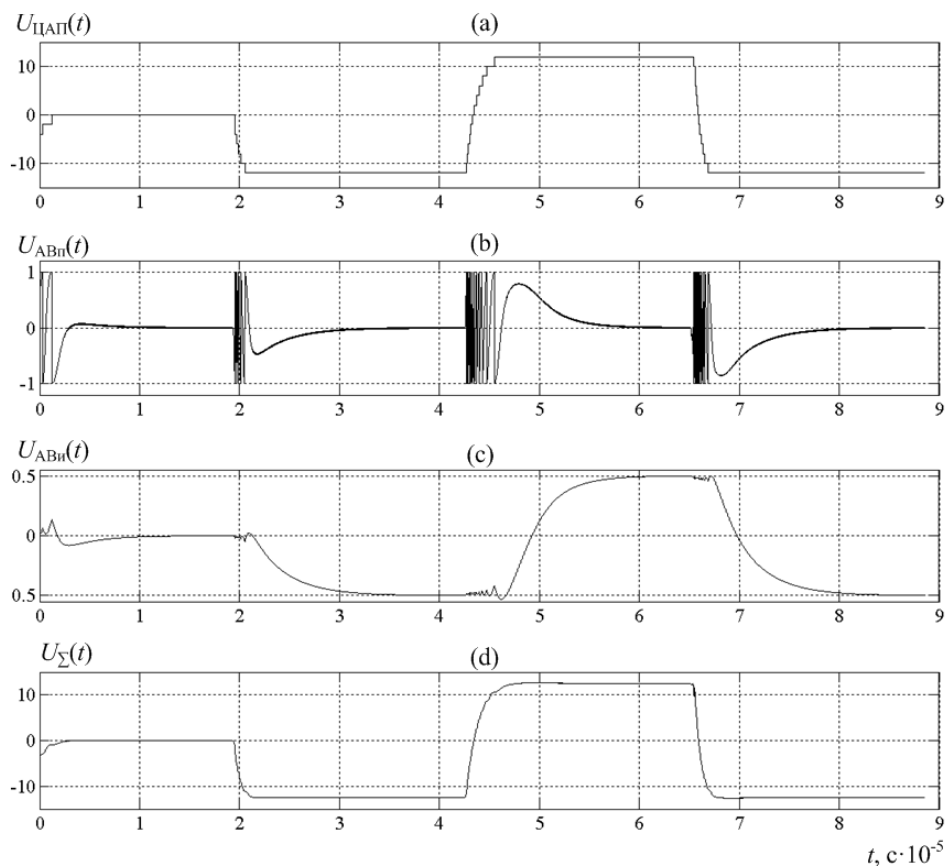


Рисунок 3.33 – Эпюры сигналов синтезатора частоты GLSS

Выходное напряжение сумматора  $U_{\Sigma}(t)$  (рисунок 3.33 (d)) имеет линеаризованный характер, как и в случае исходной структуры ГЛСС. Это позволяет минимизировать и стабилизировать время перестройки частоты во всем рабочем диапазоне значений частот синтезатора. Представленные эпюры показывают, что переходные процессы синтезатора ГЛСС и исходной структуры ГЛСС имеют аналогичный характер.

## 4 Разработка методики проектирования устройств ГЛСС

В данной главе представлены основные соотношения для расчета параметров разработанных структур ГЛСС, позволяющие осуществлять проектирование синхронных устройств на основе GLSS

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы в работах автора [30], [35], [36].

### 4.1 Получение аналитического выражения для расчета времени частотной синхронизации системы ГЛСС

В ГЛСС напряжение на выходе цифровой ветви (ЦВ) управления частотой ПГ (соответствует напряжению на выходе ЦАП) изменяется ступенчато на величину  $\Delta U_{\text{цап}}$ , которая соответствует полному размаху сигнала в аналоговой ветви управления  $2A_0$ . Следовательно, дискретный шаг напряжения  $\Delta U_{\text{цап}}$  соответствует также удвоенному коэффициенту передачи петли –  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ . Обозначим шаг подстройки ПГ по частоте цифровой ветвью  $\Delta F_{\text{СТ}}$ . В этом случае:

$$\Delta F_{\text{СТ}} = \frac{2K_{\text{ФАПЧ}}}{2\pi} = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{\pi} [\text{Гц}]. \quad (4.1)$$

Примем, что  $\Delta f_{\text{нач}}$  – начальное частотное рассогласование. Тогда:

$$N_{\text{СТ}} = \left\lfloor \frac{\Delta f_{\text{нач}}}{\Delta F_{\text{СТ}}} \right\rfloor. \quad (4.2)$$

где  $N_{\text{СТ}}$  – число ступеней цифровой ветви соответствующее подстройке частоты выходного колебания ПГ на величину  $\Delta f_{\text{нач}}$ . Определяется как округленное отношение  $\Delta f_{\text{нач}} / \Delta F_{\text{СТ}}$  (ближайшее меньшее целое).

Для простоты *не будем учитывать влияние аналоговой ветви*, поскольку динамика ее работы значительно уступает скорости подстройки частоты ПГ по цифровой ветви.

Введем предположение, что в начальный момент времени частота сигнала на входе системы имеет смещение от своего номинального значения (это же значение имеет частота ПГ в начальный момент времени) равное:

$$\Delta f_0 = N_{\text{СТ}} \Delta F_{\text{СТ}}. \quad (4.3)$$

Далее  $N_{\text{СТ}}$  будем обозначать как просто  $N$ , чтобы не перегружать внешний вид формул. С каждым шагом ЦВ будет происходить уменьшение частотного смещения  $\Delta f$  на  $\Delta F_{\text{СТ}}$ .

Таким образом, частотная расстройка между входным сигналом и колебанием ПГ будет характеризоваться следующим последовательным набором дискретных значений:



$$\Delta f_0,$$

$$\Delta f_1 = \Delta f_0 - \Delta F_{\text{CT}},$$

$$\Delta f_2 = \Delta f_0 - 2\Delta F_{\text{CT}},$$

$$\Delta f_3 = \Delta f_0 - 3\Delta F_{\text{CT}},$$

...

$$\Delta f_{N-1} = \Delta f_0 - (N-1)\Delta F_{\text{CT}},$$

$$\Delta f_N = \Delta f_0 - N\Delta F_{\text{CT}}.$$

С учетом выражения (4.3) нетрудно увидеть, что  $\Delta f_N = 0$ , то есть, синхронизация окончится после  $N$  ступеней ЦВ. Подстройка частоты ПГ по цифровой ветви происходит на каждом полупериоде разностной частоты [21]. Таким образом, интервалы времени, за которые будет происходить появление следующих друг за другом ступеней на выходе РС можно записать как:

$$T_0 = 0,5T_{\Delta f_0} = \frac{0,5}{\Delta f_0},$$

$$T_1 = 0,5T_{\Delta f_1} = \frac{0,5}{\Delta f_1} = \frac{0,5}{\Delta f_0 - \Delta F_{\text{CT}}},$$

$$T_2 = 0,5T_{\Delta f_2} = \frac{0,5}{\Delta f_2} = \frac{0,5}{\Delta f_0 - 2\Delta F_{\text{CT}}},$$

...

$$T_{N-1} = 0,5T_{\Delta f_{N-1}} = \frac{0,5}{\Delta f_{N-1}} = \frac{0,5}{\Delta f_0 - (N-1)\Delta F_{\text{CT}}}.$$

Здесь  $T_{\Delta f_n}$  – период соответствующий частоте  $\Delta f_n$  ( $n$  – индекс, изменяющийся от 0 до  $N$ ).

Полное время синхронизации по цифровой ветви  $T_{\Sigma}$  будет вычисляться как сумма:

$$T_{\Sigma} = 0,5(T_0 + T_1 + T_2 + \dots + T_{N-1}),$$

или:

$$T_{\Sigma} = 0,5 \left( \frac{1}{\Delta f_0} + \frac{1}{\Delta f_0 - \Delta F_{\text{CT}}} + \dots + \frac{1}{\Delta f_0 - (N-1)\Delta F_{\text{CT}}} \right).$$

Используя (4.3), перепишем формулу времени синхронизации как:

$$T_{\Sigma} = 0,5 \left( \frac{1}{N\Delta F_{\text{CT}}} + \frac{1}{(N-1)\Delta F_{\text{CT}}} + \dots + \frac{1}{(N-(N-1))\Delta F_{\text{CT}}} \right).$$

Вынеся за скобки общий знаменатель  $\Delta F_{\text{CT}}$  получим:

$$T_{\Sigma} = \frac{0,5}{\Delta F_{\text{СТ}}} \left( \frac{1}{N} + \frac{1}{N-1} + \dots + \frac{1}{N-(N-1)} \right).$$

или:

$$T_{\Sigma} = \frac{T_{\Delta F_{\text{СТ}}}}{2} \left( \frac{1}{N} + \frac{1}{N-1} + \dots + 1 \right). \quad (4.4)$$

где:

$$T_{\Delta F_{\text{СТ}}} = \frac{1}{\Delta F_{\text{СТ}}}. \quad (4.5)$$

Множитель  $(1/N + 1/(N-1) + \dots + 1)$  является частной суммой гармонического ряда. Гармонический ряд — сумма, составленная из бесконечного количества членов, обратных последовательным числам натурального ряда. Данный ряд является расходящимся. В то же время имеются табличные значения некоторых частичных сумм.

Для расчета суммы ряда используется *Формула Эйлера*:

$$s_n = \ln(n) + \gamma + \varepsilon_n, \quad (4.6)$$

где  $\gamma = 0,5772\dots$  — постоянная Эйлера-Маскерони,  $\ln$  — натуральный логарифм. При  $n \rightarrow \infty$  значение  $\varepsilon_n \rightarrow 0$ , следовательно, для больших  $n$ :

$$s_n = \ln(n) + \gamma,$$

формула Эйлера для суммы первых  $n$  членов гармонического ряда.

Таким образом, можно оценить время синхронизации по цифровой ветви для заданной начальной частотной расстройке.

С учетом выражений (4.1), (4.2), (4.4), (4.5) и (4.6) можно получить формулы для оценки времени частотной синхронизации системы на основе ГЛСС:

$$T_{\omega} = \frac{\pi}{2K_{\text{ФАПЧ}}} \left( \ln \left( \left[ \frac{\pi \Delta f_{\text{нач}}}{K_{\text{ФАПЧ}}} \right] \right) + 0,5772 \right). \quad (4.7)$$

Ограничением полученной формулы является то, что она получена для идеализированного случая — на входе системы отсутствуют шумы. Также принято предположение, что  $\Delta f_0 = N_{\text{СТ}} \Delta F_{\text{СТ}}$ .

Погрешность полученного аналитического выражения (4.7) снижается с ростом отношения  $\Delta f_0 / \Delta F_{\text{СТ}}$ , что связано с увеличением вклада цифровой ветви в процесс частотной синхронизации.

## 4.2 Основные соотношения для расчета параметров структур ГЛСС

Поскольку система ГЛСС построена на основе системы ФАПЧ, а ее цифровая ветвь частотной синхронизации активна лишь в переходном режиме работы, то для расчёта параметров системы могут быть использованы соотношения для системы ФАПЧ с ФД второго идеального порядка (в англоязычной литературе принято обозначать как петлю второго порядка второго типа – second order type 2 [91]).

Существуют различные инженерные методики расчета параметров таких систем. Так, например, анализ взаимосвязи параметров системы ФАПЧ с расчетными соотношениями и инженерная методика проектирования системы восстановления квазикогерентной несущей для демодулятора ЦСПИ представлена в [45]. Формулы для расчета параметров ФАПЧ, в том числе результаты исследований изменений в зависимости от выбора значения коэффициента устойчивости представлены также в [91, 92]. Ниже соберем полезные расчетные соотношения для параметров систем ФАПЧ.

1. Коэффициент петлевого усиления системы определяется как:

$$K_{\text{ФАПЧ}} = U_{\text{ФДО}} S_{\text{ПГ}} K_{\text{УПГ}} \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right],$$

$$K = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{2\pi} [\text{Гц}].$$

2. Коэффициент устойчивости обычно выбирается из диапазона значений  $0,5 < \zeta < 1$ . Традиционным является выбор значения  $\zeta = 0,707$ , исходя из которого, проводится расчет остальных параметров петли – это позволяет получить устойчивую работу системы без специальной проверки.
3. Выбор коэффициента интегратора, при котором достигается  $\zeta = 0,707$ :

$$K_2 = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{2} \left[ \frac{1}{\text{с}} \right].$$

4. Выбор эквивалентной шумовой полосы системы в случае демодуляции обычно привязан к битовому отношению сигнал/шум и дисперсии фазовой ошибки:

$$\Delta F_{\text{ш}} = \sigma_{\phi}^2 \cdot \text{SNR} \cdot R_b [\text{Гц}].$$

Битовое отношение сигнал/шум определяют через составляющие  $\text{SNR}$  и  $R_b$ . Дисперсия фазовой ошибки выбирается из стандартных значений  $\sigma_{\phi}^2 \leq 0,01 \text{ рад}^2$  [45, с.106].

5. Связь эквивалентной шумовой полосы с коэффициентом петлевого усиления системы можно вычислить по формуле:

$$\Delta F_{\text{ш}} = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{2} \left( 1 + \frac{K_2}{K_{\text{ФАПЧ}}} \right)^{-1} [\text{Гц}].$$

При синтезе частоты в основных соотношениях участвует также коэффициент деления ДПКД.

6. Выбор ФНЧ в составе детекторов, необходимо осуществлять исходя из того, чтобы инерционность этих фильтров не влияла на инерционность системы ФАПЧ. На практике желательно чтобы полоса пропускания ФНЧ была значительно выше эквивалентной шумовой полосы, чтобы обеспечить стабильную работу системы без возникновения колебательного характера в переходных процессах. Соответственно частота среза фильтра  $f_c$  выбирается с учетом соотношения:

$$f_c \gg \Delta F_{\text{ш}}.$$

При невысоком порядке фильтра (до 3-го) допустимым пределом можно считать:

$$f_c \geq 3 \div 5 \Delta F_{\text{ш}}.$$

7. Собственная (резонансная) частота контура связана с шумовой полосой соотношением:

$$\omega_n = \Delta F_{\text{ш}} \frac{2}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} \left[ \frac{\text{рад}}{\text{с}} \right].$$

Соответственно:

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} [\text{Гц}].$$

8. Полоса захвата по фазе определяется значением коэффициента петлевого усиления:

$$\Delta\Omega_{\varphi} = K_{\text{ФАПЧ}} [\text{рад/с}].$$

9. Полоса захвата по частоте в теории бесконечна:

$$\Delta\Omega_{\omega \text{ теор}} = \infty.$$

На практике, реальная полоса определяется диапазоном регулировки частоты ПГ, в соответствии с допустимым размахом напряжения регулировки  $U_{\text{рег max}}$ :

$$\Delta\Omega_{\omega \text{ реал}} = U_{\text{рег max}} S_{\text{ПГ}} [\text{рад/с}].$$

По цифровой ветви она определяется размахом напряжения на выходе ЦАП  $U_{\text{ЦАП0}}$ :

$$\Delta\Omega_{\omega \text{ ЦВ реал}} = U_{\text{ЦАП0}} S_{\text{ПГ}} [\text{рад/с}].$$

10. Время синхронизации определяется так же, как и для традиционной системы ФАПЧ:

$$T_{\varphi} = 1,3 / K_{\text{ФАПЧ}} [\text{с}].$$

## **5 Экспериментальные исследования характеристик разработанных синхронных структур методами имитационного моделирования**

Данная глава посвящена экспериментальным исследованиям характеристик разработанных структур ГЛСС в сравнении с известными ранее функциональными аналогами на имитационных моделях Simulink. Представлены результаты сравнительных исследований:

- структуры ГЛСС в сравнении с системой ФАПЧ 2-го порядка и системой ФАПЧ с ЧФД и схемой накачки заряда 2-го и 3-го порядков;
- структуры демодулятора BPSK, выполненного на основе ГЛСС, и демодулятора BPSK по схеме Костаса, использующего систему ФАПЧ 2-го порядка;
- структуры синтезатора частоты ГЛСС и синтезатора частоты, выполненного на основе ФАПЧ с ЧФД и схемой накачки заряда.

Выбор и расчет параметров исследуемых структур осуществлялся исходя из типовых для практических приложений значений. Были созданы программные стенды и имитационные модели, получены аналитические и экспериментальные оценки.

Основные результаты, представленные в материалах данной главы, опубликованы в работах автора [1], [2], [26, 27], [35-39], [41], [74], [106].

### **5.1 Сравнительное исследование ГЛСС и традиционных структур систем ФАПЧ**

В данном разделе представлены результаты сравнительного исследования разработанной глобально линеаризованной системы синхронизации (англ. GLSS), традиционной астатической системы ФАПЧ 2-го идеального порядка (англ. linear phase locked loop, LPLL – в терминологии автора [76]) и системы фазовой автоподстройки частоты с импульсным частотно-фазовым детектором и схемой накачки заряда (англ. CPPLL).

Целью данного исследования является проведение сравнительного анализа характеристик систем в переходном и синхронном режимах работы. Методами имитационного моделирования для режима начальной синхронизации были получены экспериментальные зависимости времени вхождения в синхронный режим работы от начальной частотной расстройки.

Для корректного сравнения был произведен расчет параметров по представленным в разделе формулам расчета для каждой из синхронных систем с выравниванием значений коэффициента петлевого усиления  $K_{\text{ФАПЧ}}$  (и соответственно эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{\text{ш}}$ ).

Для анализа потенциальных возможностей исследуемых алгоритмов и структур в имитационных моделях был принят ряд ограничений. В частности:

1. Характеристика управления частотой ПГ в модели линейна во всем диапазоне исследуемых частотных расстроек.
2. Для систем GLSS и LPLL в качестве дискриминаторов используется схема комплексного перемножения, когда вычисление сигнала разности фаз осуществляется по формулам:

$$\cos(\varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{ПГ}}) = \cos(\varphi_{\text{вх}})\cos(\varphi_{\text{ПГ}}) + \sin(\varphi_{\text{вх}})\sin(\varphi_{\text{ПГ}});$$

$$\sin(\varphi_{\text{вх}} - \varphi_{\text{ПГ}}) = \sin(\varphi_{\text{вх}})\cos(\varphi_{\text{ПГ}}) - \cos(\varphi_{\text{вх}})\sin(\varphi_{\text{ПГ}}).$$

Данная структура алгоритмов снимает ограничения по диапазону частотных расстроек, поскольку в отличие от классических фазовых и синхронных детекторов не содержит фильтр нижних частот с ограниченной полосой пропускания.

3. Реверсивный счетчик и ЦАП цифровой ветви управления GLSS не имеет заданной конечной разрядности и ограничены лишь форматом представления вещественных чисел double в программной среде моделирования.

В модели не учитывались особенности физических погрешностей и нелинейностей компонентов в составе устройств входящих в системы синхронизации.

### Расчет параметров системы ГЛСС и системы ФАПЧ 2-го идеального порядка

Расчет проведен исходя из заданного значения эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{\text{ш}} = 10\text{МГц}$ . Значения необходимых для расчета систем исходных параметров представлены в таблицах 5.1, 5.2.

Таблица 5.1 Исходные данные к проектированию системы LPLL, GLSS

Эквивалентная шумовая полоса системы	$\Delta F_{\text{ш}}$	$10 \cdot 10^6$ Гц
Чувствительность ПГ	$K_0$	$2 \cdot 10^6$ Гц/В
Амплитуда сигнала на выходе ФД	$U_{\text{ФДО}}$	1В/рад
Демпинг фактор	$\zeta$	0,707
Коэффициент передачи прямой ветви ПФ АВ	$K_1$	1

1. Коэффициент петлевого усиления вычисляется по соотношениям, приведенным в [11]:

$$\Delta F_{\text{ш}} = \frac{K_{\text{ФАПЧ}} + a}{2},$$

где  $a = K_{\text{ФАПЧ}} / 2$ .

$$K_{\text{ФАПЧ}} = \frac{4\Delta F_{\text{ш}}}{1,5} = 26,667 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

2. Собственная частота петли определяется следующим образом:

$$\omega_n = \sqrt{aK_{\text{ФАПЧ}}} = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{\sqrt{2}} = 18,856 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{с}},$$

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 3 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

3. Коэффициент интегратора в астатической системе:

$$K_2 = a = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{2} = 13,335 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{с}},$$

4. Необходимый коэффициент передачи УПТ:

$$K_{\text{УПТ}} = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{2\pi U_{\text{ФД0}} K_0} = \frac{26,667 \cdot 10^6}{2\pi \cdot 1 \cdot 2 \cdot 10^6} = 2,122.$$

В ГЛСС используются такие же значения параметров, что и в системе ФАПЧ 2-го порядка. Цифровая ветвь структуры (выход ЦАП) согласована по размаху с размахом амплитуды сигнала на выходе ФД.

#### Расчет параметров системы ФАПЧ с ЧФД и накачкой заряда

На рис.5.1 представлена взятая для сравнительного исследования классическая структура CPPLL. Примеры расчета параметров систем ФАПЧ с накачкой заряда можно найти в [61], [90], [98].

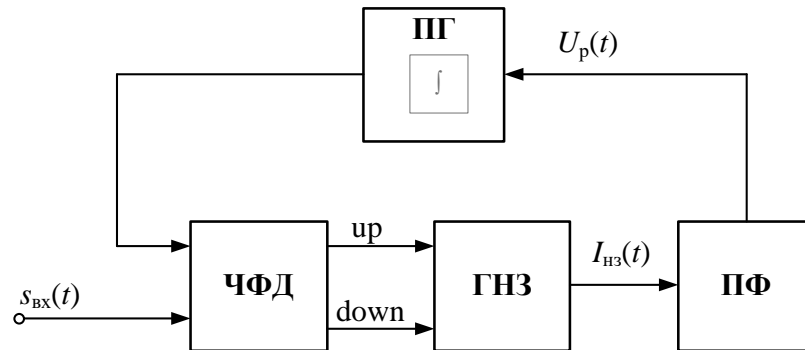


Рисунок 5.1 – Схема системы ФАПЧ с ЧФД с накачкой заряда

При исследовании системы ФАПЧ с накачкой заряда были взяты два различных петлевых фильтра 2-го и 3-го порядков соответственно, для которых был осуществлен расчет параметров [90]. Передаточные функции фильтров описываются формулами:

$$Z_{F2}(s) = R_2 + \frac{1}{sC} = \frac{sCR_2 + 1}{sC},$$

$$Z_{F3}(s) = \left( \frac{b-1}{b} \right) \frac{sCR_2 + 1}{sC + s^2C^2R_2/b},$$

где  $b = C / C_3 = 10$ . Соответствующие схемы петлевых фильтров представлены на рисунке 5.2.

Исходные данные для расчета параметров систем CPPLL приведены в таблице 5.2. Значения эквивалентной шумовой полосы, чувствительности ПГ и типовое значение демпинг фактора взяты из данных по расчету LPLL и GLSS. Величина сопротивления петлевого фильтра взята с учетом рекомендуемых типовых значений. Соотношение емкостей определено исходя из рекомендаций [90].

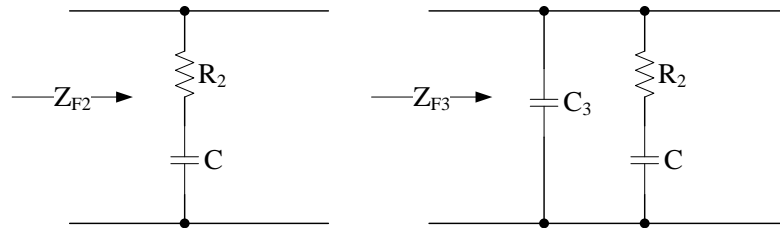


Рисунок 5.2 – Схемы петлевого фильтра 2 и 3 порядков для CPPLL

Таблица 5.2 Исходные данные к проектированию системы CPPLL

Эквивалентная шумовая полоса системы	$\Delta F_{\text{ш}}$	$10 \cdot 10^6$ Гц
Чувствительность ПГ	$K_0$	$2 \cdot 10^6$ Гц/В
Демпинг фактор	$\zeta$	0,707
Сопротивление петлевого фильтра	$R_2$	$1 \cdot 10^3$ Ом
Соотношение емкостей фильтра	$b = C/C_3$	10

1. Вычислим собственную частоту петли:

$$\omega_n = \frac{2\Delta F_{\text{ш}}}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} = \frac{2 \cdot 10 \cdot 10^6}{0,707 + \frac{1}{4 \cdot 0,707}} = 18,857 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{с}},$$

$$f_n = \frac{\omega_n}{2\pi} = 3 \cdot 10^6 [\text{Гц}].$$

2. Найдем коэффициент петлевого усиления  $K_{\text{ФАПЧ}}$  (и его величину в Герцах, обозначаемую  $K$ ):

$$K_{\text{ФАПЧ}} = 2\zeta\omega_n = 26,664 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{с}},$$

$$K = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{2\pi} = 4,244 \cdot 10^6 \text{ Гц}.$$

3. Найдем постоянную времени петлевого фильтра  $t_2$ :

$$t_2 = 4 \frac{\zeta^2}{K_{\text{ФАПЧ}}} = 74,985 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

4. Найдем значения емкости  $C$ :



$$C = \frac{t_2}{R_2} = 74,985 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

5. Рассчитаем ток накачки заряда  $I_{нз1}$  для CPPLL 2-го порядка:

$$I_{нз1} = 2\pi K_{\text{ФАПЧ}} \frac{1}{2\pi K_0 R_2} = 13,332 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

6. Найдем значения емкости  $C_3$ :

$$C_3 = \frac{C}{10} = 7,499 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

7. Рассчитаем постоянную соотношения емкостей  $b$ :

$$b = 1 + \frac{C}{C_3} = 11.$$

8. Рассчитаем ток накачки заряда  $I_{нз2}$  для CPPLL 3-го порядка:

$$I_{нз2} = \frac{b}{b-1} 2\pi K_{\text{ФАПЧ}} \frac{1}{2\pi K_0 R_2} = 14,665 \cdot 10^{-3} \text{ А.}$$

Расчетные параметры всех 4 сравниваемых систем сведены в таблице 5.3.

Таблица 5.3. Параметры и характеристики сравниваемых систем.

	CPPLL 2-го п.	CPPLL 3-го п.	LPLL	GLSS
Шумовая полоса $\Delta F_{ш}$ , Гц	$10 \cdot 10^6$	$10 \cdot 10^6$	$10 \cdot 10^6$	$10 \cdot 10^6$
Петлевое усиление $K_{\text{ФАПЧ}}$ , рад/с	$26,664 \cdot 10^6$	$26,664 \cdot 10^6$	$26,667 \cdot 10^6$	$26,667 \cdot 10^6$
петлевое усиление $K$ , Гц	$4,244 \cdot 10^6$	$4,244 \cdot 10^6$	$4,244 \cdot 10^6$	$4,244 \cdot 10^6$
Собственная частота $\omega_n$ , рад/с	$18,857 \cdot 10^6$	$18,857 \cdot 10^6$	$18,857 \cdot 10^6$	$18,857 \cdot 10^6$
собственная частота $f_n$ , Гц	$3 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$	$3 \cdot 10^6$
Демпинг фактор $\zeta$	0.707	0.707	0.707	0.707
Чувствительность ПГ $K_0$ , Гц	$2 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^6$	$2 \cdot 10^6$
Параметры петлевых устройств	$C=74,985\text{пФ}$ $R=1\text{кОм}$ $I_{p1}=13,332\text{мА}$	$C=74,985\text{пФ}$ $C_3=7,498\text{пФ}$ $R=1\text{кОм}$ $I_{p2}=14,665\text{мА}$	$K_1=1$ $K_2=13,335 \cdot 10^6$ $U_{\text{ФД0}}=1\text{В}$ $K_{\text{УПТ}}=2,122$	$K_1=1$ $K_2=13,335 \cdot 10^6$ $U_{\text{ФД0}}=1\text{В}$ $K_{\text{УПТ}}=2,122$

Отметим, что далее для удобства в некоторых случаях будет использоваться петлевое усиление  $K$  с размерностью в герцах.

### Исследование динамических характеристик синхронных структур

Структура программного стенда в Simulink представлена на рис.5.3. Стенд включает в себя формирователь тестового (эталонного) сигнала; четыре исследуемые структуры (LPLL, GLSS, CPPLL 2-го и 3-го порядков) и средства визуализации данных во временной области.

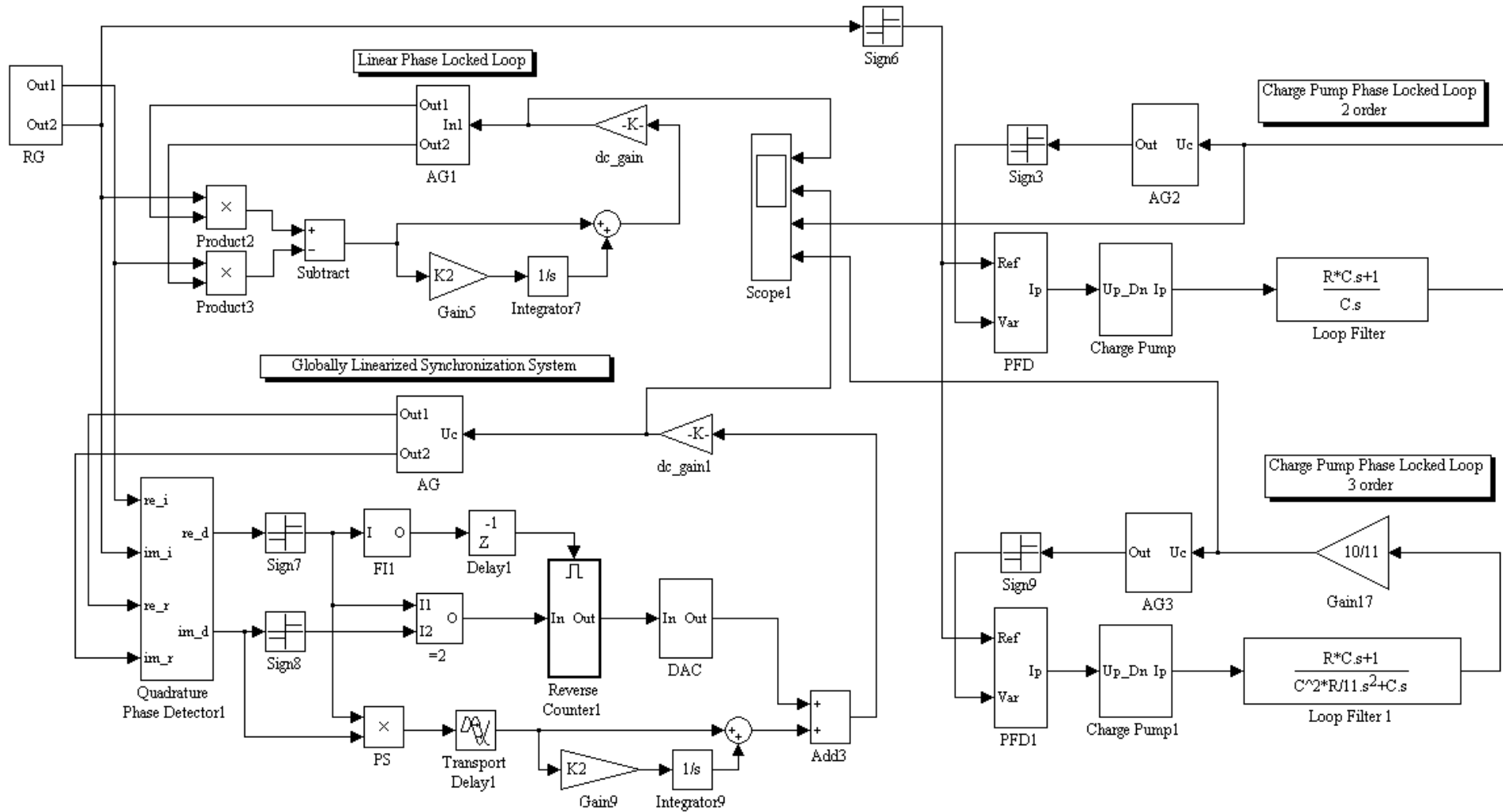


Рисунок 5.3 – Структура программного стенда исследуемых систем синхронизации в Simulink

Эпюры сигналов при различной начальной частотной расстройке представлены на рисунках 5.4-5.7. В подписях к рисункам указаны соответствующие эксперименту данные: начальные значения частотной расстройки  $\Delta f_{\text{нач}}$ , частоты входного колебания  $f_{\text{вх}}$ , частоты ПГ  $f_{\text{ПГО}}$ , а также относительных величин  $\gamma_{\text{нач}} = \Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}}, f_{\text{вх}} / f_n$ .

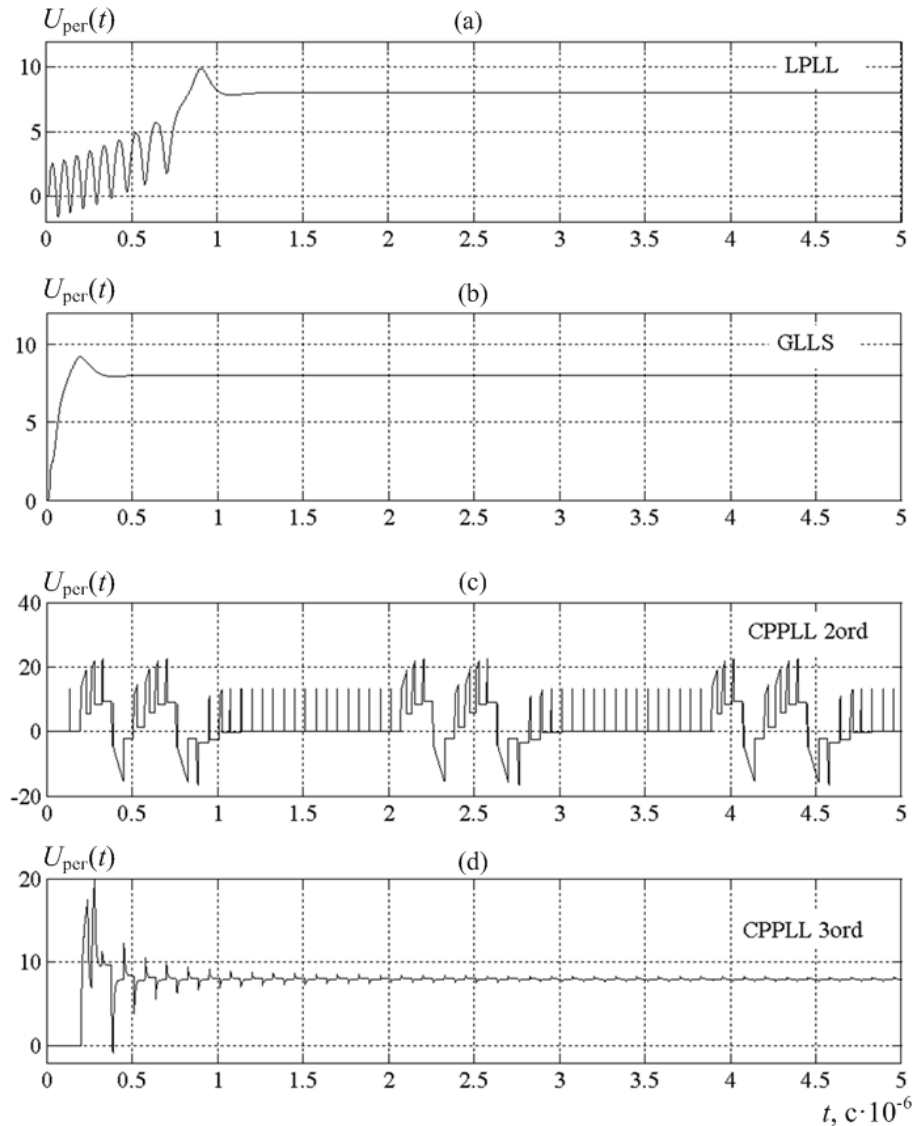


Рисунок 5.4 – Управляющее напряжение ПГ различных систем при  $\Delta f_{\text{нач}} \approx 16$  МГц,

$$f_{\text{вх}} \approx 16 \text{ МГц}, f_{\text{ПГО}} = 0 \text{ Гц} (\gamma_{\text{нач}} = 3,62; f_{\text{вх}} / f_n = 5,33).$$

На рисунке 5.4 представлены эпюры сигналов при невысоком отношении частоты входной частоты (в данном случае эквивалентна частоте сравнения в детекторе) к натуральной частоте контура ( $f_{\text{вх}} / f_n = 5,33$ ). В этой ситуации система CPPLL 2-го порядка перестает корректно работать, система CPPLL 3-го порядка работает, но имеет остаточные медленно затухающие биения сигнала ошибки в петле обратной связи (периодический характер процесса синхронизации). Здесь проявляется одна из проблем характерных для систем CPPLL – дискретность сигнала ошибки. Для устойчивой работы схемы

необходимо, чтобы соотношение частота сравнения/натуральная частота было не менее 15:  $f_{\text{вх}} / f_n \geq 15$ . Это накладывает ограничения на работу системы в приложении к демодуляции, когда обработка цифровыми методами в приемнике производится над комплексной огибающей принимаемого сигнала (несущая частота нулевая).

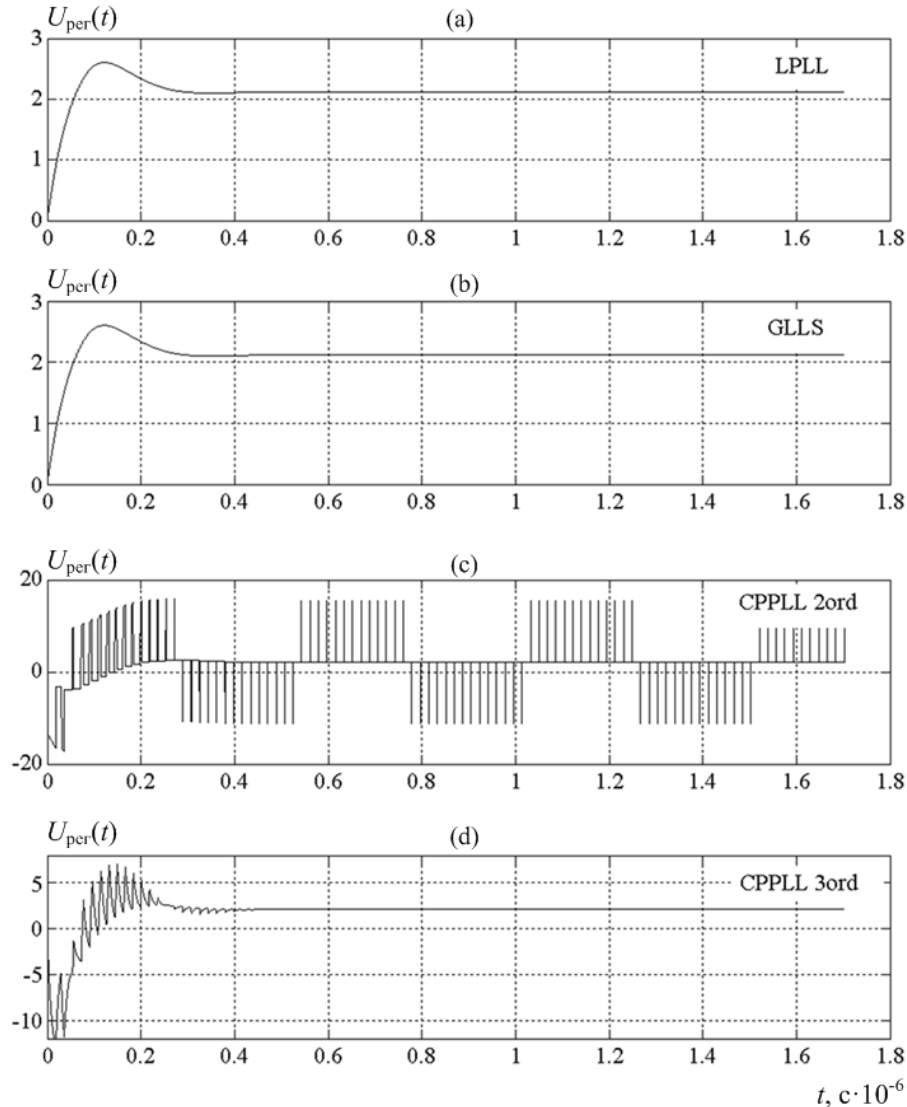


Рисунок 5.5 – Управляющее напряжение ПГ различных систем при  $\Delta f_{\text{нач}} = 4,244$  МГц,  $f_{\text{вх}} \approx 55,244$  МГц,  $f_{\text{ПГО}} = 51$  МГц ( $\gamma_{\text{нач}} = 1$ ;  $f_{\text{вх}} / f_n = 18,4$ ).

На рис.5.5 видно, что при соотношении  $f_{\text{вх}} / f_n = 18,4 > 15$  система CPPLL работает без искажений полученных на рис.5.4. При этом, для малых значений относительной частотной расстройки ( $\gamma_{\text{нач}} = \Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}} = 1$ ) быстродействие всех структур одинаково.

С увеличением частотной расстройки на порядок (до величины  $\Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}} = 10$ ) скорости процесса синхронизации в системах GLSS и CPPLL практически одинаковы и значительно выше скорости вхождения в синхронный режим работы системы LPLL (см. рис.5.6).

С дальнейшим ростом начальной частотной расстройки GLSS начинает выигрывать во времени синхронизации по сравнению с системой CPPLL (см. рис.5.7). При этом динамика системы LPLL становится полностью неконкурентоспособной. В таблице 5.4 представлены экспериментальные данные по времени захвата при различных частотных расстройках в диапазоне  $1 \leq \gamma_{\text{нач}} \leq 3000$ . Указано время полной синхронизации (по частоте и фазе) систем. Выигрыш во времени синхронизации GLSS по сравнению с CPPLL начинает проявляться от значений  $\gamma_{\text{нач}} = 20$  ( $T_{\text{син CPPLL}} / T_{\text{син GLSS}} = 1,3$ ) и при  $\gamma_{\text{нач}} = 500$  достигает порядка  $T_{\text{син CPPLL}} / T_{\text{син GLSS}} = 11$ .

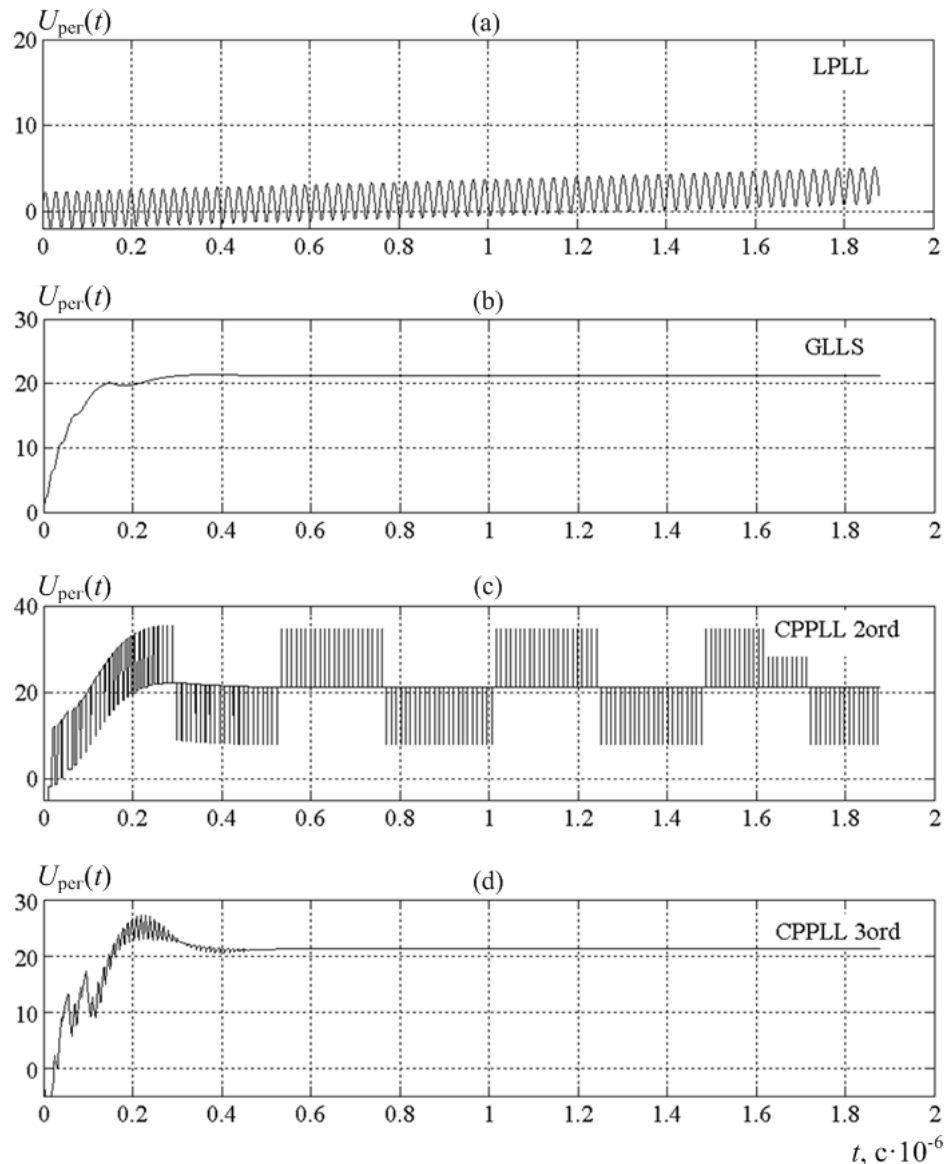


Рисунок 5.6 – Управляющее напряжение ПГ различных систем при  $\Delta f_{\text{нач}} = 42,44$  МГц,

$$f_{\text{вх}} \approx 93,44 \text{ МГц}, f_{\text{ПГ0}} = 51 \text{ МГц} (\gamma_{\text{нач}} = 10; f_{\text{вх}} / f_n = 31,15).$$

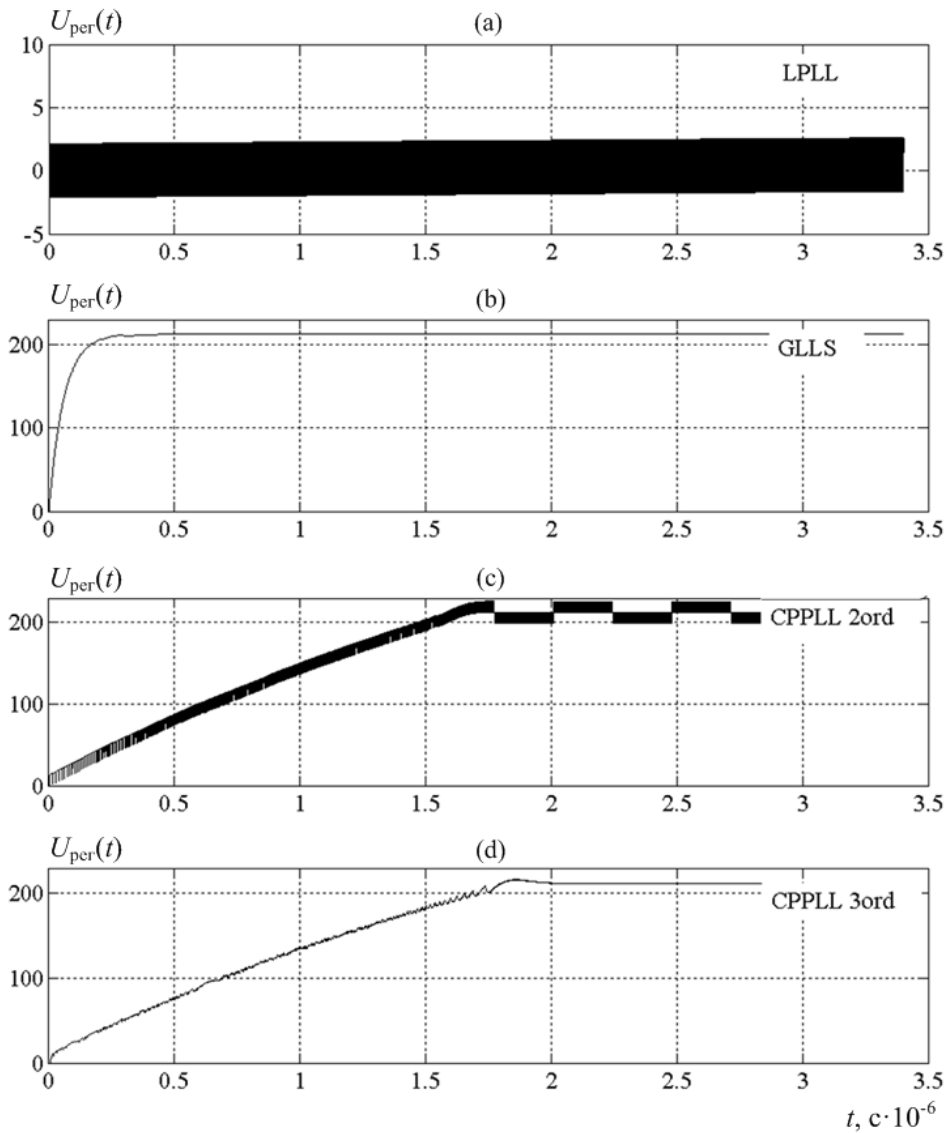


Рисунок 5.7 – Управляющее напряжение ПГ различных систем при  $\Delta f_{\text{нач}} = 424,4$  МГц,  
 $f_{\text{вх}} \approx 475,4$  МГц,  $f_{\text{ПГО}} = 51$  МГц ( $\gamma_{\text{нач}} = 100$ ;  $f_{\text{вх}} / f_n = 158,5$ ).

Таблица 5.4. Результаты экспериментальных измерений времени синхронизации.

$\Delta f_{\text{нач}}$ , МГц	$\gamma_{\text{нач}}$	$T_{\text{син GLSS}}$ , мкс	$T_{\text{син CPPLL}}$ , мкс	$T_{\text{син LPLL}}$ , мкс	$T_{\text{син CPPLL}} / T_{\text{син GLSS}}$	$T_{\text{син GLSS}}$ т, мкс	$\delta T^*$
4,244	1	0,300	0,300	0,30	1,000		
8,488	2	0,340	0,340	0,35	1,000		
21,220	5	0,410	0,405	2,10	0,988	0,408	0,45%
42,440	10	0,483	0,472	7,56	0,978	0,462	4,32%
84,880	20	0,540	0,610	30,00	1,129	0,503	6,86%
212,200	50	0,610	1,140	187,51	1,869	0,557	8,70%
424,400	100	0,650	1,880	749,80	2,892	0,598	8,03%
848,800	200	0,710	3,482	-	4,904	0,639	10,05%
2122,000	500	0,750	8,480	-	11,307	0,693	7,65%
4244,000	1000	0,800	16,781	-	20,976	0,733	8,32%
12732,000	3000	0,810	49,874	-	61,573	0,798	1,46%

Приведенные в таблице 5.4 экспериментальные данные показаны на рисунке 5.8. Подчеркнем, что время синхронизации для каждой из структур нормировано к эквивалентной шумовой полосе  $\Delta F_{\text{ш}}$ .

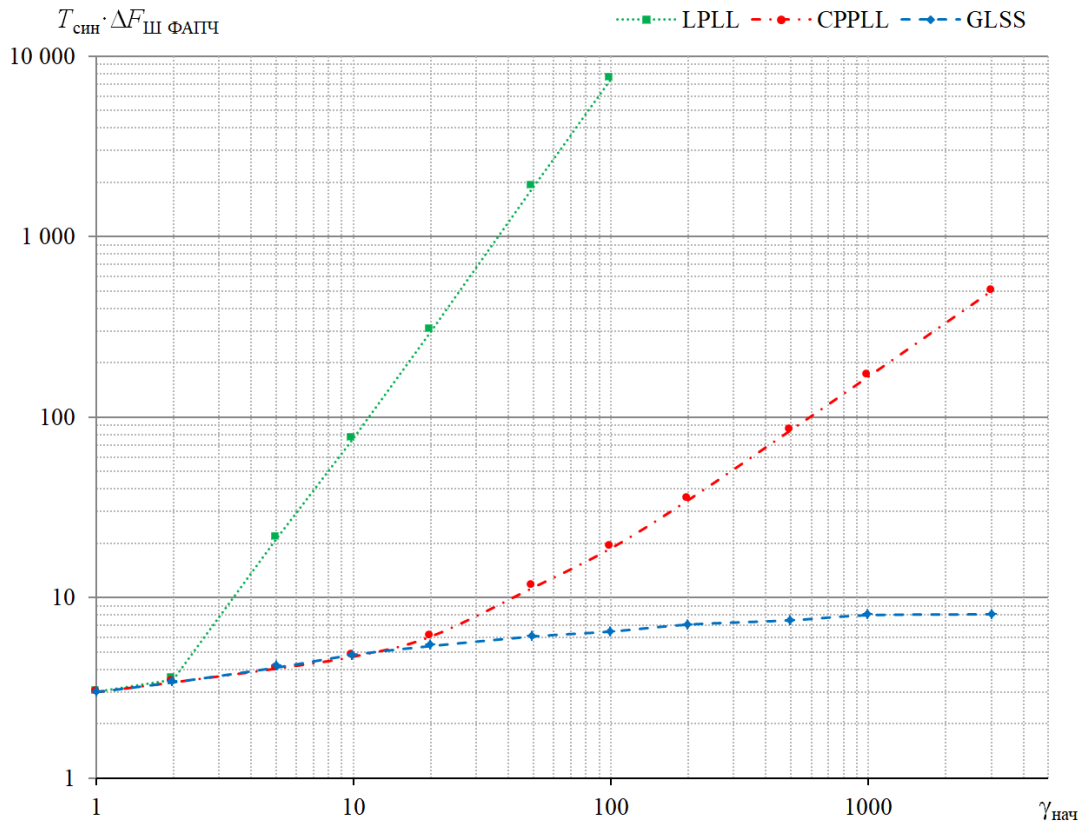


Рисунок 5.8 – Зависимости времен синхронизации от начальной частотной расстройки

На рис.5.9 представлена зависимость отношения времен синхронизации систем CPPLL и GLSS ( $T_{\text{син CPPLL}} / T_{\text{син GLSS}}$ ) от величины относительной начальной расстройки.

По представленным результатам исследований можно оценить выигрыш по быстродействию системы GLSS по сравнению с системой CPPLL. При значительных относительных начальных частотных расстройках этот выигрыш может достигать величин в нескольких порядков.

Также в таблице 5.4 представлены оценки полного времени синхронизации GLSS  $T_{\text{син GLSS T}}$  полученные по формулам представленным в главе 4, и результаты сравнения экспериментальных и рассчитанных аналитически значений – графа  $\delta T^*$ . Величина погрешности оценки вычислялась по формуле:

$$\delta T^* = (T_{\text{син GLSS}} - T_{\text{син GLSS T}}) / T_{\text{син GLSS}}$$

По результатам измерений погрешность оценки времени полной синхронизации лежит в пределах 10%.

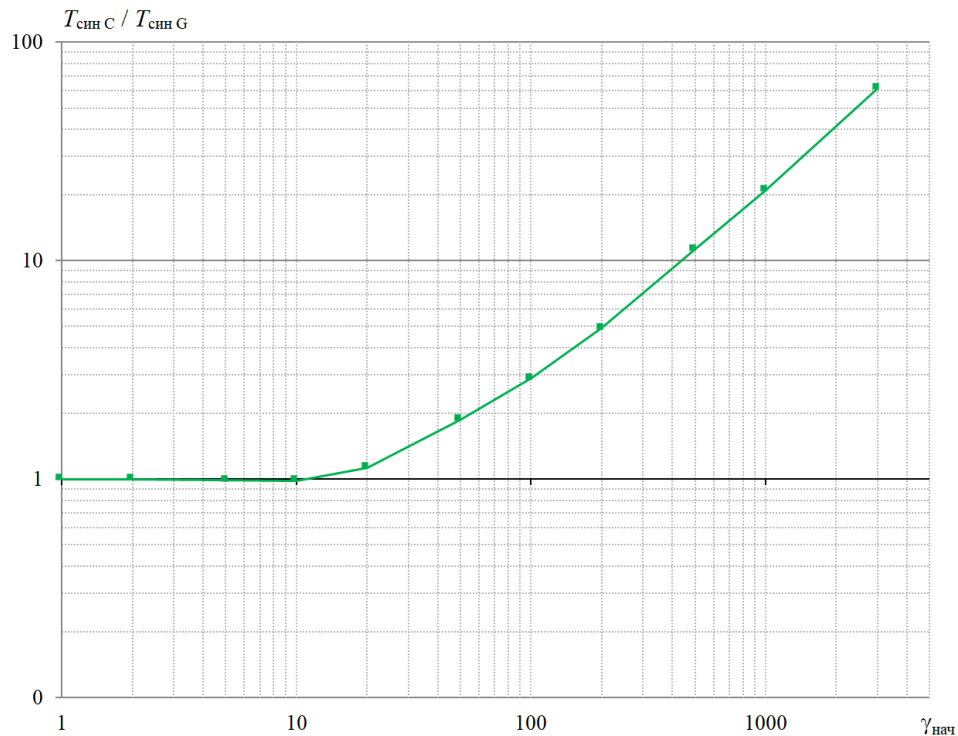


Рисунок 5.9 – Временной проигрыш CPPLL к GLSS от частотной расстройки

### Выводы

В переходном режиме работы, при частотных расстройках превышающих по модулю коэффициент петлевого усиления ( $|\Delta\omega_{нач}| > K_{ФАПЧ}$ ), ГЛСС значительно превосходит традиционную систему ФАПЧ по быстродействию, и с увеличением частотной расстройки может достигать нескольких порядков.

Система CPPLL по принципу формирования сигнала ошибки, технике синхронизации в переходном режиме работы, и технике слежения в синхронном режиме работы отличается от LPLL и GLSS. Вследствие этого ее характеристики специфически отличаются от характеристик указанных систем в обоих режимах работы. По итогам сравнительного исследования системы GLSS и системы CPPLL были получены результаты, свидетельствующие о ряде особенностей присущих структуре CPPLL. Ключевыми из них являются следующие:

- Для системы CPPLL необходимо соблюдать соотношение  $f_d / f_n > 15$ . При снижении величины  $f_d / f_n < 15$  происходит искажение АЧХ, а работа системы становится нестабильной (см. рис.5.4).
- Система CPPLL является квазиастатичной, в которой астатизм достигается в среднем [90]. Система GLSS обладает свойствами астатизма, поскольку содержит интегратор в петлевом фильтре аналоговой ветви управления.



- Быстродействие системы CPPLL сравнимо с быстродействием системы GLSS на интервале относительных частотных расстройек до  $\Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}} = 20$ . При дальнейшем росте значения относительной частотной расстройки CPPLL значительно уступает системе GLSS в быстродействии (см. таблицу 5.4, рис.5.8). Так, например, при относительной частотной расстройке  $\Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}} = 200$  проигрыш во времени составляет  $T_{\text{синн CPPLL}} / T_{\text{синн GLSS}} \approx 5$  раз; при  $\Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}} = 3000$  уже  $T_{\text{синн CPPLL}} / T_{\text{синн GLSS}} = 62$  раза (см. рис.5.9).

Отметим, что указанные проблемы CPPLL носят концептуальный характер и обусловлены структурой системы. В то же время в ряде источников указаны специфические проблемы инженерной реализации системы на физическом уровне [123], такие как наличие утечки тока заряда, несбалансированность токов подкачки «вверх/вниз» и т.д.

## 5.2 Исследование динамики и помехоустойчивости демодуляторов BPSK сигнала

В данном разделе приводятся результаты сравнительного исследования разработанной на основе ГЛСС структуры демодулятора BPSK сигнала и классической схемы демодуляции сигнала бинарной фазовой манипуляции основанной на традиционной структуре ФАПЧ в двухпетлевом исполнении, предложенной в 1956 году Дж. Костасом [81].

Сравнение ведется по характеристикам переходного и синхронного режимов работы квазикогерентных структур. В ходе статистического моделирования на разработанном программном стенде получены зависимости времени частотной синхронизации от начальной частотной расстройки и проведена оценка помехоустойчивости приема при наличии аддитивного белого гауссова шума в канале связи. Проведен сравнительный анализ экспериментальных оценок динамических характеристик с оценками, полученными по аналитическим выражениям.

Структура исследований построена на примере инженерной разработки демодулятора для низкоорбитальной спутниковой скоростной системы связи. Соответственно специфике задачи сформулирована методика проектирования квазикогерентных демодуляторов дискретных сигналов реализуемых в цифровом исполнении, что актуально для современных ЦСПИ.

Система ФАПЧ, используемая для построения демодулятора BPSK сигнала по схеме Костаса, имеет 2-й идеальный порядок, т.е. содержит в составе петлевого фильтра интегратор, что обеспечивает астатизм системы по фазе.

С учетом области применения демодулятора и решаемых системами синхронизации задач конкретизируем исходные данные по разработке.

### Исходные данные для параметров системы и характеристик канала связи

Примем, что скорость передачи информации составляет  $R_b = 10^6$  бит/с. В начале сеанса связи на интервале времени длительностью  $N = 96$  бит передается немодулированная несущая (синхропребула). Соответственно максимально допустимое время синхронизации составляет:

$$T_{\text{син}} = N / R_b = 96 \text{ мкс.}$$

Несущая частота, выбранная в соответствии с рекомендациями ИТУ-R V.431-6, таблица 4 [115], взята равной  $f_0 = 6.8 \cdot 10^9$  Гц. Величина максимального смещения несущей частоты из-за эффекта Доплера вычисляется по формуле:

$$f_{\text{Дмакс}} = f_0 \cdot R_3 \cdot r \cdot \Omega_s \cdot \sin(\gamma_{\text{макс}}) / (d_{\text{макс}} \cdot c), \quad (5.1)$$

где:

- $R_3 = 6378$  км – радиус земли;
- $h = 1500$  км – высота орбиты ИСЗ (искусственного спутника земли);
- $r = R_3 + h = 7878$  км – расстояние от центра Земли до ИСЗ является постоянным поскольку спутник движется по круговой орбите;
- $k_3 = 398600 \text{ км}^3/\text{с}^2$  – гравитационный параметр Земли;
- $\Omega_s = 2\pi(k_3 / r^3)^{0.5} = 5,673 \cdot 10^{-3}$  рад/с – угловая скорость вращения ИСЗ вокруг Земли в случае движения спутника по круговой орбите;
- $\Theta_{\text{мин}} = 0$  – минимальный угол места в сеансе связи;
- $\gamma_{\text{макс}} = \arccos(R_3 \cdot \cos(\Theta_{\text{мин}}) / r) - \Theta_{\text{мин}} \cdot \pi / 180 = 0,628$  рад – максимальный геоцентрический угол;
- $d_{\text{макс}} = (R_3^2 + r^2 - 2rR_3 \cos(\gamma_{\text{макс}}))^{0.5} = 4622$  км – максимальная наклонная дальность;
- $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света.

Величина максимального смещения несущей частоты из-за эффекта Доплера будет иметь значение в соответствии с выражением (5.1):

$$f_{\text{Дмакс}} = 131 \text{ Гц.}$$

Существенный вклад в неопределенность несущей частоты сигнала вносит нестабильность генераторов опорных колебаний в передатчике и приемнике  $\delta f_0$ . Примем, что ее значение равно  $10^{-5}$  и оценим случайное отклонение частоты несущего колебания, вследствие нестабильности гетеродинов на передающей и приемной стороне, чьи номинальные частоты равны соответственно  $f_{\text{прд0}} = 6,8$  ГГц,  $f_{\text{прм0}} = 6,7893$  ГГц:

$$\Delta f_{\text{нест}} = f_{\text{прд0}} \cdot \delta f_0 + f_{\text{прм0}} \cdot \delta f_0 = 135,9 \cdot 10^3 \text{ Гц.}$$

Итоговое значение максимального смещения частоты принимаемого сигнала будет равно:

$$\Delta f_{\text{нач max}} = f_{\text{Дmax}} + \Delta f_{\text{несст}} = 136 \cdot 10^3 \text{ Гц.}$$

Сигнал в приемной части будет переноситься на промежуточную частоту  $f_{\text{пр}} = 10,7$  МГц и оцифровываться АЦП с частотой дискретизации  $f_{s1} = 30$  МГц. Актуальным решением, обеспечивающим оптимизацию используемых ресурсов, будет перенос сигнала на нулевую частоту в цифровой части приемника и получение комплексной огибающей сигнала, фильтрация шумов вне предполагаемой полосы приема и понижение частоты дискретизации с использованием децимирующих КИХ фильтров.

Типовым значением на практике является  $4 \div 8$  отсчетов на символ. С учетом длительности символа BPSK  $T = 10^{-6}$  с определим частоту дискретизации сигнала после децимации  $f_{s2}$ :

$$f_{s2} = 5 / T = 5 \text{ МГц.}$$

Основная мощность сигнала с BPSK модуляцией лежит в пределах главного лепестка. Соответствующая ширина спектра сигнала равна  $2 / T$ . Односторонняя полоса сигнала с учетом максимально возможного смещения несущей частоты будет равна [45]:

$$P_c / 2 = 1 / T + \Delta f_{\text{нач max}} \approx 1,136 \text{ МГц.}$$

Демодулятор должен стабильно работать вплоть до порогового значения битового отношения сигнал/шум  $E_b / N_0 = 8$  дБ. Необходимость обеспечения работы приемника при пороговых уровнях сигнала характерна для задач спутниковой связи. Синхронные системы – ГЛСС и ФАПЧ – в данном случае выступают в роли систем восстановления когерентной несущей (СВКН), задача которых слежение за параметрами несущего колебания в режиме реального времени. При этом, частотно-фазовые флуктуации опорных колебаний, формируемых стоящими в петлях подстраиваемыми генераторами, не должны приводить к превышению допустимого по ТЗ энергетического проигрыша.

Величину дисперсии фазовой ошибки сигнала ПГ стоящего в кольце ФАПЧ зададим  $\sigma_\varphi^2 = 0,01$  рад<sup>2</sup> (стандартное для инженерной практики значение [45, с.108]). Значение установившейся (остаточной) фазовой ошибки и динамической ошибки слежения за фазой возьмем равные соответственно  $\Delta\varphi_{\text{уст}} = 5^0$  (0,0873 рад),  $\Delta\varphi_{\text{д}} = 2^0$  (0,0349 рад). Для демпинг фактора зададим типовое значение, при котором обеспечивается устойчивость системы ФАПЧ:  $\zeta = 0,707$ .

Подстраиваемый генератор реализуем как цифровой синтезатор отсчетов (ЦСО; англ. numeric controlled oscillator, NCO). Разрядность аккумулятора фазы ЦСО равна  $q = 32$ . При этом обеспечивается чувствительность подстраиваемого генератора равная:

$$K_0 = f_{s2} / 2^q = 5 \text{ МГц} / 2^{32} = 1,164 \cdot 10^{-3} \text{ Гц.}$$

Для удобства, все перечисленные исходные данные по проектированию моделей демодуляторов сведены в таблице 5.5.

Таблица 5.5 Исходные параметры на разработку моделей демодуляторов

№	Параметр	Обозначение	Значение
1	Скорость информационная	$R_b$	$10^6$ бит/с
2	Время синхронизации максимальное	$T_{\text{син}}$	$96 \cdot 10^{-6}$ с
3	Минимальное рабочее битовое отношение сигнал/шум	$E_b/N_0$	8 дБ
4	Несущая частота	$f_0$	$7,075 \cdot 10^9$ Гц
5	Промежуточная частота	$f_{\text{пр}}$	$10,7 \cdot 10^6$ Гц
6	Максимальная начальная частотная расстройка	$\Delta f_{\text{нач max}}$	$\pm 136 \cdot 10^3$ Гц
7	Максимальная частотная расстройка в сеансе связи	$\Delta f_{\text{max}}$	$\pm 136 \cdot 10^3$ Гц
9	Частота дискретизации на выходе АЦП	$f_{s1}$	$30 \cdot 10^6$ Гц
10	Частота дискретизации на входе демодулятора	$f_{s2}$	$5 \cdot 10^6$ Гц
11	Демпинг фактор	$\zeta$	0,707
12	Установившаяся фазовая ошибка	$\Delta \varphi_{\text{уст}}$	0,0873 рад
13	Дисперсия фазовой ошибки	$\sigma_{\varphi}^2$	0,01 рад <sup>2</sup>
14	Динамическая ошибка слежения за фазой	$\Delta \varphi_{\text{д}}$	0,0349 рад
15	Коэффициент передачи ЦСО	$K_0$	$1,164 \cdot 10^{-3}$ Гц

Исходя из заданных значений указанных параметров, рассчитаем параметры и характеристики СВКН удовлетворяющей поставленным требованиям.

### Расчет параметров подсистемы синхронизации демодулятора.

Представленная методика расчета адаптирована под систему ФАПЧ, у которой в петлевом фильтре присутствует прямая (с единичным коэффициентом передачи) и интегрирующая ветви. В представленных инженерных формулах присутствует неочевидность в размерностях, что не является ошибкой, характерно для методик расчета петель ФАПЧ и отражает численную взаимосвязь между параметрами. Методика расчета основана на литературе [11], [45], [92].

1. Вычислим значение эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{\text{ш}}$ :

$$\Delta F_{\text{ш}} = \sigma_{\varphi}^2 \cdot SNR \cdot R_b = 0,01 \cdot 6,31 \cdot 1 \cdot 10^6 = 63 \cdot 10^3 \text{ Гц.}$$

2. При  $\zeta = 0,707$  коэффициент петлевого усиления можно вычислить как:

$$K_{\text{ФАПЧ}} = 2,666 \cdot \Delta F_{\text{ш}} = 168,25 \cdot 10^3 \frac{\text{рад}}{\text{с}}.$$

3. Определим коэффициент передачи интегральной ветви петлевого фильтра:

$$K_2 = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{2} = 84,13 \cdot 10^3 \frac{1}{\text{с}}.$$

Проведем нормировку коэффициента передачи интегратора с учетом частоты дискретизации:

$$K_{2s} = \frac{K_2}{f_{s2}} = 16,9 \cdot 10^3.$$

4. Вычислим коэффициент передачи усилителя постоянного тока для обеспечения заданного петлевого усиления, определив амплитуду сигнала на выходе ФД  $U_{\text{ФДО}} = 1\text{В}$ :

$$K_{\text{УПТ}} = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{2\pi K_0 K_1 U_{\text{ФДО}}} = \frac{168,25 \cdot 10^3}{2\pi \cdot 1,164 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \cdot 1} = 23,006873 \cdot 10^6.$$

5. Рассчитаем полосу захвата синхронного режима по фазе из выражения:

$$\Delta\Omega_{\varphi} = K_{\text{ФАПЧ}} = 168,25 \cdot 10^3 \frac{\text{рад}}{\text{с}},$$

$$\Delta F_{\varphi} = \frac{\Delta\Omega_{\varphi}}{2\pi} = 26,778 \cdot 10^3 \text{ Гц}.$$

6. Оценим время синхронизации по фазе:

$$T_{\varphi} = \frac{3}{\Delta F_{\text{III}}} = \frac{3}{63 \cdot 10^3} = 47,543 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

7. Рассчитаем требуемое (максимально допустимое) время синхронизации по частоте:

$$T_{\omega \text{ треб}} = T_{\text{син}} - T_{\varphi} = 96 \cdot 10^{-6} - 47,543 \cdot 10^{-6} = 48,457 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

8. Оценим максимальную частотную расстройку которую система ФАПЧ может компенсировать за допустимое время синхронизации по частоте:

$$\Delta f_{\text{LPLL}} |_{T_{\omega \text{ треб}}} = \sqrt{\frac{T_{\omega \text{ треб}} \Delta F_{\text{III}}^3}{4,2}} = 53,839 \cdot 10^3 \text{ Гц}.$$

9. Оценим максимальную частотную расстройку за время  $T_{\omega \text{ треб}}$  устраняемую ГЛСС:

$$\Delta f_{\text{GLSS}} |_{T_{\omega \text{ треб}}} = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{\pi} \exp\left(\frac{2T_{\omega \text{ треб}} K_{\text{ФАПЧ}}}{\pi} - \gamma\right) = 5,355 \cdot 10^6 \text{ Гц}.$$

В данном случае, исходя из регламентированного времени полной синхронизации и вычисленного времени отводящегося на синхронизацию по фазе синхронными системами, получена оценка времени отведенного на процесс вхождения в синхронный режим работы по частоте  $T_{\omega \text{ треб}}$ . Далее, проведена оценка максимальных значений частотной расстройки, которые устраняются системами синхронизации за допустимое время  $T_{\omega \text{ треб}}$ .

Полученное аналитическое значение максимальной частотной расстройки для системы ГЛСС превышает аналитическое значение максимальной частотной расстройки аста-

тической системы ФАПЧ при определенном выше наборе значений параметров почти на два порядка (в 100 раз).

В таблице 5.6 сведены результаты расчета параметров демодуляторов, представлены основные характеристики и значения, которые использованы в модели с учетом нормировки при дискретной по времени реализации.

Таблица 5.6 Параметры и характеристики СВКН демодуляторов

Параметр	Обозначение	Значение
Коэффициент петлевого усиления	$K_{\text{ФАПЧ}}$	$168,25 \cdot 10^3$ рад/с
	$K$	$26,778 \cdot 10^3$ Гц
Эквивалентная шумовая полоса	$\Delta F_{\text{ш}}$	$63,1 \cdot 10^3$ Гц
Коэффициент передачи ЦСО	$K_0$	$1,164 \cdot 10^{-3}$ Гц
Коэффициент усиления УПТ	$K_{\text{УПТ}}$	$23,006873 \cdot 10^6$
Коэффициент интегратора ПФ	$K_{2d}$	$16,9 \cdot 10^{-3}$
Коэффициент ФД	$K_{\text{д}}$	1
Эффективная полоса захвата по частоте ФАПЧ	$\Delta F_{\omega \text{эф}}$	$53,839 \cdot 10^3$ Гц
Эффективная полоса захвата по частоте ГЛСС	$\Delta F_{\omega \text{эф}}$	$5,355 \cdot 10^6$ Гц

Для удобства далее в некоторых случаях будет использоваться петлевое усиление с размерностью в герцах обозначаемое  $K$ .

### Разработка программного стенда для исследования характеристик демодуляторов

С учетом современной практики по реализации алгоритмов демодуляции была проведена разработка программного стенда в Simulink включающего в себя:

- формирователь модулированного BPSK сигнала;
- канал связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ);
- входной цифровой тракт приемного устройства предварительной обработки: перенос с несущей на нулевую частоту, получение комплексной огибающей сигнала, фильтрация с децимацией частоты дискретизации;
- цифровая реализация демодулятора BPSK сигнала на основе ГЛСС;
- цифровая реализация демодулятора BPSK сигнала по схеме Костаса на основе ФАПЧ 2-го порядка;
- процедура оценки вероятности битовой ошибки;

Квазикогерентный модулятор BPSK сигнала на основе ГЛСС формирует модулированный сигнал на промежуточной несущей частоте 10,7 МГц, реальная составляющая которого ( $\cos$ ) затем дискретизируется с частотой 30 МГц в блоке Rate Transition и пропускается через АБГШ канал (AWGN Channel, блок работает только с дискретными сигналами) – см. рисунок 5.10.

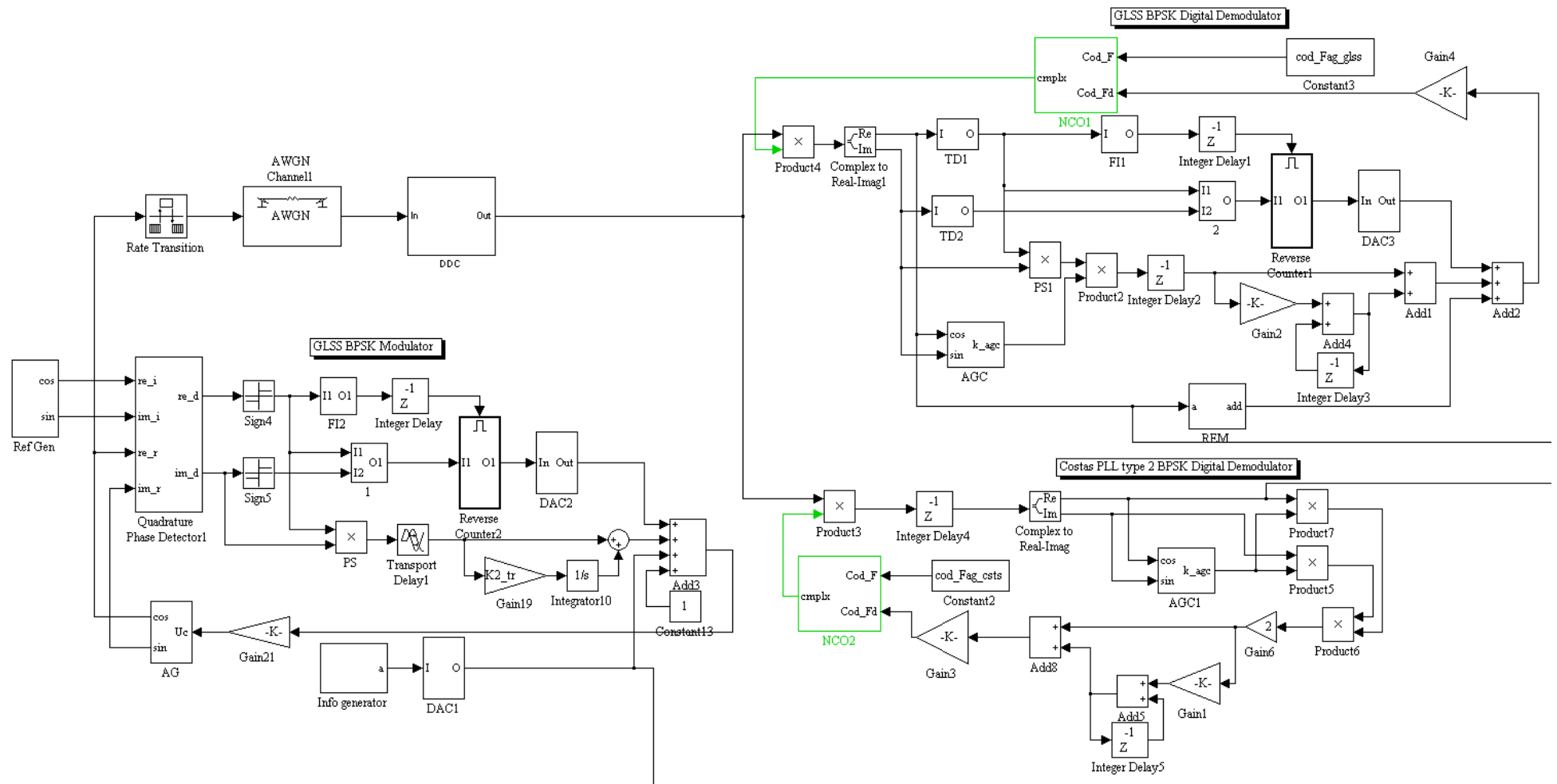


Рисунок 5.10 – Программный стенд в Simulink: модулятор BPSK-GLSS, АБГШ канал, DDC, цифровые модели демодуляторов BPSK сигнала

С выхода канала связи сигнал поступает в блок цифрового понижающего преобразования (DDC, digital down converting), где происходит перенос сигнала на нулевую частоту, получение квадратурных составляющих, фильтрация сигнала с одновременным снижением частоты дискретизации с помощью децимирующего КИХ фильтра. Полоса фильтра и частота дискретизации выбираются исходя из полосы сигнала и предполагаемого смещения частоты. В конкретном примере используются фильтр с равномерно пульсирующей АЧХ (англ. equiripple), 16-го порядка, величиной полосы пропускания  $F_{\text{pass}} = R_b + \Delta f_{\text{max}}$  и подавлением 70дБ.

Далее сигнал поступает на вход исследуемых демодуляторов. В обоих квазигогерентных структурах применяются системы АРУ для стабилизации петлевого усиления.

Оценки демодулируемых дискретных посылок принимаются в результате накопления энергии (интегрирования) на всем интервале символа с использованием тактовых генераторов синхронизированных по задержке и частоте с принимаемым сигналом (тактовая синхронизация идеальна) – см. рисунок 5.11.

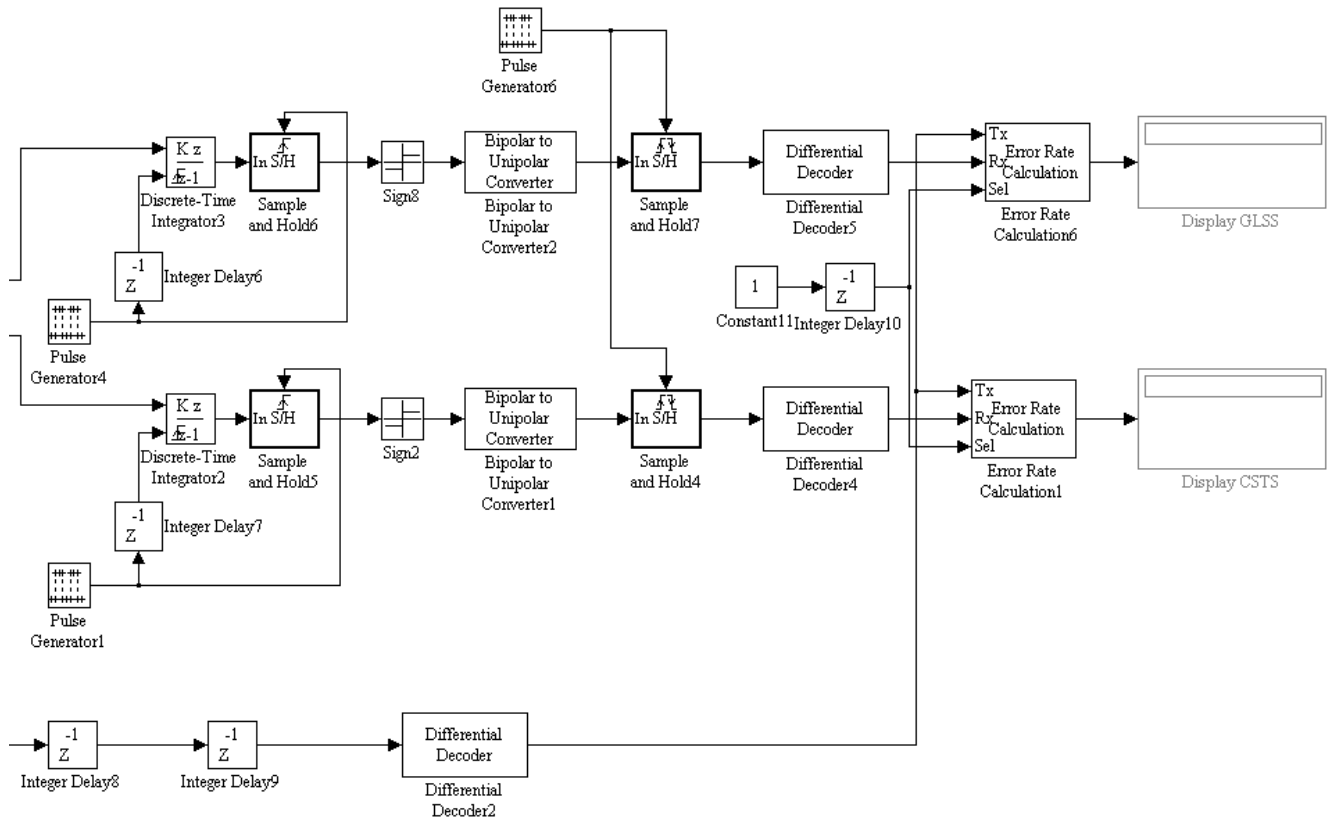


Рисунок 5.11 – Программный стенд в Simulink: символьные интеграторы, дифференциальные декодеры, оценка битовой ошибки

Ограничения и особые условия экспериментального исследования:

- тактовая синхронизация идеальна, априорно известны границы интегрирования символов;
- используется дифференциальное кодирование;



- используется вещественный формат чисел `double`;
- канал связи работает на промежуточной частоте, для снижения вычислительных затрат и времени моделирования;
- при оценке помехоустойчивости не исследовался характер ошибок (одиночные или пакетные), наличие инверсии фазы в демодуляторах при снижении  $E_b / N_0$ .

Пример эпюр сигналов демодуляторов иллюстрирующих работу структур представлены на рис.5.12 (демодулятор BPSK сигнала по схеме Костаса), рис.5.13 (демодулятор BPSK сигнала на основе ГЛСС). На данных рисунках представлены выходные сигналы СД  $U_{\text{СД}}(t)$  и ФД  $U_{\text{ФД}}(t)$  – графики (а) и (б) соответственно; сигналы ошибки на входе ПФ  $U_{\text{ош}}(t)$  и  $U_{\text{КП}}(t)$  для схем Костаса и ГЛСС соответственно – графики (с); сигналы управления ПГ  $U_{\text{пер}}(t)$  – графики (д). Используемые обозначения напряжений условны, поскольку на практике указанные сигналы имеют кодовое представление вследствие программной реализации демодуляторов.

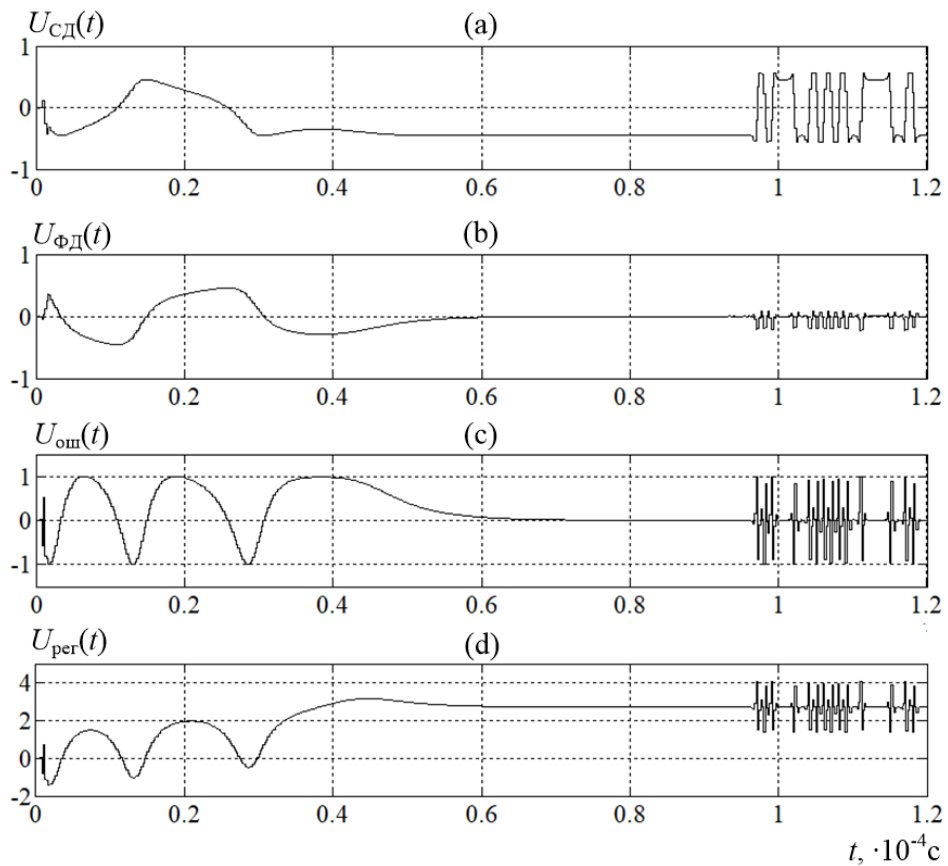


Рисунок 5.12 – Сигналы демодулятора Костаса,  $\Delta f_{\text{нач}} = 54$  кГц, без шумов

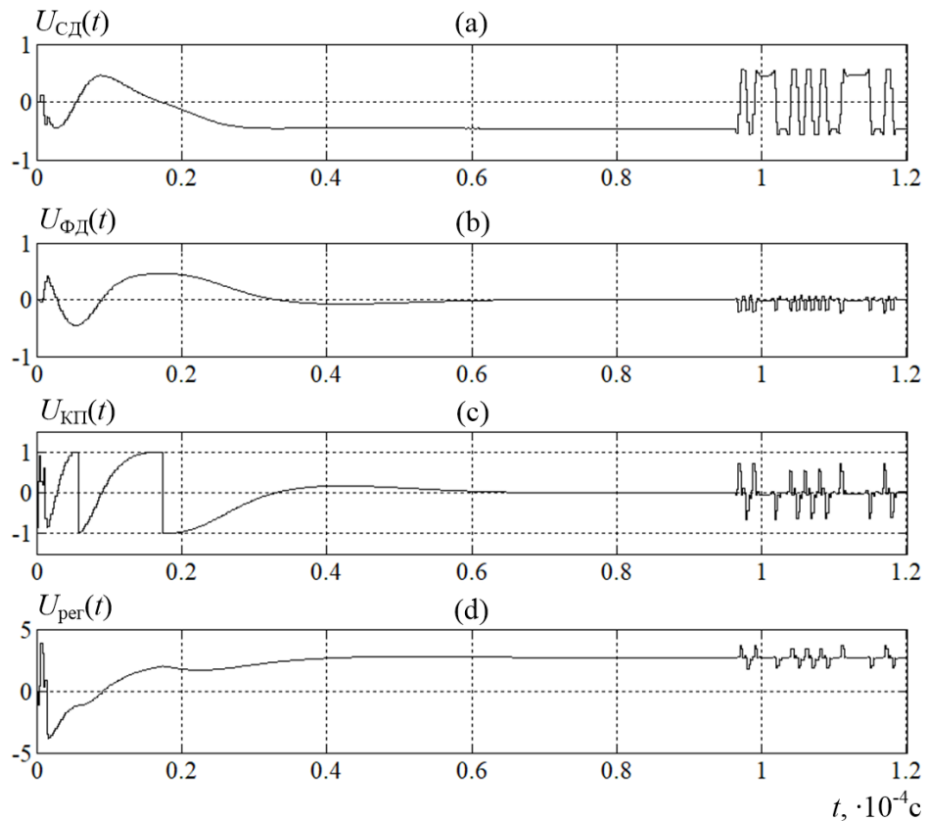


Рисунок 5.13 – Сигналы демодулятора ГЛСС,  $\Delta f_{\text{нач}} = 54$  кГц, без шумов

### Результаты исследования динамических характеристик демодуляторов

На рисунках 5.14-5.18 представлены эпюры сигналов демодуляторов BPSK сигнала на основе астатической ФАПЧ и на основе ГЛСС, полученных при максимально возможном смещении несущей частоты принимаемого сигнала 136 кГц, при отсутствии и наличии шумов в канале связи, информационной манипуляции фазы в принимаемом сигнале. Значения по оси ординат представляют собой нормированный сигнал регулировки  $S_{\text{рег}}(t) = U_{\text{ПГ}}(t) \cdot K_0$ , за счет чего обеспечивается наглядное представление достигаемого смещения частоты ПГ. На рисунке 5.19 представлены также эпюры демодулятора ГЛСС при расстройке 400 КГц при работе в шумах – проводилась проверка потенциальных возможностей структуры успешно осуществить синхронизацию в более широком диапазоне нежели задан по условиям технического задания.

При экспериментальной оценке критерием достижения частотной синхронизации служил факт снижения уровня текущей частотной расстройки до значения равного величине полосы захвата по фазе синхронной системы:  $\Delta f(t) \big|_{t=\tau} = \Delta F_{\text{ф}}$ . Соответственно, для системы ФАПЧ 2-го порядка это момент времени, когда оканчивается процесс самостоятельного захвата по частоте. Для устройства на основе ГЛСС это момент окончания работы ЦВ, когда оставшаяся частотная расстройка корректируется лишь аналоговой ветвью управления.

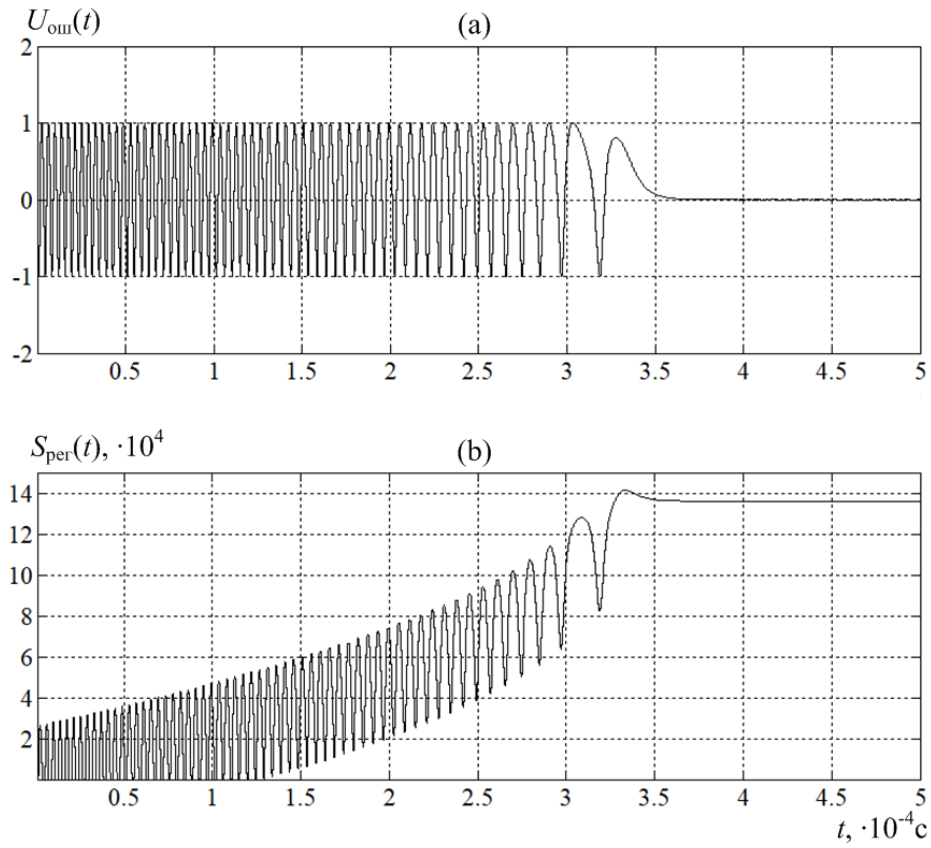


Рисунок 5.14 – Сигналы в демодуляторе Костаса,  $\Delta f_{\text{нач}} = 136$  кГц, нет манипуляции, без шумов

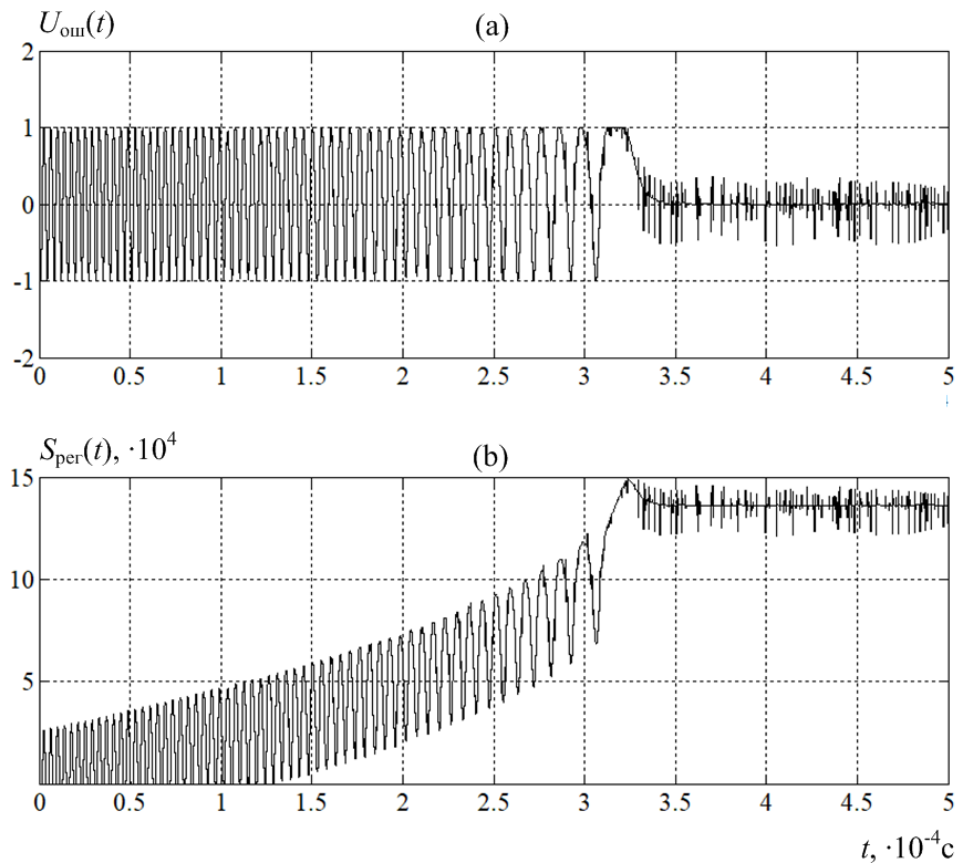


Рисунок 5.15 – Сигналы в демодуляторе Костаса,  $\Delta f_{\text{нач}} = 136$  кГц, есть манипуляция, без шумов

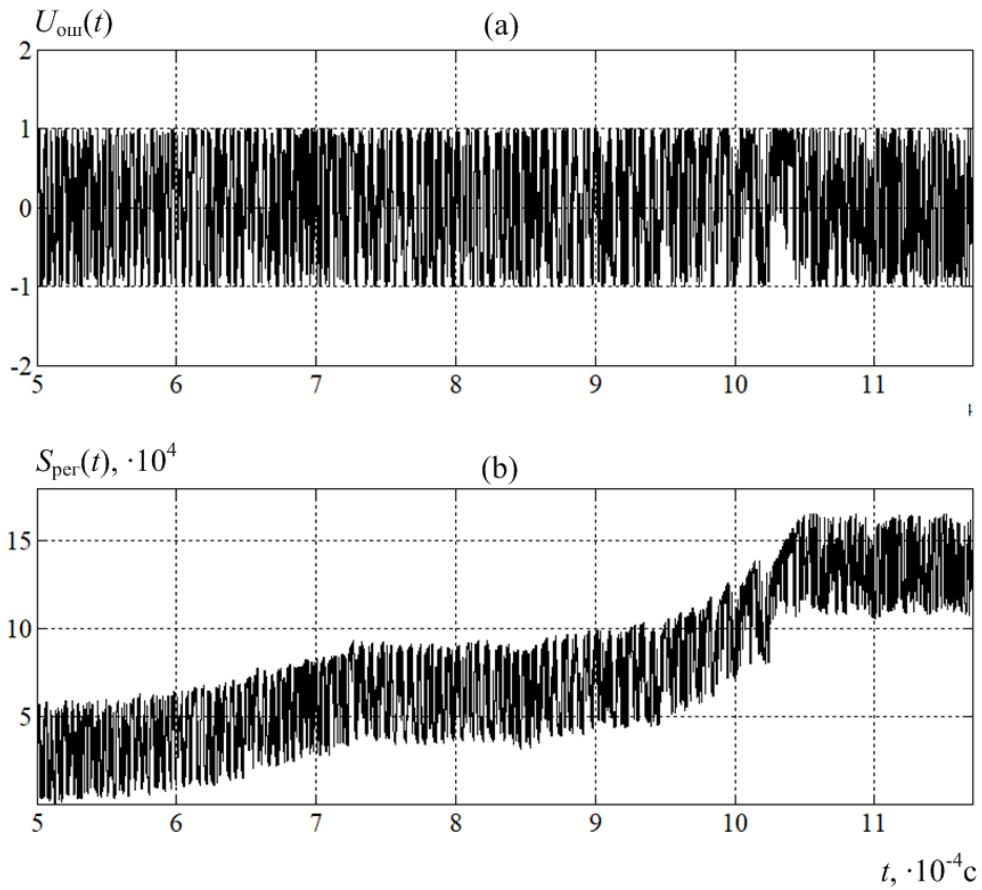


Рисунок 5.16 – Сигналы в демодуляторе Костаса,  $\Delta f_{\text{нач}} = 136$  кГц, нет манипуляции,  $E_b / N_0 = 8$  дБ

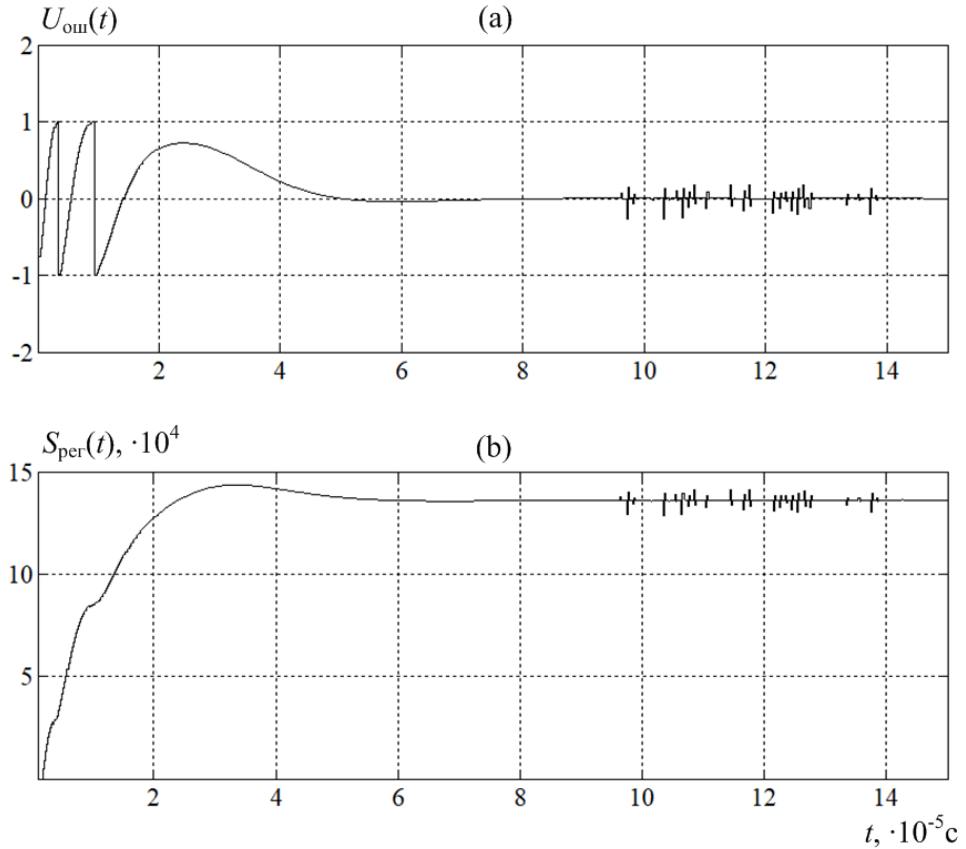


Рисунок 5.17 – Сигналы в демодуляторе ГЛСС,  $\Delta f_{\text{нач}} = 136$  кГц, есть манипуляция, без шумов

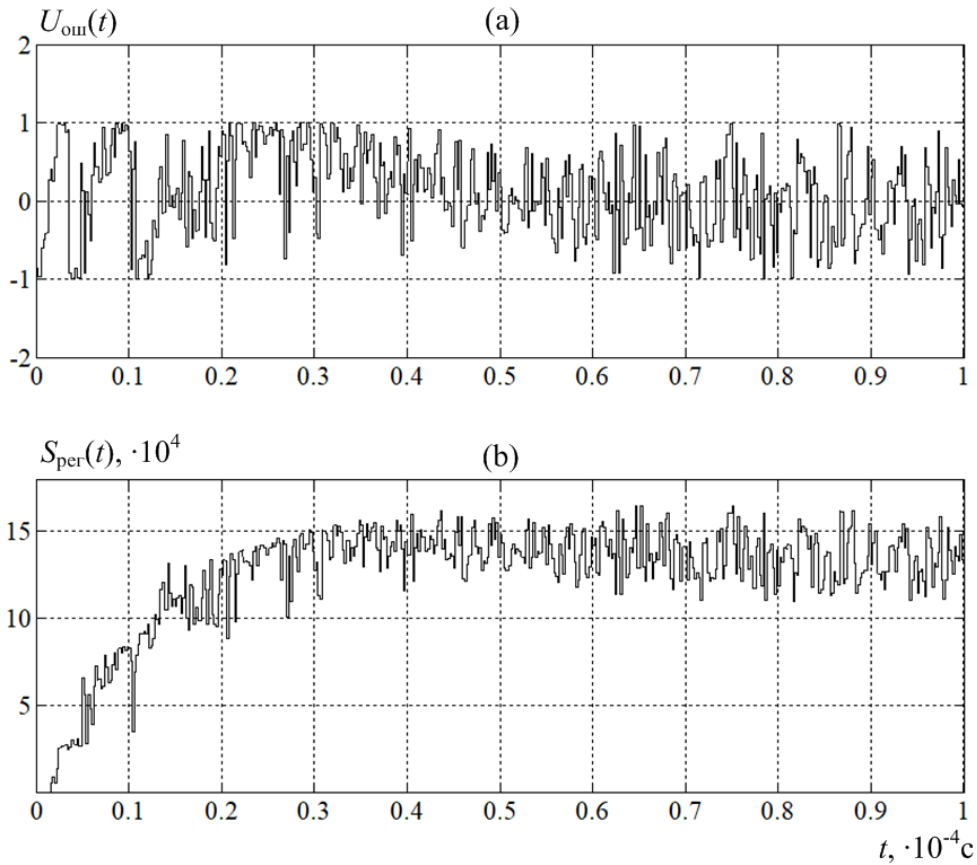


Рисунок 5.18 – Сигналы в демодуляторе ГЛСС,  $\Delta f_{\text{нач}} = 136$  кГц, нет манипуляции,  $E_b / N_0 = 8$  дБ

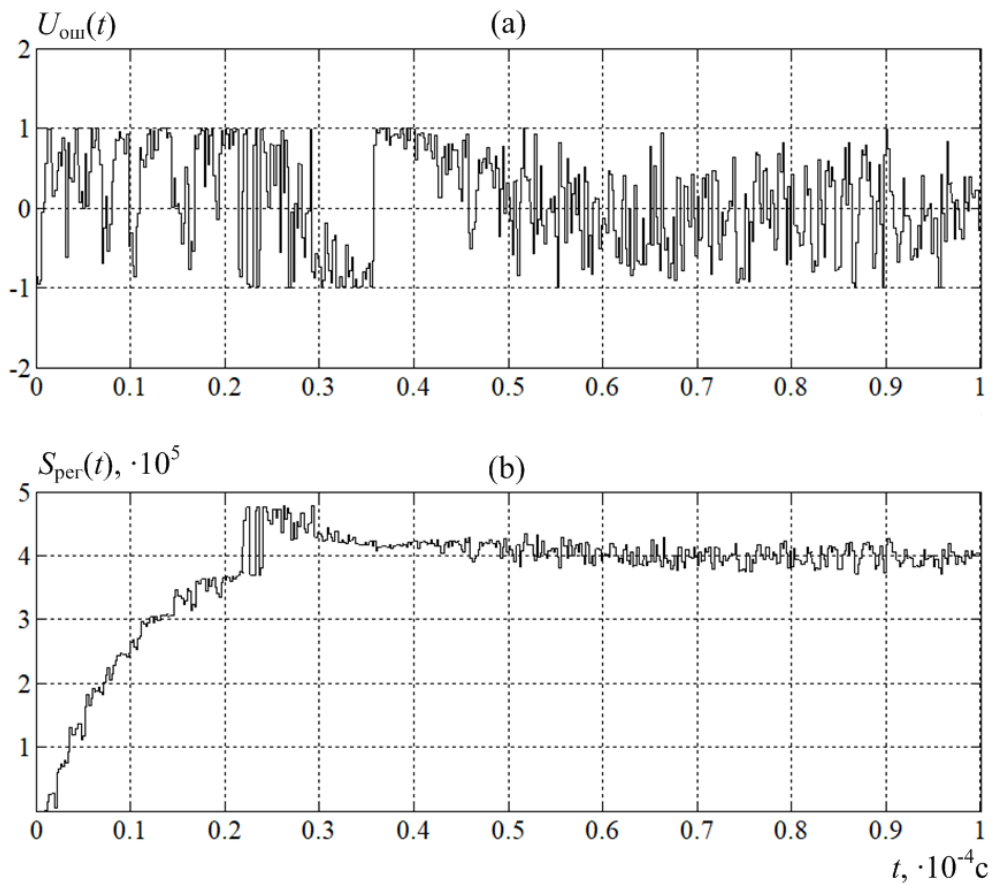


Рисунок 5.19 – Сигналы в демодуляторе ГЛСС,  $\Delta f_{\text{нач}} = 400$  кГц, есть манипуляция,  $E_b / N_0 = 8$  дБ

Экспериментальные данные по быстрдействию демодулятора на основе системы ФАПЧ 2-го порядка были получены для трех случаев:

- отсутствует АБГШ в канале связи, и не передается информация (нет манипуляции фазы во входном колебании);
- отсутствует АБГШ в канале связи и передается информация;
- в канале связи присутствуют шумы ( $E_b / N_0 = 8\text{дБ}$ ) и не передается информация.

Как показали результаты моделирования время синхронизации демодулятора на основе системы ФАПЧ 2-го порядка при отсутствии аддитивного белого гауссова шума, практически не зависит от факта наличия информационной манипуляции фазы во входном колебании (отличие составляет порядка 2-3% в пользу случая, когда отсутствует информация) – см. рисунки 5.14, 5.15. То есть, при выбранных параметрах модели влияние помех информационного характера на процесс синхронизации системы ФАПЧ 2-го порядка, являющейся СВКН демодулятора BPSK сигнала собранного по схеме Костаса, незначительно и в ощутимом выражении отсутствует.

При наличии шумов, существенно (в 3 раза) возрастает время синхронизации, что видно на рисунке 5.16.

В случае ГЛСС расстройка 136кГц достаточно мала для структуры, и для обоих случаев (без шумов;  $E_b / N_0 = 8\text{дБ}$ ) время частотной синхронизации практически одинаково и составляет около 10 мкс – рис.5.17 и 5.18 соответственно. В тоже время при увеличении  $\Delta f_{\text{нач}}$  до 400 кГц в условиях  $E_b / N_0 = 8\text{дБ}$  время частотной синхронизации возрастает до 29 мкс – см.рис.5.19.

По результатам исследования динамических характеристик в различных условиях работы была сформирована таблица 5.7, содержащая сводные данные по времени частотной синхронизации при различных частотных расстройках для двух квазикогерентных структур.

Для получения аналитических оценок применялись выражения для соответствующих систем синхронизации (ФАПЧ 2-го порядка и ГЛСС). При использовании в качестве СВКН ФАПЧ 2-го порядка оценка велась по выражению:

$$T_{\omega} = \frac{4,2 \cdot \Delta f_{\text{нач}}^2}{\Delta F_{\text{ш}}^3}.$$

При использовании в качестве СВКН ГЛСС оценка велась по выражению:

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

Визуализация полученных данных таблицы 5.7 осуществлена на рисунках 5.20, 5.21 где соответственно для структур демодуляторов BPSK на основе ФАПЧ 2-го порядка и на основе ГЛСС представлены аналитические и экспериментальные зависимости времени частотной син-

хронизации от начальной частотной расстройки нормированные к коэффициенту петлевого усиления.

Таблица 5.7 Сводные данные по оценке динамических характеристик

СВКН		ФАПЧ			ГЛСС			
ОСШ, $E_b / N_0$		-	Без шумов	Без шумов	8 дБ	-	Без шумов	8 дБ
модуляция		-	нет	да	нет	-	да	да
Расстройка		Время частотной синхронизации $T_{\omega}$ , с						
Абсол. $\Delta f_{\text{нач}}$ , Гц	Норм. $\Delta f_{\text{нач}} / K$	Аналит. $T_{\omega \text{ LPLL ан.}}$	Экспер. $T_{\omega \text{ LPLL эк.}}$	Экспер. $T_{\omega \text{ LPLL эк.}}$	Экспер. $T_{\omega \text{ LPLL эк.}}$	Аналит. $T_{\omega \text{ GLSS ан.}}$	Экспер. $T_{\omega \text{ GLSS эк.}}$	Экспер. $T_{\omega \text{ GLSS эк.}}$
$50 \cdot 10^3$	1,867	$41,8 \cdot 10^{-6}$	$26 \cdot 10^{-6}$	$27 \cdot 10^{-6}$	$130 \cdot 10^{-6}$	-	$12,5 \cdot 10^{-6}$	$9,8 \cdot 10^{-6}$
$60 \cdot 10^3$	2,24	$60,2 \cdot 10^{-6}$	$46 \cdot 10^{-6}$	$46 \cdot 10^{-6}$	$175 \cdot 10^{-6}$	$5,39 \cdot 10^{-6}$	$9,4 \cdot 10^{-6}$	$8,2 \cdot 10^{-6}$
$70 \cdot 10^3$	2,614	$81,2 \cdot 10^{-6}$	$72 \cdot 10^{-6}$	$75 \cdot 10^{-6}$	$270 \cdot 10^{-6}$	$5,39 \cdot 10^{-6}$	$7,8 \cdot 10^{-6}$	$7 \cdot 10^{-6}$
$80 \cdot 10^3$	2,988	$107 \cdot 10^{-6}$	$99 \cdot 10^{-6}$	$95 \cdot 10^{-6}$	$180 \cdot 10^{-6}$	$5,39 \cdot 10^{-6}$	$6,8 \cdot 10^{-6}$	$6,8 \cdot 10^{-6}$
$90 \cdot 10^3$	3,361	$135 \cdot 10^{-6}$	$122 \cdot 10^{-6}$	$125 \cdot 10^{-6}$	$480 \cdot 10^{-6}$	$5,39 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-6}$	$6,2 \cdot 10^{-6}$
$100 \cdot 10^3$	3,734	$167 \cdot 10^{-6}$	$158 \cdot 10^{-6}$	$160 \cdot 10^{-6}$	$350 \cdot 10^{-6}$	$5,39 \cdot 10^{-6}$	$5,6 \cdot 10^{-6}$	$6,2 \cdot 10^{-6}$
$110 \cdot 10^3$	4,108	$202 \cdot 10^{-6}$	$194 \cdot 10^{-6}$	$200 \cdot 10^{-6}$	$930 \cdot 10^{-6}$	$11,86 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$	$5,4 \cdot 10^{-6}$
$120 \cdot 10^3$	4,481	$240 \cdot 10^{-6}$	$238 \cdot 10^{-6}$	$240 \cdot 10^{-6}$	$620 \cdot 10^{-6}$	$11,86 \cdot 10^{-6}$	$12,6 \cdot 10^{-6}$	$14 \cdot 10^{-6}$
$136 \cdot 10^3$	5,079	$309 \cdot 10^{-6}$	$316 \cdot 10^{-6}$	$320 \cdot 10^{-6}$	$1,02 \cdot 10^{-3}$	$11,86 \cdot 10^{-6}$	$10,2 \cdot 10^{-6}$	$29 \cdot 10^{-6}$
$250 \cdot 10^3$	9,336	$1,04 \cdot 10^{-3}$	$1,34 \cdot 10^{-3}$	$1,38 \cdot 10^{-3}$	$2,95 \cdot 10^{-3}$	$18,33 \cdot 10^{-6}$	$13,5 \cdot 10^{-6}$	$23 \cdot 10^{-6}$
$400 \cdot 10^3$	14,94	$2,67 \cdot 10^{-3}$	$9,27 \cdot 10^{-3}$	-	срыв	$23,55 \cdot 10^{-6}$	$19 \cdot 10^{-6}$	$36 \cdot 10^{-6}$

Сравнительный анализ результатов полученных аналитически и экспериментально показывает, что формула оценки времени синхронизации позволяет с достаточно высокой точностью (относительная погрешность составляет 3-12%) определять быстродействие системы при значениях частотной расстройки лежащих в диапазоне 2,6-5 коэффициентов петлевого усиления – см. таблицу 5.7, рисунок 5.20. Это согласуется с ограничениями формулы, даваемыми в источнике [92, p.192].

При снижении отношения сигнал/шум до пороговых значений (8дБ) происходит значительное ухудшение способности системы ФАПЧ 2-го порядка к самостоятельному вхождению в синхронизм за счет интегрирующей ветви – время синхронизации значительно возрастает, его зависимость от частотной расстройки перестает иметь характер линейно нарастающей функции (время может быть больше при меньшей расстройке – см. таблицу 5.7, рис.5.20). Это накладывает серьезные ограничения на возможность использования способности системы ФАПЧ 2-го порядка самостоятельно осуществлять частотную синхронизацию в приложениях, работающих с пороговыми значениями отношения сигнал/шум.

Результаты исследований демодулятора BPSK на основе ГЛСС показывают, что в диапазоне примененных значений относительной начальной частотной расстройки точность используемых аналитических выражений недостаточна. Рассмотренные величины расстройки всего в  $1 \div 7$  раз превышают шаг подстройки по цифровой ветви равный  $2K$ . Кроме того, при получении расчетного выражения для оценки времени частотной синхронизации не учтены стохастические

значения начальных фаз сравниваемых сигналов. При расстройках значительно превышающих величину  $K$  используемая формула оценки дает достаточно высокую точность – что показано в разделе 5.1.

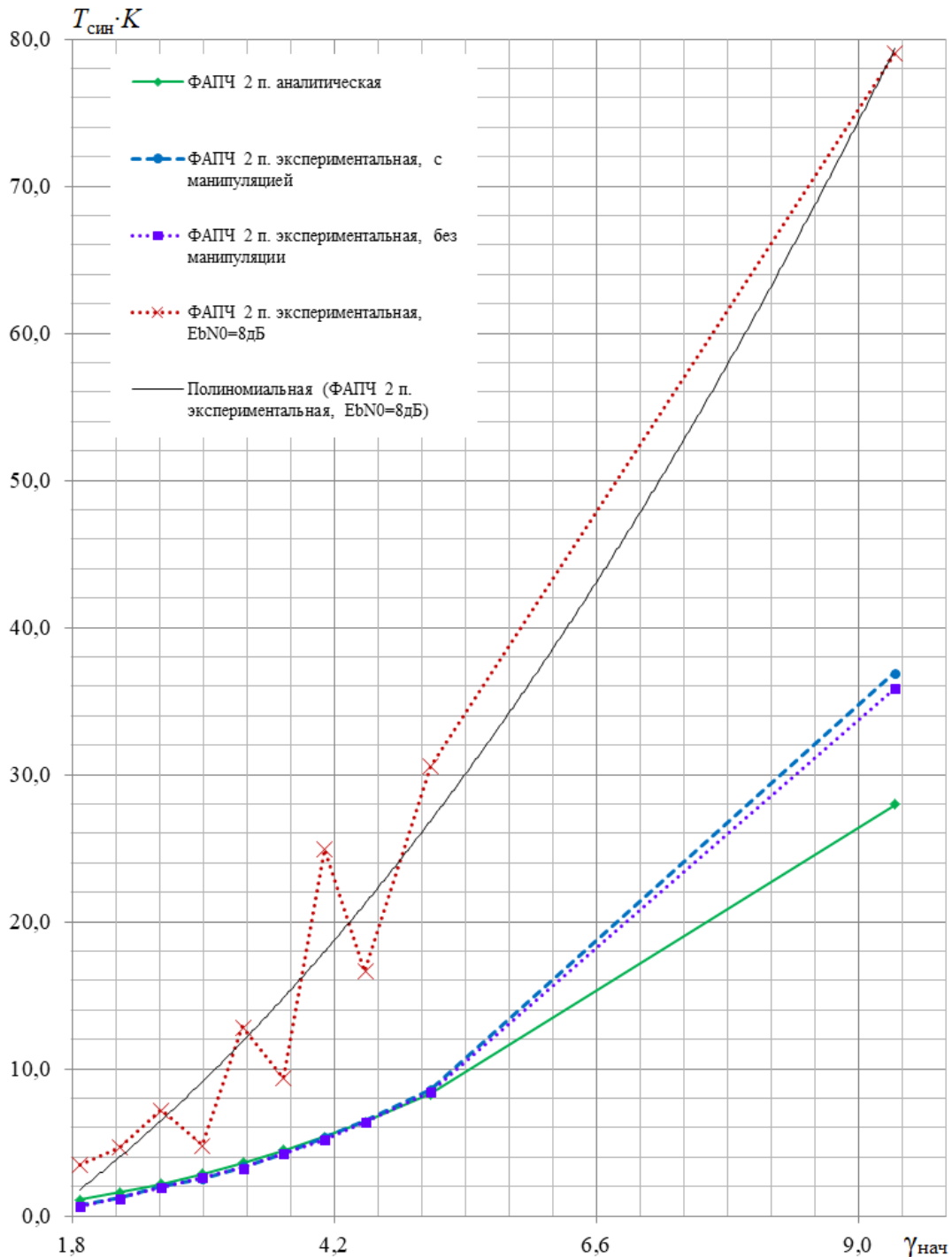


Рисунок 5.20 – Динамические характеристики демодулятора BPSK на основе ФАПЧ

При относительно малых расстройках неточность аналитических оценок для ГЛСС может составлять порядка 40%. При этом в абсолютном выражении время синхронизации остается мало и значительно меньше времени затрачиваемым астатической системой ФАПЧ, в том числе при пороговых значениях отношения сигнал/шум



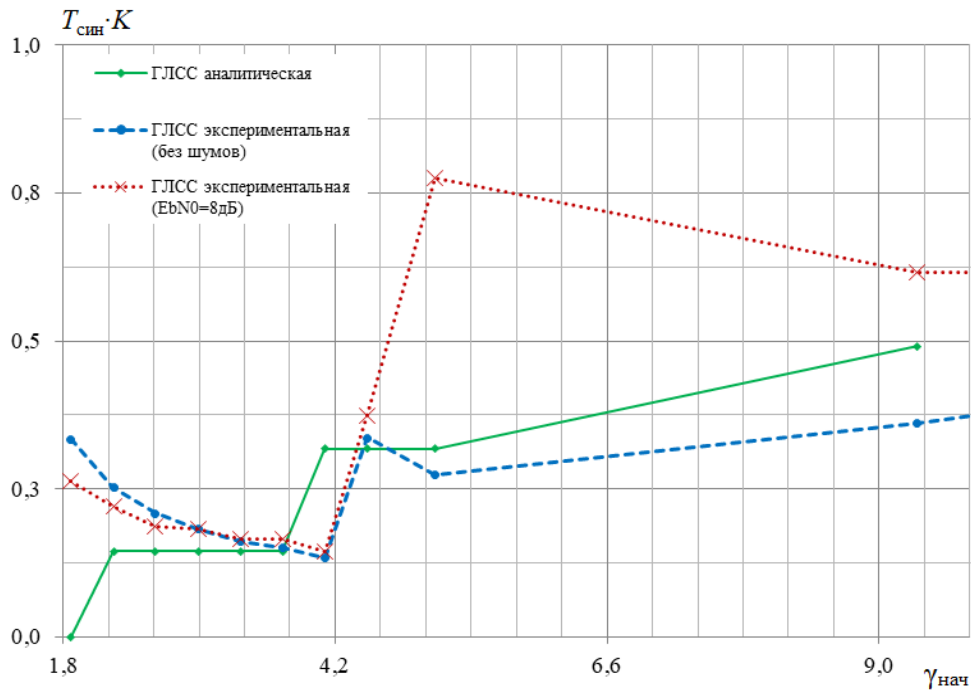


Рисунок 5.21 – Динамические характеристики демодулятора BPSK на основе ГЛСС

Структура демодулятора BPSK на основе ГЛСС разработана исходя из ограничения, что рабочее отношение сигнал/шум достаточно велико, что является необходимым условием при решении задач синтеза оптимальных алгоритмов квазикогерентного формирования и приема сигналов, позволяющим синтезировать оптимальные алгоритмы [45]. В условиях низкого ОСШ для обеспечения устойчивой работы структуры демодулятора BPSK на основе ГЛСС может потребоваться дополнительная алгоритмическая поддержка. В частности, при поступлении немодулированной несущей на этапе начальной синхронизации (синхропреамбула), замораживается механизм ремодуляции в демодуляторе. Возможно также введение дополнительной фильтрации оценки частотного рассогласования формируемой ЦВ в условиях высоких шумов для стабилизации процесса вхождения в синхронизм. Указанные механизмы отработаны и заложены в разработанной модели.

### Результаты исследования помехоустойчивости демодуляторов

Исследование помехоустойчивости двух структур осуществлялось при задании смещения центральной частоты сигнала  $\Delta f_{нач} = 136$  кГц. При этом для ПГ демодулятора, собранного по схеме Костаса, использовалась подставка частоты величиной 100 кГц. Таким образом, итоговая начальная расстройка частоты для астатической ФАПЧ (LPLL) выполняющей роль СВКН демодулятора Костаса была равна  $\Delta f_{нач LPLL} = 36$  кГц.

Нужно отметить, что с данной начальной расстройкой при  $E_b / N_0 = 6$ дБ время частотной синхронизации демодулятора с астатической ФАПЧ составило  $T_{\omega LPLL} \approx 50$ мкс, а при

$E_b / N_0 = 7 \div 8$  дБ –  $T_{\omega \text{ LPLL}} \approx 40$  мкс. То есть расстройка достаточно мала, чтобы демодулятор мог провести синхронизацию в пределах времени выделенного на установление синхронизма (длительность синхропреамбулы), в том числе при подпороговых значениях отношения сигнал/шум. Статистические результаты работы демодуляторов в шумах представлены в таблице 5.8.

Таблица 5.8 Данные по работе демодуляторов BPSK сигнала в шумах

	СВКН		ФАПЧ				ГЛСС			
	$E_b / N_0$	$N$	$E$	$P_e (BER)$	$E_b / N_{0T}$	$\Delta E$	$E$	$P_e (BER)$	$E_b / N_{0T}$	$\Delta E$
№1	8,5 дБ	500001	172	0,000344	8,066	0,434	166	0,000332	8,09	0,41
№2	8 дБ	500001	336	0,000672	7,621	0,379	356	0,000712	7,581	0,419
№3	7,5 дБ	500001	676	0,001352	7,104	0,396	664	0,001328	7,12	0,38
№4	7 дБ	500001	1218	0,002436	6,621	0,379	1174	0,002348	6,653	0,347
№5	6,5 дБ	500001	2122	0,004244	6,114	0,386	2074	0,004148	6,136	0,364
№6	6 дБ	500001	3482	0,006964	5,609	0,391	3442	0,006884	5,621	0,379

В таблице 5.8 указаны:

- заданное битовое отношение сигнал/шум в модели  $E_b / N_0$ ;
- число бит переданных за сеанс  $N$ ;
- число ошибок за сеанс  $E$ ;
- вероятность ошибки  $P_e$  (BER, Bit Error Rate);
- теоретическое значение битового отношения сигнал/шум  $E_b / N_{0T}$ , при котором достигается полученная вероятность ошибки;
- полученный энергетический проигрыш  $\Delta E = E_b / N_0 - E_b / N_{0T}$ .

Доверительный интервал ( $CL$ , confidence level) оценки битовой ошибки при исследовании помехоустойчивости вычисляется по формулам [103]:

$$N = \frac{1}{BER} \left[ -\ln(1-CL) + \ln \left( \sum_{k=0}^E \frac{(N \times BER)^k}{k!} \right) \right],$$

$$CL = 1 - \exp \left( \ln \left( \sum_{k=0}^E \frac{(N \times BER)^k}{k!} \right) - N \cdot BER \right),$$

$$CL = 1 - \exp(-N \cdot BER).$$

Для рассмотренных случаев  $CL$  практически равен 1.

На рис.5.22 представлены кривые BER, построенные на основе данных приведенных в таблице 5.8. Там же для сравнения приведена теоретическая зависимость потенциальной помехоустойчивости для оптимального когерентного демодулятора сигнала BPSK. Все представ-

ленные результаты получены для случая применения дифференциального кодирования в системе связи.

По параметру BER обе структуры показали сопоставимое качество демодуляции и приемлемый уровень потерь обусловленных частотно-фазовыми флуктуациями подстраиваемых генераторов квазикогерентных демодуляторов. Энергетический проигрыш по отношению к потенциальной помехоустойчивости составил  $0,35 \div 0,54$  дБ при различных запусках модели.

Полученные при моделировании данные подтверждают заявленные преимущества структуры BPSK-GLSS по сравнению с традиционной схемой квазикогерентного демодулятора: значительно расширена полоса захвата синхронного режима и уменьшено время захвата по частоте при обеспечении высокого качества приема на уровне традиционной структуры.

Нужно отметить, что в современных системах связи широко применяется помехоустойчивое кодирование – турбо коды, каскадное кодирование (сочетание блочного и сверточного кодов) что позволяет достичь итоговой вероятности ошибки в символе  $10^{-6}$  при пороговых значениях сигнал/шум.

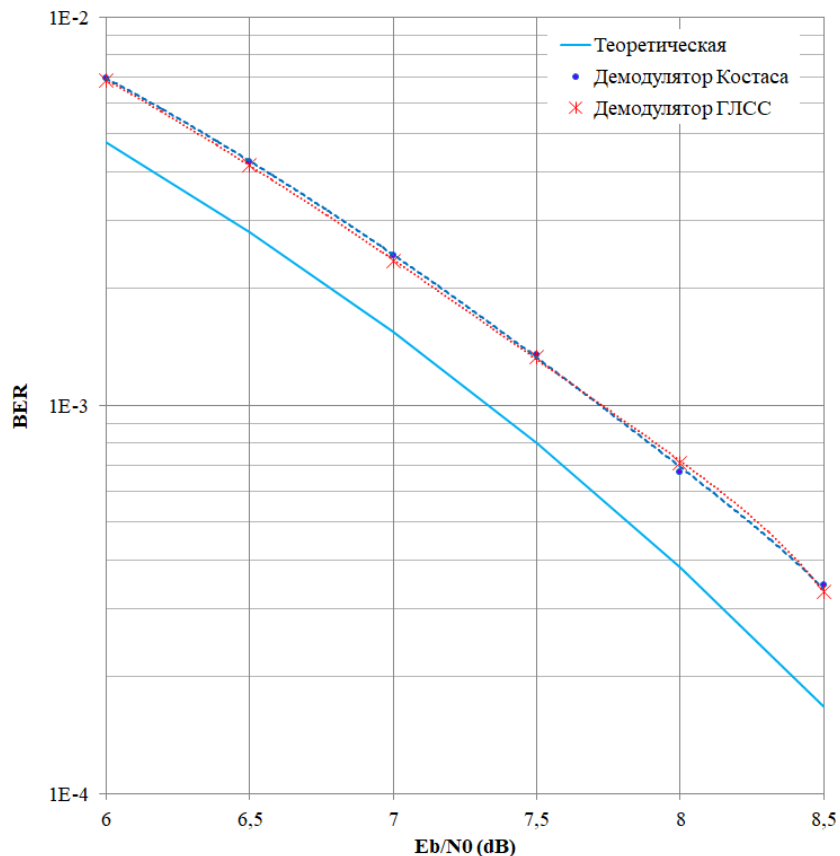


Рисунок 5.22 – Вероятность битовой ошибки при демодуляции BPSK сигнала от ОСШ

### Рекомендации по выбору параметров формирователей сигналов на основе ГЛСС

В связном тракте сигнал претерпевает искажения различной природы. В частности, искажения вносятся в аналоговом передающим и приемном трактах усилителями, при преобразо-

ваниях в АЦП и ЦАП, разбалансировке по амплитуде или задержке квадратур опорных сигналов в трансиверах. Применяются различные способы борьбы со снижением качества сигнала – примером может служить метод цифровых предискажений (англ. DPD, digital pre-distortion), в котором алгоритмами цифровой обработки осуществляют компенсацию негативного влияния усилителей линейной части связных устройств. Минимизация искажений на каждом этапе проектирования – актуальная задача в том числе и для квазикогерентных формирователей дискретных сигналов. На примере выбора параметров модулятора BPSK сигнала на основе ГЛСС можно сформулировать рекомендации по построению формирователей на основе ГЛСС с точки зрения минимизации энергетического проигрыша в системе, обусловленного потерями при модуляции.

От соотношения петлевого усиления и скорости манипуляции  $K/R_b$  зависит скорость перехода фазы сигнала в новое положение. Например при  $K = 2$  МГц фронт сигнала на выходе будет иметь характер как на рисунке 5.23 – установка фазы произойдет спустя  $T_{уст1} = 0,3$  мкс, что составляет 30% длительности символа ( $100\% \cdot T_{уст1} / T_{симв} = 30\%$ ). При  $K = 15$  МГц установка фазы произойдет за  $T_{уст2} = 0,02$  мкс, что соответствует 2% от длительности информационного символа (см. рисунок 5.24):  $100\% \cdot T_{уст2} / T_{симв} = 2\%$ .

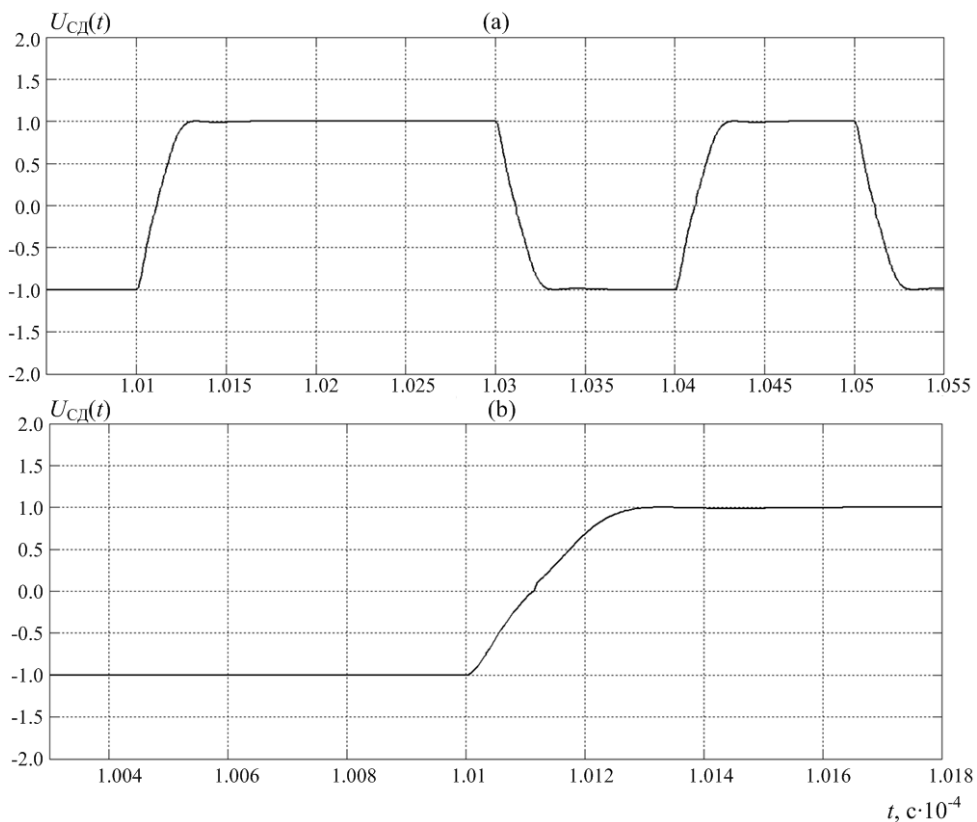


Рисунок 5.23– Сигнал  $U_{CD}(t)$  модулятора BPSK-GLSS в различном масштабе ( $K = 2$  МГц)

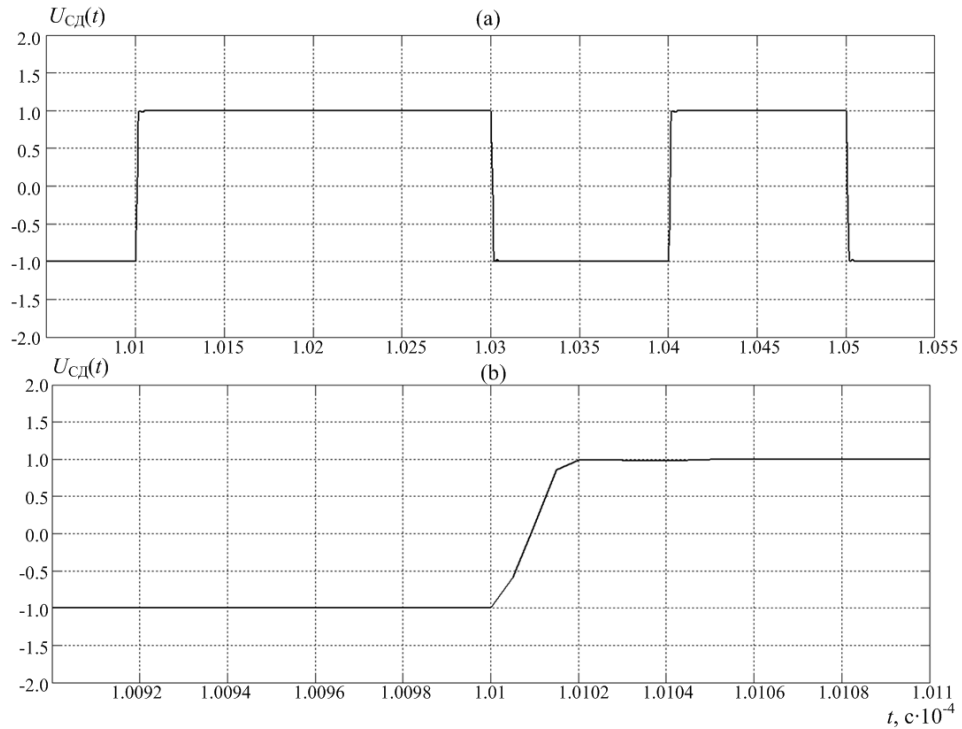


Рисунок 5.24 – Сигнал  $U_{CD}(t)$  модулятора BPSK-GLSS в различном масштабе ( $K = 15$  МГц)

Из представленных в таблице 5.9 результатов видно, что некорректный выбор параметров формирователя ведущий к затягиваю процесса перехода фазы в новое состояние приводит к возникновению большего энергетического проигрыша при приеме сигнала. Проверка в модели показала, что разница в энергетическом проигрыше составляет от 0,24 до 0,34дБ.

Таблица 5.9 Помехоустойчивость в демодуляторах при различных  $K$  модулятора BPSK-GLSS

$E_b/N_0$	$K = 2$ МГц				$K = 15$ МГц				ФАПЧ	ГЛСС
	ФАПЧ		ГЛСС		ФАПЧ		ГЛСС			
	$P_{e1}$ (BER)	$\Delta E_1$	$P_{e1}$ (BER)	$\Delta E_1$	$P_{e2}$ (BER)	$\Delta E_2$	$P_{e2}$ (BER)	$\Delta E_2$	$\Delta E_1 - \Delta E_2$	
8 дБ	0,001076	0,72	0,001036	0,69	0,000672	0,379	0,000712	0,419	0,341	0,271
7 дБ	0,003356	0,66	0,003268	0,64	0,002436	0,379	0,002348	0,347	0,281	0,293
6 дБ	0,008707	0,64	0,008591	0,62	0,006964	0,391	0,006884	0,379	0,249	0,241

### Выводы

Результаты исследования разработанной структуры демодулятора BPSK сигнала на основе ГЛСС в сравнении с квазикогерентной структурой демодулятора сигнала бинарной фазовой манипуляции построенной по схеме Костаса на основе астатической системы ФАПЧ свидетельствуют о значительном превосходстве в динамических характеристиках первой из обозначенных структур.

Расчет параметров по представленной методике проектирования СВКН квазикогерентных демодуляторов показал, что в типовых задачах демодуляции при использовании традиционной ФАПЧ 2-го порядка необходимо использовать дополнительные алгоритмы оценки частоты и

фазы, поскольку частотное рассогласование при приеме сигнала значительно превышает допустимое для системы ФАПЧ значение. При использовании ГЛСС вспомогательных алгоритмов не требуется.

В частности, демодулятор на основе системы ФАПЧ 2-го порядка значительно уступает по скорости синхронизации и эффективной полосе захвата демодулятору на основе ГЛСС. При начальной расстройке частоты  $\Delta f_{\text{нач}} = 136 \cdot 10^3$  Гц разница по времени синхронизации составляет примерно 30 раз. При отсутствии шумов  $T_{\omega \text{ LPLL}} = 316$  мкс,  $T_{\omega \text{ GLSS}} = 10,2$  мкс, а при  $E_b / N_0 = 8$ :  $T_{\omega \text{ LPLL}} = 1,02$  мс,  $T_{\omega \text{ GLSS}} = 29$  мкс. По аналитическим оценкам максимальная частотная расстройка устраняемая структурой ГЛСС за фиксированное требованиями время частотной синхронизации  $T_{\omega \text{ треб}} = 48,5$  мкс в 100 раз больше чем у структуры на основе ФАПЧ:

$$\Delta f_{\text{GLSS}}|_{T_{\omega \text{ треб}}} = 5,355 \cdot 10^6 \text{ Гц}; \Delta f_{\text{LPLL}}|_{T_{\omega \text{ треб}}} = 53,839 \cdot 10^3 \text{ Гц}.$$

Аддитивный белый гауссов шум значительно влияет на динамические характеристики системы ФАПЧ 2-го порядка (растет время синхронизации, снижается эффективная полоса захвата); результаты работы ГЛСС в шумах позволяют провести захват частоты в широком диапазоне, оставаясь в пределах установленных границ допустимого временного интервала синхронизации. При этом помехоустойчивость обеих структур находится на одинаковом уровне: энергетический проигрыш по BER составляет  $0,35 \div 0,54$  дБ.

Высокие динамические характеристики демодулятора BPSK на основе ГЛСС позволяют говорить о возможности его применения в перспективных ЦСПИ в том числе использующих методы скоростной перестройки частоты – ППРЧ, ЛЧМ.

### 5.3 Сравнительное исследование синтезаторов частоты

В данном разделе приводятся результаты сравнительного исследования структуры синтезатора частоты на основе ГЛСС и структуры синтезатора частоты на основе системы ФАПЧ с ЧФД и схемой накачки заряда (CPPLL). Последняя структура широко применяется в современных устройствах косвенного частотного синтеза [61], [70], [86], [93].

Разработаны программные модели сравниваемых структур в Simulink. Определены исходные данные на разработку, осуществлен расчет значений параметров по представленным методикам. Сравнение динамических характеристик структур синтезаторов ведется при дискретной перестройке частоты в границах рабочего диапазона. Получены оценки времени частотной синхронизации при различном размере шага перестройки.

Принятые ограничения:

- характеристики управления частотой подстраиваемых генераторов линеаризованы;
- отсутствуют собственные шумы у компонентов синтезаторов.

### Исходные данные и расчет параметров

Исходные данные для разработки синтезатора ГЛСС представлены в таблице 5.10.

Таблица 5.10 Исходные данные к проектированию синтезатора ГЛСС

Частота сигнала эталонного генератора	$f_{\text{э}}$	$100 \cdot 10^6$ Гц
Частота сравнения (детекторов)	$F_{\text{д}}$	$100 \cdot 10^6$ Гц
Диапазон частот ПГ	$f_{\text{ПГ}}$	$3,2 \cdot 10^9 \div 6,4 \cdot 10^9$ Гц
Диапазон изменения коэффициента ДПКД	$N_{\text{ДПКД}}$	$32 \div 64$
Напряжение питания	$U_{\text{пит}}$	3,3 В
Амплитуда сигнала СД/ФД в полосе пропускания ФНЧ	$U_{\text{ФДО}}$	1В
Шаг частоты ГУН по ЦВ	$\Delta f_{\text{ПГ ЦВ}}$	$200 \cdot 10^6$ Гц
Демпинг фактор	$\zeta$	0,707
Коэффициент передачи прямой ветви ПФ АВ	$K_1$	1

#### Расчет параметров синтезатора частоты на основе GLSS

1. Рассчитаем параметры ЦВ:

$$N_{\text{ЦВ max}} = \frac{\Delta f_{\text{ПГ max}}}{\Delta f_{\text{ПГ ЦВ}}} = \frac{3,2 \cdot 10^9}{200 \cdot 10^6} = 16;$$

$$q_{\text{ЦВ}} = \log_2(N_{\text{ЦВ max}}) = 4,$$

$$\Delta U_{\text{ЦВ}} = \frac{U_{\text{пит}}}{N_{\text{ЦВ max}}} = \frac{3,3}{16} = 206,25 \cdot 10^{-3} \text{ В.}$$

2. Определим требуемую крутизну ПГ:

$$S_{\text{ПГ}} = \frac{d(2\pi\Delta f_{\text{ПГ}})}{d(\Delta U_{\text{рег}})} = \frac{2\pi(f_{\text{ПГ max}} - f_{\text{ПГ min}})}{U_{\text{пит}} - 0} = \frac{2\pi \cdot 3,2 \cdot 10^9}{3,3} = 6,092785752 \cdot 10^9 \frac{\text{рад/с}}{\text{В}}.$$

3. Максимальное напряжения на выходе детектора (амплитуда сигнала):

$$U_{\text{ФДО}} = 1\text{В.}$$

4. Максимальное напряжение регулировки частоты по АВ:

$$U_{\text{рег АВ max}} = \frac{2\pi\Delta f_{\text{ПГ АВ max}}}{S_{\text{ПГ}}} = \frac{2\pi\Delta f_{\text{ПГ ЦВ}} / 2}{S_{\text{ПГ}}} = \frac{2\pi \cdot 200 \cdot 10^6 / 2}{6,092785752 \cdot 10^9} = 103,126 \cdot 10^{-3} \text{ В.}$$

5. Коэффициент передачи УПТ по АВ:

$$K_{\text{УПТ}} = \frac{U_{\text{рег АВ max}}}{U_{\text{ФДО}}} = 103,126 \cdot 10^{-3}.$$

6. Коэффициент передачи петли ФАПЧ по АВ:

$$K_{\text{ФАПЧ}} = \frac{U_{\text{ФДО}} K_{\text{УПТ}} S_{\text{ПГ}}}{N} = \frac{U_{\text{рег АВ max}} S_{\text{ПГ}}}{N},$$

$$K_{\text{ФАПЧ0}} = \frac{103,126 \cdot 10^{-3} \cdot 6,092785752 \cdot 10^9}{48} = 13,089969 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{с}}, (2,083 \cdot 10^6 \text{Гц}),$$

$$K_{\text{ФАПЧ1}} = \frac{103,126 \cdot 10^{-3} \cdot 6,092785752 \cdot 10^9}{32} = 19,634954 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{с}}, (3,125 \cdot 10^6 \text{Гц}),$$

$$K_{\text{ФАПЧ2}} = \frac{103,126 \cdot 10^{-3} \cdot 6,092785752 \cdot 10^9}{64} = 9,817477 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{с}}, (1,563 \cdot 10^6 \text{Гц}).$$

Отметим, что значения коэффициента петлевого усиления по АВ в трех точках диапазона соотносятся как:

$$K_{\text{ФАПЧ0}} : K_{\text{ФАПЧ1}} : K_{\text{ФАПЧ2}} = 1,00 : 1,50 : 0,75.$$

7. Коэффициент интегратора АВ для обеспечения устойчивости петли выбирается:

$$K_2 = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{2} = 6,544984695 \cdot 10^6.$$

8. Проверка устойчивости петли:

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{K_2}},$$

$$\zeta_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_{\text{ФАПЧ0}}}{K_2}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{13,08996939 \cdot 10^6}{6,544984695 \cdot 10^6}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{1}} = 0,707,$$

$$\zeta_1 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_{\text{ФАПЧ1}}}{K_2}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{19,63495405 \cdot 10^6}{6,544984695 \cdot 10^6}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{1}} \cdot 1,5 = 0,866,$$

$$\zeta_2 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_{\text{ФАПЧ2}}}{K_2}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{13,08996939 \cdot 10^6}{9,817477 \cdot 10^6}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2}{1}} \cdot 0,75 = 0,612.$$

Рассчитанные значения демпинг фактора для крайних точек диапазон перестройки частоты ПГ не приводят к значительным изменениям устойчивости контура и являются допустимыми. Зависимость отношения  $\Delta F_{\text{ш}} / \omega_n$  от демпинг фактора  $\zeta$  можно посмотреть в [91, р. 32].

9. Расчет односторонней эквивалентной шумовой полосы:

$$\Delta F_{\text{ш}} = \frac{K_{\text{ФАПЧ}}}{4} \left( 1 + \frac{K_2}{K_{\text{ФАПЧ}} K_1} \right),$$

$$\Delta F_{\text{ш0}} = \frac{13,089969 \cdot 10^6}{4} \left( 1 + \frac{6,544985 \cdot 10^6}{13,089969 \cdot 10^6 \cdot 1} \right) = 4,908738 \cdot 10^6 \text{Гц},$$

$$\Delta F_{\text{ш1}} = \frac{19,634954 \cdot 10^6}{4} \left( 1 + \frac{6,544985 \cdot 10^6}{19,634954 \cdot 10^6 \cdot 1} \right) = 6,528622 \cdot 10^6 \text{Гц},$$

$$\Delta F_{\text{ш2}} = \frac{9,817477 \cdot 10^6}{4} \left( 1 + \frac{6,544985 \cdot 10^6}{9,817477 \cdot 10^6 \cdot 1} \right) = 4,090615 \cdot 10^6 \text{Гц}.$$

Значения основных параметров и характеристик синтезатора ГЛСС, полученные в ходе данного расчета, представлены в таблице 5.11.



Таблица 5.11 Параметры и характеристики синтезатора ГЛСС

Точка диапазона		нижняя	средняя	верхняя
Частота выходного сигнала ПГ	$f_{\text{ПГ}}$	$3,2 \cdot 10^9$ Гц	$4,8 \cdot 10^9$ Гц	$6,4 \cdot 10^9$ Гц
Коэффициент ДПКД	$N_{\text{ДПКД}}$	32	48	64
Коэффициент петлевого усиления	$K_{\text{ФАПЧ}}$	$3,125 \cdot 10^6$ Гц	$2,083 \cdot 10^6$ Гц	$1,563 \cdot 10^6$ Гц
Демпинг фактор	$\zeta$	0,817	0,707	0,612
Эквивалентная шумовая полоса	$\Delta F_{\text{Ш}}$	$6,528 \cdot 10^6$ Гц	$4,908 \cdot 10^6$ Гц	$4,09 \cdot 10^6$ Гц

Используя полученное для синтезатора ГЛСС значение эквивалентной шумовой полосы, проведем расчет параметров синтезатора частоты на основе системы ФАПЧ с накачкой заряда. Исходные данные для расчета представлены в таблице 5.12.

Таблица 5.12 Исходные данные к проектированию синтезатора CPPLL

Номинальный коэффициент ДПКД	$N$	48
Шумовая полоса	$\Delta F_{\text{Ш}}$	$4,908 \cdot 10^6$ Гц
Чувствительность ПГ ( $S_{\text{ПГ}}/2\pi$ )	$K_{\text{ПГ}}$	$969,696 \cdot 10^6$ Гц/В
Ток накачки заряда (HMC833 DS [65])	$I_{\text{нз}}$	$2,54 \cdot 10^{-3}$ А
Демпинг фактор	$\zeta$	0,707

Расчет значений параметров компонентов устройства будем вести для центральной точки диапазона 4,8 ГГц, коэффициент ДПКД 48. Для расчета параметров можно воспользоваться ранее представленной методикой в разделе 5.1 для систем CPPLL с петлевым фильтром 1-го и 2-го порядков, приняв во внимание наличие коэффициента деления в петле обратной связи системы. Полученные по этим методикам значения указаны в таблице 5.13. На практике к фильтрующим свойствам систем ФАПЧ в задачах синтеза частоты предъявляются более жесткие требования: -применяются фильтры более высокого порядка. Исходя из этого, также был проведен представленный ниже расчет системы CPPLL с фильтром 3-го порядка по методике, представленной в [98]. Полученные расчетные значения параметров также указаны в таблице 5.13.

### Расчет параметров синтезатора частоты на основе CPPLL

1. Вычислим собственную частоту петли  $\omega_n$  в центре частотного диапазона:

$$\omega_n = \frac{2\Delta F_{\text{Ш}}}{\zeta + \frac{1}{4\zeta}} = \frac{2 \cdot 4,908 \cdot 10^6}{0,707 + \frac{1}{4 \cdot 0,707}} = 9,256472 \cdot 10^6 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$$

2. Рассчитаем емкость петлевого фильтра  $C_2$ :

$$C_2 = \frac{I_{\text{нз}} K_{\text{ПГ}}}{N(\omega_n)^2} = \frac{2,54 \cdot 10^{-3} \cdot 969,696 \cdot 10^6}{48 \cdot (9,256472 \cdot 10^6)^2} = 5,988 \cdot 10^{-10} \text{ Ф.}$$

3. Вычислим сопротивление петлевого фильтра  $R_1$ :

$$R_1 = 2\zeta \sqrt{\frac{N}{I_{\text{нз}} K_{\text{III}} C_2}} = 2 \cdot 0,707 \cdot \sqrt{\frac{48}{2,54 \cdot 10^{-3} \cdot 969,696 \cdot 10^6 \cdot 5,988 \cdot 10^{-10}}} = 255 \text{ Ом.}$$

4. Определим емкость петлевого фильтра  $C_1$ :

$$C_1 = \frac{C_2}{10} = 59,88 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

5. Выберем значения сопротивления и емкости петлевого фильтра:

$$R_2 = R_1 = 255 \text{ Ом,}$$

$$C_3 = \frac{C_2}{10} = 59,88 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

$R_2$  и  $C_3$  снижают так называемые «спуры» (паразитные дискретные компоненты спектра), обусловленные опорной частотой [98]. Произведение значений номиналов этих компонентов должно быть как минимум 1 / 10 от произведения  $R_1 \cdot C_2$ .

Таблица 5.13 Значения параметров синтезаторов CPPLL

CPPLL 2 пор.	CPPLL 3 пор.	CPPLL 4 пор.
$C = 152,758 \text{ пФ}$ $R_2 = 1 \text{ кОм}$ $I_{\text{нз}} = 647,89 \text{ мкА}$	$C = 152,758 \text{ пФ}$ $C_3 = 15,276 \text{ пФ}$ $R_2 = 1 \text{ кОм}$ $I_{\text{нз}} = 647,89 \text{ мкА}$	$C_1 = 59,88 \text{ пФ}$ $C_2 = 598,8 \text{ пФ}$ $C_3 = 59,88 \text{ пФ}$ $R_1 = 1 \text{ кОм}$ $R_2 = 1 \text{ кОм}$ $I_{\text{нз}} = 2,665 \text{ мА}$

Далее также было проведено моделирование для рассчитанных значений параметров структур при следующих значениях эквивалентной шумовой полосы:

$$\Delta F_{\text{III1}} = \Delta F_{\text{III0}} / 5 = 980 \text{ кГц,}$$

$$\Delta F_{\text{III2}} = \Delta F_{\text{III0}} / 10 = 490 \text{ кГц,}$$

$$\Delta F_{\text{III3}} = \Delta F_{\text{III0}} / 25 = 196 \text{ кГц.}$$

Это связано с тем, что на практике обычно значение шумовой полосы лежит в диапазоне десятков и сотен килогерц.

### Разработка программного стенда и результаты моделирования

Структура тестового стенда в Simulink представлена на рисунке 5.25. Стенд включает в себя формирователь тестового (эталонного) сигнала, 4 исследуемые структуры синтезаторов частоты на основе систем GLSS и CPPLL 1-го, 2-го и 3-го порядков, средства визуализации данных во временной области.

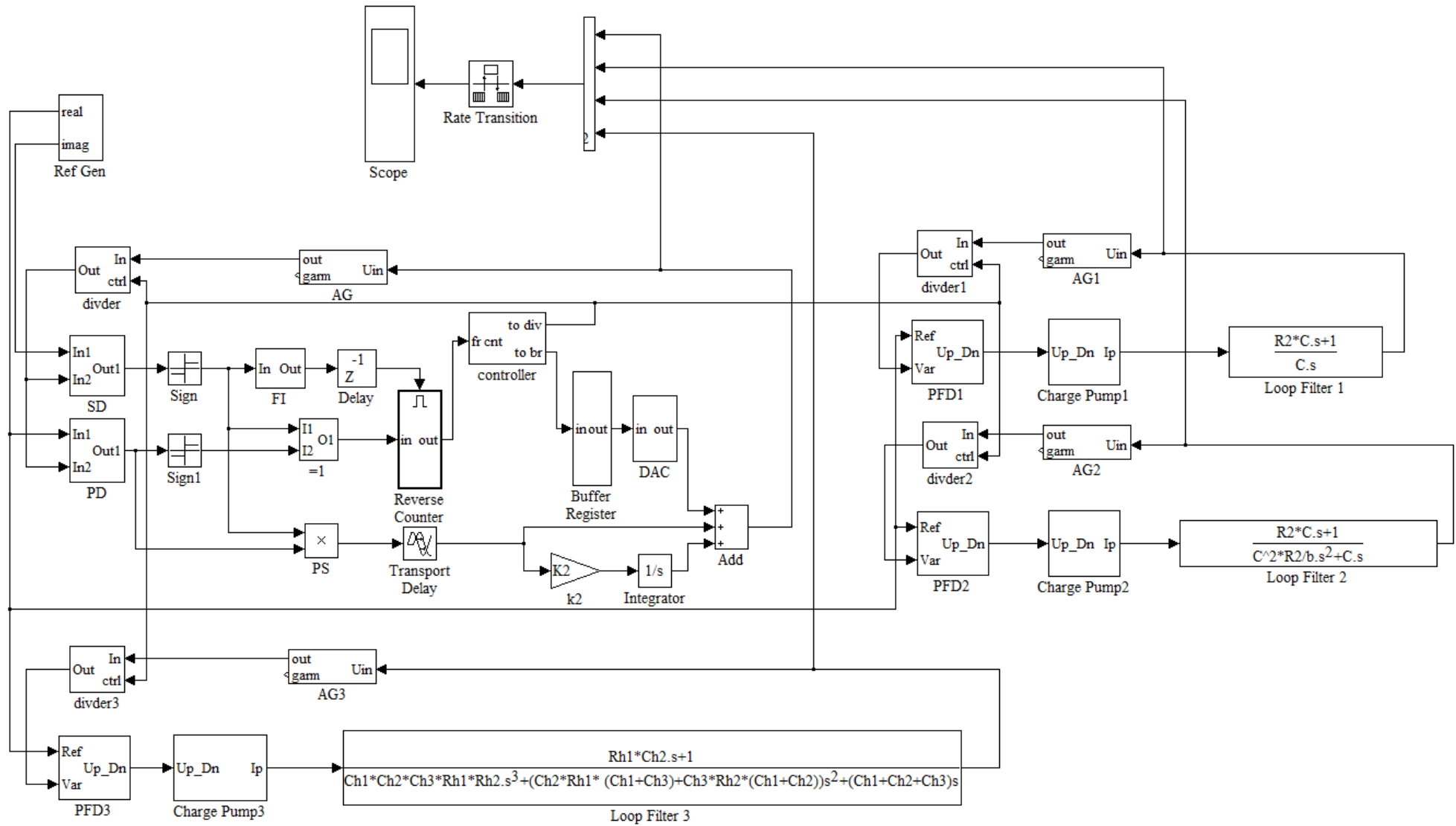


Рисунок 5.25 – Структура тестового стенда исследуемых синтезаторов частоты в Simulink

На рисунках 5.26 - 5.33 представлены полученные в модели эпюры напряжений регулировки частоты ПГ для исследуемых структур синтезаторов  $U_{\text{per}}(t)$  при различных значениях эквивалентной шумовой полосы и двух наборов последовательных дискретных шагов перестройки частоты  $\Delta f_{\text{ПГ}} = [-100 \text{ МГц}; -200 \text{ МГц}; -400 \text{ МГц}; +800 \text{ МГц}]$  и  $\Delta f_{\text{ПГ}} = [+1600 \text{ МГц}; -3200 \text{ МГц}; +3200 \text{ МГц}]$ . Первый шаг осуществляется от центральной частоты диапазона 4,8 ГГц. Соответственно конечные значения частоты ПГ равны  $f_{\text{ПГ}} = [4,7 \text{ ГГц}; 4,5 \text{ ГГц}; 4,1 \text{ ГГц}; 4,9 \text{ ГГц}]$  для первого набора значений и  $f_{\text{ПГ}} = [6,4 \text{ ГГц}; 3,2 \text{ ГГц}; 6,4 \text{ ГГц}]$  для второго набора значений шагов перестройки частоты.

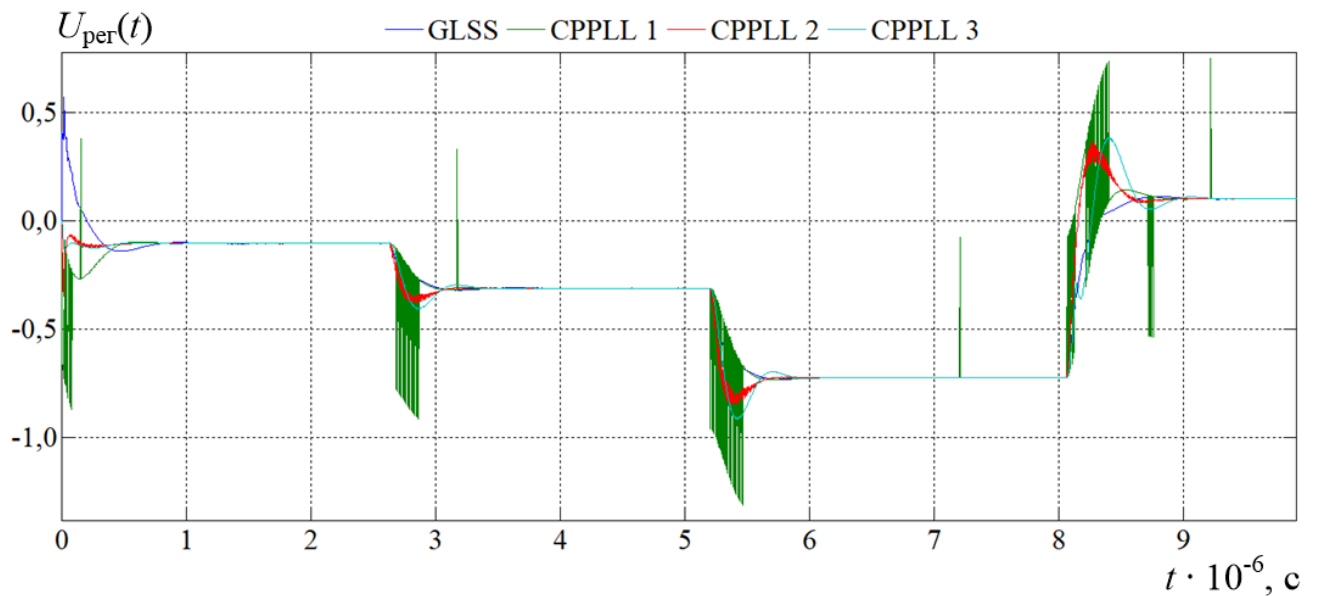


Рисунок 5.26 – Перестройка частоты синтезаторов внутри диапазона,  $\Delta F_{\text{ш}} \approx 4,9 \text{ МГц}$ .

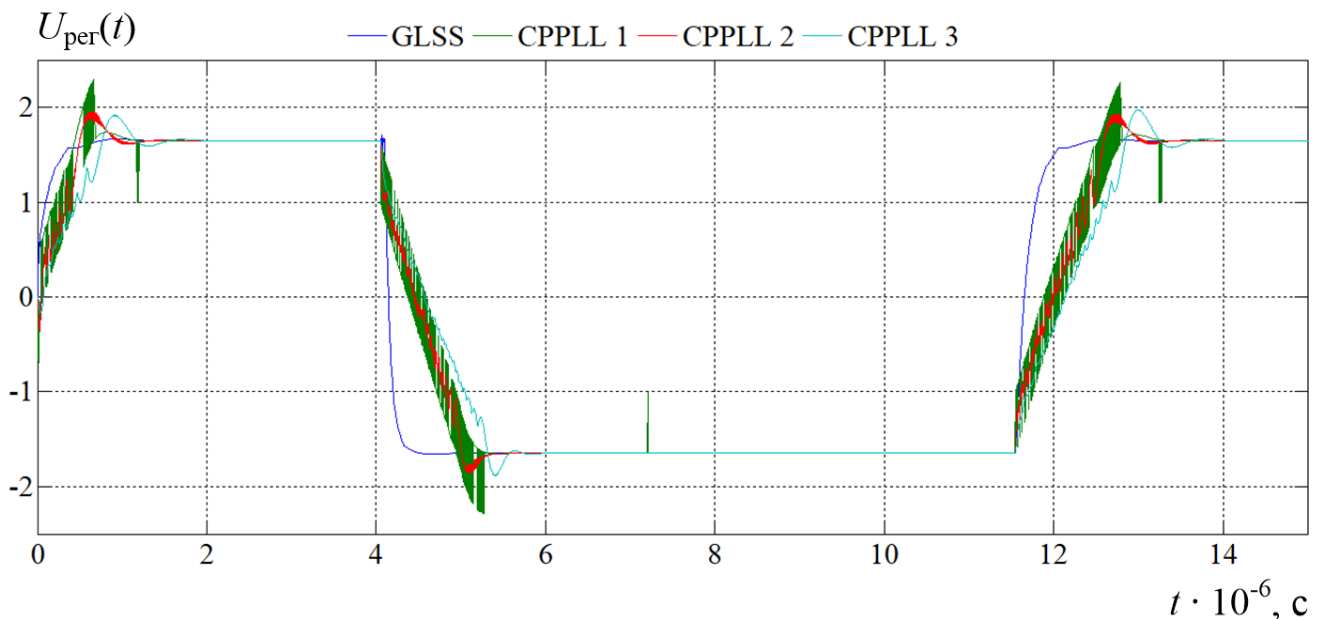


Рисунок 5.27 – Перестройка частоты синтезаторов между краями диапазона,  $\Delta F_{\text{ш}} \approx 4,9 \text{ МГц}$

При сравнительно больших значениях эквивалентной шумовой полосы (коэффициента петлевого усиления). В этих условиях при расстройках 100 МГц, 200 МГц, 400 МГц, 800 МГц скорость синхронизации сравниваемых структур практически одинаковы, что обусловлено низкими значениями относительной частотной расстройки на входе детектора  $\gamma_d = 1 \div 20$ . Разница проявляется при более значительных расстройках показанных на рисунке 5.27, где  $\gamma_d \geq 20$ :  $|\Delta f_{\text{III}}| = 3200$  МГц. С уменьшением эквивалентной шумовой полосы происходит рост выигрыша в быстродействии синтезатора ГЛСС по сравнению со структурами на основе CPPLL, что видно на рисунках 5.28-5.33. Это обусловлено снижением коэффициента петлевого усиления  $K$  и соответствующим ростом относительной частотной расстройки  $\gamma_d$  при тех же значениях  $\Delta f_{\text{III}}$ .

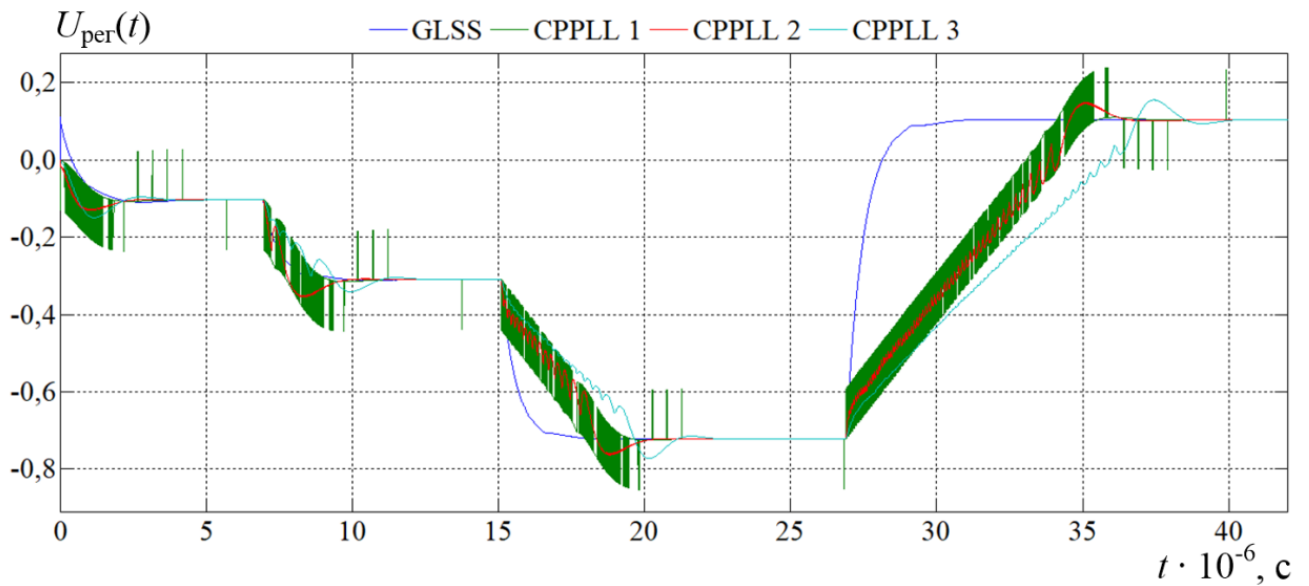


Рисунок 5.28 – Перестройка частоты синтезаторов внутри диапазона,  $\Delta F_{\text{III}} \approx 0,98$  МГц

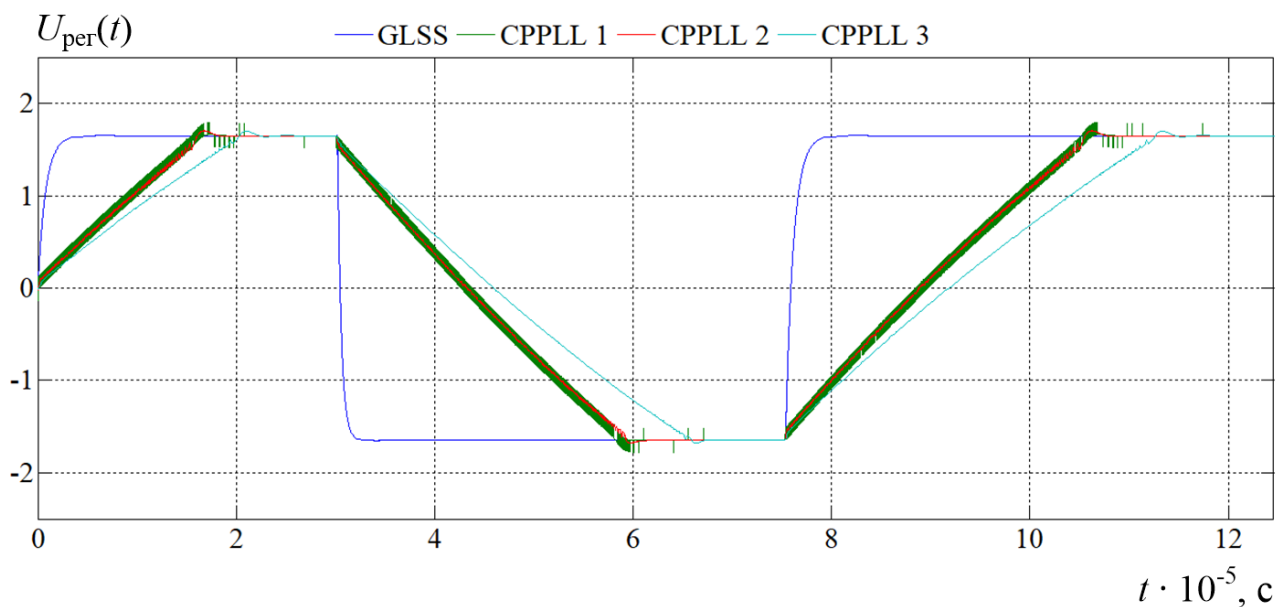


Рисунок 5.29 – Перестройка частоты синтезаторов между краями диапазона,  $\Delta F_{\text{III}} \approx 0,98$  МГц

Время синхронизации системы CPPLL 1-го и 2-го порядков одинаковы во всем диапазоне рассматриваемых расстроек. Время синхронизации CPPLL 3-го порядка совпадает с временем других структур CPPLL при малых значениях относительной частотной расстройки. Совпадение времен говорит о корректном расчете коэффициента петлевого усиления.

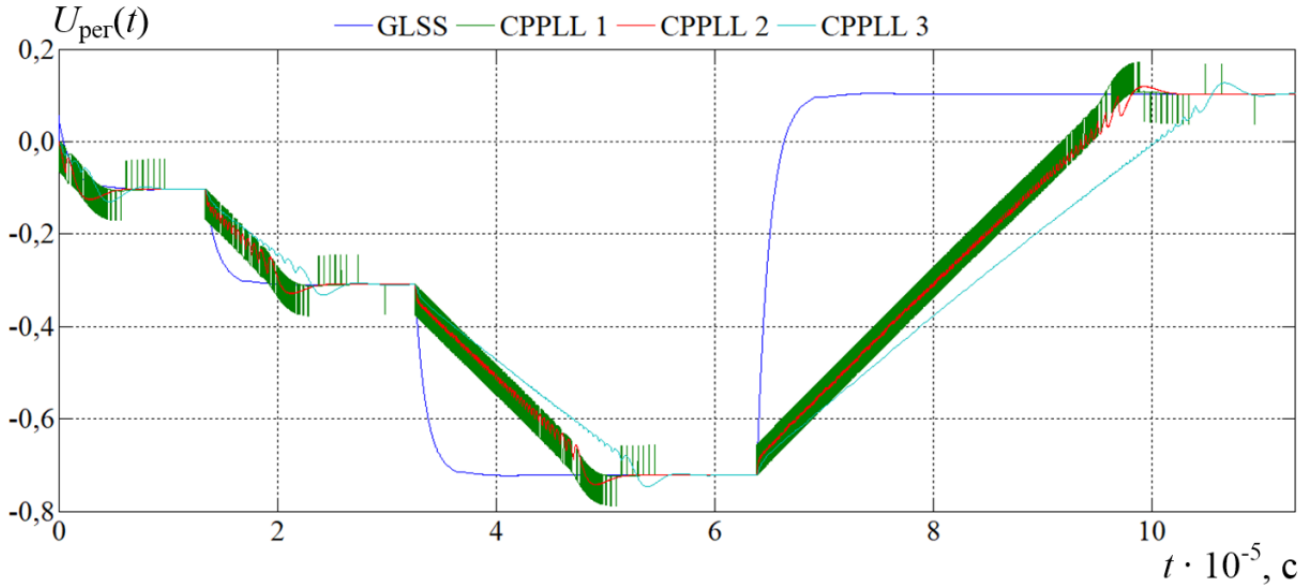


Рисунок 5.30 – Перестройка частоты синтезаторов внутри диапазона,  $\Delta F_{III} \approx 490 \text{ КГц}$

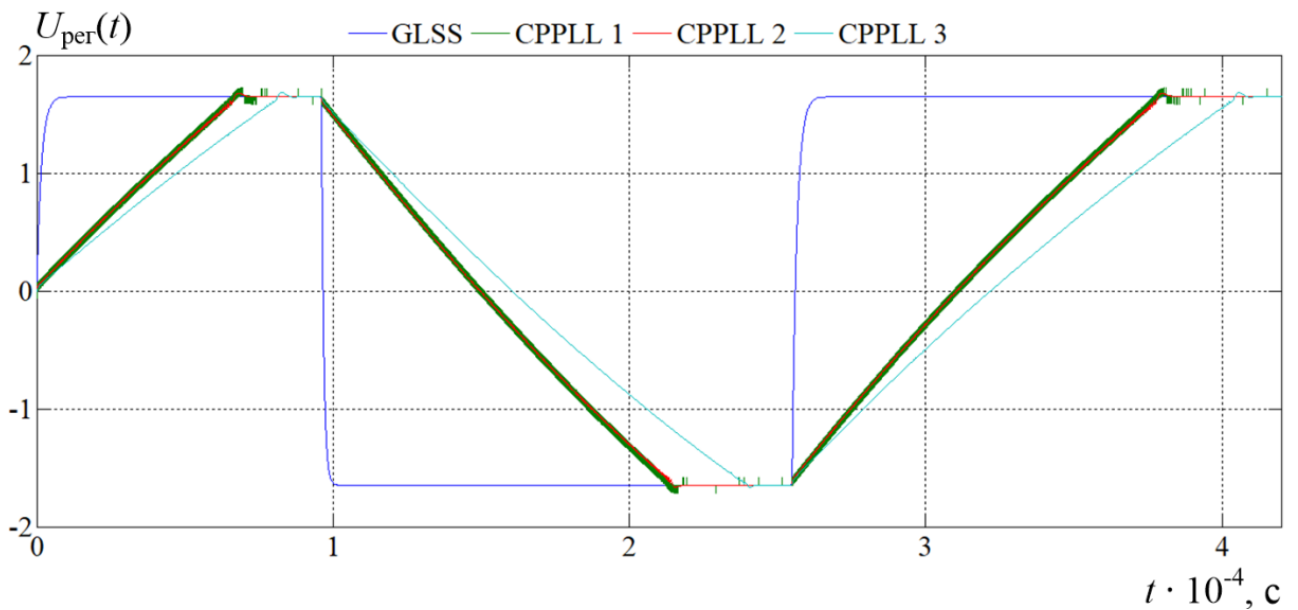


Рисунок 5.31 – Перестройка частоты синтезаторов между краями диапазона,  $\Delta F_{III} \approx 490 \text{ КГц}$

С увеличением относительной расстройки происходит увеличение разрыва времени синхронизации, что видно по рисункам 5.28-5.33. Это обусловлено двумя причинами:

1. фильтр большего порядка обеспечивает более «жесткую» частотную селекцию; АЧХ имеет более крутой спад, что приводит к снижению скорости накачки при больших расстройках частоты;

2. более сложная формула связи параметров для системы большего порядка (для CPPLL 3-го порядка) приводит к большим отклонениям значений параметров при изменении коэффициента ДПКД.

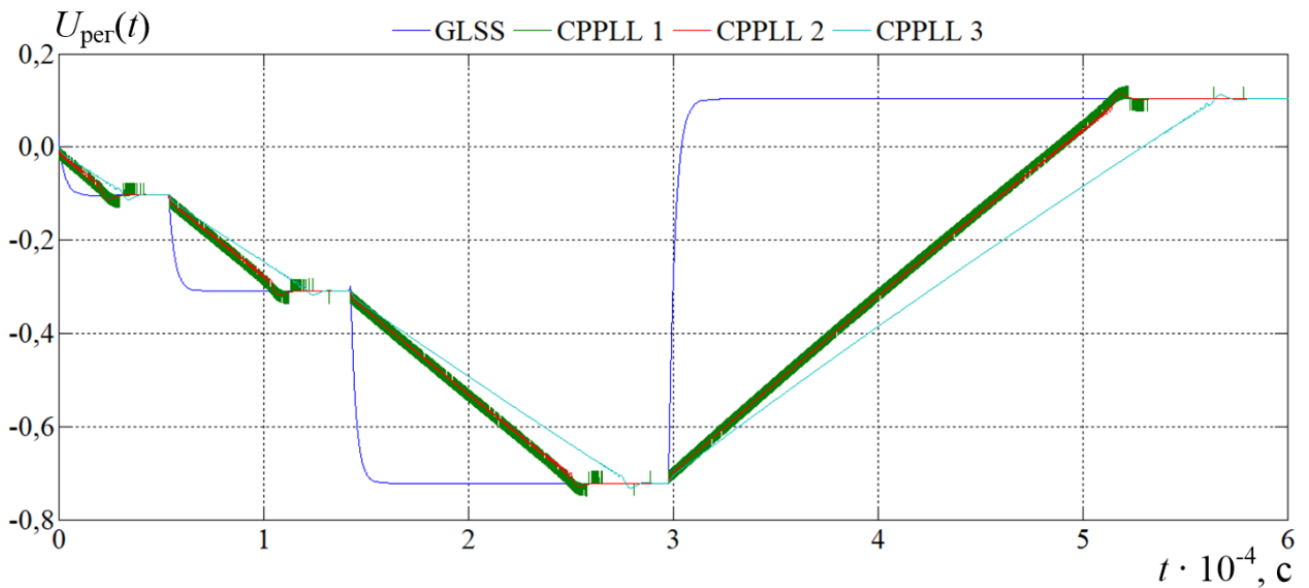


Рисунок 5.32 – Перестройка частоты синтезаторов внутри диапазона,  $\Delta F_{III} \approx 200$  КГц

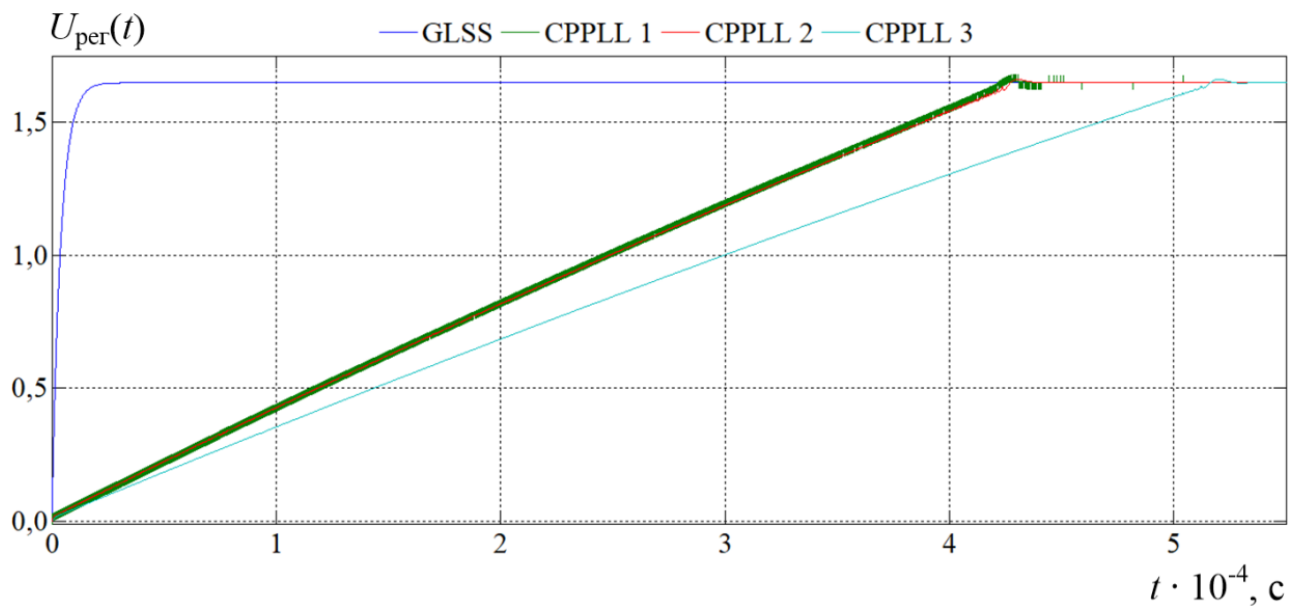


Рисунок 5.33 – Перестройка частоты синтезаторов между краями диапазона,  $\Delta F_{III} \approx 200$  КГц

Полученные в ходе имитационного моделирования экспериментальные данные по времени перестройки частоты для структур синтезаторов на основе GLSS и на основе системы CPPLL с петлевым фильтром 2-го порядка представлены в таблицах 5.14-5.17. При смене коэффициента деления ДПКД происходит отклонение реальных значений петлевых параметров систем ФАПЧ от номинальных. Для более корректного анализа динамических характеристик систем необходимо проводить оценку времени синхронизации с учетом данной проблемы ухода значений параметров. Соответственно, был осуществлен пересчет значений коэффициента пет-

левого усиления  $K_{\text{реал } k}$  ( $k$  – условный номер) и эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{\text{Ш GLSS реал } k}$ ,  $\Delta F_{\text{Ш CPPLL2 реал } k}$  (индексы GLSS, CPPLL2 означают соответственно структуры GLSS и CPPLL с фильтром 2-го порядка) для каждого моделируемого случая перестройки синтезаторов. Полученные значения приведены в соответствующих графах таблиц 5.14-5.17. Ниже представлены аналитические выражения, использовавшиеся для пересчета параметров (указанные формулы получены из ранее представленных в разделах 4, 5.1, 5.2, 5.3 примеров расчета параметров).

Оценка реального значения коэффициента петлевого усиления всех синтезаторов:

$$K_{\text{реал } k} = \frac{K_{\text{ном}} N_0}{N_k}.$$

Оценка относительной частотной расстройки на входе детектора:

$$\gamma_{\text{Д } k} = \left| \frac{\Delta f_{\text{Д}}}{K_{\text{реал } k}} \right| = \left| \frac{f_{\text{Э}} - f_{\text{ПГ}} / N_k}{K_{\text{реал } k}} \right|.$$

Оценка реального значения эквивалентной шумовой полосы синтезатора GLSS:

$$\Delta F_{\text{Ш GLSS реал } k} = \frac{2\pi K_{\text{реал } k}}{4} \left( 1 + \frac{K_2}{2\pi K_{\text{реал } k}} \right)^{-1}.$$

Оценка реального значения эквивалентной шумовой полосы синтезатора CPPLL №2:

$$\Delta F_{\text{Ш CPPLL2 реал } k} = \frac{\omega_{\text{n CPPLL2 реал } k}}{2} \left( \zeta_{\text{CPPLL2 реал } k} + \frac{1}{4\zeta_{\text{CPPLL2 реал } k}} \right).$$

где:

$$\omega_{\text{n CPPLL2 реал } k} = \frac{2\pi K_{\text{реал } k}}{2\zeta_{\text{CPPLL2 реал } k}};$$

$$\zeta_{\text{CPPLL2 реал } k} = \sqrt{\frac{2\pi K_{\text{реал } k} t_2}{4}} = \sqrt{\frac{2\pi K_{\text{реал } k} R_2 C}{4}}.$$

Таблица 5.14 Экспериментальные данные по скорости перестройки частоты при  $K_{\text{ном}} = 2$  МГц

$N$	$K_{\text{реал}}, [\text{Гц}]$	$\Delta f_{\text{ПГ}}, \text{МГц}$	$\gamma_{\text{Д}}$	$T_{\text{син GLSS}}, [\text{с}]$	$T_{\text{син CPPLL2}}, [\text{с}]$	$\Delta F_{\text{Ш GLSS реал}}, [\text{Гц}]$	$\Delta F_{\text{Ш CPPLL2 реал}}, [\text{Гц}]$
47	2,13E+06	-100	1	7,50E-07	6,00E-07	4,98E+06	4,98E+06
45	2,22E+06	-200	2	6,80E-07	5,70E-07	5,13E+06	5,13E+06
41	2,44E+06	-400	4	6,80E-07	5,90E-07	5,47E+06	5,47E+06
49	2,04E+06	+800	8	9,30E-07	7,80E-07	4,84E+06	4,84E+06
64	1,56E+06	+1600	16	1,20E-06	1,33E-06	4,09E+06	4,09E+06
32	3,12E+06	-3200	32	6,80E-07	1,33E-06	6,54E+06	6,54E+06
64	1,56E+06	+3200	32	1,25E-06	1,85E-06	4,09E+06	4,09E+06



Таблица 5.15 Экспериментальные данные по скорости перестройки частоты при  $K_{\text{НОМ}} = 416$  КГц

$N$	$K_{\text{реал}}, [\text{Гц}]$	$\Delta f_{\text{ПГ}}, [\text{МГц}]$	$\gamma_{\text{д}}$	$T_{\text{син GLSS}}, [\text{с}]$	$T_{\text{син CPPLL2}}, [\text{с}]$	$\Delta F_{\text{Ш GLSS реал}}, [\text{Гц}]$	$\Delta F_{\text{Ш CPPLL2 реал}}, [\text{Гц}]$
47	4,25E+05	-100	5	3,90E-06	3,80E-06	9,96E+05	9,96E+05
45	4,44E+05	-200	10	4,05E-06	4,05E-06	1,03E+06	1,03E+06
41	4,88E+05	-400	20	4,90E-06	4,90E-06	1,09E+06	1,09E+06
49	4,08E+05	+800	40	8,60E-06	9,30E-06	9,68E+05	9,68E+05
64	3,12E+05	+1600	80	1,00E-05	1,85E-05	8,18E+05	8,18E+05
32	6,25E+05	-3200	160	5,80E-06	3,03E-05	1,31E+06	1,31E+06
64	3,12E+05	+3200	160	1,16E-05	3,26E-05	8,18E+05	8,18E+05

Таблица 5.16 Экспериментальные данные по скорости перестройки частоты при  $K_{\text{НОМ}} = 208$  КГц

$N$	$K_{\text{реал}}, [\text{Гц}]$	$\Delta f_{\text{ПГ}}, [\text{МГц}]$	$\gamma_{\text{д}}$	$T_{\text{син GLSS}}, [\text{с}]$	$T_{\text{син CPPLL2}}, [\text{с}]$	$\Delta F_{\text{Ш GLSS реал}}, [\text{Гц}]$	$\Delta F_{\text{Ш CPPLL2 реал}}, [\text{Гц}]$
47	2,12E+05	-100	10,02	1,00E-05	1,05E-05	4,97E+05	4,97E+05
45	2,22E+05	-200	20,03	8,55E-06	1,01E-05	5,23E+05	5,12E+05
41	2,44E+05	-400	40,06	1,14E-05	2,04E-05	5,74E+05	5,46E+05
49	2,04E+05	+800	80,13	1,62E-05	3,92E-05	4,80E+05	4,84E+05
64	1,56E+05	+1600	160,26	2,00E-05	7,00E-05	3,68E+05	4,09E+05
32	3,12E+05	-3200	320,5	1,40E-05	1,24E-04	7,35E+05	6,54E+05
64	1,56E+05	+3200	320,5	2,51E-05	1,35E-04	3,68E+05	4,09E+05

Таблица 5.17 Экспериментальные данные по скорости перестройки частоты при  $K_{\text{НОМ}} = 83$  КГц

$N$	$K_{\text{реал}}, [\text{Гц}]$	$\Delta f_{\text{ПГ}}, [\text{МГц}]$	$\gamma_{\text{д}}$	$T_{\text{син GLSS}}, [\text{с}]$	$T_{\text{син CPPLL2}}, [\text{с}]$	$\Delta F_{\text{Ш GLSS реал}}, [\text{Гц}]$	$\Delta F_{\text{Ш CPPLL2 реал}}, [\text{Гц}]$
47	8,48E+04	-100	25,1	2,50E-05	3,20E-05	1,98E+05	1,99E+05
45	8,85E+04	-200	50,2	3,55E-05	6,05E-05	2,04E+05	2,05E+05
41	9,72E+04	-400	100,4	2,73E-05	1,17E-04	2,18E+05	2,18E+05
49	8,13E+04	+800	200,8	5,20E-05	2,32E-04	1,93E+05	1,93E+05
64	6,23E+04	+1600	401,6	5,00E-05	4,50E-04	1,63E+05	1,63E+05

Полученные оценки времен синхронизации структур, представленные в таблицах 5.14-5.17, нормированы к соответствующим скорректированным значениям петлевого усиления и эквивалентной шумовой полосы и представлены на рисунке 5.35. По оси абсцисс обозначение относительной начальной расстройки соответствует реальной расстройке на входе детекторов:

$$\gamma_{\text{нач}} = \gamma_{\text{д}}$$

По оси ординат нормировка проводится к соответствующим каждой из структур значениям эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{\text{Ш реал}}$ .

Точки на рисунке 5.34, обозначенные ромбом, относятся к синтезатору GLSS, точки маркированные кружками – к синтезатору CPPLL.

Благодаря проведенной коррекции величин коэффициента петлевого усиления и шумовой полосы, оптимизирующей значения этих параметров при смене коэффициента деления ДПКД в синтезаторах, нормированные оценки, представленные на рисунке 5.34 в сравнении с рисунком

5.8, имеют качественное совпадение формы кривой зависимостей времени установки от начального частотного рассогласования для структур GLSS и CPPLL.

Количественные данные в отдельных точках совпадают с разбросом достигающим 10%. Отклонения этих оценок вызваны определенной размытостью критерия окончания процесса синхронизации. Кроме того, при моделировании и получении оценок времени синхронизации не конкретизируются начальные состояния фазы генераторов систем, что может приводить к некоторому стохастическому разбросу траекторий движения изображающей точки на фазовом портрете системы. Для структуры ГЛСС это также может приводить к конечной синхронизации в четной либо нечетной точке устойчивого равновесия, а также к погрешностям при вычислении реальных значений нормированных величин  $\Delta F_{\text{III реал}}$ .

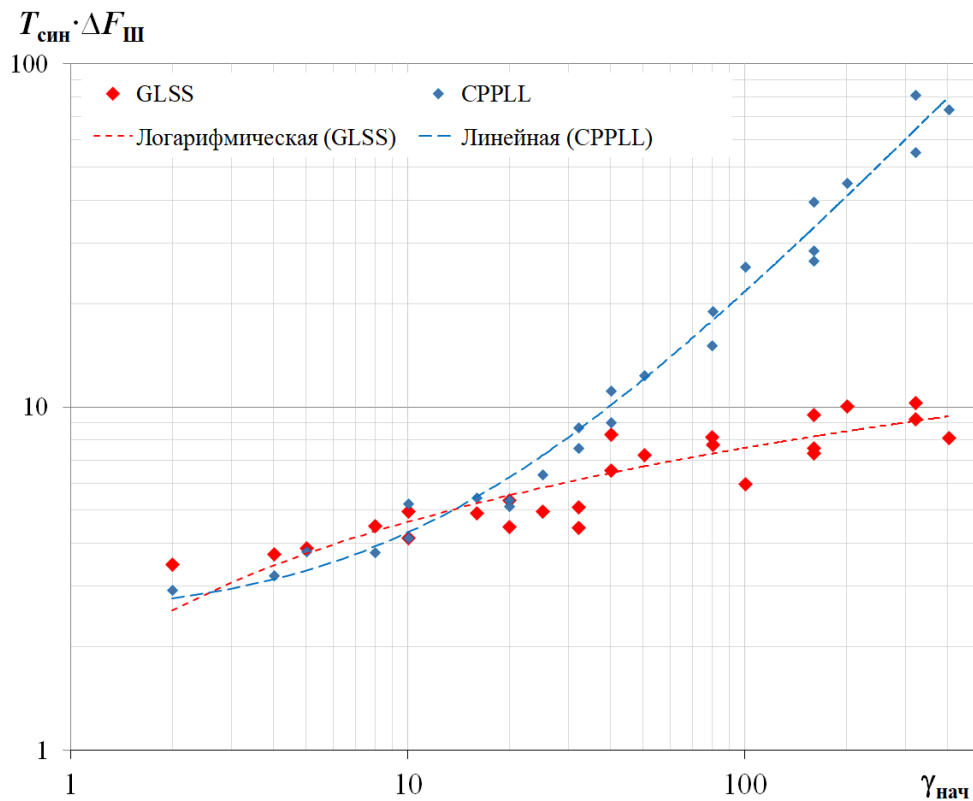


Рисунок 5.34 – Зависимости времен синхронизации от начальной частотной расстройки

В частности, в качестве критерия окончания процесса синхронизации выбрано достижение отклонения напряжения от искомого на уровне равном 4 мВ, что эквивалентно точности установки частоты ПГ равной  $4 \text{ мВ} / 3,3 \text{ В} \cdot 3,2 \text{ ГГц} = 3,88 \text{ МГц}$ . Такой выбор является неоднозначным. Этот критерий не учитывает в должной мере связь конечной оценки времени синхронизации и процесса синхронизации «по фазе» который традиционно при анализе систем ФАПЧ отделяют от процесса синхронизации по частоте.

Для ГЛСС время синхронизации по фазе составляет весомую часть времени общего процесса синхронизации и для различных точек диапазона может отличаться, поскольку зависит от

шумовой полосы и демпинг фактора. В синтезаторах частоты, из-за наличия ДПКД, в конкретном случае, изменение величины эквивалентной шумовой полосы может достигать 1,6 раз (см. таблицу 5.17). Одновременно с этим в системе также происходит изменение значения демпинг фактора.

Вследствие изложенного время установления по фазе может меняться, а процесс может иметь различный уровень перерегулирования, что также может сказаться на оценке величины интервала времени конечного установления частоты. Проведенную нормировку величины  $\Delta F_{III}$  можно уточнить используя известные данные о зависимости отношения  $2\pi\Delta F_{III}/\omega_n$  от демпинг фактора  $\zeta$  [91, р. 32]. Такая коррекция исходных данных, отслеживающая изменение коэффициента деления ДПКД в петле синтезатора частот, позволяет точнее оценить полученные результаты и соотнести их с результатами исходных структур (без делителей частоты) представленных в разделе 5.1.

### Выводы

Полученные результаты, иллюстрированные рисунком 5.34 свидетельствуют о следующем:

1. Аппроксимирующие кривые динамических характеристик синтезаторов частоты на основе GLSS и на основе CPPLL соответствуют полученным экспериментальным оценкам для базовых структур GLSS и CPPLL в разделе 5.1. Видно качественное совпадение формы зависимостей времени установки от начального частотного рассогласования для рассматриваемых структур. В частности при значении эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{III} \approx 200$  кГц и относительной начальной расстройке  $\gamma_d = 200,8$  (таблица 5.17), что соответствует перестройке на четверть октавы  $\Delta f_{ПГ} = 800$  МГц, время синхронизации синтезатора ГЛСС равно  $T_{\text{син GLSS}} = 52$  мкс, в то время как синтезатор CPPLL имеет  $T_{\text{син CPPLL}} = 232$  мкс, то есть выигрыш во времени составляет 4,5 раза. Это с точностью в 10% совпадает с результатами моделирования исходных структур GLSS и CPPLL представленный в разделе 5.1 где выигрыш по быстрдействию составил при данной начальной расстройке 5 раз.

При  $\gamma_d = 401,6$  (таблица 5.17), что соответствует шагу по частоте в пол октавы  $\Delta f_{ПГ} = 1600$  МГц проигрыш CPPLL синтезатора составляет 9 раз. Результаты также согласуются с полученными ранее: при  $\gamma_{\text{нач}} = 500$  исходная структура ГЛСС превосходит по быстрдействию структуру CPPLL в 11 раз (раздел 5.1, таблица 5.4).

Таким образом превосходство структуры ГЛСС по динамическим характеристикам подтверждается и в случае наличия делителя в петле обратной связи.

2. Особенностью структуры синтезатора частоты является наличие переменных параметров системы, что связано с появлением в петле обратной связи ДПКД. В соответствии с

этим, при сохранении значений параметров остальных компонентов синтезатора может происходить существенное изменение системных параметров: коэффициента петлевого усиления  $K$  и коэффициента устойчивости  $\zeta$  – смещается частота среза, меняются фильтрующие свойства и крутизна АЧХ контура. В свою очередь это приводит к разбросу значений времени частотной и фазовой синхронизации при одинаковом значении частотной расстройки на входе детектора в различных точках частотного диапазона.

3. Система CPPLL является квазиастатической структурой, т.е. астатизм в ней достигается в среднем по времени. В отличие от нее система GLSS содержит петлевой фильтр с интегратором в аналоговой ветви управления и является астатической системой, с нулевой фазовым рассогласованием в синхронном режиме работы. Это обстоятельство позволило разрабатывать на ее основе синхронные формирователи сигналов различных видов фазовой манипуляции.

#### **5.4 Применение структурных алгоритмов ГЛСС для синтеза частоты и сигналов в СВЧ диапазоне**

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

В частности приведены исследования спектрально-шумовых характеристик СВЧ синтезатора ГЛСС диапазона частот  $3,2 \div 6,4$  ГГц при использовании в качестве эталонного генератора цифрового вычислительного синтезатора (DDS) с заданием моделей собственных частотно-фазовых шумов DDS и СВЧ автогенератора (ПГ). Были проведены оценки влияния значения петлевого усиления системы ГЛСС на шумовые характеристики СВЧ автогенератора.

Получены результаты формирования сигналов бинарной и квадратурной фазовой манипуляции соответствующими структурами модуляторов на основе ГЛСС со скоростью передачи информации 300 Мбит/с в СВЧ диапазоне частот  $3,2 \div 6,4$  ГГц.

#### **Спектральные характеристики синтезатора частоты ГЛСС**

Достоинством косвенного метода синтеза частоты является то, что в синхронном режиме работы системы ФАПЧ синтезатора частота и фаза СВЧ подстраиваемого генератора в составе синтезатора привязывается к частоте и фазе эталонного колебания высокостабильного опорного генератора (с учетом внесенного в петлю системы коэффициента деления ДПКД). В данном применении система ФАПЧ может трактоваться как эквивалент узкополосного перестраиваемого по частоте СВЧ полосового фильтра [45].

Метод косвенного синтеза обеспечивает широкий диапазон дискретной частотной перестройки и малый уровень фазовых шумов для выходного колебания СВЧ синтезатора частот. В тоже время, характер изменений спектральных характеристик СВЧ автогенератора в составе синтезатора частоты зависит от используемых значений петлевых параметров и уровня собственных шумов эталонного генератора. Для исследования этой взаимосвязи были получены спектры выходного сигнала синтезатора частоты ГЛСС при различных значениях полосы петли системы.

Формирование эталонного колебания целесообразно выполнить с привлечением DDS, это позволит осуществлять перестройку частоты опорного сигнала, а также обеспечить высокое разрешение по частоте и низкий уровень фазовых шумов. Совместное применение технологий косвенного и прямого цифрового частотного синтеза позволяет внутри петли обратной связи использовать лишь целочисленное деление, в то время как точная установка частоты выходного сигнала СВЧ синтезатора будет осуществляться посредством изменения кода опорного DDS генератора.

Были разработаны необходимые математические модели и сформирован соответствующий структуре синтезатора программный стенд, выполненный в программной среде MATLAB/Simulink. Шумовые модели синтезатора частот учитывают собственные частотно-фазовые флуктуации СВЧ подстраиваемого генератора и вносимый в выходное колебание фазовый шум DDS. Остальные элементы синтезатора по шумам идеализированы.

На рисунке 5.35 показана структура программного стенда для исследуемого синтезатора частот ГЛСС, выполненного в программной среде MATLAB/Simulink. В качестве подстраиваемого генератора используется генератор управляемый напряжением, ГУН (англ. voltage controller oscillator, VCO).

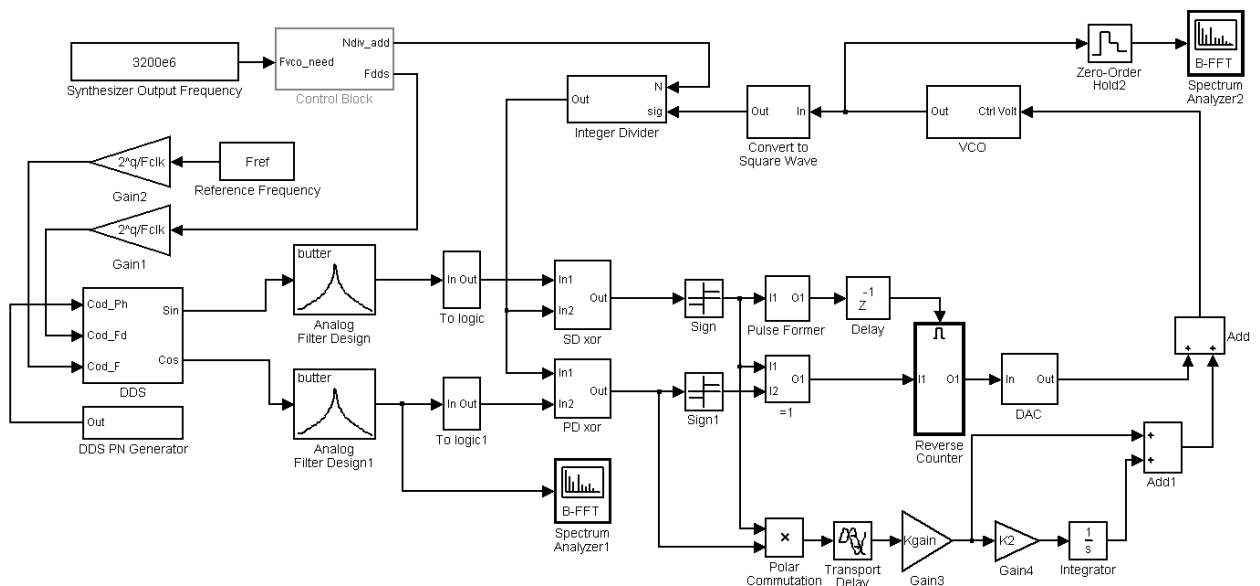


Рисунок 5.35 Структура программного стенда в среде MATLAB/Simulink

DDS имеет следующие параметры: тактовая частота  $f_{clk} = 250$  МГц, разрядность DDS  $q = 32$ , центральная частота выходного сигнала 100 МГц. На выходе DDS установлен антиалиасный полосовой фильтр (ААПФ) типа Баттерворта 6-го порядка с полосой пропускания  $98 \cdot 10^6 \div 102 \cdot 10^6$  Гц. Формирование фазовых шумов в DDS осуществляется подачей на управляющий фазой вход DDS сигнала с генератора фазового шума который содержит в своей структуре генератор случайных чисел с равномерным распределением и нулевым средним.

Полученный спектр сигнала DDS представлен на рисунке 5.36. Параметры спектрального анализа сигнала на выходе DDS: окно Ханна, полоса разрешения (англ. resolution bandwidth – RBW) равна 500 Гц; 6 усреднений; частота дискретизации  $f_{s1} \approx 1,72$  ГГц ( $s$  – sampling).

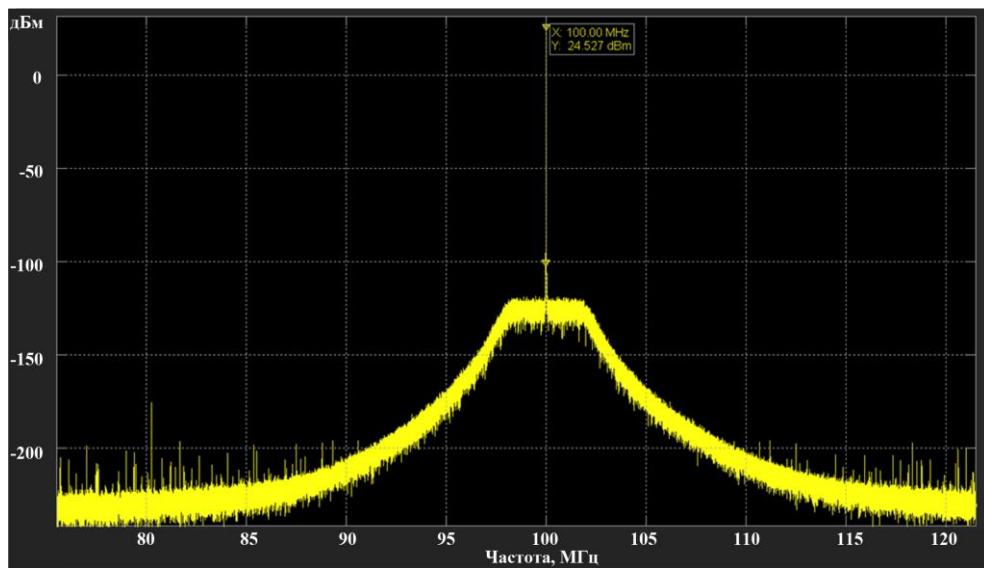


Рисунок 5.36 Спектр сигнала DDS на выходе ААПФ. Шаг сетки по оси частот равен 5 МГц.

Уровень шума в спектре сигнала на выходе DDS задан равным  $-150$  дБн. На выходе ААПФ данный уровень сохраняется в пределах полосы пропускания фильтра, а далее идет спад в соответствии с АЧХ этого фильтра. Необходимо отметить, что на практике типичным значением собственного фазового шума DDS генератора является  $-130$  дБн/Гц при расстройке на 1 кГц от номинальной частоты сигнала DDS. В тоже время, на расстоянии  $0,1 \div 1$  МГц, уровень шума для различных микросхем может снижаться до значений  $(-150) \div (-160)$  дБн/Гц.

На рисунке 5.37 представлен спектр сигнала ПГ в условиях разомкнутой петли ФАПЧ (несущая частота ПГ имеет значение  $f_{ПГ} = 3,2$  ГГц), т.е. фактически показаны заложенные в модель ПГ собственные фазовые шумы. Для формирования собственных частотно-фазовых шумов ПГ применены математические модели, полученные в работе [37]. Параметры спектрального анализа (рис.5.37) на выходе ПГ: окно Ханна,  $RBW = 3$  кГц; 5 усреднений; частота дискретизации  $f_{s2} \approx 8,15$  ГГц. Уровень несущей здесь и далее равен 25 дБм.

По результатам анализа уровень собственных шумов ПГ при отстройке на 1 кГц составляет  $-57$  дБн. При отстройках равных 10 кГц, 100 кГц, 1 МГц уровень шума равен соответственно  $-67$  дБн,  $-80$  дБн,  $-95$  дБн.

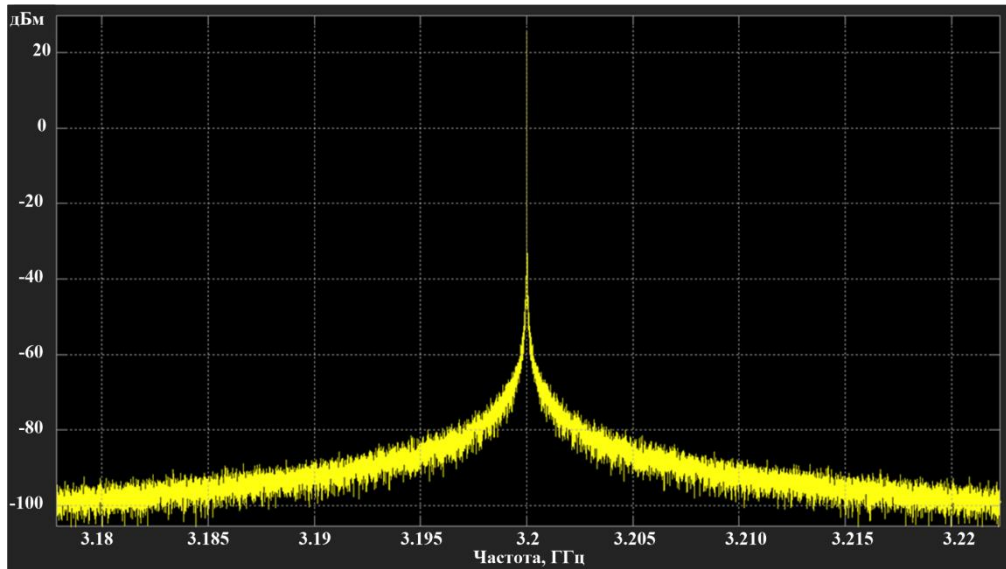


Рисунок 5.37 Спектр сигнала ПГ при разомкнутой петле ФАПЧ синтезатора. Шаг сетки по оси частот равен 5 МГц

Спектр сигнала ПГ после замыкания петли ФАПЧ и при выборе величины эквивалентной шумовой полосы системы равной 3,7 МГц представлен на рис.5.38 (окно Ханна, RBW = 5 кГц, 6 усреднений,  $f_{s2} \approx 8,15$  ГГц).

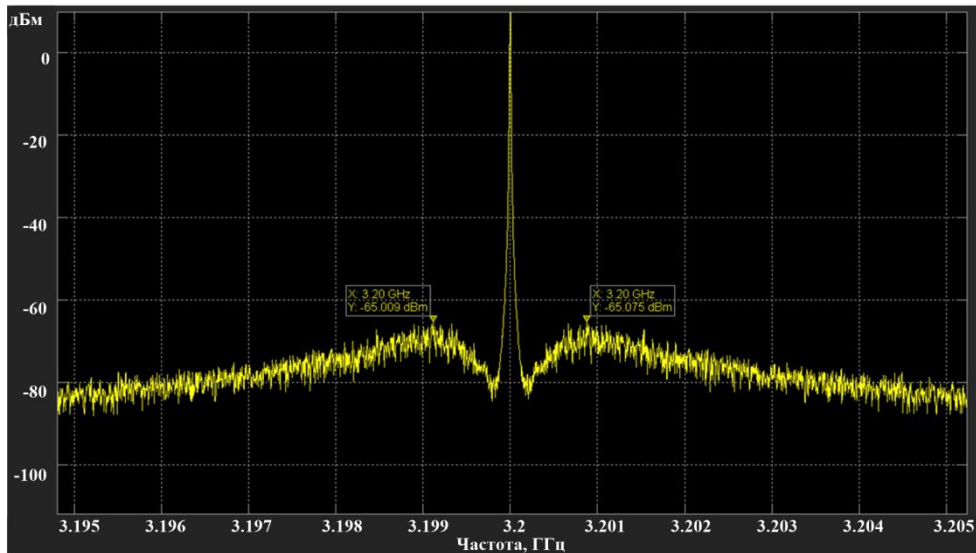


Рисунок 5.38 Спектр сигнала ПГ при  $f_{ПГ} = 3,2$  ГГц,  $\Delta F_{ш ФАПЧ} = 3,7$  МГц. Шаг сетки по оси частот равен 1 МГц.

Подавление петель ФАПЧ в полосе ее пропускания собственных частотно-фазовых флуктуаций ПГ приводит к тому, что уровень фазовых шумов в области несущей ( $\pm 100$ кГц) по-

нижается до величины  $-107$  дБн (минимумы в спектре на рис.5.38). К границам полосы пропускания петли уровень шумов нарастает до  $-95$  дБн (на частотах  $f_{ПГ} \pm 0,9$  МГц). Далее по частоте спектр по форме определяется исходными фазовыми шумами ПГ.

На рисунке 5.39 представлен спектр сигнала ПГ при увеличенном до 22МГц значении эквивалентной шумовой полосы петли ФАПЧ. Параметры спектрального анализа сигнала на выходе ПГ на рис. 5.39: окно Ханна, полоса разрешения RBW = 5 кГц, 6 усреднений, частота дискретизации  $f_{s2} \approx 8,15$  ГГц.

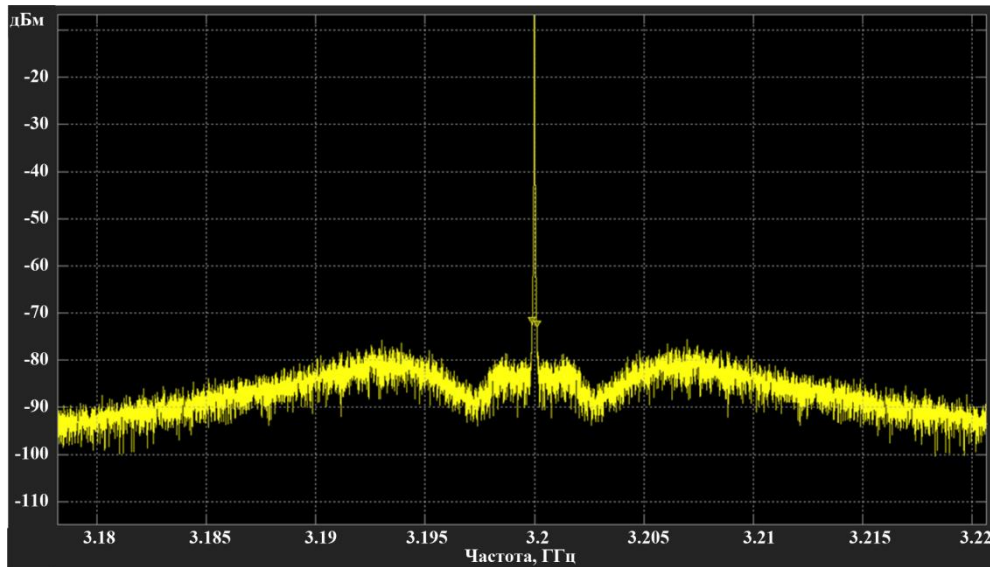


Рисунок 5.39 Спектр сигнала ПГ при  $f_{ПГ} = 3,2$  ГГц,  $\Delta F_{ш ФАПЧ} = 22$  МГц. Шаг сетки по оси частот равен 5 МГц.

В этом случае также происходит снижение уровня шума, но уже в расширенной полосе частот  $f_{ПГ} \pm 7$  МГц. Фактически, указанные значения частоты характеризуют полосу пропускания системы ФАПЧ. Применение более широкой полосы ФАПЧ в сочетании с антиалиасным полосовым фильтром позволило также снизить уровень шумов дополнительно до  $-115$  дБн на частотах  $f_{ПГ} \pm 3$  МГц (см. рис.5.38) при исходном уровне  $-105$  дБн (см. рис.5.37).

При наличии ДПКД в петле ФАПЧ для близлежащих к несущей частоте областей спектра справедливо соотношение  $P_{ш ПГ} = P_{ш DDS} + 20\text{Log}_{10}(N_{\text{ДПКД}})$ , то есть вычисленная аналитически разница в уровнях шумов в спектрах ПГ и DDS составляет  $20\text{Log}_{10}(32) = 30$  дБ. Эта аналитическая оценка согласуется с экспериментальными результатами, представленными с учетом значений RBW используемых при спектральном анализе сигналов DDS и ПГ.

На основании полученных в ходе исследований спектральных характеристик СВЧ синтезатора частот результатов можно сделать следующие выводы:

- Применение алгоритмов фазовой автоподстройки частоты позволяет обеспечить существенное подавление собственных фазовых шумов колебания СВЧ автогенератора в ближней к номинальной частоте выходного сигнала зоне.



- Полоса частот подавления собственных фазовых шумов ПГ напрямую зависит от значения эквивалентной шумовой полосы системы ФАПЧ (величины коэффициента петлевого усиления системы ФАПЧ). В рассмотренном случае увеличение коэффициента петлевого усиления синтезатора ГЛСС приводит к улучшению спектральных характеристик выходного сигнала в более широкой полосе частот.
- Значение коэффициента деления частоты ДПКД определяет различие в уровнях фазовых шумов сигнала эталонного источника и выходного колебания ПГ.
- Применение в качестве источника эталонного колебания DDS позволяет в петле обратной связи ФАПЧ использовать целочисленный коэффициент деления частоты колебания ПГ. При этом в спектре выходного сигнала отсутствуют соответствующие шумы дробности.
- Дополнительное применение полосового антиалиасного фильтра позволяет улучшить шумовые характеристики источника эталонного колебания.

Представленные выводы аргументируют перспективность рассмотренной архитектуры синтезатора частоты, в которой объединяется метод прямого цифрового частотного синтеза и инновационная структура косвенного синтеза частоты – ГЛСС.

Основными проблемами при косвенном синтезе на основе системы ФАПЧ с ЧФД и схемой накачки заряда являются низкое быстродействие, импульсные помехи в синхронном режиме работы и ограничение на увеличение коэффициента петлевого усиления системы. Применяемая структура ГЛСС позволят обойти указанные недостатки традиционно используемой системы CPPLL.

Дополнительное применение DDS в качестве источника эталонного сигнала позволяет использовать в петле обратной связи только целочисленное деление, что избавляет от шумов дробности возникающих при использовании дробных делителей. Точная подстройка частоты сигнала синтезатора будет в этом случае осуществляться путем изменения частоты опорного колебания (кода DDS). Преимуществами также будут сверхвысокая разрешающая способность DDS и низкий уровень собственных фазовых шумов. Проблемой в этом случае могут являться возникающие в спектре DDS паразитные составляющие – спуры.

Применение антиалиасного фильтра позволяет дополнительно снизить фазовые шумы DDS за пределами полосы пропускания и подавить возникающие спуры. Благодаря этому, увеличивается полоса частот в которой привязка к эталонному сигналу дает улучшение спектральных характеристик выходного сигнала синтезатора частоты. Чтобы эффективно использовать полученный выигрыш, необходимо будет увеличить полосу петли синтезатора (петлевое усиление). Оптимальное значение петлевого усиления будет соответствовать случаю, когда уровни

фазовых шумов в спектре выходного СВЧ колебания ПГ на границах полосы пропускания петли будут совпадать с исходными уровнями собственных шумов автогенератора. Точный выбор параметров фильтра (частоты среза, порядок, уровень подавления) зависит от характеристик DDS, необходимой полосы перестройки сигнала DDS и будет определяться исходя из конкретизированных требований к синтезатору частоты.

### Формирование BPSK, QPSK сигналов в СВЧ диапазоне на основе ГЛСС

Возможность применения разработанных структур модуляторов BPSK-GLSS, QPSK-GLSS для формирования сигналов на несущей частоте с высокой скоростью передачи информации были исследованы в ходе имитационного моделирования в среде MATLAB/Simulink.

В качестве опорного колебания использовался идеализированный (без собственных шумов) эталонный генератор с возможностью изменения частоты в диапазоне  $3,2 \div 6,4$  ГГц. На практике в качестве источника опорного колебания может использоваться синтезатор частоты ГЛСС. Разработанные модели формирователей полностью адекватны структурам модуляторов представленным в главе 3. Все компоненты модели задавались без учета собственных шумовых свойств.

Временные эпюры, иллюстрирующие процессы формирования сигнала BPSK со скоростью  $R_b = 300$  Мбит/с на несущей частоте 6,4 ГГц показаны на рисунке 5.40(a)-(f).

Процесс манипуляции фазы колебания ПГ по алгоритму формирования BPSK можно контролировать по выходному сигналу СД, который формирует напряжение равное косинусу текущей разности фаз сигналов ПГ и ЭГ. На рисунке 5.40(a) видны переходы между уровнями «1» и «-1» напряжения  $U_{\text{СД}}(t)$  на выходе СД, что соответствует манипуляции разности фаз между колебаниями ПГ и ЭГ на  $\pi$  радиан. В моменты времени смены полярности символов  $\alpha = \pm 1$  происходит кратковременное отклонение напряжения на выходе ФД  $U_{\text{ФД}}(t)$  от нулевого уровня с возвращением обратно к нулю – рисунок 5.40(b). Результирующий сигнал аналоговой ветви управления  $U_{\text{АВ}}(t)$  (сумма напряжений с выходов КП и интегратора) представлен на рисунке 5.40(c).

На рис. 5.40(d) показано напряжение  $U_{\text{мод}}(t)$ , модулирующее начальную частотную расстройку ПГ на величину  $\pm K_{\text{ФАПЧ}}$  и соответствующее входному сигналу модулятора  $\alpha = \pm 1$ . На рисунке 5.40(e) показано выходное напряжение ЦАП  $U_{\text{ЦАП}}(t)$  (выходной сигнал цифровой ветви управления), которое компенсирует частотные смещения колебания ПГ, вносимые управляющими воздействиями  $U_{\text{мод}}(t)$  (рис. 5.40(d)). Последние как отмечалось выше возникают в начале каждой символьной посылки под воздействием управляющего входного воздействия  $\alpha = \pm 1$ .

Напряжение управляющее частотой ПГ  $U_{\text{пер}}(t)$  на рис. 5.40(f), как это очевидно следует из структуры модулятора BPSK-GLSS, соответствует сумме напряжений с эппюр 5.40(c), 5.40(d) и 5.40(e).

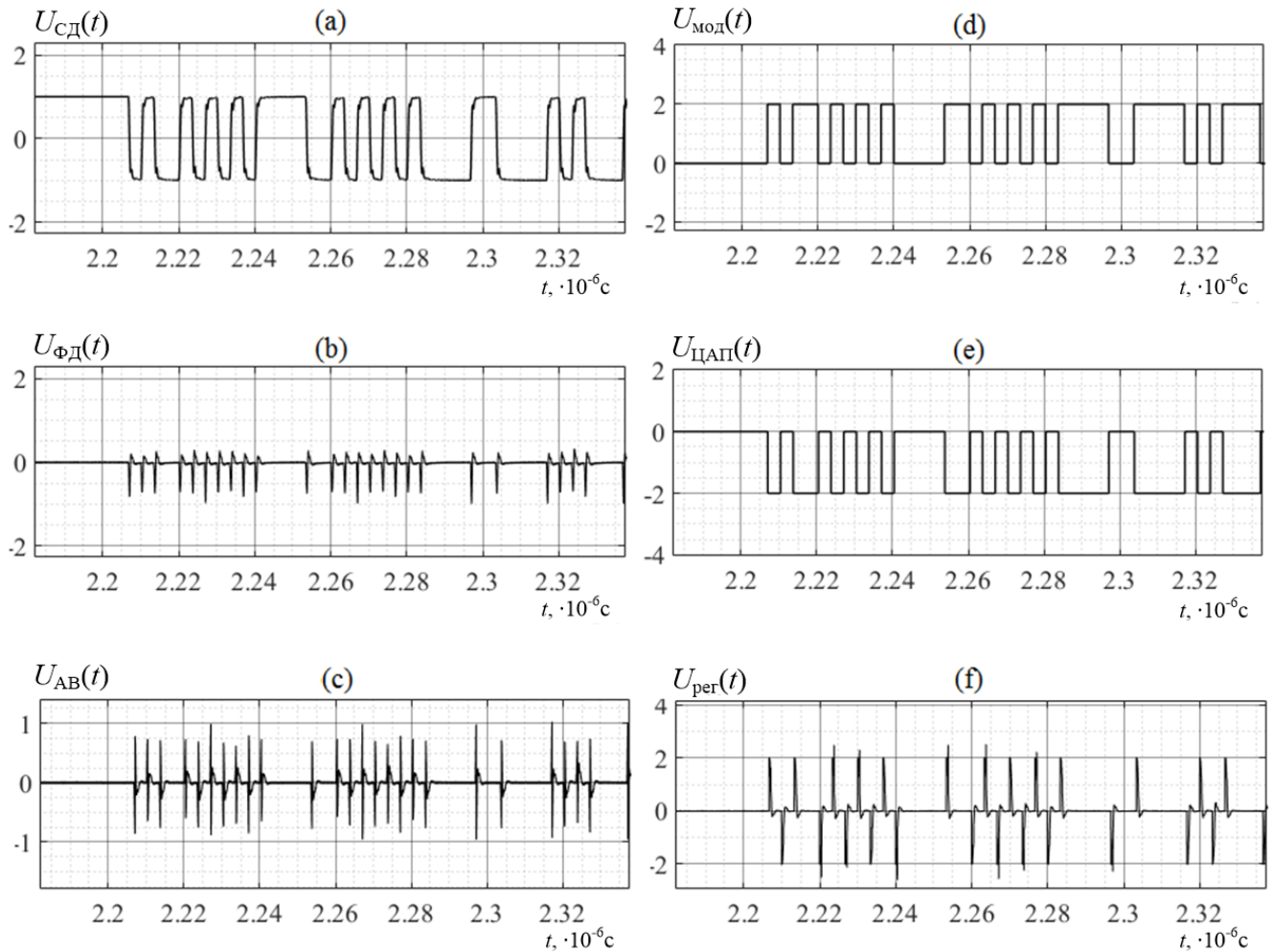


Рисунок 5.40 – Эппюры напряжений в контрольных точках модулятора BPSK-GLSS:

Из эппюры рис. 5.40(f) можно сделать вывод о том, что реакция системы на управляющее воздействие весьма быстротечна, что свидетельствует о высокой скорости переключения фазы  $[0; \pi]$  в модуляторе BPSK-GLSS. Как следствие: возможность формирования BPSK с высокой побитовой скоростью передачи данных.

Спектры сигнала, сформированного модулятором BPSK-GLSS, при несущих частотах 3,2 и 6,4 ГГц представлены на рисунках 5.41 и 5.42 соответственно.

Вторая особенность структуры BPSK-GLSS заключается в том, что эппюра управляющего частотой ПГ напряжения на рис.5.40(f) содержит регулярную последовательность кратковременных импульсов на границах посылок формируемого BPSK сигнала. Это обстоятельство объясняет появление в спектре формируемого модулятором BPSK-GLSS сигнала (рис.5.41,

5.42) спектральных линий, расположенных на частотах кратных частоте следования входных модулирующих символов  $\alpha = \pm 1$ .

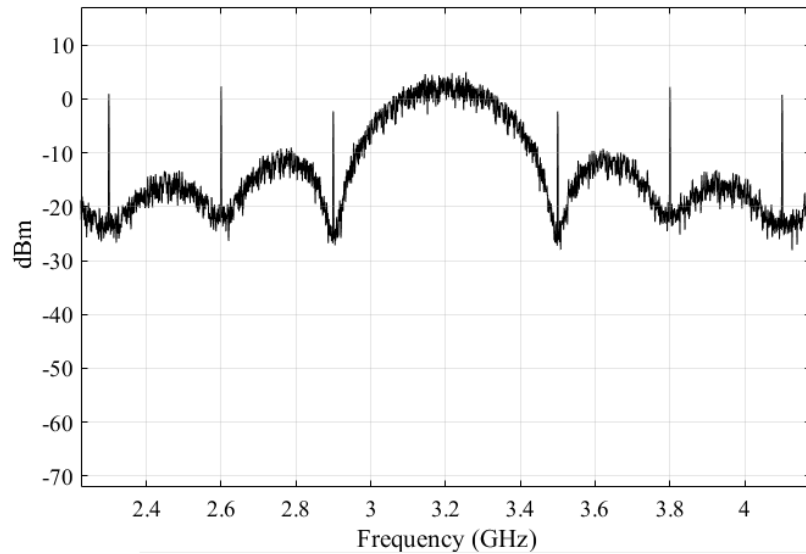


Рисунок 5.41 – Спектр выходного сигнала модулятора BPSK-GLSS  $f_{\text{ПГ}} = 3,2$  ГГц

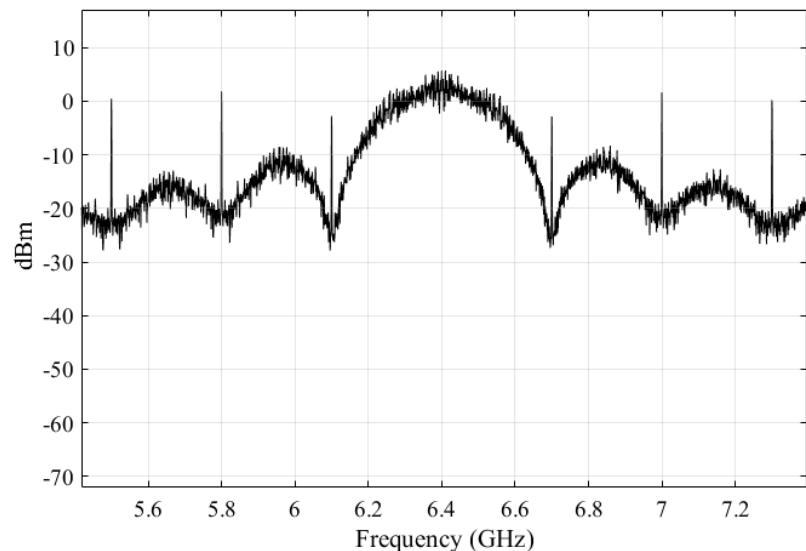


Рисунок 5.42 – Спектр выходного сигнала модулятора BPSK-GLSS  $f_{\text{ПГ}} = 6,4$  ГГц

Временные эпюры, иллюстрирующие переходные процессы при формировании сигнала QPSK со скоростью передачи информации  $R_b = 300$  Мбит/с на несущей частоте равной 6,4 ГГц, показаны на рис.5.43(a) - (h). В частности представлены следующие эпюры: (a)  $U_{\text{СД}}(t)$  – напряжение на выходе СД; (b)  $U_{\text{ФД}}(t)$  – напряжение на выходе ФД; (c) манипулирующий поток символов  $\alpha(t)$ ; (d) манипулирующий поток символов  $\beta(t)$ ; (e)  $U_{\text{КП}}(t)$  – напряжение на выходе КП; (f)  $U_{\text{ЦАП}}(t)$  – напряжение на выходе ЦАП; (g)  $U_{\text{АВ}}(t)$  – напряжение на выходе АВ; (h)  $U_{\text{пер}}(t)$  – напряжение на входе управления ПГ.

Высокоскоростная динамика синхронного формирователя QPSK-GLSS обусловлена тем, что в процессе дискретной манипуляции фазы система не выходит из синхронного режима ра-

боты, что иллюстрируется полученными в моделировании эпюрами напряжений (рис.5.43(g)) и (рис.5.43(h)).

Процесс манипуляции фазы колебания ПГ по алгоритму формирования QPSK можно контролировать по выходным сигналам СД (рис.5.43(a)) и ФД (рис.5.43(b)), которые формируют напряжения равные косинусу и синусу текущей разности фаз сигналов ПГ и ЭГ. При этом очевидна взаимосвязь временных эпюр (рис.5.43(a)) и (рис.5.43(b)) с эпюрами (рис.5.43(c)) и (рис.5.43(d)) соответственно, что верифицирует дискретные позиции фаз формируемого сигнала QPSK с входными потоками модулирующих символов  $\alpha = \pm 1$  и  $\beta = \pm 1$ , представленными на эпюрах (рис.5.43(c)) и (рис.5.43(d)).

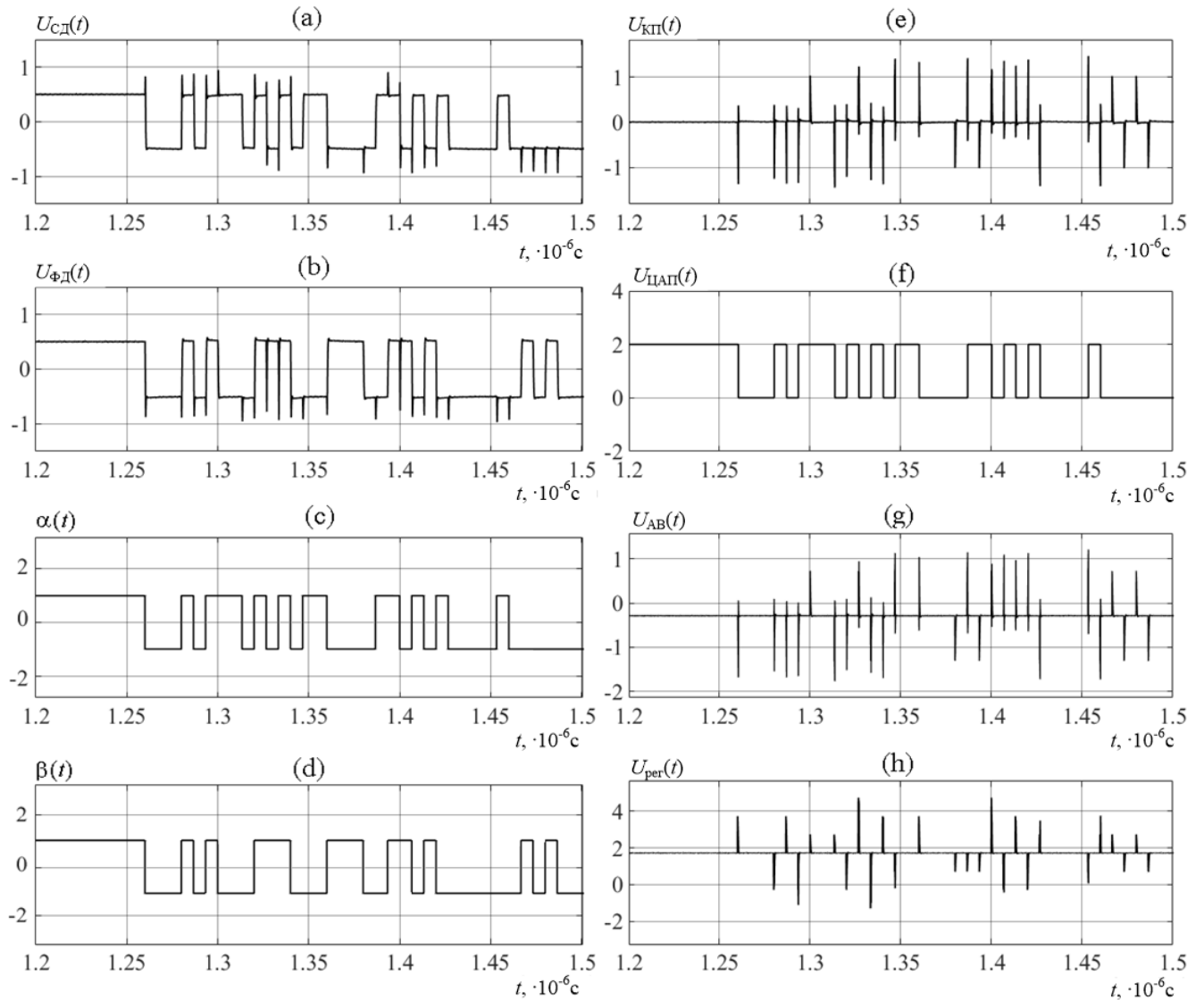


Рисунок 5.43 – Эпюры напряжений в контрольных точках модулятора QPSK-GLSS

Посимвольное сравнение эпюр (рис.5.43(a)) и (рис.5.43(b)) с эпюрой (рис.5.43(e)) подтверждает то, что полярность напряжения на выходе КП является результатом произведения

полярностей напряжений с выходов ФД и СД, что соответствует алгоритму работы аналоговой ветви управления системы.

Изменения уровня напряжения (рис.5.43(f)) на выходе ЦАП, возникающие сразу после изменения полярности символов манипулирующего потока  $\alpha(t)$  (рис.5.43(c)), свидетельствуют о корректности работы цифровой ветви формирователя.

Эпюры напряжений на выходе аналоговой ветви управления (рис.5.43(g)) и входе управления частотой ПГ (рис.5.43(h)) свидетельствуют о том, что синхронная система формирования сигнала QPSK-GLSS в процессе дискретной манипуляции фазы не выходит из состояния синхронного режима работы.

Представленные результаты подтверждают возможность применения формирователей сигналов BPSK-GLSS, QPSK-GLSS для разработки высокоскоростных ЦСПИ, осуществляющих формирование дискретного сигнала непосредственно на рабочей частоте СВЧ радиотехнической системы передачи информации со скоростями не менее 300 Мбит/с и несущими частотами не менее 6,4 ГГц.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленная диссертационная работа посвящена разработке и исследованию оптимизированных по быстродействию в переходном режиме работы структур синхронных устройств формирования и приема сигналов, выполненных на основе систем фазовой автоподстройки частоты. Целью работы является улучшение динамических характеристик ЦСПИ, в которых используются синхронные устройства формирования и приема сигналов. Основные достигнутые в диссертации результаты заключаются в следующем:

1. Осуществлен анализ проблемы недостаточного быстродействия существующих традиционных структур систем ФАПЧ при  $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$ . Рассмотрены представленные в литературе результаты синтеза оптимальной по быстродействию системы ФАПЧ. Осуществлен обзор известных методов аддитивного захвата частоты, выявлены их основные свойства, достоинства и ограничения.
2. Осуществлен структурный синтез оптимизированной по быстродействию переходного режима работы для  $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$  глобально линеаризованной системы синхронизации ГЛСС (англ. Globally Linearized Synchronization System, GLSS).
  - 2.1. В ходе анализа фазовых портретов традиционных систем ФАПЧ определены причины, приводящие к ограничению динамических характеристик структур в переходном режиме работы при  $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$ . В частности система ФАПЧ 1-го порядка: имеет ограничение по начальной частотной расстройке  $|\Delta\omega_{\text{нач}}| \leq K_{\text{ФАПЧ}}$ ; на фазовом портрете системы присутствуют точки неустойчивого равновесия. Система ФАПЧ 2-го порядка теоретически обладает бесконечной полосой захвата (за счет наличия интегратора в составе петлевого фильтра), но при  $|\Delta\omega_{\text{нач}}| > K_{\text{ФАПЧ}}$  характеризуется низким быстродействием, вследствие периодического характером процесса синхронизации: на каждом периоде биений разностной частоты на выходе детектора попеременно следуют интервалы снижения и увеличения текущей частотной расстройки.
  - 2.2. Предложена методика структурной оптимизации фазового портрета системы ФАПЧ. Была проведена инверсии знака функции на участках фазового портрета  $\Delta\varphi = (\pi/2 \pm 2\pi k; 3\pi/2 \pm 2\pi k)$ , где  $k$  – целое. Путем введения ступенчатого управления осуществлен сдвиг каждой последующей области портрета по оси ординат на величину  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ , в сторону сближения с осью абсцисс в моменты перехода между неинвертированными и инвертированными участками фазового портрета. Введенное управление отвечает принципу максимума Понтрягина, поскольку каждый сдвиг на стыке участков (реализующий переход между фазовыми состояниями) осуществляется одномоментно. В результате операции фазовая траектория «линеаризуется» – исчезает периодичность при

$|\Delta\omega_{\text{нач}}| > K_{\text{ФАПЧ}}$ , что характерно для системы ФАПЧ 2 порядка. Период расположения точек устойчивого равновесия на фазовом портрете ГЛСС, в отличие от традиционной системы ФАПЧ, составляет  $\pi$  радиан.

- 2.3. В соответствии с преобразованным фазовым портретом на основе системы ФАПЧ 2-го порядка синтезирована структура глобально линеаризованной системы синхронизации. Ступенчатое смещение участков фазового портрета реализовано введением дополнительной цифровой ветви управления частотой подстраиваемого генератора, обеспечивающей высокоскоростную частотную синхронизацию. Алгоритм работы цифровой ветви осуществляет оценку знака частотного рассогласования дважды на периоде биеений разностной частоты, осуществляя при этом снижение частотной расстройки на величину  $2K_{\text{ФАПЧ}}$ .
3. На основе ГЛСС разработаны структуры модулятора BPSK сигнала, модулятора QPSK сигнала, демодулятора BPSK сигнала, демодулятора QPSK сигнала и синтезатора частот косвенного метода синтеза.
- 3.1. Структуры модуляторов сигналов BPSK и QPSK получены за счет трансформации положений точек устойчивого равновесия в фазовом пространстве базовой структуры ГЛСС и создания высокоскоростных траекторий переключения между ними. Это реализовано за счет дополнения структуры ГЛСС блоками, формирующими специальные подставки напряжения в цепях управления частотой ПГ, и управляемыми информационными потоками символьных посылок.
- 3.2. Структуры демодуляторов BPSK, QPSK сигналов были получены с использованием принципа ремодуляции, позволяющего устранить влияние информационной манипуляции фазы входного сигнала демодулятора на процесс формирования опорного колебания. В этом случае управление блоками, формирующими специальные подставки напряжения в цепях управления частотой ПГ, осуществляется оценками поступающих символов, снимаемых с выходов пороговых устройств, входящих в состав структур.
- 3.3. Разработанная структура синтезатора частоты на основе ГЛСС дополнительно содержит блок делителя частоты на выходе ПГ с переменным коэффициентом деления  $m$  и делитель частоты с коэффициентом деления  $n$  в опорном тракте эталонного генератора.
4. Получены аналитические соотношения для оценки быстродействия и сформулирована инженерная методика проектирования разработанных синхронных устройств. Аналитическое выражение оценки времени синхронизации ГЛСС по цифровой ветви имеет вид:

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



Процесс синхронизации в ГЛСС по цифровой ветви состоит из конечной суммы интервалов, соответствующих полупериодам разностной частоты, снижающейся на каждом последующем полупериоде на фиксированное значение  $-2K_{\text{ФАПЧ}}$ . Последовательность значений указанных временных интервалов соответствует гармоническому ряду, сумма которого известна и определяется по формуле Эйлера, и на основе которой получено выражение для оценки  $T_{\omega}$  для ГЛСС. Время синхронизации по фазе зависит от петлевого усиления системы и определяется так же, как и для традиционной системы ФАПЧ:  $T_{\phi} = 1,3 / K_{\text{ФАПЧ}}$  (при  $\zeta = 0,707$ ). Сумма  $T_{\text{син}} = T_{\omega} + T_{\phi}$  является оценкой времени полной синхронизации ГЛСС.

Погрешность оценки по приведенным соотношениям при  $\gamma_{\text{нач}} \gg 1$  не превышает 10%.

5. 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 с учетом реальных условий применения.

5.1. Полученные экспериментальные оценки показывают, что ГЛСС (GLSS) имеет аналогичную структуре ФАПЧ с частотно-фазовым детектором и накачкой заряда (charge-pump phase-lock loop, CPPLL) быстроедействие на интервале частотных расстройк до  $\Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}} = 20$ , далее ГЛСС превосходит по быстроедействию CPPLL:

- при  $\Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}} = 200$  соотношение времен  $T_{\text{син}} \text{ CPPLL} / T_{\text{син}} \text{ GLSS} \approx 5$ ;
- при  $\Delta\omega_{\text{нач}} / K_{\text{ФАПЧ}} = 3000$  соотношение времен  $T_{\text{син}} \text{ CPPLL} / T_{\text{син}} \text{ GLSS} \approx 62$ .

5.2. Проведены исследования характеристик демодулятора BPSK-GLSS, и демодулятора BPSK, выполненного по схеме Костаса (на основе системы ФАПЧ 2-го порядка, LPLL) на примере проектирования скоростного канала системы спутниковой связи.

При фиксации требования для времени отведенного на частотную синхронизацию  $T_{\omega \text{ треб}} = 48,5$  мкс по аналитическим оценкам устраняемая частотная расстройка демодулятора на основе GLSS больше на два порядка:

$$\Delta f_{\text{GLSS}}|_{T_{\omega \text{ треб}}} = 5,355 \cdot 10^6 \text{ Гц}; \quad \Delta f_{\text{LPLL}}|_{T_{\omega \text{ треб}}} = 53,839 \cdot 10^3 \text{ Гц}.$$

При начальной расстройке частоты  $\Delta f_{\text{нач}} = 136 \cdot 10^3$  Гц ( $\gamma_{\text{нач}} = 5,079$ ) выигрыш демодулятора BPSK-GLSS по быстроедействию составляет примерно 30 раз:

- $T_{\text{син}} \text{ LPLL} = 316$  мкс,  $T_{\text{син}} \text{ GLSS} = 10,2$  мкс (при отсутствии шумов);
- $T_{\text{син}} \text{ LPLL} = 1,02$  мс,  $T_{\text{син}} \text{ GLSS} = 29$  мкс (при  $E_b / N_0 = 8$  дБ).

Энергетический проигрыш составил  $0,35 \div 0,54$  дБ для обеих структур.

5.3. При моделировании СВЧ синтезаторов с диапазоном выходных частот ПГ  $f_{\text{ПГ}} 3,2 \div 6,4$  ГГц и номинальном значении эквивалентной шумовой полосы  $\Delta F_{\text{ш}} \approx 200$  кГц

синтезатор частоты GLSS по скорости синхронизации при относительной расстройке частоты на входе детектора  $\gamma_d \geq 20$  превосходит синтезатор частоты на основе CPPLL. Разница во времени синхронизации увеличивается с ростом  $\gamma_d$  и составляет:

- 4,5 раза при  $\gamma_d = 201$  ( $\Delta f_{\text{ПГ}} = 800$  МГц) ( $T_{\text{син GLSS}} = 52$  мкс,  $T_{\text{син CPPLL}} = 232$  мкс);
- 9 раз при  $\gamma_d = 402$  ( $\Delta f_{\text{ПГ}} = 1600$  МГц).

5.4. В ходе имитационного моделирования была также подтверждена возможность формирования модуляторами BPSK-GLSS, QPSK-GLSS манипулированного сигнала непосредственно на рабочих частотах СВЧ диапазона номиналами 3,2 ГГц, 6,4 ГГц и скоростями передачи данных 300 Мбит/с.

6. Разработанные в ходе диссертационных исследований структуры обладают существенной новизной и защищены патентами на изобретения РФ. Созданные алгоритмы, структуры, математические модели, результаты исследований были использованы в ходе выполнения СЧ ОКР по разработке микросхемы высокоскоростного СВЧ синтезатора частоты: «Разработка структурной схемы альтернативной структуры частотно-фазового детектора для сверхвысокочастотных синтезаторов частот», шифр «Многоцветник-И2-РК-МАИ», договор № 3-2017/М/53150-04100 от 27.04.2017 г. Разработанная в диссертации методика проектирования для структур ГЛСС позволила обеспечить 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, что аргументировано результатами математического моделирования, проведенного в ходе выполнения данной СЧ ОКР.
7. Дальнейшая научно-исследовательская и инженерная работа в развитии полученных результатов предполагает несколько направлений:
  - 7.1. Получение опытных образцов микросхемы СВЧ синтезатора частоты на основе ГЛСС и исследование характеристик в реальных условиях. Анализ реализации с учетом собственных шумов компонентов, практических ограничений и нелинейностей устройств в составе синтезатора, влияния на рабочие характеристики, методы компенсации влияния.
  - 7.2. Разработка имитационных моделей демодуляторов на основе ГЛСС в условиях высоких скоростей передачи данных (до 1 Гбит/с). Исследование и разработка методов установления тактовой синхронизации, оценка допустимых значений отношения сигнал/шум, разработка рекомендаций по выбору параметров приема в указанных условиях.
  - 7.3. Исследование и разработка гибридных структур синтеза частоты с одновременным формированием сигналов с высокими скоростями передачи данных (до 1 Гбит/с).
  - 7.4. Использование разработанных структур для реализации сложных видов модуляции с использованием методов расширения спектра: ШПС, ППРЧ, ЛЧМ.

**Список сокращений и условных обозначений**

- АБГШ – аддитивный белый гауссов шум  
ГУН – генератор управляемый напряжением  
ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты  
КН – компаратор напряжений  
КП – коммутатор полярности  
ЛЗ – линия задержки  
НЗ – накачка заряда  
ПГ – подстраиваемый генератор  
ПУ – пороговое устройство  
ПФ – петлевой фильтр  
СВКН – система восстановления когерентной несущей  
СД – синхронный детектор  
С/Ш – отношение сигнал/шум  
УПТ – усилитель постоянного тока  
ФД – фазовый детектор  
ФИ – формирователь импульсов  
ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь  
ЦСПИ – цифровые системы передачи информации  
ЧФД – частотно-фазовый детектор  
ЭГ – эталонный генератор  
BPSK – binary phase shift keying  
CPPLL – charge pump phase lock loop  
DDC – digital down converter  
DDS – direct digital synthesizer  
DSP – digital signal processor  
FPGA – field programmable gate array  
FSK – frequency shift keying  
GLSS – globally linearized synchronization system  
LPLL – linear phase lock loop  
MSK – minimum shift keying  
PSK – phase shift keying  
QPSK – quadrature phase shift keying

### Список обозначений

$A_0$	амплитуда [ -]
$A$	точка устойчивого равновесия (четная)
$A^*$	точка устойчивого равновесия (нечетная)
$B$	точка неустойчивого равновесия
$C$	изображающая точка
$\Delta F_{\text{ш}}$	эквивалентная шумовая полоса [Гц]
$f$	частота [Гц]
$f_{\text{ПГ}}$	частота колебания подстраиваемого генератора [Гц]
$f_{\text{д}}$	частота сравнения детектора [Гц]
$f_s$	частота дискретизации [Гц]
$\Delta f_{\text{нач}}$	начальная расстройка по частоте [Гц]
$I_{\text{нз}}$	ток накачки заряда [А]
$K_0$	чувствительность подстраиваемого генератора [Гц]
$K_1$	коэффициент пропорциональной ветви петлевого фильтра [-]
$K_2$	коэффициент интегрирующей ветви петлевого фильтра [1/с]
$K_{\text{ФАПЧ}}$	коэффициент петлевого усиления [рад/с]
$K$	коэффициент петлевого усиления [Гц]
$R_b$	битовая скорость передачи информации [бит/с]
$S_{\text{ПГ}}$	крутизна характеристики подстраиваемого генератора [рад/с]
SNR	уровень отношения сигнал/шум [дБ]
$\text{SNR}_L$	отношение сигнал/шум в полосе петли ФАПЧ [дБ]
$t$	время [с]
$T_{\omega}$	время синхронизации по частоте [с]
$T_{\varphi}$	время синхронизации по фазе [с]
$T_{\text{син}}, T_{\Sigma}$	общее время синхронизации [с]
$T_{\text{уст}}$	время установления напряжения/частоты до заданного значения [с]
$\delta T^*$	погрешность аналитической оценки относительно экспериментальной [%]
$U_{\text{рег}0}$	амплитуда напряжения регулирования частоты ПГ [В]
$U_{\text{рег}}(t)$	напряжение регулирования частоты ПГ [В]
$U_{\text{ФДО}}$	амплитуда выходного напряжения фазового детектора [В]
$U_{\text{ФД}}(t)$	выходное напряжение фазового детектора [В]
$\Delta U_{\text{ЦАП}}$	дискретный шаг напряжения на выходе ЦАП [В]

## Греческие символы

$\alpha$	символ сообщения
$\alpha^*$	оценка символа
$\alpha(t)$	временная последовательность символьных значений «1», «-1»
$\alpha^*(t)$	временная последовательность оценок символьных значений «1», «-1»
$\beta$	символ сообщения
$\beta^*$	оценка символа
$\beta(t)$	временная последовательность символьных значений «1», «-1»
$\beta^*(t)$	временная последовательность оценок символьных значений «1», «-1»
$\gamma$	постоянная Эйлера-Маскерони
$\gamma_{\text{нач}}$	относительная начальная частотная расстройка [-]
$\gamma_{\text{д}}$	относительная частотная расстройка на входе детектора [-]
$\Lambda$	скорость изменения частоты [рад/с <sup>2</sup> ]
$\zeta$	коэффициент устойчивости (демпинг фактор) [-]
$\Delta\varphi$	расстройка по фазе [рад]
$\Delta\varphi_{\text{уст}}$	установившаяся фазовая ошибка [рад]
$\Delta\varphi_{\text{д}}$	динамическая фазовая ошибка [рад]
$\Delta\Omega_{\omega}$	полоса захвата по частоте [рад/с]
$\Delta\Omega_{\varphi}$	полоса захвата по фазе [рад/с]
$\omega'$	скорость изменения частоты [рад/с <sup>2</sup> ]
$\omega_n$	натуральная (собственная или резонансная) частота контура [рад/с]
$\Delta\omega$	расстройка по частоте [рад/с]
$\Delta\omega_{\text{нач}}$	начальная расстройка по частоте [рад/с]

## Список литературы

- [1] 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.
- [2] 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 года. Москва. Сборник тезисов докладов. – М.: ООО «Принт-салон». – 354 с. С. 200-201.
- [3] Атанс М., Фалб П. Оптимальное управление / Атанс М., Фалб П.; ред. Ю.И. Топчеев; пер. с англ. Алексаков Г.Н. – М.: Машиностроение, 1968. – 763 с.
- [4] Белых В. Н., Шалфеев В. Д. Исследование динамики системы ФАП с нелинейным фильтром // Радиотехника и электроника. – 1969. – т. XIV. – № 11. – С.1167-1177
- [5] Белых В. Н. Шалфеев В. Д. Частотно-фазовая автоподстройки частоты с нелинейным фильтром в фазовой цепи управления // Изв. вузов. Радиофизика. – 1968. – т.11. – №11. – С.1756-1759.
- [6] Белюстина Л. Н., Шалфеев В. Д. О динамике нелинейной системы частотно-фазовой автоподстройки // XXII Всесоюзная научная сессия НТОРиЭ им. А. С. Попова. Секция радиоприемных устройств. – М.: Советское радио. – 1966. – С. 36-44 г.
- [7] Белюстина Л. Н., Шалфеев В. Д. О качественном исследовании нелинейной системы ЧФАП // Тезисы докладов на Всесоюзном симпозиуме по прикладной математике и кибернетике. – Горький. – 1967.
- [8] Белюстина Л. Н. Шалфеев В. Д. К теории нелинейности системы частотно-фазовой автоподстройки частоты // Изв. вузов. Радиофизика. – 1968. – т.ХI. – № 3. – С. 383-397.
- [9] Болтянский В. Г. Математические методы оптимального управления. – М.: Наука, 1969. – 408 с.
- [10] Ван Трис Г. Л. Синтез оптимальных нелинейных систем управления / пер. с англ. Л.Я. Ройтенберга; под редакцией А.Ю. Ишлинского – М.: МИР, 1964. – 167 с.

- [11] Ван Трис Г. Л. Теория обнаружения, оценок и модуляции [В 4 т.]: Пер. с англ. / Под ред. проф. В. И. Тихонова. – М.: Сов. радио, 1972.
- [12] Витерби Э. Д. Принципы когерентной связи. / Перевод с англ. Б. А. Смиренина; Под ред. Б. Р. Левина. – М.: Советское радио, 1970г. -392с
- [13] Власов В. А. Исследование поисковых систем фазовой синхронизации автогенераторов: дис. канд. тех. наук: 05.00.00 / Власов Василий Алексеевич. – М., 1968. – 201 с.
- [14] Власов В. А. Математическое моделирование поисковой системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) // Труды учебных институтов связи. – 1968. – Вып.40.
- [15] Емельянов С. В. Системы автоматического управления с переменной структурой. – М.: Наука, 1967. – 336 с.
- [16] Зотов В. Разработка узлов синхронизации цифровых устройств и встраиваемых микропроцессорных систем, реализуемых на базе ПЛИС фирмы Xilinx серии Spartan-6 // Компоненты и технологии. – 2013. – № 42. – С. 89-101.
- [17] Капланов М. Р., Левин В. А. Автоматическая подстройка частоты. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962. – 320 с.
- [18] Капранов М. В. О полосе захвата при ЧФАП // НДВШ. Радиотехника и электроника – 1958. – № 4.
- [19] Капранов М. В. Полоса захвата автоподстройки частоты с прямоугольной характеристикой фазового детектора // – НДВШ. Радиотехника и электроника. – 1958. – № 4.
- [20] Капранов М. В., Наянова Т. И. Полоса захвата системы фазовой автоподстройки частоты с нелинейным затуханием // Доклады НТК МЭИ за 1966-1967 гг. Секция радиотехническая, подсекция теории колебаний. – 1967. – С.17-25.
- [21] Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
- [22] Летов А. М. аналитическое конструирование регуляторов I, Автомат. и телемех., 1960, том 21, выпуск 4, 436–441
- [23] Лернер А. Я. Принципы построения быстродействующих следящих систем и регуляторов. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 152 с.

- [24] Манасевич В. Синтезаторы частот (Теория и проектирование): Пер. с англ./ Под ре. А.С. Галина. М.: Связь, 1979. – 384 с.
- [25] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Глобально линеаризованная система синхронизации. Патент на изобретение № 2554535 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2015. №18.
- [26] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Динамические характеристики современных высокоскоростных систем синхронизации // Наноиндустрия. 2020. Москва. АО "РИЦ "ТЕХНОСФЕРА" 2020. С. 277-285. Международный форум "Микроэлектроника-2019" 5-я Международная научная конференция "Электронная компонентная база и микроэлектронные модули". Крым, г. Алушта 30 сентября – 5 октября 2019 г. Сборник докладов DOI: 10.22184/1993-8578.2020.13.3s.277.285
- [27] 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
- [28] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Квазигогерентный демодулятор сигналов бинарной фазовой манипуляции. Патент на изобретение № 2566813 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2015. №30.
- [29] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Квазигогерентный демодулятор сигналов квадратурной фазовой манипуляции. Патент на изобретение № 2582331 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2016. №12.
- [30] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Квазигогерентный демодулятор BPSK-сигнала на основе системы синхронизации GLSS // Электросвязь. – №7. – 2016. – С.58-62.
- [31] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Квазигогерентные 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.
- [32] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Квазигогерентный модулятор сигналов бинарной фазовой манипуляции. Патент на изобретение № 2567002 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2015. №30.



- [33] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Квазикогерентный модулятор сигналов квадратурной фазовой манипуляции. Патент на изобретение № 2581646 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2016. №11.
- [34] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Квазикогерентный модулятор сигнала QPSK // Труды МАИ. – 2015. – №80.
- [35] 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.
- [36] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Программная реализация системы фазовой автоподстройки частоты // Труды МАИ. – 2013. – №71.
- [37] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. СВЧ синтезатор частот в микроэлектронном исполнении // 3-я Международная научная конференция «Электронная компонентная база и электронные модули». Сборник докладов. Республика Крым, г. Алушта, 2–7 октября 2017 г. Наноиндустрия. Спецвыпуск 2018 (82). 08.05.2018 заказ № Т-82. Москва. АО "РИЦ "ТЕХНОСФЕРА" 2017. – 712 с. С. 456– 458. DOI: 10.22184/1993-8578.2018.82.456.458
- [38] Мартиросов В.Е, Алексеев Г.А. СВЧ синтезатор частот косвенного метода синтеза // Наноиндустрия. Москва. АО "РИЦ "ТЕХНОСФЕРА" 2020. Т.13. № S5-2 (102). С.455-462. doi: 10.22184/1993-8578.2020.13.5s.455.462
- [39] 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 года. Москва. Тезисы. – СПб.: Мастерская печати, 2014. – 712 с. С. 360 – 362.
- [40] Мартиросов В. Е, Алексеев Г. А. Синтезатор частот. Патент на изобретение № 2595629 // Оpubл. офиц. бюл. «Изобретения. Полезные модели». 2016. №24.
- [41] Мартиросов В. Е., Алексеев Г. А. Спектральные характеристики СВЧ синтезатора частот косвенного метода синтеза// Наноиндустрия. – 2020. – Т.13. – No S4(99). – С.391-395
- [42] Мартиросов В. Е., Алексеев Г. А., Парамонов А. А., Савватеев Ю. И. Структурный синтез системы синхронизации с высокими динамическими характеристиками // Радиотехника и электроника. – 2019. – т.64. – № 2. – С.1-5. DOI:10.1134/S0033849419020153

- [43] Мартиросов В. Е., Гуськов А. П. Оптимальные алгоритмы синхронизации для радиосигналов с нестабильной частотой // Электросвязь. – 1989. – № 11. – С.26-28.
- [44] Мартиросов В. Е. Оптимальные алгоритмы приема дискретных сигналов // Радиотехника и электроника АН СССР. – т. XXX. – 1985. – № 5. – С.981-986.
- [45] Мартиросов В. Е. Оптимальный прием дискретных сигналов ЦСПИ. – М.: Радиотехника, 2010. – 208 с.
- [46] Мартиросов В. Е. Статистический синтез алгоритмов приема многокомпонентных дискретных сигналов // Известия ВУЗов СССР. – Радиоэлектроника. – 1990. – № 7. – С.3-8.
- [47] Мартиросов В. Е. Статистический синтез оптимальных алгоритмов формирования высокостабильных модулированных колебаний // Электросвязь. – 1995. – № 10. – С.33-36.
- [48] Никитин Н. П. О вероятности захвата системой ФАП, работающей в режиме поиска по частоте // Изв. вузов. Радиотехника. – 1965. – т.8. – № 6. – С.696-703.
- [49] Никитин Н. П. О вероятности захвата сигнала системой ФАПЧ при линейном поиске по частоте в присутствии флуктуационной помехи // Изв. вузов. Радиотехника. – 1967. – т.Х. – № 6. – С.595-598.
- [50] Новосельцев В. Н. Построение алгоритмов управления в оптимальных по быстродействию системах при наличии помех // Автоматика и телемеханика. – 1963. – №4.
- [51] Павлов А. А. Синтез релейных систем, оптимальных по быстродействию (метод фазового пространства). – М.: Наука, 1966. – 392 с.
- [52] Петрищев В. И. Вопросы повышения эффективности работы систем фазовой автоподстройки частоты: дис. канд. тех. наук: 05.00.00 / Петрищев Валерий Иванович. – М., 1969. – 230 с.
- [53] Петрищев В. И. Синтез оптимальной по быстродействию системы фазовой автоподстройки частоты // Труды МЭИС. – в.1. – М.: Связь. – 1969. – С.161-165.
- [54] Петров Б. Н., Соколов Н. И., Липатов А. В. и др. Системы автоматического управления объектами с переменными параметрами: Инженерные методы анализа и синтеза. – М.: Машиностроение, 1986. – 256 с.

- [55] Пономаренко В. П. Шалфеев В. Д. Нелинейная система частотно-фазовой автоподстройки частоты с широкой полосой захвата // «Изв. вузов». «Радиофизика». – 1968. – т.11. – № 11. – С.1964-1999.
- [56] Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. – М.: Наука, 1983. – 393 с.
- [57] Рыжков А. В., Попов В. Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
- [58] Стиффлер Дж. Дж. Теория синхронной связи / Серия: Статистическая теория связи. Вып.3. Дж. Дж. Стиффлер; пер. с англ. Б. С. Цыбакова; под ред. Э. М. Габидулина. - 1975. - 487 с.
- [59] Стратонович Р. Л. Применение теории процессов Маркова для оптимальной фильтрации сигналов // Радиотехника и электроника. – 1960. – т.5. – № 11. – С.1751-1763.
- [60] Тихомиров Н. М., Романов С. К., Леньшин А. В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004. – 210 с.
- [61] Тихомиров Н. М., Романов С. К., Леньшин А. В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
- [62] Тихонов В. И., Кульман Н. К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. – М.: Советское радио, 1975. 704 с.
- [63] Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. – М.: Советское радио, 1966. – 678 с.
- [64] Фельдбаум А. А. Основы теории оптимальных автоматических систем. – М.: Наука, 1966. – 623 с.
- [65] Шалфеев В. Д. Исследование некоторых нелинейных систем фазовой автоподстройки частоты: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.00.00 / Шалфеев Владимир Дмитриевич. – Горький, 1968. – 201 с.
- [66] Шалфеев В. Д. К исследованию нелинейной системы частотно-фазовой автоподстройки частоты с однозвенным интегрирующим фильтром в фазовой и частотной цепях // Изв. вузов. Радиофизика. – 1969. – т.ХІІ. – вып. 7. – С.1051-1057
- [67] Шахгильдян В. В., Власов В. А. Исследование поисковой астатической системы ФАПЧ. // Труды МЭИС. – М.: Связь. – 1969. – С.170-174.

- [68] Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Фазовая автоподстройка частоты. – М.: Связь, 1966. – 335 с.
- [69] Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Системы фазовой автоподстройки частоты. – М.: Связь, 1972. – 447 с.
- [70] Шахтарин Б. И. и др. Синтезаторы частот: Учебное пособие / Б.И. Шахтарин, Г.Н. Прохладин, А.А. Иванов, А.А. Быков, А.А. Чечулина, Д.Ю. Гречищев – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 128с.
- [71] Ярлыков М. С. Статистическая теория радионавигации М.: Радио и связь, 1985 - 345 с.
- [72] ADF4196. Low Phase Noise, Fast Settling, 6GHz PLL Frequency Synthesizer. Data Sheet. URL: <https://www.analog.com/ru/products/adf4196.html#>. – Дата обращения: 17.04.2021.
- [73] 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, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416110
- [74] 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
- [75] Bellman R. Dynamic Programming. New Jersey, Princeton University Press – 1957. – 341 p.
- [76] Best R. E. Phase Locked Loops: Design, Simulation, and Applications, 5rd ed. New York: McGraw-Hill. – 2003. – 421 p.
- [77] Blanchard A. Phase-Locked Loops: Application to Coherent Receiver Design. New York: John Wiley & Sons. – 1976. – 321 p.
- [78] Brugel H., Driessen P. F. Variable bandwidth DPLL bit synchronizer with rapid acquisition implemented as a finite state machine // IEEE Transactions on Communications, vol. 42, no. 9, pp. 2751-2759, Sept. 1994, doi: 10.1109/26.317416
- [79] Chiu F.-L., Tu S. H.-L. A fast frequency acquisition phase-locked loop using phase compensation techniques // 2013 IEEE International Conference of Electron Devices and Solid-state Circuits, EDSSC 2013. 1-2, doi: 10.1109/EDSSC.2013.6628038

- [80] Chung C.-C., Lee C.-Y. An All-Digital Phase-Locked Loop for High-Speed Clock Generation // IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 38, no. 2, pp. 347-351, Feb. 2003, doi: 10.1109/JSSC.2002.807398.
- [81] Costas J. P. Synchronous communications // *Proc. IRE*, vol.44, Dec. 1956, pp.1713-1718
- [82] Curran J. T., Lachapelle G., Murphy C. C., Improving the Design of Frequency Lock Loops for GNSS Receivers // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 48, no. 1, pp. 850-868, Jan. 2012, doi: 10.1109/TAES.2012.6129674.
- [83] De Couvreur G. A., Ludwigi D. Optimum Waveform for the Shortest Acquisition Time in Type II Phase-Lock Loops // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-3, no. 4, pp. 731-731, July 1967, doi: 10.1109/TAES.1967.5408852.
- [84] De Couvreur G. A., Ludwigi D. A General Solution for the Shortest Acquisition Time in Type II Phase-Lock Loops // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-4, no. 4, pp. 639-640, July 1968, doi: 10.1109/TAES.1968.5409037.
- [85] Egan W.F. Advanced Frequency Synthesis by Phase Lock. Singapore: John Wiley & Sons. – 2011. – 291 p.
- [86] Egan W.F. Frequency Synthesis Phase Lock. – 2nd ed. New York: John Wiley & Sons. – 1999. – 583 p.
- [87] Egan W.F. Phase-Lock Basics. – 2nd ed. New York: John Wiley & Sons. – 2007. – 442 p.
- [88] Fahim A.M., Elmasry M.I. A fast lock digital phase-locked-loop architecture for wireless applications // IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 50, no. 2, pp. 63-72, Feb. 2003, doi: 10.1109/TCSII.2003.809711.
- [89] Frazier J.P., Page J. Phase-Lock Loop Frequency Acquisition Study // IRE Transactions on Space Electronics and Telemetry, Vol. SET-8, pp. 210-227, Sept. 1962.
- [90] Gardner F. M. Charge-Pump Phase-Lock Loops // IEEE Transactions on Communications, vol. 28, no. 11, pp. 1849-1858, November 1980, doi: 10.1109/TCOM.1980.1094619.
- [91] Gardner F. M. Phaselock Techniques, 2nd ed., New York: John Wiley & Sons. – 1979. – 254 p.
- [92] Gardner F. M. Phaselock Techniques, 3rd ed., New York: John Wiley & Sons. – 2005. – 443 p.

- [93] Goldman S. J. Phase-Locked Loop Engineering Handbook for Integrated Circuits. Massachusetts: Artech House Publishers. – 2007. – 550 p.
- [94] Halgren R., Harvey J., Peterson I. Improved Acquisition in Phase-Locked Loops with Sawtooth Phase Detectors // IEEE Transactions on Communications, vol. 30, no. 10, pp. 2364-2375, October 1982, doi: 10.1109/TCOM.1982.1095415.
- [95] Hiroshige K. A Simple Technique for Improving the Pull-in Capability of Phase Locked Loops // IEEE Transactions on Space Electronics and Telemetry, vol. SET-11, no. 1, pp. 40-46, March 1965, doi: 10.1109/TSET.1965.5009635.
- [96] HMC702LP6CE v10.0812. Data sheet. 14 GHz 16-BIT FRACTIONAL-N PLL. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc702.pdf>. – Дата обращения: 17.04.2021.
- [97] HMC833LP6GE v03.714. Data sheet. FRACTIONAL-N PLL WITH INTEGRATED VCO. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc833.pdf>. – Дата обращения: 17.04.2021.
- [98] Holladay K. Fujitsu Microelectronics. Design a PLL for a specific loop bandwidth // EDN. October 12, 2000, pp. 173-176. URL: <https://www.edn.com/design-a-pll-for-a-specific-loop-bandwidth/>. – Дата обращения: 17.04.2021.
- [99] Intel® Agilex™ Clocking and PLL User Guide. URL: <https://www.intel.ru/content/dam/www/programmable/us/en/pdfs/literature/hb/agilex/ug-ag-clkpll.pdf>. – Дата обращения: 17.04.2021.
- [100] Капранов М. В. The effect of the form of the phase detector characteristics on the asymptotic capture bandwidth of phase automatic frequency control // Radio Eng. Electron. Phys., vol. 14, pp. 714-717, Nov. 1969.
- [101] Kroupa V. F. Phase Lock Loops and Frequency Synthesis. New York: John Wiley & Sons. – 2003. – 321 p.
- [102] LMX2572. 6.4-GHz Low power wideband RF synthesizer with phase synchronization and JESD204B support. Texas Instruments. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmx2572.pdf>. – Дата обращения: 17.04.2021.

- [103] Ludwig D., Lecours M. Synthesis and Analysis of Tracking Systems with Optimal Acquisition // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-9, no. 3, pp. 369-375, May 1973, doi: 10.1109/TAES.1973.309722.
- [104] Lyons R. G. Streamlining Digital Signal Processing A Tricks of the Trade Guidebook / Edited by Richard G. Lyons. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons. – 2007. – 324 p.
- [105] 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, doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416093
- [106] 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.
- [107] 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, vol. 64, no. 2, February 2019, pp. 158-162. doi: 10.1134/S1064226919020153
- [108] McGeehan J. P., Eng B. Technique for improving the pull-in characteristics of phase-locked loops // Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, vol. 123, no. 8, pp. 761-764, August 1976, doi: 10.1049/piee.1976.0166.
- [109] Messerschmitt D.G. Frequency Detectors for PLL Acquisition in Timing and Carrier Recovery // IEEE Transactions on Communications, vol. 27, no. 9, pp. 1288-1295, September 1979, doi: 10.1109/TCOM.1979.1094553.
- [110] Meyr H., Ascheid G. Synchronization in Digital Communications. Vol.1. New York: John Wiley & Sons. – 1990.
- [111] Natali F. D. AFC Tracking Algorithms // IEEE Transactions on Communications, vol. 32, no. 8, pp. 935-947, August 1984, doi: 10.1109/TCOM.1984.1096152.
- [112] Nguyen L. Wideband Phase-Locked Angular modulator // NASA Technical Reports Server (NTRS). 1989 august 15. TDA Progress Report 42-98, pp.150- 156.
- [113] Oberst J. F. Generalized Phase Comparators for Improved Phase-Locked Loop Acquisition // IEEE Transactions on Communication Technology, vol. 19, no. 6, pp.1142-1148, December 1971, doi: 10.1109/TCOM.1971.1090762.

- [114] Rajasekaran P. K., Srinath M. D. Switchless Control Strategies for Minimum Time Frequency Transitions in Phase-Locked Loops // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-5, no. 6, pp. 984-988, Nov. 1969, doi: 10.1109/TAES.1969.309976
- [115] Recommendation ITU-R V.431-6. Nomenclature of the frequency and wavelength bands used in telecommunications. URL: [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/v/R-REC-V.431-6-199304-S!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/v/R-REC-V.431-6-199304-S!!PDF-E.pdf). – Дата обращения: 17.04.2021.
- [116] Redd J. Calculating Statistical/Confidence Levels for Error-Probability Estimates // Lightwave Magazine, pp. 110-114, April 2000
- [117] Richman D. The DC Quadratic Correlator: A Two-Mode Synchronization System // Proceedings of the IRE, vol. 42, no. 1, pp. 288-299, Jan. 1954, doi: 10.1109/JRPROC.1954.274640.
- [118] Runge P. K. Phase-Locked Loops with Signal Injection for Increased pull-in Range and Reduced Output Phase Jitter // IEEE Transactions on Communications, vol. 24, no. 6, pp. 636-644, June 1976, doi: 10.1109/TCOM.1976.1093345.
- [119] Sadeghi V. S. Naimi H. M. A new frequency comparator for using in fast charge pump PLLs // 2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Mashhad, 2013, pp. 1-3, doi: 10.1109/IranianCEE.2013.6599693.
- [120] Sanneman R. W., Gupta S. C. Optimum Strategies for Minimum Time Frequency Transitions in Phase-Locked Loops // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-2, no. 5, pp. 570-581, Sept. 1966, doi: 10.1109/TAES.1966.4501933.
- [121] Shaft P. D., Dorf R. C. Minimization of Communication-Signal Acquisition Time in Tracking Loops // IEEE Transactions on Communication Technology, vol. 16, no. 3, pp. 495-499, June 1968, doi: 10.1109/TCOM.1968.1089874..
- [122] Staszewski R. B., Shriki G., Balsara P. T. All-Digital PLL with Ultra Fast Acquisition // 2005 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference, Hsinchu, 2005, pp. 289-292, doi: 10.1109/ASSCC.2005.251722.
- [123] Stephens D. R. Phase-Locked Loops For Wireless Communications - Digital, Analog and Optical implementations. – 2nd ed. New York: Kluwer Academic Publishers. – 2002. – 422 p.
- [124] Talbot D. B. Frequency Acquisition Techniques for Phase Locked Loops. New York: John Wiley & Sons. – 2012. – 212 p.



- [125] Viterbi A. J. Acquisition and Tracking Behavior of Phase-Locked Loops, External Publ. 673, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, CA, July 1959
- [126] Wang L., Jiang Q., Hong L., Zhang C., Wei Y. A Novel Phase-Locked Loop Based on Frequency Detector and Initial Phase Angle Detector // IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 10, pp. 4538-4549, Oct. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2236848.
- [127] Wolaver D. H. Phase-Locked Loop Circuit Design. Prentice Hall. – 1991. – 263p.
- [128] Wu B., Gai W., Han T. A Novel Frequency Search Algorithm to Achieve Fast Locking Without Phase Tracking in ADPLL // 2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Beijing, 2013, pp. 2464-2467, doi: 10.1109/ISCAS.2013.6572378.
- [129] XAPP888 (v1.8) August 20, 2019. MMCM and PLL Dynamic Reconfiguration. URL: [https://www.xilinx.com/support/documentation/application\\_notes/xapp888\\_7Series\\_DynamicRecon.pdf](https://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp888_7Series_DynamicRecon.pdf). – Дата обращения: 17.04.2021.

## Приложение А Свидетельства о государственной регистрации изобретений

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

**ПАТЕНТ**

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2554535

**ГЛОБАЛЬНО ЛИНЕАРИЗОВАННАЯ СИСТЕМА  
СИНХРОНИЗАЦИИ**

Патентообладатель(ли): *Мартirosов Владимир Ервандович (RU),  
Алексеев Георгий Алексеевич (RU)*

Автор(ы): *Мартirosов Владимир Ервандович (RU), Алексеев  
Георгий Алексеевич (RU)*

Заявка № 2014124240

Приоритет изобретения **17 июня 2014 г.**Зарегистрировано в Государственном реестре  
изобретений Российской Федерации **29 мая 2015 г.**Срок действия патента истекает **17 июня 2034 г.**

*Врио руководителя Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

Л.Л. Кирий



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2567002

КВАЗИКОГЕРЕНТНЫЙ МОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ  
БИНАРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

Патентообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (МАИ) (RU), Мартиросов Владимир Ервандович (RU), Алексеев Георгий Алексеевич (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2014140942

Приоритет изобретения 10 октября 2014 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 02 октября 2015 г.

Срок действия патента истекает 10 октября 2034 г.

Заместитель руководителя Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ  
№ 2581646

**КВАЗИКОГЕРЕНТНЫЙ МОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ  
КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ**

Патентообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (МАИ) (RU), Мартиросов Владимир Ервандович (RU), Алексеев Георгий Алексеевич (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2014140941

Приоритет изобретения **10 октября 2014 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **28 марта 2016 г.**

Срок действия патента истекает **10 октября 2034 г.**

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

*Г.П. Ивлиев*



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2566813

КВАЗИКОГЕРЕНТНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ  
БИНАРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

Патентообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (МАИ) (RU), Мартиросов Владимир Ервандович (RU), Алексеев Георгий Алексеевич (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2014140940

Приоритет изобретения 10 октября 2014 г.

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации 01 октября 2015 г.

Срок действия патента истекает 10 октября 2034 г.

Заместитель руководителя Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2582331

КВАЗИКОГЕРЕНТНЫЙ ДЕМОДУЛЯТОР СИГНАЛОВ  
КВАДРАТУРНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

Патентообладатель(ли): *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (МАИ) (RU), Мартиросов Владимир Ервандович (RU), Алексеев Георгий Алексеевич (RU)*

Автор(ы): *см. на обороте*

Заявка № 2014140939

Приоритет изобретения **10 октября 2014 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **01 апреля 2016 г.**

Срок действия патента истекает **10 октября 2034 г.**

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

*Г.П. Ивлиев* Г.П. Ивлиев



## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## ПАТЕНТ

НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2595629

## СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ

Патентообладатель(ли): *Мартirosов Владимир Ервандович (RU), Алексеев Георгий Алексеевич (RU)*

Автор(ы): *Мартirosов Владимир Ервандович (RU), Алексеев Георгий Алексеевич (RU)*

Заявка № 2015122295

Приоритет изобретения **11 июня 2015 г.**

Зарегистрировано в Государственном реестре изобретений Российской Федерации **03 августа 2016 г.**

Срок действия патента истекает **11 июня 2035 г.**

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



## Приложение Б Акт о внедрении результатов диссертационной работы

«УТВЕРЖДАЮ»  
 Зам. Генерального директора АО «НИИМА «ПРОГРЕСС»  
 \_\_\_\_\_ И.Л. Корнеев  
 « 6 » февраля 2020 г.



**АКТ**

внедрения результатов кандидатской диссертации Алексева Георгия Алексеевича на тему «Синхронные устройства формирования и приема сигналов ЦСПИ»

Комиссия в составе:

Председатель комиссии	Завалин Ю.В.	– директор по производству
Члены комиссии:	Мухин И.И.	– начальник отделения СВЧ
	Ионов Л.П.	– начальник отдела

составила настоящий акт о том, что следующие результаты диссертационной работы:

- структурная схема высокоскоростного СВЧ синтезатора частот, выполненного на основе глобально линеаризованной системы синхронизации (ГЛСС), обладающей высокими динамическими характеристиками;
- методика проектирования высокоскоростного СВЧ синтезатора частот;
- программные модели и результаты имитационного моделирования СВЧ синтезатора частот, выполненного на основе ГЛСС

были использованы при разработке микросхем СВЧ синтезаторов частот косвенного метода синтеза в рамках СЧ ОКР «Разработка и реализация альтернативной структуры частотно-фазового детектора для сверхвысокочастотных синтезаторов частот», шифр «Многоцветник-И2-РК-МАИ», договор № 3-2017/М/53150-04100 от 27.04.2017 г.

Основанием для выполнения указанной СЧ ОКР является Государственный контракт № 16411.4432017.11.140 от 01.12.2016 г., между АО «НИИМА «Прогресс» и Министерством промышленности и торговли Российской Федерации, заключенный в рамках государственной программы Российской Федерации «Развитие оборонно-промышленного комплекса».

Председатель комиссии:

Члены комиссии:

	Ю.В. Завалин
	И.И. Мухин
	Л.П. Ионов

« 6 » февраля 2020 г.